



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
CUAUTITLAN



31
20j

**DISEÑO DE UN INVERSOR MONOFASICO ESTATICO.
CONTROL MEDIANTE LA MODULACION DE
ANCHURA DE PULSOS**

T E S I S
Que para obtener el Título de:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
p r e s e n t a

JULIO CESAR VAZQUEZ FUENTES

ASESOR: Ing. J. Ubaldo Ramírez Urizar

Cuautitlán Izcalli, Edo. de Méx.

1994

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

U. N. A. M.
FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

U. N. A. M.
UNIDAD DE ESTUDIOS
SUPERIORES CUAUTITLAN



DEPARTAMENTO DE
EXAMENES PROFESIONALES

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JAIME KELLER TORRES
DIRECTOR DE LA FES-CUAUTITLAN
P R E S E N T E .

AT'Ns: Ing. Rafael Rodríguez Ceballos
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la F.E.S. - C.

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos la TESIS TITULADA:

"Diseño de un inversor monofásico estático. Control mediante la modulación de anchura de pulsos".

que presenta el pasante: Julio César Vázquez Fuentes
con número de cuenta: 8339310-7 para obtener el TITULO de:
Ingeniero Mecánico Electricista .

Considerando que dicha tesis reúne los requisitos necesarios para ser discutida en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A T E N T A M E N T E .

"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"

Cuautitlán Izcalli, Edo. de Méx., a 10 de Enero de 1994

PRESIDENTE Ing. José Luis Rivera López

VOCAL Ing. J. Ubaldo Ramírez Urizar

SECRETARIO Ing. Jorge Buendía Gómez

PRIMER SUPLENTE Ing. Ma. de Lourdes Maldonado López

SEGUNDO SUPLENTE Ing. Juan González Vora

[Handwritten signatures and dates]
13/1/94
130194
12-7-94
12/1/94
12/1/94

AGRADECIMIENTOS

A todas las instituciones educativas de los que he recibido apoyo de manera determinante durante el desarrollo de mi trayectoria académica y personal.

Dentro de las instituciones educativas, quiero expresar mi más sincero agradecimiento a la Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán y a su profesorado, ya que me ayudaron a avanzar en mi formación profesional.

Al Instituto Mexicano del Petróleo, por el apoyo en la realización de este trabajo; en especial a las siguientes personas de la Gerencia de Electrónica que de alguna u otra manera contribuyeron en la realización del presente trabajo:

Ing. César Arjona A.

Ing. Raúl Castillo C.

Ing. Gerardo Domínguez

Ing. Ramiro Hernández

Ing. Salvador Hernández G.
Félix Herrera G.
Juan Antonio Jaramillo G.
Martín Morales G.
Marcos Edmundo Peimbert A.
Melchor Pérez M.
Ing. Marcelo Ramírez V.
Ing. Raúl Rico R.
Jesús C. Tenorio
Nahun Zarate G.

Deseo agradecer de manera especial al Ingeniero Leoncio Girón González, por sugerirme este tema; así como por su interés, confianza y apoyo en la realización de este.

A mis asesores, por su gran colaboración, impulso y guía que me brindaron para la dirección de este trabajo.

DEDICATORIAS

A la memoria de mi Padre, César Vázquez:

No se como decirte que te quiero y extraño; como darte las gracias por todo tu apoyo cuando más lo necesite; por tu amor, comprensión, confianza; por los momentos que pasamos juntos; por tu gran interés por que me titulara; en fin por todo. Pero quiero decirte que donde estés, que me hubiera gustado ofrecerte con un fuerte abrazo mi título profesional, que tanto tu como yo anhelamos.

Gracias por que mis éxitos y tropiezos los hiciste tuyos.
Gracias por ser mi padre.

A mi madre, Reyna Fuentes:

Por tu gran amor, apoyo, comprensión y confianza que me has brindado; agradeciéndote la preocupación que has tenido por que cada día me supere y no decaiga en mis aspiraciones como profesionista.

Gracias por ser como eres.

A mi hermano, Igor:

Por tu apoyo en todo momento; esperando demostrarte que este esfuerzo bien vale la pena.

A la memoria de mi abuela, Guadalupe González:

Por tu gran interés que mostraste por mi trabajo y no lograste ver. Gracias por tu cariño, por preocuparte por el bienestar no solo mío, si no por el de todos tus nietos.

A mi abuela, Rosa Corona:

Por tu cariño en todo momento. Gracias por darme una madre como la que tengo.

A mis tíos:

María Esther, Elodia, Ricardo, Guadalupe.

A mis primos:

Luz María S., José Luis, Norma Angélica, Leticia, Alfredo, Gisela, Miguel Ángel, Luz María R., Rafael.

ESPERO NO DEFRAUDARLOS

JULIO CÉSAR

CONTENIDO

CAPÍTULO I.

Objetivo.....	1
---------------	---

CAPÍTULO II. INTRODUCCIÓN

2.1 Inversores.....	4
2.2 Configuración del circuito de potencia.....	6
2.2.1 Puente monofásico.....	6
2.2.2 Configuración con transformador de toma media....	10
2.2.3 Configuración de batería de toma media.....	12
2.3 Regulación de la tensión de salida.....	14
2.3.1 Variación de la tensión de entrada.....	15
2.3.2 Control de ancho de pulso.....	17
2.3.3 Modulación de pulsos de alta frecuencia.....	20

CAPÍTULO III. ETAPA DE POTENCIA

3.1	El ángulo θ como factor de distorsión.....	24
3.2	Elección del filtro.....	26
3.2.1	Configuración adoptada.....	30
3.3	Expresión general de las atenuaciones.....	35
3.4	Normalización del filtro.....	42
3.5	Expresión de las atenuaciones en función de las potencias unitarias del filtro.....	45
3.6	Caso de mínima potencia.....	46
3.7	Elección de las atenuaciones.....	47
3.8	Valores unitarios de los componentes en el caso de potencia mínima manejada.....	51
3.9	Calculo del filtro de mínimo costo.....	53
3.10	Calculo de la potencia del transformador.....	55

CAPÍTULO IV. DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

4.1	Esquema general de bloques.....	57
4.2	Circuito modulador de anchura de pulsos.....	59
4.2.1	Amplificador de ganancia variable.....	61
4.2.2	Circuitos excitadores de los MOSFET de potencia..	62

4.3	Estabilizador de voltaje de salida.....	63
4.4	Limitador de corriente de carga.....	65
4.5	Detector de bajo voltaje de salida	66
4.6	Detector de batería fuera de límites.....	67
4.7	Alimentación del circuito de control.....	69
4.8	Circuito de potencia.....	70

CAPÍTULO V.

5.1	Conclusiones.....	73
5.2	Calibración del circuito de control.....	74
5.3	Comentarios.....	79
5.4	Sugerencias.....	81

BIBLIOGRAFÍA.....	82
-------------------	----

APÉNDICES

Apéndice A

Funciones de transferencia del filtro resonante serie-paralelo.....	88
--	----

Apéndice B

B.1	El generador de funciones 8038.....	95
B.1.1	Características de empleo.....	96
B.2	Empleo a frecuencia fija.....	98

Apéndice C

C.1	Técnicas de excitación de los MOSFET de potencia.....	101
C.2	Estructura y fabricación.....	101
C.3	Estados de corte y saturación.....	102
C.4	Conmutación con carga inductiva.....	104
C.5	Excitación en modo todo-nada.....	108
C.5.1	Circuitos de excitación con surtidor a tierra...	108
C.5.2	Circuitos de excitación con carga a tierra.....	112
C.5.3	Circuitos de excitación para ramas de dos transistores.....	118
C.6	Excitación de FET conectados en paralelo y en serie...	122
C.7	Precauciones generales.....	125

Apéndice D

D.1	Descomposición en series de Fourier.....	126
D.2	Programa y resultados.....	139

CAPÍTULO I

Objetivo

Diseñar un inversor monofásico estático, utilizando una configuración tipo puente, y como procedimiento de regulación de tensión, la modulación de anchura de pulsos (PWM).

Un inversor es un conjunto de circuitos eléctricos, electrónicos y una batería eléctrica, que es capaz de proporcionar tensión en corriente alterna en presencia o ausencia de tensión en la red, con objeto de alimentar una carga. La necesidad de un sistema de alimentación alterno al de la red descansa en la imposibilidad para algunas empresas de poder continuar con sus labores de producción cuando se presenta un corte en el suministro de energía.

Debido a que la mayor parte de los aparatos eléctricos de uso común están diseñados para operar con corriente alterna; la solución al problema puede encauzarse por dos vías:

a) Almacenar, distribuir y utilizar directamente la corriente continua, fomentando la fabricación de aparatos electrodomésticos

con esta alimentación.

El almacenamiento de energía en baterías conectadas directamente en paralelo con paneles solares, o a través de acondicionadores de cc más o menos complejos, no ofrecen problemas especiales y se obtienen rendimientos dependientes casi exclusivamente del tipo y capacidad de las baterías adoptadas. La distribución de energía en cc a baja tensión (normalmente 24 o 48 V) exige utilizar conductores de mayor calibre y esto es relativamente costoso. Emplear tensión más elevada disminuye la cantidad de cobre a instalar, pero hace más peligrosa la utilización.

b) La otra vía consiste en disponer a la salida de la batería acumuladora un inversor estático¹ para proporcionar tensión alterna de 120 V - 60 Hz (figura 1.1), realizando la distribución y

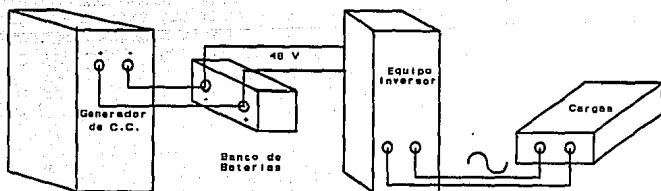


figura 1.1 Diagrama a bloques de un equipo inversor.

utilización en forma habitual.

¹Es estático, por que carece de partes móviles.

En la presente investigación se describe un inversor estático; el cual puede extenderse a potencias más elevadas con facilidad, ya que los semiconductores de potencia adoptados son MOSFET, de fácil puesta en paralelo. Sin embargo, el diseño se ha realizado para 500 WATTS de salida por razones económicas y de facilidad de experimentación.

Las especificaciones principales del inversor a estudiar a continuación son:

Tipo de onda de salida: .	sinusoidal
Frecuencia:	60 Hz
Potencia:	500 WATTS
Tensión de entrada.....	48 V c.c.
Tensión de salida	120 V c.a.
Refrigeración	natural

CAPÍTULO II

INTRODUCCIÓN

2.1 Inversores

Los inversores transforman energía eléctrica de corriente continua en corriente alterna. Hasta la aparición de transistores y tiristores en el campo de la electrónica, se realizaban mediante grupos rotativos constituidos por un motor de continua acoplado a un alternador en caso de potencia de algunos kilowatts o superiores. Para potencias de menos de un kilowatt se utilizaban vibradores electromecánicos. Hoy día se puede realizar a base de semiconductores equipos muy compactos, con buena fiabilidad, rendimiento del orden del 70% al 90% y excelentes características. Se utilizan normalmente transistores para potencias inferiores a 2 kVA y tiristores para potencias superiores.

El campo de aplicaciones es muy variado y abarca entre otras la generación de corriente alterna de 400 Hz en aeronaves, alimentación de cargas críticas¹, alimentación de instrumentación

¹Se considera una carga crítica, a aquella que para su correcto funcionamiento necesita ser alimentada por una onda de excelentes características (buena estabilidad en tensión y frecuencia, ausencia de ruidos, etc.).

Las cargas críticas están presentes en multitud de aplicaciones: quirófanos, instalaciones médicas; centros de control de transporte aéreo, marítimo y terrestre; equipos de

a partir de baterías, alimentación ininterrumpida para ordenadores, alumbrado fluorescente a frecuencia alta y control de motores de c.a. con frecuencia y tensión variables. Las potencias cubren la gama de miliwatts en inversores para instrumentación a más de 1 MVA en los sistemas de alimentación ininterrumpida. Las tensiones de alimentación de corriente continua varían desde algunos voltios a unos 500 V, empleándose normalmente tensiones tanto más elevadas cuanto mayor sea la potencia a suministrar, con objeto de mantener las corrientes manejadas dentro de los límites razonables.

Los semiconductores involucrados en los inversores trabajan al corte y en saturación y no en la zona activa, buscando la mayor reducción de pérdidas posible. Esto implica que las ondas de tensión generadas estén compuestas por un número mayor o menor de pulsos rectangulares cuya amplitud depende de la tensión continua de entrada. En aquellos casos en que la carga exija una tensión de alimentación sinusoidal, será necesario intercalar un filtro adecuado entre el inversor propiamente dicho y la carga.

Independientemente del empleo de transistores o tiristores como elementos de conmutación, los inversores adoptan en su circuito de potencia tres configuraciones básicas que se discutirán a continuación.

comunicaciones por radio, cable y fibra óptica; centros de adquisición y proceso de la información; control de centrales eléctricas convencionales y nucleares, etc

2.2 Configuración del circuito de potencia

Se entiende por tal la disposición general que adopta el circuito de potencia, incluyendo la fuente de c.c. y la carga, haciendo caso omiso de los circuitos de excitación y bloqueo (estos últimos en el caso de emplear tiristores). Suelen distinguirse tres configuraciones: *con transformador de toma media*, *con batería de toma media* y *configuración en puente*. Corresponden a las tres formas más razonables de realizar la función de inversión de tensión o corriente suministrada por la fuente de c.c. con los medios disponibles hoy día en la electrónica de potencia.

Cada una tiene sus ventajas e inconvenientes, independientemente de los semiconductores empleados en su realización y de su circuitería auxiliar de excitación y bloqueo.

2.2.1 Puente monofásico

Este circuito consiste en dos ramas de semiconductores conectadas, a los extremos de la batería. Entre los puntos medios de las ramas X e Y se conecta la carga. En la figura 2.1 se han representado los semiconductores mediante transistores en antiparalelo con diodos para conducir la intensidad reactiva.

Manteniendo excitados T1 y T4, el extremo X de la carga queda conectado al polo positivo de la batería y el Y al polo negativo

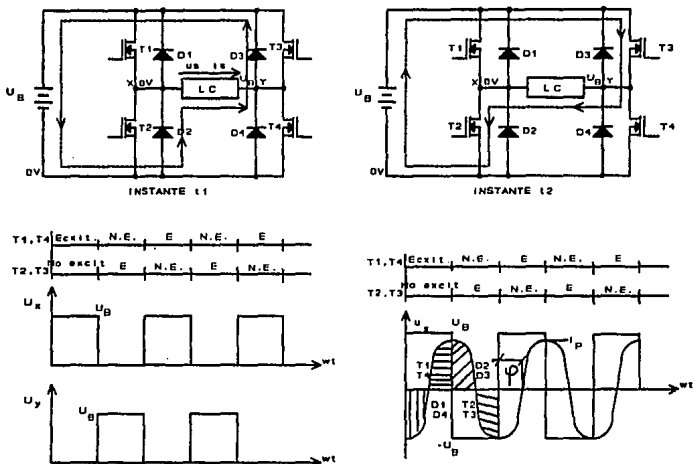


figura 2.1 Inversor monofásico en puente. Carga reactiva, $\phi = 90^\circ$.
 porque se anulan las tensiones drenaje-fuente en dichos transistores. La tensión de la carga se mantiene igual a U_B . Bloqueando T1 y T4 y excitando T2 y T3, la tensión de la carga se invierte. Haciendo esto de forma alternativa, la carga queda sometida a una tensión alterna cuadrada de amplitud igual a la tensión de batería U_B . La tensión que soportan los semiconductores es igual a la tensión de batería más sobreoscilaciones propias de cada circuito práctico. Esta configuración es, por lo tanto, apropiada para la tensión de batería elevada y potencia de la carga

alta.

Para representar la onda de intensidad de salida i_s , se ha supuesto por sencillez que la carga consiste en un circuito a base de resistencias, bobinas y condensadores que tienen una impedancia infinita a los armónicos de la tensión de salida, de forma que absorbe una intensidad sinusoidal pura. El ángulo de retardo ϕ de intensidad de carga respecto a la onda fundamental de la tensión de salida, u_s , se ha tomado de 90° .

Observando la evolución relativa de u_s e i_s , se confirma la necesidad de disponer diodos en antiparalelo con los transistores que permitan la circulación de la intensidad reactiva. Durante los intervalos de conducción de los diodos, la carga devuelve potencia a la batería porque ésta absorbe intensidad por el terminal positivo de la mitad que opera en cada caso.

El ángulo o intervalo de conducción de los diodos coincide con el argumento ϕ de la impedancia de carga, siendo nulo para carga con $\cos \phi = 1$, en cuyo caso podrían eliminarse los diodos. El mayor ángulo de conducción para los diodos y menor para los transistores se da con carga reactiva pura, tanto capacitiva como inductiva ($\cos \phi = 0$). Ambos ángulos son de 90° .

El valor medio de la intensidad conducida por cada transistor es:

$$I_{Tm} = \frac{I_P}{2\pi} [1 - \cos(90^\circ - \phi)] \quad (2.1)$$

y la de cada diodo

$$I_{Dm} = \frac{I_P}{2\pi} (1 - \cos\varphi) \quad (2.2)$$

siendo I_P el valor de pico de la intensidad de salida.

La corriente media entregada al circuito por la batería por cada semiciclo es igual a la que circula por los transistores menos la que circula por los diodos, es decir,

$$I_{batm} = \frac{I_P}{2\pi} [\cos\varphi - \cos(90^\circ - \varphi)] \quad (2.3)$$

Se observa que para $\varphi < 90^\circ$ la intensidad media conducida por los transistores es superior a la intensidad media conducida por los diodos y la intensidad entregada por la batería es positiva. Para $\varphi = 90^\circ$ (carga reactiva pura) la intensidad media por los transistores y por los diodos es la misma. Para $\varphi > 90^\circ$ (en la carga estaría conectado un generador de c.a.) la intensidad media de los transistores es inferior a la media de los diodos y la intensidad entregada por la batería es negativa, es decir, la batería se carga a expensas del generador de c.a.

Por consiguiente, los inversores autónomos, con un control adecuado, pueden comportarse como rectificadores, transfiriendo la energía desde su salida en c.a. a su entrada en c.c.

2.2.2 Configuración con transformador de toma media.

La batería o fuente de alimentación, de tensión U_B , se conecta por uno de sus polos (positivo) al punto medio del primario del transformador (figura 2.2). El otro polo (negativo) se conecta

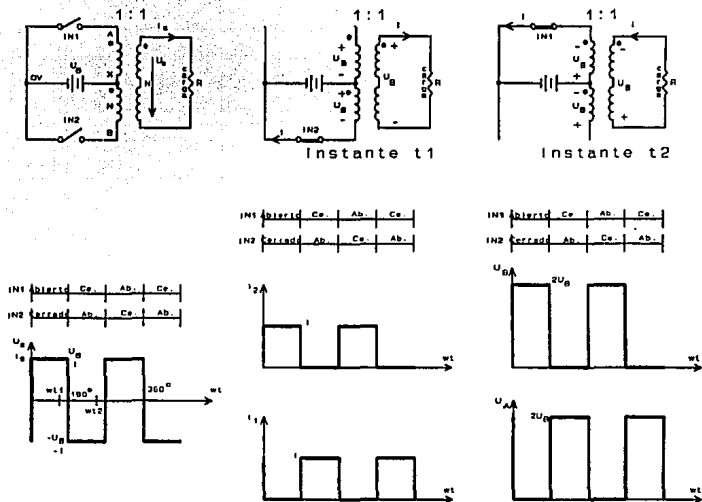


figura 2.2 Inversor con transformador de toma media. Carga resistiva

alternativamente a uno y otro extremo del primario mediante interruptores IN1 e IN2 que simbolizan los transistores o tiristores del circuito real. Con IN2 cerrado, y para una relación de transformación 1:1, la tensión del secundario resulta

$$u_s = U_B \quad (2.4)$$

durante todo el semiperíodo, y es independiente de la intensidad de carga. Se ha supuesto, para simplificar al máximo este esquema, que la carga es una resistencia pura de valor R . La intensidad de salida durante este semiperíodo es, por lo tanto

$$i_s = \frac{U_B}{R} = \frac{U_B}{R} = I \quad (2.5)$$

atendiendo las terminales correspondientes y suponiendo igual número de espiras en el secundario y cada uno de los primarios. La tensión U_B se mantiene mientras no se sature el transformador y antes de que esto suceda se abre IN2 cerrándose simultáneamente IN1. La tensión de salida cambia de sentido

$$u_s = -U_B \quad (2.6)$$

y mantiene el mismo valor absoluto. La intensidad de salida resulta

$$i_s = -\frac{U_B}{R} = -I \quad (2.7)$$

Repetiendo estas operaciones a la velocidad requerida por la frecuencia a obtener, se consigue en el secundario del transformador una tensión alterna cuadrada de amplitud U_B . En la figura 2.2 se ha supuesto carga resistiva, con lo que la forma de onda de la corriente de salida es la misma que la de entrada.

Esta configuración somete a los semiconductores en estado de bloqueo a una tensión doble de la de batería, por lo menos, no siendo adecuada a tensiones de entrada alta. El transformador tiene

un bajo coeficiente de utilización del primario por lo que la configuración no es apropiada para potencias altas.

2.2.3 Configuración de batería de toma media

Un extremo de la carga se conecta a la mitad del banco de baterías (toma media); el otro extremo se conecta alternativamente a los polos positivo y negativo del banco de baterías mediante transistores o tiristores (figura 2.3).

Durante los semiperíodos en que TR1 está excitado y saturado, la tensión del extremo derecho de la carga es $+U_b/2$ respecto de la toma media de la batería, salvo caídas de tensión despreciables en el semiconductor. Durante los semiperíodos en que se excita TR2, la tensión de dicho extremo de la carga es $-U_b/2$. La tensión de salida resultante es una onda cuadrada de amplitud $U_b/2$. La forma de onda de la intensidad de la carga depende de ésta. En la figura 2.3 se ha supuesto por sencillez que está compuesta de una combinación de resistencias, condensadores y bobinas que presentan una impedancia infinita a las armónicas de tensión, por lo que la corriente de salida es una onda sinusoidal retrasada respecto a la onda fundamental de tensión un ángulo ϕ igual al argumento de la impedancia de la carga a la frecuencia fundamental.

De la observación de la evolución de las ondas de tensión y corriente de salida se deduce que ésta se ve obligada a circular en

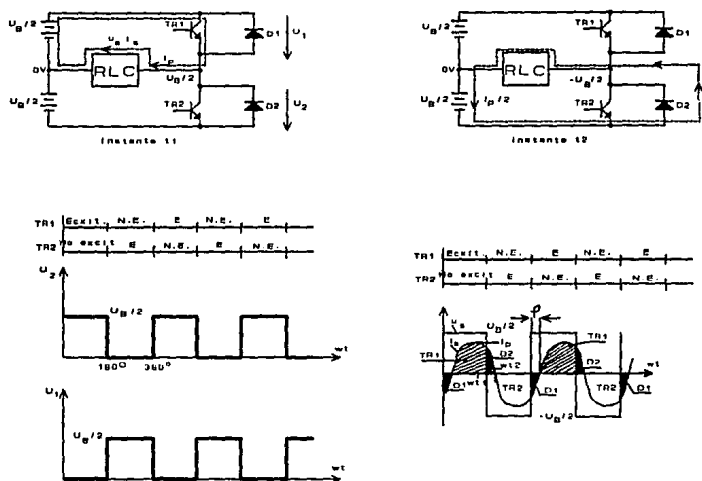


figura 2.3 Inversor con batería de toma media. Carga RLC, $\varphi = 60^\circ$ determinados intervalos en sentido contrario al de la conducción del semiconductor excitado. Para ello se disponen los diodos antiparalelo D1 y D2.

El ángulo o intervalo de conducción de los diodos coincide con el argumento φ de la impedancia de carga, siendo nulo para carga con $\cos \varphi = 1$, en cuyo caso podrían eliminarse los diodos. El mayor ángulo de conducción para los diodos y menor para los transistores se da con carga reactiva pura, tanto capacitiva como inductiva ($\cos \varphi = 0$). Ambos ángulos son de 90° .

El valor medio de la intensidad conducida por cada transistor es

$$I_{T_{R_m}} = \frac{I_p}{2\pi} [1 - \cos(90^\circ - \varphi)] \quad (2.8)$$

y la de cada diodo

$$I_{D_m} = \frac{I_p}{2\pi} (1 - \cos\varphi) \quad (2.9)$$

siendo I_p el valor de pico de la intensidad de salida.

La corriente media entregada al circuito por cada mitad de batería es igual a la que circula por los transistores menos la que circula por los diodos, es decir,

$$I_{b_{m.c.}} = \frac{I_p}{2\pi} [\cos\varphi - \cos(90^\circ - \varphi)] \quad (2.10)$$

La tensión de los semiconductores en bloqueo es igual a la tensión de batería, por lo que esta configuración se adapta a baterías de tensión media y elevada. Sin embargo es a veces un inconveniente el hecho de necesitar una toma media en la fuente, sobre todo cuando está se halla alejada del equipo y cuando se manejen potencias elevadas.

2.3 Regulación de la tensión de salida

Es evidente que la tensión de salida depende de la batería exclusivamente. En los circuitos reales existe una pérdida de tensión en los semiconductores y en el cableado que aumenta

ligeramente con la carga.

Un requerimiento muy común de los inversores prácticos es la posibilidad de mantener constante el valor eficaz de la tensión de salida frente a variaciones de la tensión de entrada y de la corriente de carga, o incluso poder variar la tensión de salida entre márgenes más o menos amplios.

Las soluciones existentes para este problema se pueden agrupar en tres procedimientos :

- Control de la tensión continua de entrada.
- Regulación interna en el propio inversor.
- Regulación de la tensión de salida.

El último consiste en disponer a la salida del inversor un autotransformador de relación de espiras regulable, ó bien mecánicamente mediante escobillas o electrónicamente mediante tiristores o triacs. Veamos con más detalle los dos primeros procedimientos.

2.3.1 Variación de la tensión de entrada

Las formas más empleadas de variar la tensión de entrada son el rectificador controlado, si se alimenta el equipo desde red, y el troceador o chopper si se alimenta desde una batería. Ambas

soluciones se han ilustrado en la figura 2.4.

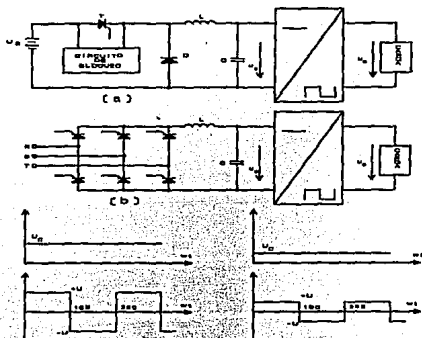


figura 2.4 Regulación de la tensión de salida por la variación de la tensión continua de entrada: a) mediante troceador b) mediante rectificador controlado

El troceador tiene la ventaja frente al rectificador controlado de que, como el ritmo de conmutaciones suele ser mucho más elevado que en éste, se pueden conseguir variaciones de tensión de salida mucho más rápidas. Si el propósito es mantener constante la tensión de salida frente a variaciones de la carga o de la fuente de alimentación, el troceador puede efectuar las correcciones mucho más rápidamente, consiguiéndose mejor respuesta dinámica a la salida. Por esta razón a veces se utiliza un rectificador no controlado seguido de un troceador cuando la fuente de alimentación es la red.

2.3.2 Control de ancho de pulso

La regulación de la tensión de salida en el propio inversor puede hacerse de varias maneras, todas ellas relacionadas con la forma de onda conseguida y su contenido de armónicas.

Entre los diferentes procedimientos, quizás el más simple y el que se ha empleado primeramente sea el de controlar el ancho de un pulso de salida único por semiciclo. También puede sintetizarse esta onda mediante un circuito en puente en el que la excitación de las ramas no está defasada 180° sino θ grados (figura 2.5).

Mediante el defase conveniente de las señales de excitación, se puede controlar el ángulo θ de la tensión activa en la salida, modificando así la tensión eficaz de la carga. Las amplitudes de la onda fundamental de tensión y de los armónicos para distintos ángulos de conducción θ pueden calcularse mediante el análisis de Fourier y resultan

$$U_1 = \frac{4U_B}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \quad (2.11)$$

$$U_3 = \frac{4U_B}{3\pi} \operatorname{sen} \frac{3\theta}{2} \quad (2.12)$$

por lo tanto, la amplitud del armónico "n" esta dada por:

$$U_n = \frac{4U_B}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\theta}{2} \quad (2.13)$$

y así para todos los armónicos impares. No existen armónicos pares

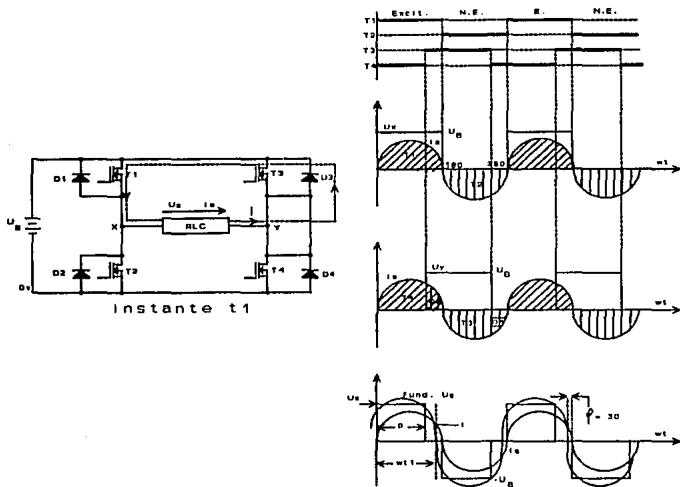


figura 2.5 Regulación de la tensión de salida por control de ancho de pulso. Puente monofásico. ϕ de la carga = 30°

por ser una onda de alterna (véase apéndice D).

En la figura 2.6 se ha representado la variación de las amplitudes de la onda fundamental y de los armónicos de orden 3^o y 5^o en función del ancho del pulso θ . También se ha representado la *distorsión armónica total* de la tensión de salida definida como

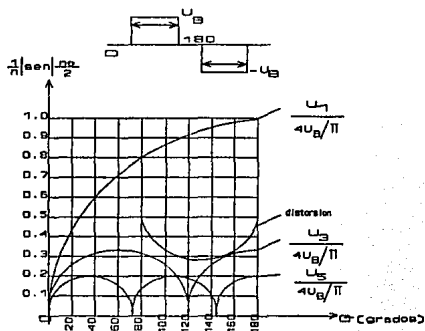


figura 2.6 Contenido de armónicos y distorsión de una onda rectangular

$$\text{distorsión armónica total} = \frac{\sqrt{U_3^2 + U_5^2 + U_7^2 + \dots}}{U_1} \quad (2.14)$$

Puede observarse que la zona próxima a los 120° es la de menor distorsión y en la que el armónico 3° , el de mas difícil filtrado, es mínimo. De ahí que muchos equipos con este tipo de onda trabajen en esta zona.

Cuando la tensión a entregar a la carga se requiere lo más sinusoidal posible, con o sin filtros de salida, conviene reducir al máximo el contenido de armónicos de la onda de tensión generada en el puente inversor.

Si la onda de salida se sintetiza con N conmutaciones por ciclo igualmente espaciadas, puede conseguirse que los únicos armónicos presentes sean los de orden

$$k = nN(\pm)1 \quad (2.15)$$

siendo $n = 1, 2, 3, 4, \dots$

Con 16 conmutaciones por ciclo, como el diseño propuesto, los primeros armónicos son el 15^o y 17^o.

Si además se consigue, dimensionando adecuadamente los devanados del transformador, que la altura de cada escalón de tensión sea igual al *valor medio de tensión sinusoidal que se pretende reproducir en el intervalo del escalón*, el primer armónico es el de orden

$$k = N + 1 \quad (2.16)$$

y la amplitud del armónico de orden k es $1/k$ de la amplitud de la onda fundamental.

2.3.3 Modulación de pulsos de alta frecuencia

Consta este de una serie de pulsos por cada semiciclo, modulados en anchura proporcionalmente al valor instantáneo de la onda sinusoidal que quiere obtenerse. Para ello se provoca la conmutación de las ramas del puente (figura 2.7) mediante la intersección de una onda triangular fija con la señal modelo sinusoidal a conseguir como se muestra en la figura 2.8. Modificando la amplitud de la señal modelo se consigue estabilizar la tensión de salida.

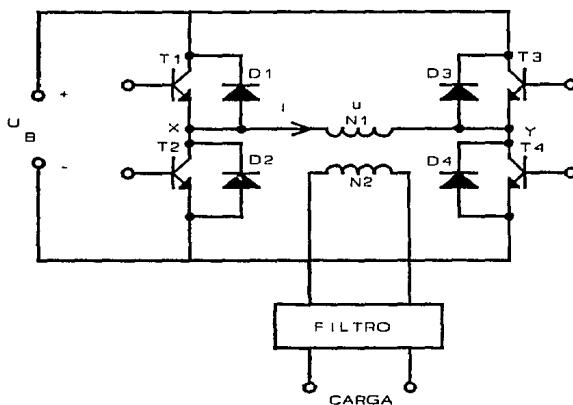


figura 2.7 Circuito en puente de alta frecuencia

El contenido de armónicos es tanto menor cuanto mayor sea el número de pulsos por semiciclo.

Este procedimiento de síntesis y regulación de la tensión de salida se presta muy bien a ser empleado en inversores de hasta decenas de kilovoltamperios mediante transistores de alta frecuencia, empleando del orden de 10^4 conmutaciones por segundo o incluso más. También puede utilizarse para potencias de bastantes kilovoltamperios con tiristores rápidos. En este caso, el tiempo de apagado de los mismos y las pérdidas de los circuitos de bloqueo no

permiten pasar mucho de 500 conmutaciones por ciclo.

El flujo máximo proporcional producido por el circuito puente de alta frecuencia para un semiperfodo de la senoide, es calculado mediante la suma de las áreas de los siete pulsos. Debido a que los pulsos son simétricos con respecto a un cuarto de ciclo, el área total de los siete pulsos, será la suma del área del pulso "A" mas dos veces la suma de las áreas de los pulsos restantes¹.

$$\text{PULSO A : } (0.98) * (\text{COS } 0^{\circ}) = 0.9800$$

$$\text{PULSO B : } (0.98) * (\text{COS } 0^{\circ} + 22.5^{\circ}) = 0.9054$$

$$\text{PULSO C : } (0.98) * (\text{COS } 22.5^{\circ} + 22.5^{\circ}) = 0.6929$$

$$\text{PULSO D : } (0.98) * (\text{COS } 45^{\circ} + 22.5^{\circ}) = 0.3750$$

El esquema que describe el flujo obtenido a la salida del puente de alta frecuencia es mostrado en la figuras 2.8 (a) y (b).

¹ Siguiendo el mismo procedimiento utilizado en el libro Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia J. A. Gualda, S. Martínez.

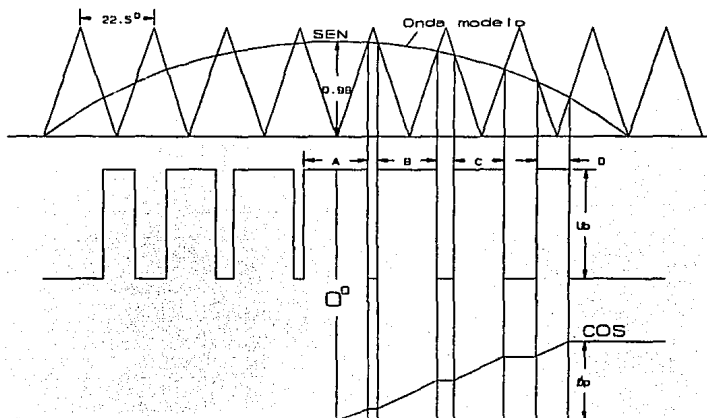
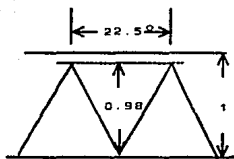


figura 2.8 (a) Modulación en pulso senoidal.



A	=	0.98	*	22.5	*	cos	(0)	=	22.05
B	=	0.98	*	22.5	*	cos	(22.0)	=	20.37
C	=	0.98	*	22.5	*	cos	(45.0)	=	15.58
D	=	0.98	*	22.5	*	cos	(67.5)	=	8.43

figura 2.8 (b) Tensión y flujo en el circuito en puente de alta frecuencia

CAPÍTULO III

ETAPA DE POTENCIA

3.1 El ángulo θ como factor de distorsión

El contenido de armónicos que se presenta en el proceso de inversión depende de la adecuada programación del ángulo de conducción de los transistores. Así, si en vez de proporcionar un pulso único por semiciclo, se proporcionan dos juntos defasados entre sí 60° el contenido de armónicos disminuye (véase figura 3.1). Esta onda biimpulso está compuesta por dos ondas rectangulares de pulso único defasados 60° : una formada por los pulsos 1° y 3° y la otra por los 2° y 4° . El defase de sus correspondientes terceros armónicos es de $60 \times 3 = 180^\circ$, es decir, se cancelan entre sí. La regulación de la tensión se efectúa variando θ , cuyo valor máximo es obviamente 60° . Junto con el armónico 3° se han eliminado también sus múltiplos⁴ (9° , 15° , 21° , ...). No obstante hay una elevada distorsión del 5° armónico⁵ que implica un agrandamiento considerable del filtro, por lo que no se considera

⁴No existen armónicos pares por ser una onda de alterna (véase apéndice D)

⁵J. Gualda, S. Martínez <<Inversor con Transistores Distintas Soluciones>> MUNDO ELECTRÓNICO No. 86 1979.

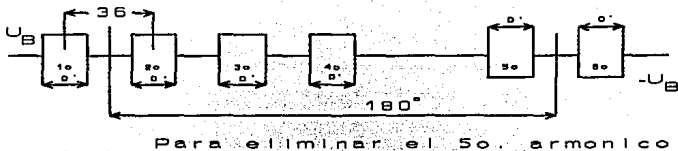
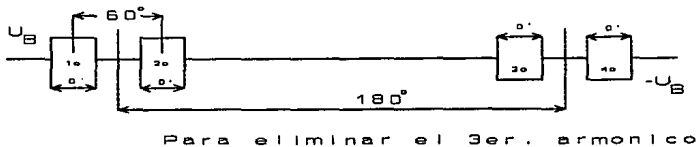


figura (3.1) Representación de las ondas para eliminar el tercer y quinto armónico.

ninguna ventaja considerable.

Para eliminar además el 5^o armónico, este deberá contar con 4 pulsos por semiciclo defasados un ángulo de 36° . El desfase de sus correspondientes quintos armónicos es de $36^\circ * 5 = 180^\circ$, cancelandose estos y sus múltiplos.

Generalizando; para eliminar el armónico "n", se deberá contar con un determinado ángulo de conducción del pulso (excitación adecuada de los transistores) por semiciclo; el cual se calcula de la siguiente manera:

$$\text{Ángulo de conducción} = \frac{180^\circ}{n}$$

en donde n es el armónico que se desea eliminar. El contenido de armónicos es tanto menor cuanto mayor sea el número pulsos por semiciclo.

Los inversores con modulación de anchura de pulsos múltiples permiten obtener distorsiones un tanto más bajas cuanto mayor es el número de intervalos en que se divide cada semiciclo, pero simultáneamente aumentan las pérdidas por conmutación y el ruido electromagnético producido.

La serie de Fourier que define la onda del circuito propuesto se encuentra calculada en el ejemplo D.2 del apéndice D. Como anteriormente se menciona, los armónicos principales de tensión que se generan con esta modulación de 16 veces la frecuencia fundamental, son los armónicos

$$f_{(i)} = 16 \cdot i \pm 1 \quad \text{para } i = 1, 2, 3, \dots$$

Los armónicos presentes en este tipo de señal junto con sus amplitudes se muestran en el listado "Amplitud de los distintos Armónicos" localizado en el apéndice D.

Como puede observarse en el listado: los armónicos de mayor amplitud y por consecuencia de más difícil filtrado son, el 13^o, 15^o, 17^o y 19^o.

3.2 Elección del filtro

Fundamentalmente, la misión de un filtro montado a la salida de un inversor es reducir el contenido de armónicos que llegan a la carga. Existe una gran variedad de ellos, cuya configuración

eléctrica y cuyas características dependen de la naturaleza de la carga, de la forma de onda entregada por el circuito inversor y de las especificaciones exigidas al equipo. En la figura 3.2 hay

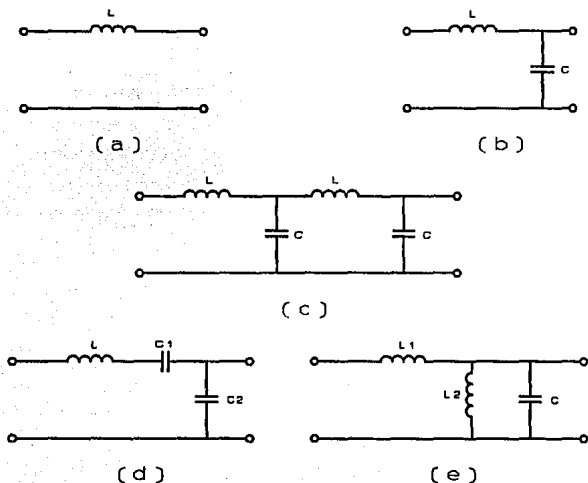


figura 3.2 Diferentes tipos de filtros

algunos: en (a) se muestra un filtro de 1^{er} orden; en (b), un filtro LC de 2^o orden; en (c), un filtro LC en cascada constituido por dos

etapas: en (d), uno de 3^{er} orden con la rama serie, LC_1 , resonante⁶ a la frecuencia fundamental en (e), un filtro de 3^{er} orden con la rama paralelo, L_2C , resonante. Los tipos (d) y (e) están limitados a las aplicaciones en que la frecuencia de operación sea fija. No obstante, este caso es el que más se presenta en la práctica y de ahí que los filtros resonantes sean los más empleados, dadas sus ventajas.

El circuito inversor empleado proporciona a expensas de una alimentación de CC, una onda modulada en anchura de pulsos alterna (figura 3.3). El control de la tensión de salida se efectúa actuando sobre el índice de modulación⁷ (IM).

Para muchas aplicaciones esta forma de onda tiene que ser mejorada disminuyendo su proporción de armónicos. A la vez la impedancia dinámica de salida del equipo ha de ser de bajo valor, a fin de que las variaciones de la tensión de salida en los transitorios originados por las conexiones y desconexiones bruscas de la carga sean mínimas. Por otra parte, el circuito inversor es

⁶Un circuito está o entra en resonancia, cuando la tensión aplicada y la intensidad de corriente que circula están en fase. En resonancia, la impedancia compleja del circuito se reduce exclusivamente a una resistencia pura R.

Como V e I están en fase, el factor de potencia de un circuito resonante es la unidad.

La resonancia tanto para un circuito LC serie como paralelo viene dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ Hz}$$

⁷Se llama índice de modulación a la relación entre la amplitud de la señal senoidal modelo y de la triangular moduladora.



figura 3.3 Señal modulada en anchura de pulsos

muy sensible a las sobrecargas debido a la limitación para conducir intensidad de sus elementos semiconductores y a la limitada capacidad de bloqueo de sus circuitos de conmutación. Por ello, la impedancia dinámica de entrada del circuito atacado por el circuito inversor propiamente dicho ha de ser alta.

Dada su situación entre el circuito inversor y la carga (figura 3.4), se encomiendan al filtro estas tres funciones. Así pues, el filtro que se va a estudiar ha de filtrar la onda de la figura 3.3 proporcionando una onda sinusoidal con baja distorsión, ha de conferir al equipo una buena estabilidad dinámica y ha de ofrecer protección al circuito inversor contra cortocircuitos a la salida del equipo. La frecuencia de la onda es fija y el circuito de mando estabiliza estáticamente la tensión de salida y reduce bruscamente el ángulo de conducción cuando se detecta una sobrecorriente en la carga.

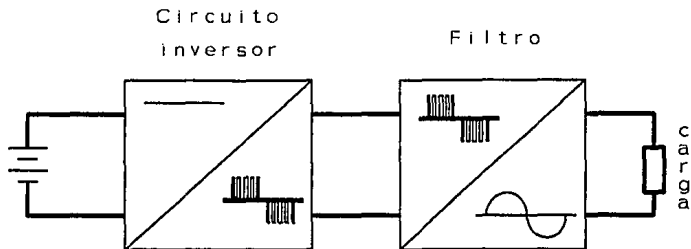


figura 3.4 Diagrama a bloques del circuito inversor-filtro

3.2.1 Configuración adoptada

La configuración depende de muchos factores: especificaciones que debe cumplir el equipo, variación permitida al factor de potencia de la carga, intervalo de excursión de θ , etc.

Se va a considerar el caso más frecuente en la práctica. El ángulo viene condicionado, para una salida estabilizada, por la tensión de la batería y por la carga. Se supone que el banco de baterías puede variar desde vacío a plena carga, y que el voltaje de baterías puede variar en un +16.5% y -23% (37V a 60V) de su valor nominal. El factor de potencia, entre 0.8 inductivo y 0.9 capacitivo. La distorsión a la salida ha de ser menor del 3%.

Para conseguir una buena estabilidad dinámica la potencia reactiva manejada por el filtro tiene que ser mayor que la potencia aparente para la que ha sido diseñado. El elemento almacenador de energía, un condensador, ha de estar conectado a la salida. Para

que el filtro limite la velocidad de subida de la intensidad dada por el circuito inversor ante un cortocircuito a la salida del equipo es preciso que haya una inductancia en serie. Estos dos requerimientos son cumplidos por los circuitos (b), (c), (d) y (e) de la figura 3.2. Los circuitos (b), (c) y (d) tienen el inconveniente de que la corriente reactiva consumida por el condensador de salida ha de darla el circuito inversor, y todos los circuitos de la figura 3.2, excepto el (d), poseen una mala regulación con la carga, al no estar sintonizadas sus ramas serie. Ambos quedan resueltos haciendo que tanto la rama serie como la paralelo sean resonantes. Así se llega al circuito de 4^o orden de la figura 3.5. La corriente que debe dar el circuito inversor es la de la carga más la de pérdidas de la rama paralelo $L_P C_P$, más la correspondiente a los armónicos.

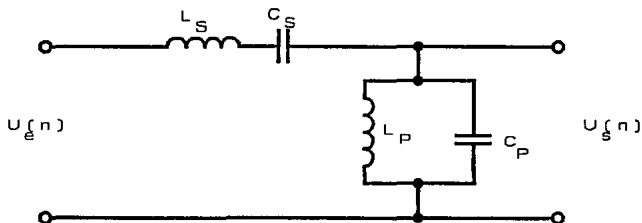


figura 3.5 Filtro de 4^o orden.

La caída de tensión en el filtro no es más que la correspondiente a las pérdidas de la rama serie $L_S C_S$.

La rama serie presenta una impedancia muy baja para la componente fundamental, pero alta para los armónicos; mientras que la rama paralelo supone una impedancia elevada para la fundamental, pero baja para los armónicos.

Se llama atenuación del filtro para una determinada frecuencia a la relación entre las tensiones eficaces de salida y de entrada a dicha frecuencia. Llamando $Z_s(n)$ y $Z_p(n)$ a las impedancias de las ramas serie y paralelo para el armónico de orden n se tiene para funcionamiento en vacío

$$\text{Atenuación}(n) = \frac{U_s(n)}{U_e(n)} = \frac{|Z_p(n)|}{|Z_s(n) + Z_p(n)|} \quad (3.1)$$

$Z_s(n)$ y $Z_p(n)$ dependen de la frecuencia considerada y por tanto, lo mismo le ocurre a la atenuación, que suele ser mayor para frecuencias más elevadas debido al comportamiento inductivo de $Z_s(n)$ y capacitivo de $Z_p(n)$.

Empleando ramas resonantes sintonizadas a la frecuencia fundamental, de forma que ha dicha frecuencia

$$w_1 L_s = \frac{1}{w_1 C_s} \quad (3.2)$$

$$w_1 L_p = \frac{1}{w_1 C_p} \quad (3.3)$$

con lo que

$$Z_s(w_1) = jw_1 L_s - j \frac{1}{w_1 C_s} = 0 \quad (3.4)$$

$$Z_p(\omega_1) = \frac{(j\omega_1 L_p) (-j \frac{1}{\omega_1 C_p})}{(j\omega_1 L_p) + (-j \frac{1}{\omega_1 C_p})} = \quad (3.5)$$

y por lo tanto la caída de tensión en la rama serie es nula y el consumo de intensidad en la paralela también lo es.

Para calcular la atenuación del n -ésimo armónico con este tipo de filtro, simplemente se sustituye en (3.1) las expresiones (3.4) y (3.5) valuadas para la frecuencia $n\omega$, como se muestra a continuación.

Valuando las expresiones (3.4) y (3.5) para $n\omega$

$$Z_p(n\omega) = \frac{\frac{n\omega L_p}{n\omega C_p}}{jn\omega L_p - j \frac{1}{n\omega C_p}} = \frac{\frac{L_p}{C_p}}{j(n\omega L_p - \frac{1}{n\omega C_p})} \quad (3.6)$$

$$Z_s(n\omega) = j(n\omega L_s - \frac{1}{n\omega C_s}) \quad (3.7)$$

sustituyendo (3.6) y (3.7) en (3.1) tenemos

$$= \frac{\frac{L_p}{C_p}}{j(n\omega L_p - \frac{1}{n\omega C_p})} = \frac{\frac{L_p}{C_p}}{j(n\omega L_s - \frac{1}{n\omega C_s}) + \frac{\frac{L_p}{C_p}}{j(n\omega L_p - \frac{1}{n\omega C_p})}} = \frac{\frac{L_p}{C_p}}{\frac{L_p}{C_p} - [(n\omega L_s - \frac{1}{n\omega C_s})(n\omega L_p - \frac{1}{n\omega C_p})]}$$

realizando las operaciones de los binomios y multiplicando al numerador y al denominador por (C_p / L_p)

$$= \frac{\frac{L_p}{C_p}}{\frac{L_p}{C_p} - [n^2 \omega^2 L_g L_p - \frac{L_g}{C_p} - \frac{L_p}{C_g} + \frac{1}{n^2 \omega^2 C_p C_g}] \left[-n^2 \omega^2 L_g C_p + \frac{L_g}{L_p} + \frac{C_p}{C_g} - \frac{1}{n^2 \omega^2 L_p C_g} \right] + 1}$$

sacando como término común (C_p/C_g) en el denominador

$$= \frac{1}{\frac{C_p}{C_g} [-n^2 \omega^2 L_g C_g + \frac{C_g L_g}{C_p L_p} + 1 - \frac{1}{n^2 \omega^2 L_p C_p}] + 1} \quad (3.8)$$

en resonancia tenemos de (3.2) y (3.3) que:

$$\omega^2 = \frac{1}{L_g C_g} = \frac{1}{L_p C_p} \quad (3.9)$$

sustituyendo (3.9) en (3.8)

$$= \frac{1}{1 - \frac{C_p}{C_g} \left[n^2 \frac{L_g C_g}{L_g C_g} - 1 - 1 + \frac{L_p C_p}{n^2 L_p C_p} \right]}$$

finalmente, la atenuación del filtro para el armónico n es:

$$\frac{V_s(n\omega)}{V_o(n\omega)} = \frac{1}{\left| \left[1 - \frac{C_p}{C_g} \left(n - \frac{1}{n} \right)^2 \right] \right|} \quad (3.10)$$

Se observa que prácticamente cada armónico es reducido en un factor proporcional al cuadrado de su frecuencia.

3.3 Expresión general de las atenuaciones

Ya se ha visto que para que la componente fundamental (en tensión y en intensidad) atraviese el filtro sin pérdida alguna, la impedancia compleja a la frecuencia fundamental que presentan los elementos en serie (L_g, C_g) ha de ser nula y la admitancia compleja a esa frecuencia que presentan los elementos en paralelo (L_p, C_p) ha de ser también nula. De estas condiciones se obtienen unas relaciones interesantes.

A efecto de notación, vamos a designar por una letra como subíndice (P o S) a la rama que nos refiramos, y el número del armónico de que se trate como superíndice. Así, la admitancia de la rama paralelo para el 17º armónico será Y_p^{17} . Estas admitancias se definen sin considerar las resistencias de pérdidas de las bobinas.

Las condiciones anteriores se expresan de la siguiente manera:

$$Z_g^1 = 0, Y_p^1 = 0$$

Llamemos ω_1 a la velocidad angular correspondiente a la frecuencia fundamental y ω_n la correspondiente al armónico n.

El esquema general del filtro, teniendo en cuenta las pérdidas, es el de la figura 3.6. En serie con cada bobina está indicada su resistencia equivalente de pérdidas (las del cobre más las del hierro). Las pérdidas en los condensadores pueden despreciarse, pues es fácil encontrar condensadores comerciales de papel con ángulo de pérdidas inferior al 0.5% para las frecuencias industriales.

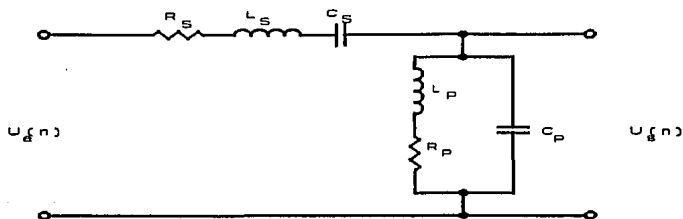


figura 3.6 Esquema general del filtro

Como generalmente, entre el circuito inversor y el filtro hay un transformador de aislamiento, es necesario incluir en R_s las resistencias de sus devanados referidas al secundario. En L_s puede incluirse la inductancia de dispersión del transformador referida al secundario.

1) Vamos a hallar la atenuación para 15^o armónico.

i) La impedancia de la rama serie para el armónico 15:

$$Z_s^{15} = j \left(15\omega_1 L_s - \frac{1}{15\omega_1 C_s} \right) \quad (3.11)$$

y como

$$\omega_1 L_s = \frac{1}{\omega_1 C_s} \quad (3.12)$$

Sustituyendo (3.12) en (3.11)

$$Z_S^{15} = j(15w_1L_S - \frac{w_1L_S}{15}) = j14.9333w_1L_S$$

que equivale para la frecuencia del armónico 15 a ($Z_S^{15}/15$):

$$Z_S^{15} = j0.9956w_{15}L_S \quad (A)$$

"La rama serie equivale para el armónico 15 a una bobina de valor 0.9956 L_S "

ii) La admitancia de la rama paralelo para el armónico 15

$$Y_P^{15} = j(15w_1C_P - \frac{1}{15w_1L_P}) \quad (3.13)$$

y como

$$w_1L_P = \frac{1}{w_1C_P} \quad (3.14)$$

Sustituyendo (3.14) en (3.13)

$$Y_P^{15} = j(15w_1C_P - \frac{w_1C_P}{15}) = j14.9333w_1C_P$$

que equivale para la frecuencia del armónico 15 a

$$Y_P^{15} = j0.9956w_{15}C_P \quad (B)$$

"La rama paralelo equivale a un condensador de valor 0.9956

C_P "

El circuito equivalente es:

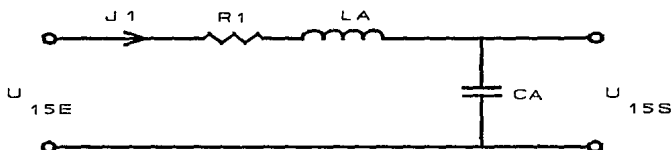


figura 3.7 Circuito equivalente para el armónico 15

de donde:

$$L_A = 0.9956 L_S$$

$$C_A = 0.9956 C_P$$

Aplicando leyes de voltajes y corrientes de kirchhoff en el circuito de la figura 3.7, tenemos las ecuaciones resultantes:

$$U_{15S} = U_{15E} + (R_1 + j\omega_{15}L_A) J_1 \quad (3.15)$$

$$U_{15S} = \frac{J_1}{j\omega_{15}C_A} \rightarrow J_1 = j\omega_{15}C_A U_{15S} \quad (3.16)$$

Sustituyendo (3.16) en (3.15)

$$U_{15E} = U_{15S} + (R_1 + j\omega_{15}L_A) j\omega_{15}C_A U_{15S}$$

$$U_{15E} = U_{15S} [1 + j\omega_{15}C_A (R_1 + j\omega_{15}L_A)]$$

$$F_{15} = \frac{U_{15E}}{U_{15S}} = 1 - \omega_{15}^2 L_A C_A + j\omega_{15} C_A R_1$$

$$F_{15} = \sqrt{(1 - w_{15}^2 L_A C_A)^2 + (w_{15} C_A R_1)^2}$$

Sustituyendo los valores de C_A y L_A

$$F_{15} = \sqrt{(1 - 0.9956^2 w_{15}^2 L_S C_P)^2 + (0.9956 w_{15} C_P R_1)^2} \quad (3.17)$$

II) Vamos a hallar la atenuación para 17^o armónico.

i) La impedancia de la rama serie para el armónico 17:

$$Z_S^{17} = j \left(17 w_1 L_S - \frac{1}{17 w_1 C_S} \right) \quad (3.18)$$

y como

$$w_1 L_S = \frac{1}{w_1 C_S} \quad (3.19)$$

Sustituyendo (3.19) en (3.18)

$$Z_S^{17} = j \left(17 w_1 L_S - \frac{w_1 L_S}{17} \right) = j 16.9412 w_1 L_S$$

que equivale para la frecuencia del armónico 17 a $(Z_S^{17}/17)$:

$$Z_S^{17} = j 0.9965 w_{17} L_S \quad (C)$$

"La rama serie equivale para el armónico 17 a una bobina de valor 0.9965 L_S "

ii) La admitancia de la rama paralelo para el armónico 17

$$Y_P^{17} = j(17\omega_1 C_P - \frac{1}{17\omega_1 L_P}) \quad (3.20)$$

y como

$$\omega_1 L_P = \frac{1}{\omega_1 C_P} \quad (3.21)$$

Sustituyendo (3.21) en (3.20)

$$Y_P^{17} = j(17\omega_1 C_P - \frac{\omega_1 C_P}{17}) = j16.9412\omega_1 C_P$$

que equivale para la frecuencia del armónico 17 a

$$Y_P^{17} = j0.9965\omega_{17} C_P \quad (D)$$

"La rama paralelo equivale a un condensador de valor 0.9965

C_P "

El circuito equivalente es:

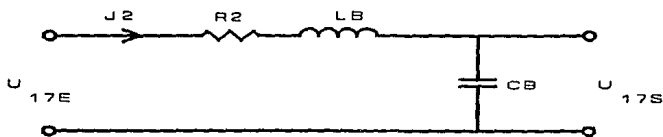


figura 3.8 Circuito equivalente para el armónico 17

de donde:

$$L_B = 0.9965 L_s$$

$$C_B = 0.9965 C_p$$

Aplicando leyes de corrientes y voltajes de kirchhoff en la figura 3.8, obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$U_{17E} = U_{17S} + (R_2 + j\omega_{17}L_B) J_2 \quad (3.22)$$

$$U_{17S} = \frac{J_2}{j\omega_{17}C_B} \Rightarrow J_2 = j\omega_{17}C_B U_{17S} \quad (3.23)$$

Sustituyendo (3.23) en (3.22)

$$U_{17E} = U_{17S} + (R_2 + j\omega_{17}L_B) j\omega_{17}C_B U_{17S}$$

$$U_{17E} = U_{17S} [1 + j\omega_{17}C_B (R_2 + j\omega_{17}L_B)]$$

$$F_{17} = \frac{U_{17E}}{U_{17S}} = 1 - \omega_{17}^2 L_B C_B + j\omega_{17} C_B R_2$$

$$F_{17} = \sqrt{(1 - \omega_{17}^2 L_B C_B)^2 + (\omega_{17} C_B R_2)^2}$$

Sustituyendo los valores de C_B y L_B

$$F_{17} = \sqrt{(1 - 0.9965^2 \omega_{17}^2 L_B C_B)^2 + (0.9965 \omega_{17} C_B R_2)^2} \quad (3.24)$$

3.4 Normalización del filtro

Al objeto de poder obtener conclusiones generales es mejor trabajar con magnitudes relativas en vez de hacerlo con absolutas. Vamos a referir todo a la potencia y a la impedancia nominales de salida y por comodidad de desarrollo hagamos ambas igual a la unidad

$$\text{Pot}_{\text{SAL}} = 1 \text{ VA}, \quad Z_{\text{SAL}} = 1 \Omega.$$

La tensión y la intensidad nominales de salida son

$$V_{\text{SAL}} = 1 \text{ V}, \quad I_{\text{SAL}} = 1 \text{ A}.$$

A continuación vamos a definir cada rama del filtro por su potencia aparente y su coeficiente de calidad.

Llamemos P_s al porcentaje de la potencia de L_s respecto de la aparente de salida; y P_p la correspondiente a L_p . Estas potencias reactivas unitarias se definen para la componente fundamental. Los respectivos coeficientes de calidad son Q_s y Q_p .

Se tiene,

$$\text{Pot}_{L_s} = w_1 L_s I_{\text{SAL}}^2 = P_s V_{\text{SAL}} I_{\text{SAL}}$$

y de aquí

$$L_s = \frac{P_s V_{\text{SAL}}}{w_1 I_{\text{SAL}}}$$

$$L_s = \frac{P_s Z_{\text{SAL}}}{w_1} \quad (3.25)$$

Como $Z_{SAL} = 1$, el valor unitario de L_s (identificado con un asterisco) es

$$L_s^* = \frac{P_s}{\omega_1} \quad (3.26)$$

y si fuera $Z_s \neq 1$

$$L_s = L_s^* \cdot Z_{SAL}$$

Como

$$L_s = \frac{1}{C_s \omega_1^2} \quad (3.27)$$

sustituyendo (3.27) en (3.25)

$$C_s = \frac{1}{P_s \omega_1} \frac{1}{Z_{SAL}} \quad (3.28)$$

$$C_s^* = \frac{1}{P_s \omega_1} \quad (3.29)$$

La resistencia R_s , incluyendo en ella un 6% de caídas resistivas en el transformador de salida, tiene por expresión

$$R_s = \frac{\omega_1 L_s}{Q_s} + 0.06 Z_{SAL} = \left(\frac{P_s}{Q_s} + 0.06 \right) Z_{SAL}$$

y

$$R_S^* = \frac{P_S}{Q_S} + 0.06$$

Para la rama paralelo:

$$POC_{LP} = \frac{V_{SAL}^2}{w_1 L_P} = P_P V_{SAL} I_{SAL}$$

$$L_P = \frac{1}{w_1 P_P} Z_{SAL} \quad (3.30)$$

$$L_P^* = \frac{1}{w_1 P_P} \quad (3.31)$$

y como

$$L_P = \frac{1}{C_P w_1^2} \quad (3.32)$$

Sustituyendo (3.32) en (3.30)

$$C_P = \frac{P_P}{Z_{SAL} w_1} \quad (3.33)$$

$$C_P^* = \frac{P_P}{w_1} \quad (3.34)$$

$$R_P = \frac{w_1 L_P}{Q_P} = \frac{Z_{SAL}}{P_P Q_P}, \quad R_P^* = \frac{1}{P_P Q_P}$$

Los valores con asterisco son los componentes del filtro normalizado, que es semejante eléctricamente al filtro real. Los valores de las impedancias de los componentes de éste se obtienen multiplicando las correspondientes del filtro normalizado por la impedancia de salida real, Z_{SAL} .

De esta manera el problema de diseño de filtros se ha reducido al diseño del filtro normalizado óptimo, sin más que conocer la frecuencia fundamental y las potencias unitarias.

3.5 Expresión de las atenuaciones en función de las potencias unitarias del filtro.

De los coeficientes de reducción de las ecuaciones (3.17) y (3.24) ignorando la resistencia equivalente de pérdidas tenemos

$$F_{15} = 0.9956^2 w_{15}^2 L_s C_p - 1 \quad (3.35)$$

$$F_{17} = 0.9965^2 w_{17}^2 L_s C_p - 1 \quad (3.36)$$

y para expresarlos en función de las potencias unitarias simplemente sustituimos los valores de las inductancias y capacitancias de la rama serie y paralelo calculadas anteriormente

$$F_{15} = 0.9956^2 15^2 w_1^2 \left(\frac{F_S}{w_1} Z_{SAL} \right) \left(\frac{F_P}{w_1 Z_{SAL}} \right) - 1$$

$$F_{15} = 223.0244 P_S P_P - 1 \quad (3.37)$$

$$F_{17} = 0.9965^2 17^2 w_1^2 \left(\frac{P_S Z_{SAL}}{w_1} \right) \left(\frac{P_P}{w_1 Z_{SAL}} \right) - 1$$

$$F_{17} = 286.9805 P_S P_P - 1 \quad (3.38)$$

que dan los coeficientes de reducción en función de las potencias unitarias. Nuestro problema es el inverso: se conocen las F y hay que hallar las P.

3.6 Caso de mínima potencia.

Para unas F dadas resulta $P_S * P_P = J$, siendo J una constante.

$$P_P = \frac{J}{P_S}$$

Se ha de verificar que $P_S + P_P$ sea mínimo:

$$P_S + \frac{J}{P_S} \text{ ha de ser mínimo}$$

Derivando respecto a P_S

$$1 + J \left(-\frac{1}{P_S^2} \right) = 0$$

$$P_{Sopt} = \sqrt{J} \quad (3.39)$$

$$P_{Pop}t = \sqrt{J} \quad (3.40)$$

y tomando como índice de potencia manejada por el filtro la suma $P_s + P_p$, se tiene

$$Pot_{\text{filtro}} = 2\sqrt{J} \quad (3.41)$$

3.7 Elección de las atenuaciones.

En las aplicaciones más exigentes de los inversores, se necesita que la onda de salida tenga un bajo contenido de armónicos.

Antes de filtrar la onda de salida de un inversor conviene que la onda de salida no sólo tenga la menor cantidad posible de armónicos, si no que éstos sean del mayor orden posible.

Para estudiar la distorsión provocada por los distintos armónicos presentes en la señal modulada en anchura de pulsos como función del índice de modulación, se utilizará la siguiente ecuación (véase ejemplo D.2 del apéndice D)

$$\delta_n = \frac{U_n}{U_1} = \frac{[\sum_{k=1}^{k=N} (-1)^k \cos n\alpha_k] \text{ sen } nwt}{[n \sum_{k=1}^{k=N} (-1)^k \cos \alpha_k] \text{ sen } wt}, \quad n \text{ impar}$$

En donde interesa hallar los ángulos de θ para los que las distorsiones producidas por los primeros armónicos son máximas, pues en esas condiciones el filtrado es más desfavorable. Se

necesita conocer antes el intervalo en que puede moverse θ , es decir, el $\theta_{\text{máx}}$ y el $\theta_{\text{mín}}$

Lugar geométrico de los puntos de trabajo

El ángulo de conducción máximo se fija por razones prácticas de diseño siempre menor que el de conducción total. El índice de modulación máximo ha utilizar es el del 98%; esta condición ha de darse con el equipo a plena carga y tensión de baterías mínima.

En los resultados del programa que calcula la "amplitud del armónico en función del índice de modulación" listados en el apéndice D, se observa que para el armónico fundamental (1), con una tensión de baterías de 37 volts y con un índice de modulación del 98 %, se tiene un ángulo total de conducción de 110.85° , al cual llamaremos $\theta_{\text{máx}}$. Ahora hay que hallar el ángulo mínimo de conducción; esta condición debe de darse en vacío y con una tensión de baterías máxima. Para esta condición la amplitud del armónico fundamental debe de ser la necesaria para conseguir a la salida del equipo la tensión nominal de baterías (48 volts); observando nuevamente los listados ("amplitud del armónico en función del índice de modulación") tenemos que para el armónico fundamental (1), con una tensión de baterías de 60 volts, el ángulo de conducción para el cual el armónico fundamental tendrá una amplitud de 48 volts se da cuando se tiene un índice de modulación del

80.5 % con un ángulo de conducción total de 91.05° , al cual llamaremos θ_{ria} .

Con estos índices de modulación correspondientes a los ángulos máximo y mínimo, nos dirigimos a los listados correspondientes a:

Índice de modulación = 98 %, tensión de baterías de 37 V

Distorsiones:

Para el armónico 15 = 0.2646994

Para el armónico 17 = 0.1427972

Índice de modulación = 80,5 %, tensión de baterías de 60 V

Distorsiones:

Para el armónico 15 = 0.4453268

Para el armónico 17 = 0.3326615

Como criterio para la elección óptima de los coeficientes de reducción F se adopta el siguiente: <<La distorsión total de salida para 110.85° será igual a la distorsión total de salida para 91.05° e igual a la exigida.>>

Ha de cumplirse

$$\left(\frac{0.2646994}{F_{15}}\right)^2 + \left(\frac{0.1427972}{F_{17}}\right)^2 = \left(\frac{0.4453268}{F_{15}}\right)^2 + \left(\frac{0.3326615}{F_{17}}\right)^2 = \delta^2$$

Haciendo $F_{17} = aF_{15}$:

$$\frac{(0.2646994)^2}{F_{15}^2} + \frac{(0.1427972)^2}{(aF_{15})^2} = \frac{(0.4453268)^2}{F_{15}^2} + \frac{(0.3326615)^2}{(aF_{15})^2} = \delta_s^2$$

(3.42)

$$\frac{(0.2646994)^2 - (0.4453268)^2}{F_{15}^2} = \frac{(0.3326615)^2 - (0.1427972)^2}{(aF_{15})^2}$$

de donde $a = -0.838975064$

Sustituyendo "a" en (3.42)

$$\frac{(0.2646994)^2}{F_{15}^2} + \frac{(0.1427972)^2}{(0.838975064 * F_{15})^2} = \delta_s^2$$

$$\frac{0.2646994^2 + 0.028969518}{F_{15}^2} = \delta_s^2$$

Para $\delta_s = 3 \%$

$$F_{15} = \sqrt{\frac{0.041096254}{(0.03)^2}}$$

$$F_{15} = 6.757403676$$

$$y \quad F_{17} = (0.838975064 * 6.757403676) = 5.669293182$$

De la ecuación (3.37) y sustituyendo el valor de F_{15}

$$P_s * P_p = \frac{(6.757403676 + 1)}{223.0244}$$

$$P_s * P_p = 0.034782757 \quad (3.43)$$

y de (3.38) y sustituyendo (3.43) tenemos

$$F_{17} = 286.9805 * 0.034786563 - 1 = 8.983065243$$

los coeficientes de reducción F_{15} , F_{17} que proporciona el filtro para los armónicos superiores: al 15° son mayores de los estrictamente necesarios⁸ para lograr una distorsión de salida dada.

Se fija, pues, $F_{15} = 6.757403676$.

3.8 Valores unitarios de los componentes en el caso de potencia mínima manejada

Se ha visto que $J = P_s * P_p = 0.034782757$

$$P_{\text{Sept}} = \sqrt{J} = 0.186501359 \quad (3.44)$$

$$P_{\text{Popl}} = \sqrt{J} = 0.186501359 \quad (3.45)$$

⁸Debido a que el armónico más significativo es el 15°, y este es una tercera parte de la amplitud del fundamental.

Una consideración que debe de tomarse en cuenta, antes de fijar definitivamente los valores óptimos de P_s y P_p es el comportamiento transitorio del filtro:

- a) Respuesta al cortocircuito
- b) Estabilización dinámica

Según Juan A. Gualda⁹:

- a) Cortocircuito.

La intensidad a la entrada del filtro evoluciona sinusoidalmente, creciendo con una envolvente exponencial (figura 3.7).

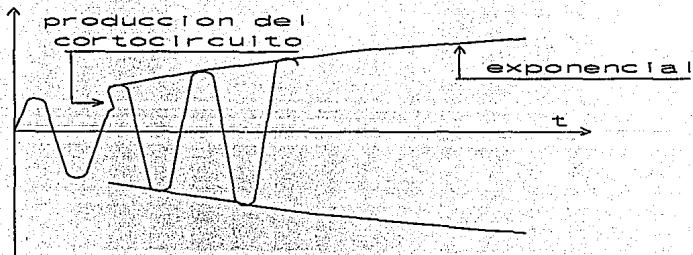


figura 3.7 Producción del cortocircuito

- 1) Apenas influyen los coeficientes de calidad de las bobinas

⁹En su artículo "Filtros Resonantes Para Inversores Trifásicos" (Revista Mundo Electrónico nº 53).

y la potencia unitaria P_p .

2) P_g influye decisivamente, porque de ella depende el valor de pico de la intensidad de cortocircuito en régimen permanente y apenas cuenta en la constante de tiempo de la envolvente exponencial. Cuanto mayor es P_g mejor es la limitación.

De la intensidad de cortocircuito sólo interesan los primeros instantes hasta que el circuito de mando detecta la falla y cierra bruscamente el ángulo de conducción. En función de máximo pico alcanzado hay que dimensionar los semiconductores del circuito inversor y sus circuitos de bloqueo.

b) La estabilidad dinámica es tanto mejor cuanto mayor es P_g y menor es P_p .

Por lo tanto se fija:

$$P_1 = 0.9 \quad (3.46)$$

$$P_2 = 0.207 \quad (3.47)$$

$$P_1 * P_2 = P_{1opt} = 0.186501359$$

3.9 Calculo del filtro de mínimo costo

Las especificaciones principales del inversor ha diseñar son:

- Tensión de entrada nominal 48 Vcc.
- Tensión y frecuencia de salida 120 V, 60 Hz.
- Potencia de salida nominal 500 WATTS.

La impedancia nominal de salida es:

$$Z_s = \frac{127^2}{0.5 \cdot 10^3} = 28.8 \Omega \quad (3.48)$$

La frecuencia de resonancia es

$$f_0 = 60 \text{ Hz.}$$

obteniéndose así la velocidad angular nominal:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ Hz} = 376.9911 \text{ rad/seg.} \quad (3.49)$$

sustituyendo (3.46), (3.47), (3.48) y (3.49) en (3.27), (3.28), (3.30), (3.33) obtendremos los valores de los componentes:

$$L_s = 68.76 \text{ mH}$$

$$C_s = 102.33 \text{ } \mu\text{f}$$

$$L_p = 368.66 \text{ mH}$$

$$C_p = 19.08 \text{ } \mu\text{f}$$

y la potencia reactiva manejada es de (3.44) y (3.45)

$$Pot_{Z_{11\text{tro}}} = 2 \cdot \sqrt{j} \cdot 0.5 \text{ W} = 2 \cdot 0.186501359 \cdot 0.5 \text{ W} = 0.186501359 \text{ W}$$

3.10 Cálculo de la potencia del transformador

Con batería mínima y plena carga se toma $V_p = 0.98 U_b$,
 $V_p = 0.98 * 48 \text{ V} = 47.04 \text{ V}$, siendo V_p el valor de pico de la
 componente fundamental de la tensión en el primario del
 transformador, teniendo en cuenta que la variación de entrada es de
 37V a 60V, el valor eficaz de la tensión en el primario del
 transformador para un semiciclo es:

$$V_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = \frac{0.98 * (U_{BATT} - \text{Caída de los MOSFET})}{\sqrt{2}}$$

$$V_{ef} = \frac{0.98 * (37\text{V} - 2 * (2\text{V}))}{\sqrt{2}} = 22.8678 \text{ V}$$

por lo tanto la relación de transformación necesaria es:

$$r_t = \frac{V_{SAL}}{V_{ENT}} = \frac{120}{22.8678}$$

$$r_t = 5.2475$$

el valor pico de corriente del puente es:

$$I_p = \frac{(\sqrt{2} * V * A)}{(V_{ef} * \eta)} = \frac{(\sqrt{2} * 0.5 \text{ KVA})}{(22.8678 * 0.7)}$$

$$I_p = 44.1735 \text{ A}$$

Se utilizarán dos transistores MOSFET IRLZ44 en paralelo¹⁰; ya que

¹⁰Se disponen transistores en paralelo para manejar una mayor cantidad de corriente; ya que esta se reparte en forma equitativa (idealmente) por dichos transistores.

este maneja una corriente máxima (I_{DS}) de 50 A y un voltaje máximo de drenador a surtidor (V_{DS}) de 60 V; o bien se pueden utilizar tres IRF541 en paralelo, que tiene como características $I_{DS} = 28$ A y $V_{DS} = 80$ V.

De la ecuación del transformador, y utilizando los cálculos de flujo efectuados en la figura 2.7 (b) y tomando una caída de voltaje por MOSFET de 2 volts, se tiene:

$$\Phi_P = S \cdot B_P = \frac{(U_{BMIN} \cdot \theta_{MAX})}{(720 \cdot N_1 \cdot f)}$$

$$N_1 \cdot S \cdot B_P = \frac{(U_{BMIN} \cdot \theta_{MAX})}{(720 \cdot f)}$$

$$N_1 \cdot S \cdot B_P = \frac{[(37V - 2 \cdot 2) \cdot (22.5^\circ + 2 \cdot (20.3715^\circ + 15.5917^\circ + 8.4381^\circ))]}{(720 \cdot 60)}$$

$$N_1 \cdot S \cdot B_P = 0.085022819 \text{ Wb}$$

que equivale a un transformador para onda sinusoidal (factor de forma = 1.1) de:

$$P_{TRANSF} = \frac{(4.44 \cdot f \cdot N_1 \cdot S \cdot B_P \cdot I_P)}{\sqrt{2}} = \frac{(4.44 \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 0.085022819 \text{ Wb} \cdot 44.1734 \text{ A})}{\sqrt{2}}$$

$$P_{TRANSF} = 707.4840 \text{ VA}$$

Aunque el contenido de los primeros armónicos es bajo, el filtro no puede hacerse muy pequeño para que no contenga un efecto amplificador sobre los mismos.

CAPÍTULO IV

CIRCUITO DE CONTROL

4.1 Esquema general de bloques

El esquema de bloques del circuito de control puede verse en la figura 4.1. El generador de las ondas cuadrada y triangular

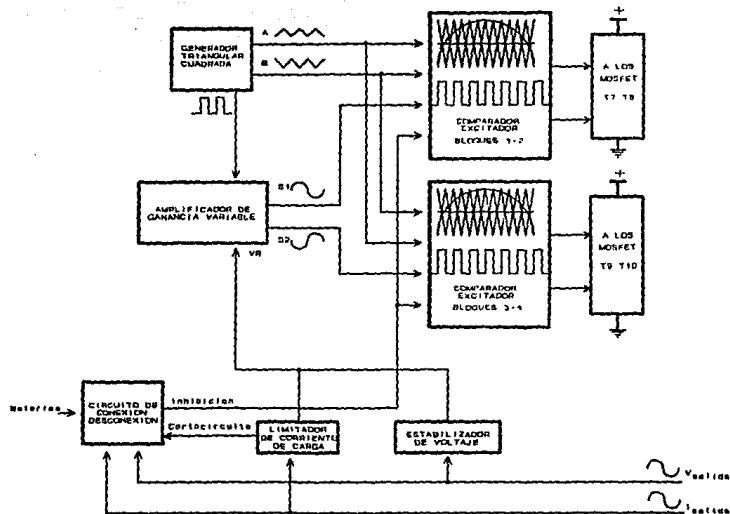


figura 4.1 Circuito de control. Esquema general de bloques

facilita la obtención de las dos ondas triangulares de 480 Hz (8 x 60 Hz) y otra cuadrada (posteriormente sinusoidal) de 60 Hz que sirven de base para la obtención por comparación de los trenes de pulsos de excitación de las ramas de MOSFET del puente.

La señal cuadrada pasa, antes de ser comparada con las triangulares, por un amplificador de ganancia variable que controla el índice de modulación conseguido en los comparadores y, por tanto, la tensión de salida; a su vez, la ganancia de dicho amplificador está determinada por los circuitos estabilizador de tensión y limitador de corriente de carga. La limitación de corriente de carga se consigue reduciendo la tensión de salida convenientemente; así la ganancia del amplificador será la mayor de las dos ganancias indicadas por el estabilizador y el limitador.

Por último, un circuito de conexión-desconexión inhibe el funcionamiento del inversor cuando la batería presenta una tensión fuera de los límites superior e inferior marcados, cuando se detecta cortocircuito en la salida o cuando la tensión de salida es inferior al 70% de la nominal.

El circuito de control se alimenta con $\pm 15 V_{c.d.}$.

4.2 Circuito modulador de anchura de pulsos

El papel que desempeña este circuito es el de generar una onda sinusoidal de 60 Hz sincronizada con dos triangulares de 480 Hz defasadas 180° entre sí (figura 4.2).

Las señales generadas A y B, son dos señales triangulares de tensión pico-pico de $11.8 V_{c.d.}$, montadas en un nivel de continua $7.5 V_{c.d.}$, nivel al cual son simétricas. La señal sinusoidal es de amplitud variable; y al igual que las señales triangulares, esta montada al mismo nivel de continua, siendo simétrica al mismo.

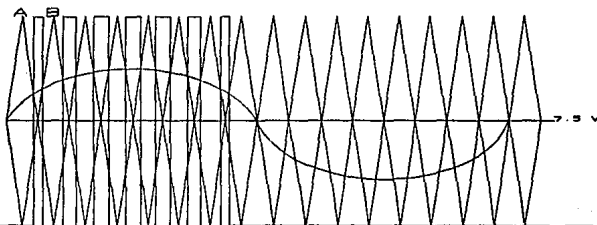


figura 4.2 Señal modulada en anchura de pulsos

El circuito integrado principal es el CI 8038 (figura 4.3), que es un generador de señal cuadrada, triangular y sinusoidal, cuya frecuencia de trabajo (480 Hz) y duración de ciclo de trabajo (50%) se han fijado mediante los potenciómetros POT 1 y POT 2, y el arreglo R1 C1. Del CI 8038 se utilizan las señales triangular

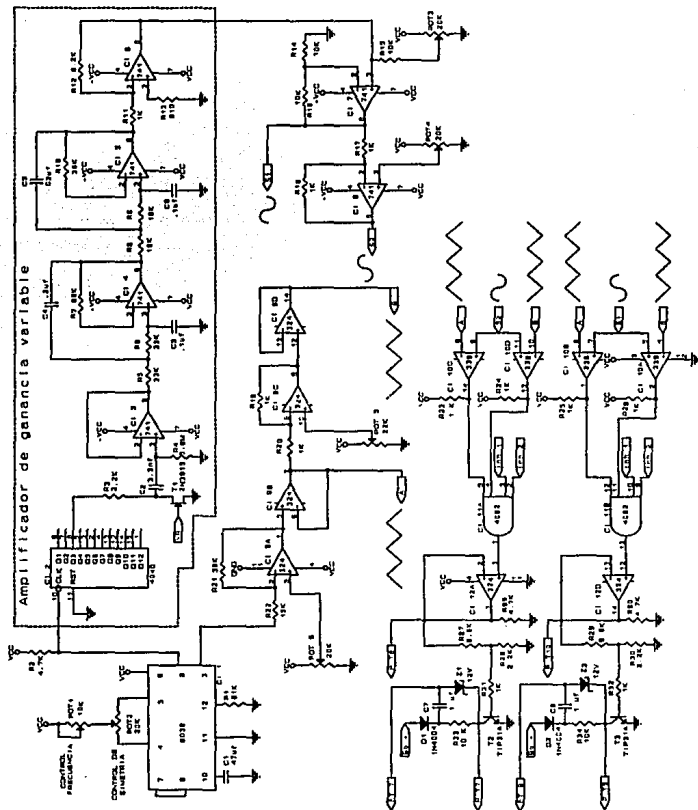


figura 4.3 Generador modulador de anchura de pulsos

(terminal 3) y cuadrada (terminal 9).

La señal triangular es obtenida directamente del CI 8038, solo que es amplificada obteniéndose A e invertida para obtener la señal B. Los potenciómetros POT 5 y POT 6 sirven para añadir un nivel de continua de $7.5 V_{c.d.}$ a las señales triangulares A y B.

4.2.1 Amplificador de ganancia variable

Varía su ganancia en función de un nivel de tensión continua, VR, que suministra el circuito de realimentación constituido por el <<limitador de corriente de carga>> y el <<estabilizador de voltaje>>. Cuando VR aumenta, la tensión a la salida del inversor disminuye, y viceversa.

La señal cuadrada de 480 Hz pasa a través de un contador, cuya salida Q3 da otra frecuencia de 60 Hz, continuando por un FET (T1) que dependiendo del voltaje de puerta (VR, voltaje de realimentación) se obtendrá la amplitud de la señal cuadrada, teniendo esta un rango de variación de 0 a $15 V_{c.d.}$. En seguida pasa por una red "RC" consiguiéndose la misma señal cuadrada solo que alterna (simétrica a "0 volts"). Finalmente se dirige a dos filtros activos de paso bajo de -40 db/década (calculados para las frecuencias de corte de 180 y 60 Hz) obteniéndose a la salida de estos una senoide de baja distorsión. Esta señal es amplificada y montada en un nivel de $7.5 V_{c.d.}$ mediante un sumador, obteniéndose

así S1; mediante un inversor se obtiene la señal S2, como es mostrado en la figura 4.3. Los potenciómetros POT 3 y POT 4 sirven para añadir un nivel de $7.5 V_{c.d.}$ a las señales sinusoidales S1 y S2 respectivamente.

4.2.2 Circuitos excitadores de los MOSFET de potencia

Las señales de mando a los MOSFET de una y otra rama se obtienen a partir de la intersección de las señales sinusoidales S1 y S2, con las triangulares A y B.

Las señales aplicadas a los bloques de MOSFET T7, T8, T9 y T10 de la figura 4.9, tienen la forma mostrada en la figura 4.4. Las señales "P T7" y "P T9" excitan a los superiores; "P T8" y "P T10" a los inferiores; siendo estas sus complementarias respectivamente, y así se evita que exista un cortocircuito en la batería y se facilite el cierre de las corrientes inductivas.

Los bloques para obtener P T7, P T8 y P T9, P T10 son idénticos. Los elementos esenciales son dos comparadores y una compuerta "AND" (véase figura 4.3).

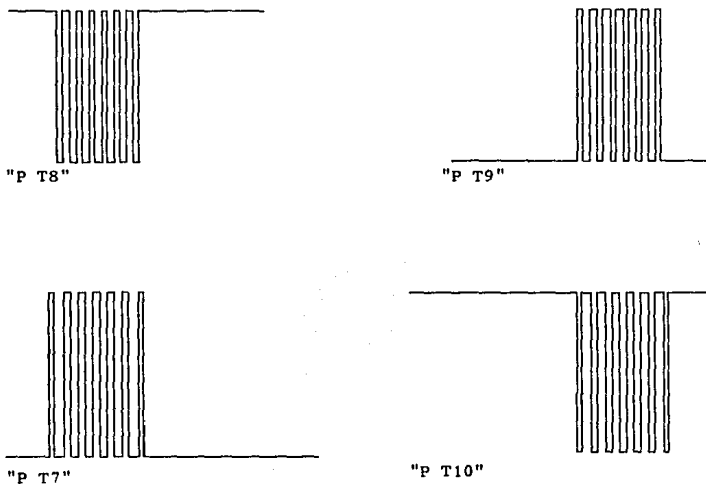


figura 4.4 Señales de mando de los MOSFET del puente inversor

4.3 Estabilizador de voltaje de salida

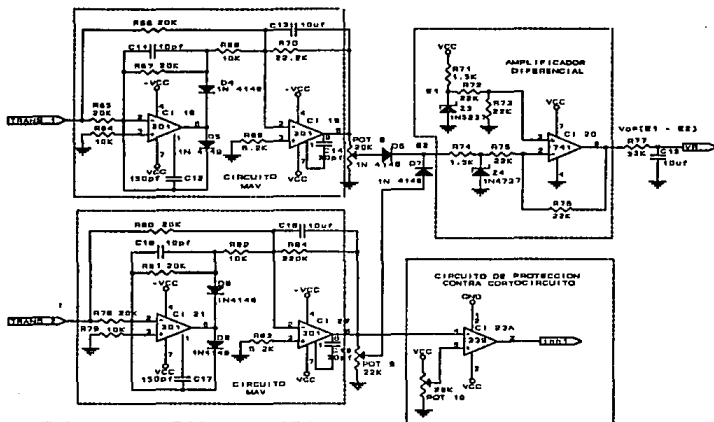
El circuito principal es un convertidor de ca a cc ó circuito de valor medio absoluto, y un amplificador diferencial básico de ganancia unitaria.

El funcionamiento es como sigue:

Primeramente se toma una muestra del voltaje de salida

mediante el transformador TRANS 1 (figuras 4.5 y 4.9), y se

ESTABILIZADOR DE VOLTAJE



ESTABILIZADOR DE CORRIENTE

figura 4.5 Estabilizadores de tensión y de corriente

rectifica mediante el circuito MAV; el voltaje obtenido es ajustado mediante el potenciómetro POT 8, de tal manera que se obtenga a la salida del inversor un $V_{VALIDA} = 120 V_{RMS}$ (teniéndose un rango de variación de $\pm 4.5\%$). El voltaje del cursor es comparado con un nivel de tensión fijado por Z3 (también evita que el índice de modulación sea mayor a 1); y la diferencia es realimentada (VR). El objetivo de este circuito es la de mantener $120 V_{RMS}$ a la salida del inversor.

A la salida del amplificador diferencial básico se dispone de una red de retardo para evitar que el índice de modulación (IM),

crezca bruscamente y se sature el transformador^{II} de salida en el arranque. Con Z4 se asegura que haya un voltaje a la salida del inversor.

4.4 Limitador de corriente de carga

Para el limitador de corriente de carga se emplea el mismo circuito físico que el utilizado por el estabilizador de tensión, solo que la muestra es tomada de la salida por medio de un transformador de corriente (transformador en serie con la carga) TRANS 2 (figuras 4.5 y 4.9). La muestra de corriente se ajusta de modo que con $I_{salida} = 4.166 \text{ A}$ se obtenga en el cursor del potenciómetro POT 9 el mismo valor que en el potenciómetro POT 8 con $V_{salida} = 120 \text{ V}_{RMS}$.

En cada instante la muestra de mayor tensión, V_{salida} o I_{salida} , manda sobre el resto del circuito. La protección de cortocircuito se resuelve a través de CI-23A.

^{II}Se dice que un transformador está saturado cuando una variación de voltaje en el primario, no implica un cambio de voltaje a la salida del secundario.

4.5 Detector de bajo voltaje de salida

Algunas veces, en una instalación de cargas, un equipo relativamente pequeño demanda un pico de corriente en su conexión desproporcionadamente grande en relación a su potencia en régimen permanente; por tal motivo es necesario incluir un circuito que proporcione un tiempo de recuperación antes de que se detecte fallo debido a la caída de voltaje ocasionada por el pico de corriente. Esta función ha de realizarla el circuito detector de bajo voltaje de salida; y su funcionamiento es como sigue:

Cuando el voltaje en la carga baja al 70% del voltaje nominal ($70\% * 120 \text{ V} = 84 \text{ V}$), el circuito se pone en espera durante 10 segundos por si el voltaje se recupera. Si esto no ocurre, se da orden de desconexión.

La muestra de voltaje de salida es tomada mediante el transformador TRANS 3 (figura 4.6), y es comparada con un nivel establecido por el divisor de voltajes formado por R41 y R42. Si la muestra es inferior a este nivel, el circuito se pone en espera hasta que el capacitor C10 alcance el voltaje establecido por el divisor (esto es aproximadamente 10 segundos), si el límite de voltaje continúa por debajo del límite establecido durante el tiempo de espera; el comparador CI 15B saturara al transistor T5, eliminando los pulsos de mando de los MOSFET del puente inversor, mediante un "0 lógico" a la entrada de las compuertas "AND" (CI 11 A y B de la figura 4.3).

DETECTOR DE BAJO VOLTAJE DE SALIDA

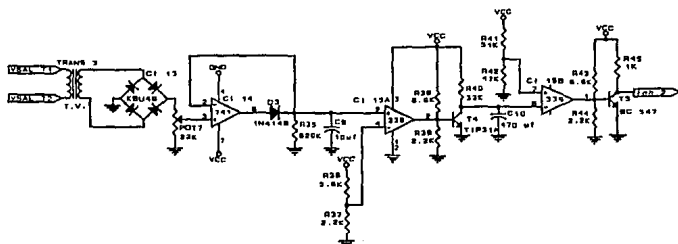


figura 4.6 Detector de voltaje de salida

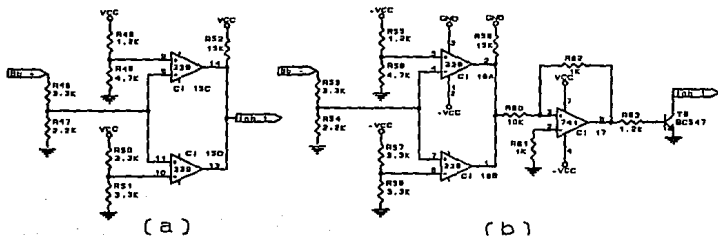
4.6 Detector de batería fuera de límites

El inversor funciona normalmente dentro del margen de 37 a 60 V. Cuando la tensión sale del margen, el inversor se apaga (eliminando los pulsos de disparo a los MOSFET) y se vuelve a encender automáticamente cuando la tensión del banco entra en el margen normal.

El detector está formado por dos circuitos que verifican en dos partes el banco de baterías¹² (figura 4.9); debido a que se toma cada una de las mitades para alimentar los reguladores de voltaje positivo y negativo respectivamente con la polaridad adecuada (+ 24 y -24 V).

¹²Se emplea el término banco de baterías para designar al conjunto de baterías en serie de 12 V, en este caso necesarias para conseguir un voltaje de 48 V.

DETECTOR DE BATERIA FUERA DE LIMITES



4.7. Detector de batería fuera de límites

La primera mitad del banco de baterías se toma de la tierra¹³ del circuito de control al extremo positivo (24 V (Bb+)). Este se verifica por el circuito de la figura 4.7 (a). El circuito es un detector de ventana, el cual está diseñado para monitorear un voltaje e indicar cuando está arriba o abajo de los límites prescritos. El límite superior (30 V) se fija por el divisor de voltaje formado por las resistencias R48 y R49, y el límite inferior (18.5 V) se fija por las resistencias R50 y R51.

La segunda mitad se toma de tierra al extremo negativo (-24 V (Bb-)). Esto se verifica con el circuito de la figura 4.7 (b). El funcionamiento de este circuito es similar al de la figura 4.7 (a), solo que el de la figura 4.7 (b) es alimentado con un voltaje negativo. Para hacer compatible la señal de salida con el resto del circuito, se cambia de polaridad mediante un amplificador inversor

¹³La tierra del circuito de control, denotada como GND, es la mitad del banco de baterías, como se muestra en la figura 4.9.

y un transistor.

4.7 Alimentación del circuito de control

La alimentación del circuito de control se realiza mediante dos reguladores de voltaje fijos; estos son el LM 7815 (regulador positivo) que tiene un voltaje de salida constante de 15 V, y el LM 7915 (regulador negativo) de -15 V, teniendo ambos un porcentaje de variación de $\pm 5\%$. Estos dispositivos tienen como restricción para su correcto funcionamiento, los siguientes voltajes de alimentación:

i) LM 7815

Voltaje mínimo de alimentación de 17.5 V.

Voltaje máximo de alimentación de 35 V.

ii) LM 7915

Voltaje mínimo de alimentación de -17.5 V.

Voltaje máximo de alimentación de -35 V.

La conexión final del circuito se muestra en la figura 4.8.

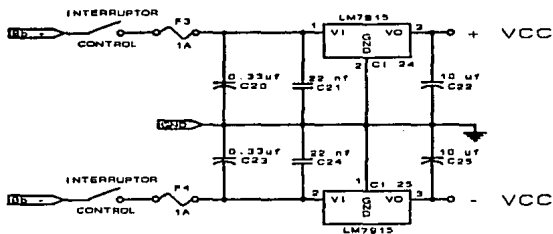


figura 4.8 Alimentación del circuito de control

4.8 Circuito de potencia

El circuito de potencia se muestra en la figura 4.9 y consta de lo siguiente:

i) Un banco de cuatro baterías en serie de $12 V_{cd}$; en donde la mitad de este, es tomada como la tierra del circuito de control (GND).

ii) Se puede observar que la configuración del inversor utilizada es la de tipo puente y la del filtro es resonante serie-paralelo.

iii) Las especificaciones del transformador de potencia se dieron en el capítulo 3. Los transformadores de voltaje utilizados TRANS 1 y TRANS 3 son de $120 V_{RMS}$ a $12 V_{RMS}$ (150 mA). El transformador

de corriente TRANS 2 es un transformador toroidal de núcleo de ferrita.

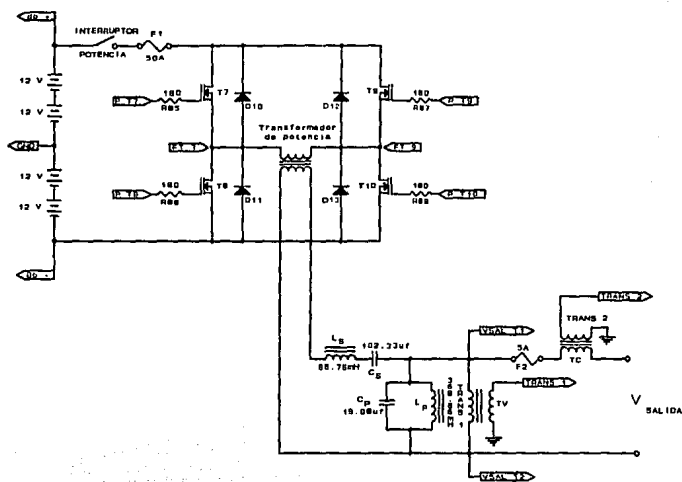


figura 4.9 Circuito de potencia

El diagrama general del circuito de control¹⁴, junto con el de potencia se muestra, en la página número 72.

¹⁴Todas las resistencias utilizadas, son a medio watt.

CAPÍTULO V

5.1 CONCLUSIONES

El circuito de control no es excesivamente grande ya que fue armado en cuatro tabletas de conexiones (protoboard de 17 x 6.5 cm) y probado junto con el puente inversor, banco de baterías y el transformador de potencia. Debido a que las bobinas y capacitores del filtro resonante serie-paralelo son una aproximación a los reales, no se instalaron a la salida del inversor; ya que para llegar a obtener los elementos óptimos, se debe de probar con una serie de inductancias y capacitancias próximos a los calculados, hasta obtener los adecuados. El realizar esta serie de pruebas para encontrarlos, requiere de un gasto económico considerable; sobre todo el de las bobinas, ya que no hay una gran variedad de magnitudes de las mismas en el mercado, lo que implica mandarlas a fabricar en forma especial. Con respecto a los capacitores del filtro no existe mucho problema en conseguir las capacidades calculadas, ya que se encuentran en gran variedad en el mercado, aunque el costo no deja de ser elevado.

5.2 Calibración del circuito de control

Para asegurar el buen funcionamiento del circuito de control, se debe probar y calibrar cada etapa del mismo en forma independiente antes de operar el equipo, simulando las muestras de voltaje y corriente mediante fuentes de voltaje variable, tanto de alterna como de directa, con ayuda de equipo de medición.

Procedimiento de calibración.

Primeramente se deben de desconectar los transformadores (TRANS 1, TRANS 2 y TRANS 3) que toman muestras tanto de corriente como de voltaje, y encender el equipo.

i) Generador de funciones 8038.

Se conecto la punta del osciloscopio en la pata 9 (señal cuadrada) del C.I 1. Se ajustó el potenciómetro POT1 hasta obtener una frecuencia de oscilación de 480 Hz (2.08 mseg). La simetría de la señal se ajustó por medio del potenciómetro POT2.

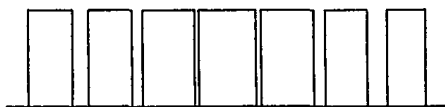
ii) Estabilizador de voltaje.

Se alimento una señal sinusoidal referida a tierra de alterna (muestra que debe ser tomada por el transformador TRANS 1, ver figura 4.5 y 4.9) de $12 V_{RMS}$ correspondientes a los $120 V_{RMS}$ de salida del inversor a la entrada del estabilizador de voltaje. El potenciómetro POT 8 se ajustó debidamente hasta obtener en el cátodo del diodo D6 un voltaje de $7.85 V_{c.d.}$. Se conecto la punta del osciloscopio en el secundario del transformador de potencia, en el cual se observo una señal modulada en anchura de pulsos de alterna. Al incrementar el voltaje de entrada al circuito, la anchura de los pulsos disminuyo; y viceversa (ver figura 5.1 (a) y (b)).

iii) Estabilizador de corriente.

Para el transformador de corriente se utilizó un transformador toroidal de núcleo de ferrita, que tiene un diámetro interno 2.5 cm, un diámetro externo 4.6 cm y espesor de 1.5 cm. Para construir el arrollamiento secundario se utilizó alambre magneto del número 35. El número de vueltas necesarias se hizo en forma experimental como se indica a continuación:

Se inició el arrollamiento (secundario) alrededor del núcleo hasta dar una vuelta. Por el centro del núcleo se pasó un cable (primario) del número 16 el cual se conectó al amperímetro, y de



(a)



(b)

figura 5.1 Señal de regulación en corriente y voltaje (a) Incremento por bajo voltaje, (b) Decremento por exceso de voltaje ó corriente

este a un extremo de la carga; el otro extremo a una fuente de voltaje variable de alterna. Un segundo cable se conecto de la fuente de voltaje a la carga. Se utilizó una carga de 500 watts. La conexión final se muestra en la figura 5.2.

Se procedió a alimentar a la carga incrementando el voltaje de la fuente hasta obtener una lectura en el amperímetro de 4.16 A; al mismo tiempo se tomó lectura del voltaje de salida del arrollamiento secundario; si el voltaje era aproximadamente $1 V_{RMS}$, el arrollamiento quedaba terminado, sino se continuaba hasta obtenerlo.

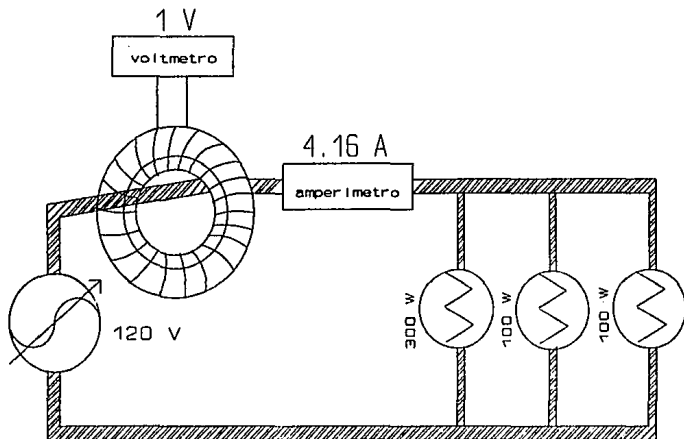


figura 5.2 Procedimiento de calibración del transformador de corriente

El arrollamiento secundario del transformador de corriente se conectó (referido a tierra) al convertidor de c.a. a c.c. (circuito MAV) de la figura 4.5; el potenciómetro POT 9 se ajustó de tal manera que se tuviera en el cátodo del diodo D7 un voltaje de 7.85 $V_{c.d.}$. Se conectó la punta del osciloscopio en el secundario del transformador de potencia, observándose la señal modulada en anchura de pulsos de alterna. Si se incrementaba el voltaje de la fuente de voltaje variable, la anchura de los pulsos disminuía, ya que se estaba simulando un consumo de corriente mayor al permitido. Este circuito únicamente limita la corriente de carga disminuyendo

el voltaje de salida.

Para comprobar el buen funcionamiento del circuito de protección contra cortocircuito, el potenciómetro POT 10 se ajustó de tal manera que se tuviera en la pata 5 del C.I. 23A un voltaje de $11.8 V_{c.d.}$ correspondientes a un consumo de corriente de 4.5 A. Para asegurar el buen funcionamiento de este circuito se incrementó el voltaje de la fuente variable hasta obtener en la pata 6 del C.I. 22 un voltaje mayor a $11.8 V_{c.d.}$, observándose por consecuencia en el osciloscopio que la señal de salida desaparecía.

iv) Detector de bajo voltaje de salida.

Se conectó la punta del osciloscopio en el secundario del transformador de potencia observándose una señal modulada en anchura de pulsos. Se alimentó un voltaje de $84 V_{RMS}$ al puente rectificador C.I. 13 de la figura 4.6, y se ajustó el potenciómetro POT 7 de tal manera que se tuviera en la pata 5 del C.I. 15 A un voltaje de $4.23 V_{c.d.}$. Se apago y encendió el equipo, y con ayuda de un reloj, se midió el tiempo que transcurre antes de que la señal de salida desapareciera; esto sucedió a los 10 segundos.

v) Detector de batería fuera de límites.

Se desconectó el banco de baterías de los circuitos de la figura 4.7 (a) y (b).

Al circuito de la figura 4.7 (a) se le alimentó un voltaje de $24 V_{c.d.}$ con ayuda de una fuente de voltaje variable de directa (referido a tierra); se conectó la punta del osciloscopio en el secundario del transformador, para cerciorarse de que la señal de salida estuviera presente. Se conectó el voltmetro a la salida de la fuente de voltaje, se procedió a incrementar el voltaje hasta que la señal de salida desapareciera; esto sucedió a los $30 V_{c.d.}$. Ahora se procedió a decrementar el voltaje hasta que la señal de salida desapareciera nuevamente, esto sucedió a los $18.5 V_{c.d.}$

El mismo procedimiento se siguió para comprobar el buen funcionamiento del circuito de la figura 4.7 (b), solo que el voltaje fue de polaridad contraria.

5.3 Comentarios

Al no contar con el filtro de salida, la señal que se obtiene es la modulada en anchura de pulsos. Esta no debe tomarse como señal de realimentación, ya que las variaciones en voltaje no son tomadas en cuenta por los estabilizadores tanto de tensión como de corriente, así como por el detector de bajo voltaje de salida. Los

circuitos anteriormente mencionados solo responden a las variaciones de una onda sinusoidal; por tal motivo, la señal debe filtrarse para obtener a la salida del transformador de potencia dicha señal y así poder conectar las realimentaciones para obtener un buen funcionamiento del equipo.

Debido a que los transistores MOSFET de potencia son elementos muy sensibles a las descargas electrostáticas, se debe de asegurar que estén en buen estado antes de ser montados en el puente inversor. Una forma de comprobar que lo estén es mediante la utilización de un multímetro digital (en el modo prueba de diodos), verificando que el diodo de protección conectado en antiparalelo entre las terminales drenaje-fuente no este dañado. Las lecturas que se deben obtener son las siguientes:

Terminal		Lectura en
Drenador	Fuente	prueba de
Punta (+)	Punta (-)	diodos
Punta (-)	Punta (+)	alta impedancia
		0.48 V

Las lecturas de compuerta a fuente, y de compuerta a drenaje, deben de marcar alta impedancia (Over Load, O.L), con cualquier combinación de las puntas del multímetro.

5.4 Sugerencias

Para contar con un equipo más eficiente, se puede aprovechar la salida FM del circuito integrado 8038, en un circuito de sincronización a red para poder implementarlo en un switch estático, además de un rectificador cargador de baterías, y lograr obtener un sistema de alimentación ininterrumpida ON-LINE. Un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) ON-LINE es un sistema en el que el inversor esta alimentando continuamente a la carga, teniéndose como principal ventaja que la carga será alimentada por una onda de excelentes características tanto en voltaje como en frecuencia. La otra es que cuando se tenga un corte en el suministro de energía la carga sigue alimentada por el inversor.

BIBLIOGRAFÍA

1) **Electrónica Industrial Técnicas De Potencia**

Juan Andrés Gualda Gil, Salvador Martínez García, Pedro
Manuel Martínez Martínez
Editorial Alfa Omega Marcombo

2) **Energía Solar Fotovoltaica**

Serie: Mundo Electrónico
Marcombo Boixareu Editores

3) **Tiristores Conceptos y Aplicaciones**

R. K. Sugandhi, K. K. Sugandhi
Editorial Limusa Noriega

4) **Redacción de Tesis y Trabajos Escolares**

Jonathan Anderson, Berry H. Durston, Millicent Poole
Editorial Diana

5) **Circuitos Integrados Lineales Y Amplificadores Operacionales**

Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll
Prentice Hall

6) Electrónica y Automática Industriales

Serie: Mundo Electrónico

Marcombo Boixareu Editores

7) Semiconductor Pulse Circuits With Experiments

Brinton B. Mitchell

East Los Angeles College

8) Mis Inicios En Electrónica

Forrest M. Mims, III

Mc Graw Hill

9) Electrónica de Potencia

Raymond Ramshaw

Marcombo Boixareu Editores

10) Teoría y Problemas de Circuitos Eléctricos

Joseph A. Edminister, M. S. E.

Mc Graw Hill

11) Prontuario Para el Diseño Eléctrico y Electrónico

Salvador Martínez García

Marcombo Boixareu Editores

12) Automatic Control System

Benjamin C. Khuo

Prentice Hall

13) Alimentación de Equipos Informaticos y Otras Cargas Críticas

Salvador Martínez García

Mc Graw Hill

Artículos

1) Análisis y Síntesis de un Puente Inversor. Control De Ancho

De Impulso (I) y (II)

Salvador Martínez García

Mundo Electrónico (Junio y Julio de 1975)

2) Filtros Resonantes Para Inversores Trifásicos (I) y (II)

Juan Andrés Gualda Gil

Mundo Electrónico (Junio y Julio de 1976)

3) Inversor Con Transistores Distintas Soluciones

Juan Andrés Gualda Gil y Salvador Martínez García

Mundo Electrónico (Junio de 1979)

4) Técnicas de Excitación De Los Transistores MOSFET De Potencia

Salvador Martínez García

Mundo Electrónico (Abril de 1982)

5) Generador De Funciones De Un Solo CI.

Características y Empleo Del CI Intersil 8038

H. Schreiber.

Intersil.

6) Conformación de Onda de los Inversores Estudio por Ordenador

Guillermo Herranz, Juan Carreras y Pascual Palacios

Revista Mundo Electrónico (nº 162 y nº 165)

7) Sistemas de Alimentación Ininterrumpida. Estado Actual y

Tendencias Tecnológicas.

Salvador Martínez

Revista Mundo Electrónico (Julio de 1987)

8) Necesidad y Utilización de los SAI

Salvador Martínez

Revista Mundo Electrónico (Junio de 1989)

- 9) Filtros Resonantes Para Inversores Monofásicos (I)
y (II).

Juan Andrés Gualda Gil.

Revista Mundo Electrónico (nº 46 y 47)

Manuales

- 1) Linear, data book

National semiconductor

1978

- 2) 4000 series CMOS logic

Solid state scientific

1983

- 3) Intersil

Analog, switches, multiplexers, A/D & D/A, linear, power

mos

1983

- 4) NTE semiconductors

6 th edition

5) International rectifier

Rectifier, power semiconductors

Short form, catalog 90

Product Digest

1990

APÉNDICE A

Funciones de transferencia del filtro resonante serie-paralelo

1) Función de transferencia del filtro con carga resistiva:

$$\frac{V_g(S)}{V_o(S)} = \frac{S^2 L_p C_g R_L}{S^4 L_p C_p C_g L_S R_L + S^3 L_p L_S C_g + S^2 (L_S C_g R_L + L_p C_p R_L + L_p C_g R_L) + S L_p + R_L} \quad (A.1)$$

Sustituyendo las magnitudes de los componentes calculados en el capítulo 3 (sección 3.9); y calculando para una resistencia de carga de 10 ohms, tenemos:

$$\frac{V_g(S)}{V_o(S)} = \frac{377.2497 \times 10^{-6} S^2}{494.9293 S^4 + 2.5939 \times 10^{-6} S^3 + 517.9522 \times 10^{-6} S^2 + 368.66 \times 10^{-3} S + 10}$$

Las raíces del polinomio del denominador son:

$$R_1 = -28.078$$

$$R_2 = -74.857$$

$$R_3 = -74.857 + j369.49$$

$$R_1 = -74.857 - j369.49$$

Sustituyendo las raíces y realizando las operaciones necesarias se tiene:

$$\frac{V_g(S)}{V_e(S)} = \frac{377.2497 \times 10^{-6} S^2}{(S + 28.078)(S + 74.857)(S^2 + 149.714S + 142126.4305)}$$

2) Función de transferencia del filtro en vacío:

$$\frac{V_g(S)}{V_e(S)} = \frac{S^2 L_p C_g}{S^4 L_p C_p C_g L_g + S^2 (L_g C_g + L_p C_p + L_p C_g) + 1} \quad (A.2)$$

Sustituyendo las magnitudes de los componentes calculados en el capítulo 3 (sección 3.9) tenemos:

$$\frac{V_g(S)}{V_e(S)} = \frac{37.7249 \times 10^{-6} S^2}{49.4929 \times 10^{-12} S^4 + 51.7952 \times 10^{-6} S^2 + 1}$$

siendo las raíces del polinomio del denominador las siguientes:

$$R_1 = 8.2042 \times 10^{-29} + j1.4027 \times 10^2$$

$$R_2 = 8.2042 \times 10^{-23} - j1.4027 \times 10^3$$

$$R_3 = -3.7616 \times 10^{-37} - j1.0133 \times 10^3$$

$$R_4 = -3.7616 \times 10^{-37} + j1.0133 \times 10^3$$

Sustituyendo las raíces y realizando las operaciones necesarias se tiene:

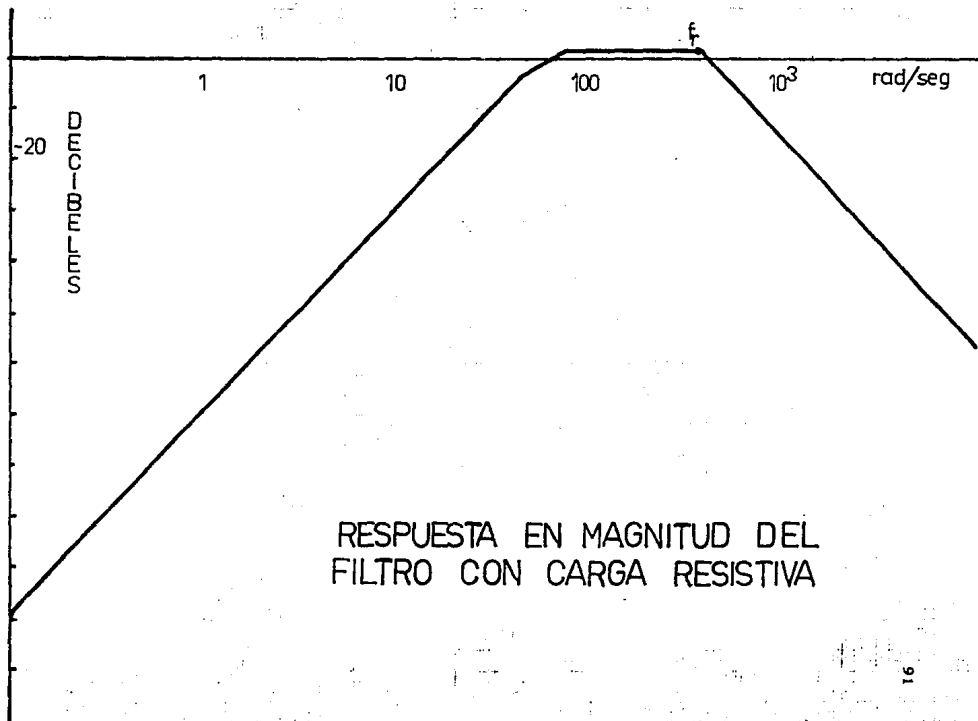
$$\frac{V_s(S)}{V_e(S)} = \frac{37.7249 \times 10^{-6} S^2}{(S^2 - 164.084 \times 10^{-39} S + 19656.04)(S^2 + 7.522 \times 10^{-37} S + 1026169)}$$

La frecuencia de resonancia es:

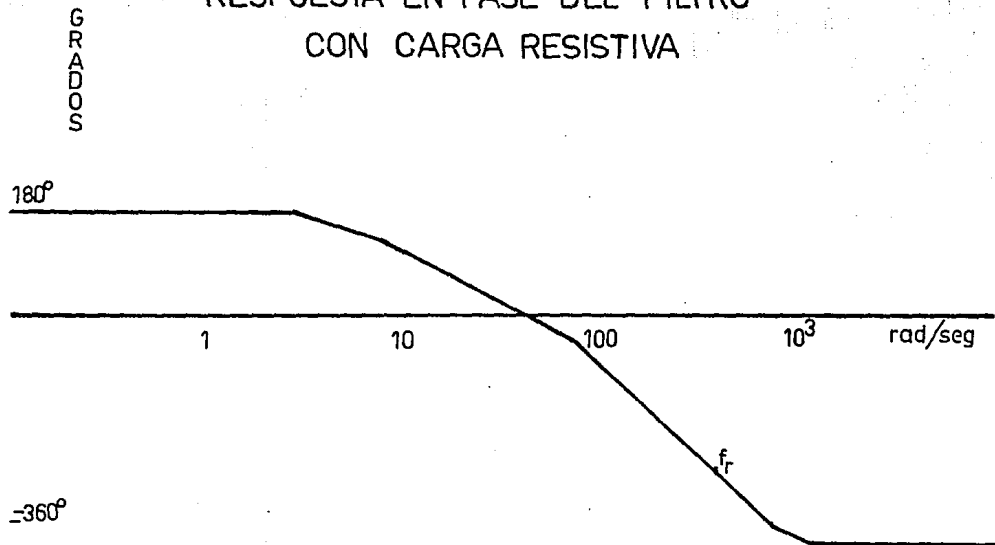
$$f_r = 2 * \pi * 60 \text{ Hz} = 376.99 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

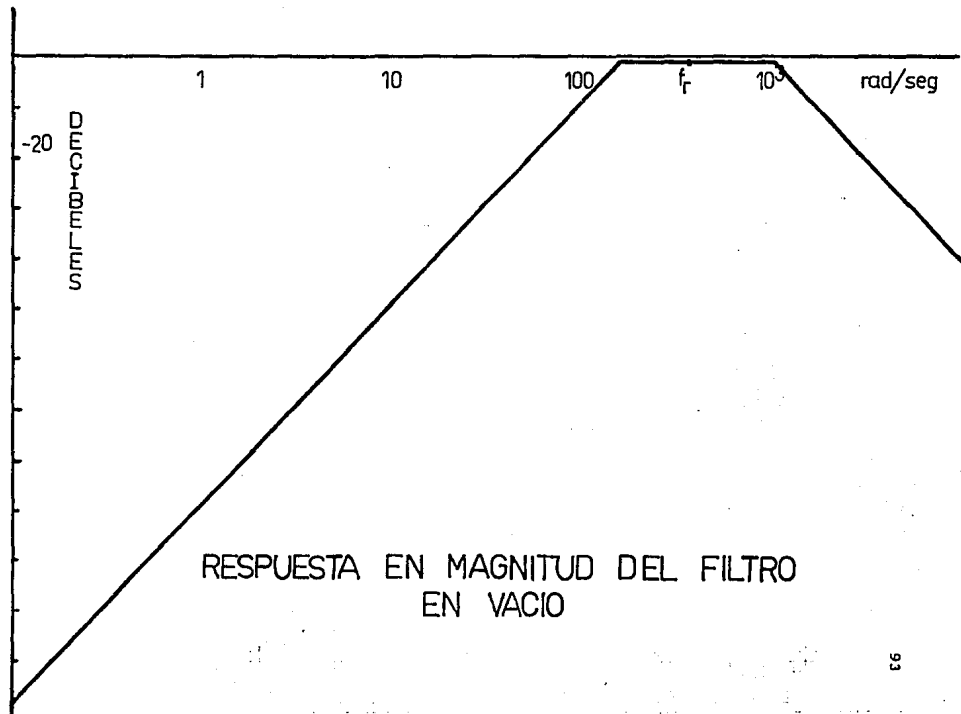
En donde la función de entrada al filtro que describe a la señal modulada en anchura de pulsos es:

$$U_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4U_b}{n\pi} [-\cos n(18.281^\circ) + \cos n(26.719^\circ) - \cos n(37.2042^\circ) + \cos n(52.7958^\circ) - \cos n(57.3143^\circ) + \cos n(77.6857^\circ) - \cos n(78.975^\circ) + \cos n(90^\circ)] \text{ sen } n\omega t, \quad n=1,3,5,\dots \quad (\text{A.3})$$



RESPUESTA EN FASE DEL FILTRO CON CARGA RESISTIVA





RESPUESTA EN FASE DEL FILTRO EN VACIO

GRADOS

180°

270°

1

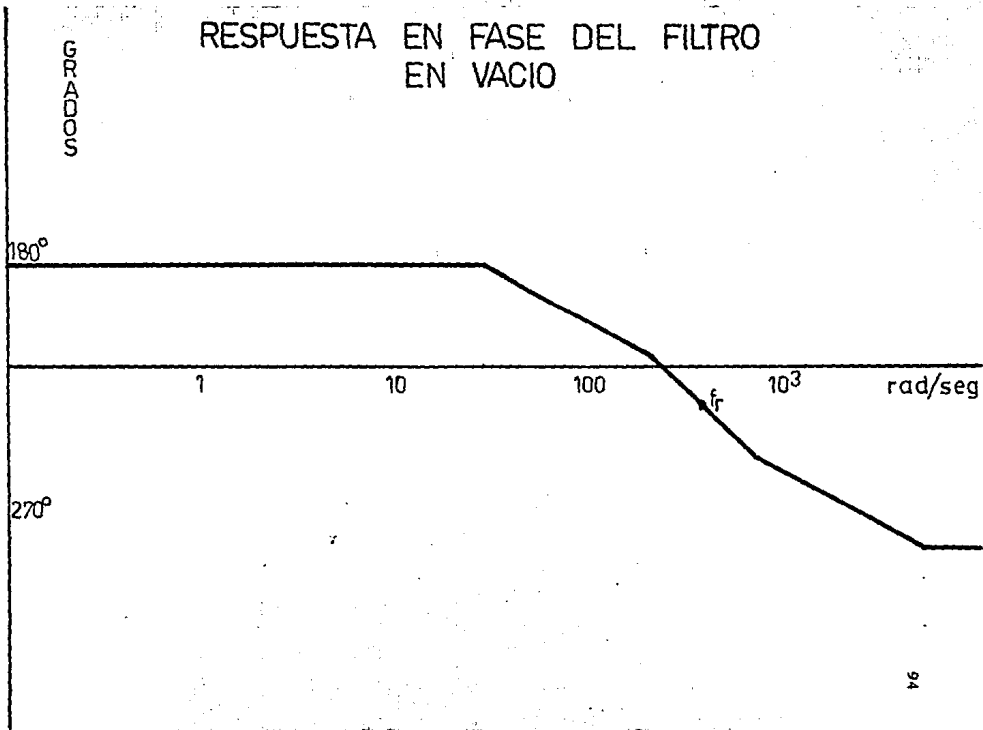
10

100

10³

rad/seg

f_r



APÉNDICE B

B.1 El generador de funciones 8038

El circuito integrado 8038, es un generador de funciones que entrega una señal cuadrada, triangular y sinusoidal (todas a la frecuencia seleccionada), en un amplio margen de frecuencias y con excelentes condiciones de linealidad y estabilidad (ver figura B.1).

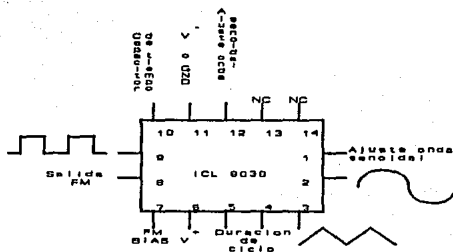


Figura B.1 Generador de Funciones Intersil 8038

B.1.1 Características de empleo

Alimentación. El circuito 8038 puede ser alimentado con una tensión comprendida entre 10 y 30 V, con la terminal 11 a tierra. También puede utilizarse una tensión simétrica con relación a tierra, comprendido entre ± 5 V y ± 15 V. En este caso, el circuito suministra señales simétricas con respecto a tierra, es decir, el valor medio de la tensión de las salidas (2, 3, 9) es nulo.

Frecuencia. La frecuencia de oscilación esta comprendida entre 0.001 Hz y 1 MHz. Sin embargo, para frecuencias superiores a 20 ó 30 kHz, resulta difícil obtener en las salidas <<triangular>> y <<sinusoidal>> formas de onda correctamente definidas.

Respecto a las resistencias R_a y R_b , determinantes de la frecuencia, es prudente respetar un límite superior de 1 M Ω y un límite inferior de 500 Ω , obteniéndose buenos resultados con valores de algunos kilohmios.

Amplitudes. Se obtienen amplitudes bastante diferentes en las tres salidas de señal (2, 3, 9). La cuadrada está disponible con una amplitud mínima cresta a cresta 0.9 veces la tensión total de alimentación. El valor medio de este coeficiente es de 0.33 para las triangulares y de 0.22 para las sinusoidales (mínimo de 0.3 y 0.2 respectivamente). Con una alimentación de 20 V, se obtiene por consiguiente una onda sinusoidal de $0.22 \times 20 \text{ V} = 4.4 \text{ V}$ cresta a

cresta, o sea 1.55 V eficaz aproximadamente. Por razones de disipación no es prudente utilizar en la salida <<cuadrada>> una resistencia de carga inferior a 4.7 k Ω , salvo si se alimenta el circuito con una tensión de 20 V.

Precisión de las señales. Con una resistencia de carga de 4.7 K Ω , se obtiene en la salida <<cuadrada>> tiempos de subida y caída próximos a 100 y 40 ns respectivamente. La no linealidad de las ondas triangulares será casi del 0.1%. En régimen sinusoidal, se indica un valor medio del coeficiente de distorsión de 0.8 %, estos datos son válidos cuando se satisface una corrección externa simplificada, consistente en conectar una resistencia de 81 K Ω entre las terminales 11 y 12 (terminal 1 libre). Utilizando los dos modos de corrección, como después se describirá, se llega al 0.5 % de distorsión en la mayoría de los casos. La hoja de características del fabricante da estos valores para funcionamiento a frecuencia fija de 10 kHz y frecuencias más bajas, a condición de que la relación cíclica se ajuste cada vez a la unidad. Por el contrario, la distorsión aumenta a frecuencias superiores (a partir de 20 o de 30 kHz aproximadamente).

B.2 Empleo a frecuencia fija

El esquema básico de utilización es el de la figura B.2, en el cual la frecuencia de funcionamiento y la relación cíclica están determinadas por los elementos C, R_A y R_B . La proporción creciente

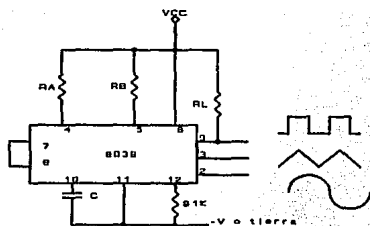


Figura B.2 Esquema básico de utilización a frecuencia fija

de la señal triangular así como la duración del nivel bajo de la señal cuadrada, vienen dadas por:

$$t_1 = \frac{5}{3} R_A C \quad (\text{B.1})$$

en tanto que la otra alternancia de señal es:

$$t_2 = \frac{5}{3} \times \frac{R_A R_B C}{2R_A - R_B} \quad (\text{B.2})$$

Finalmente, la frecuencia de funcionamiento es:

$$f = \frac{1}{(t_1 + t_2)}$$

En el caso particular en que $R_A = R_B = R'$, se tiene:

$$f = \frac{0.3}{R'C}$$

en principio se debe obtener una señal perfectamente simétrica. De hecho las inevitables asimetrías del circuito hacen que sea necesario dar a las resistencias R_A y R_B unos valores ligeramente diferentes y, si se designa por R el valor medio de estas dos resistencias, se tiene para la expresión de la frecuencia:

$$f = \frac{0.15}{RC} \quad (B.3)$$

Esta expresión es igualmente válida para el montaje de la figura B.2, en el que la relación cíclica se ajusta por medio de un potenciómetro situado entre las terminales 4 y 5. Si se desea que esta relación sea igual a 1, se consigue un margen de ajuste suficientemente amplio cuando se elige para este potenciómetro un valor aproximadamente igual a 1/50 del valor de R . Teniendo en cuenta una desviación máxima del 5.1 % se puede admitir la presencia de una capacidad ficticia de aproximadamente 300 pf entre los terminales 10 y 11 y la frecuencia se calcula por:

$$f = \frac{0.15}{R(C+300pf)}$$

en el caso de la figura B.3.

Si se desea un rango de variación de la duración de ciclo inferior al 50 %, la conexión exhibida en la figura B.4 es recomendable.

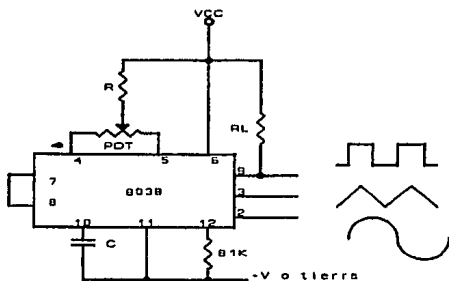


Figura B.3 Funcionamiento con ajuste separado de la frecuencia y de la relación cíclica.

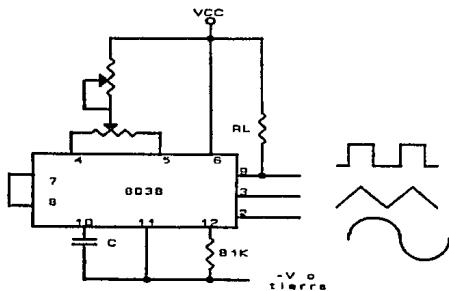


Figura B.4 Esquema de conexión para obtener un rango de variación de duración de ciclo inferior al 50%.

APÉNDICE C

C.1 Técnicas de excitación en los transistores MOSFET de potencia

Los transistores MOSFET de potencia son más simples de excitar que los bipolares por no requerir corrientes apreciables. Sin embargo debe prestarse atención al circuito excitador para funcionamiento a frecuencia elevada.

C.2 Estructura y fabricación

El transistor de efecto de campo, FET, es esencialmente un dispositivo de alta velocidad de respuesta por tratarse de un semiconductor de enriquecimiento y estar desprovisto de los fenómenos de difusión característicos de los transistores bipolares. Después de muchos años regalados al campo de la señal, varias firmas han desarrollado técnicas de conducción vertical en pastillas MOS (VMOS) de gran superficie, consiguiendo manejar decenas de amperios y cientos de voltios con resistencias de saturación muy reducidas. Las excepcionales características de estos transistores, que pueden resumirse en alta velocidad de respuesta, debilísimo consumo de excitación, buena capacidad para

soportar sobrecargas y puesta en paralelo simple, los colocan en una posición ventajosa frente a los transistores bipolares y a los tiristores para muchas aplicaciones de electrónica de potencia de hasta 10 kVA.

C.3 Estados de corte y saturación

Los FET de potencia son ideales para funcionamiento en modo lineal y en modo interruptor.

Normalmente, la ventaja principal buscada en el diseño con estos elementos es la reducción en el tamaño de componentes reactivos trabajando a frecuencia elevadas.

Es útil recordar que un FET es fundamentalmente una resistencia variable entre las terminales *drenador* y *surtidor* que depende de la tensión aplicada entre la *puerta* y el *surtidor*.

Con tensión elevada en la puerta, del orden de 10 V ó más. y corriente de drenador moderada, la tensión drenador-surtidor se reduce enormemente por saturación de mayoritarios en el canal de conducción. El transistor pasa a comportarse como una pequeña resistencia entre drenador y surtidor. La caída de tensión para la corriente de drenador nominal depende normalmente de la tensión nominal del componente y oscila entre 1 V para transistores de 100 V y 3 V para transistores de 400 V, aproximadamente. Puede considerarse un valor típico de 1.5 a 2 V (véase figura C.1).

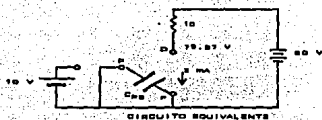
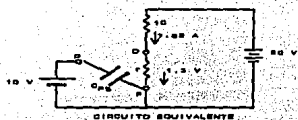
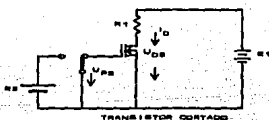
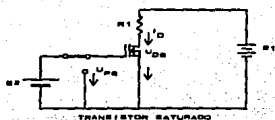
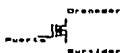
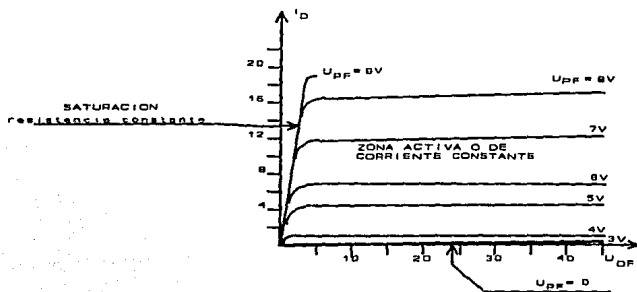


Figura C.1 Comportamiento del FET de potencia cortado y en saturación.

Es interesante notar que el FET no consume corriente de puerta apreciable por comportarse ésta como un electrodo de inducción

electrostática frente al canal drenador-surtidor que gobierna, como pretende indicar su símbolo gráfico. Es un dispositivo semiconductor controlado por tensión, contrariamente a un transistor de unión que muestra control por corriente de base. Esto supone una enorme ventaja para realizar los circuitos de mando.

Para cortar el FET no hay más que acumular la tensión puerta-surtidor. La corriente de fuga obtenida entre drenador y surtidor es muy baja, inferior a los transistores de unión de silicio. Para un FET de 10 A puede ser del orden de 2 mA, lo que supone un comportamiento al corte casi ideal. La disipación del transistor cortado es por tanto muy baja, normalmente despreciable (véase figura C.1).

C.4 Conmutación con carga inductiva

En la figura C.2 se ha representado un circuito típico con carga inductiva con diodo de libre circulación. Se han dibujado las inductancias parásitas L_p de los cables de drenador y de surtidor, así como las capacidades parásitas internas entre puerta y drenador C_{PD} y entre puerta y surtidor C_{PS} . El circuito de excitación se ha representado por su equivalente Thévenin, con flancos de subida y bajada exageradamente largos por claridad. Se supone una corriente constante I en la bobina de carga.

En el instante t_0 comienza el impulso de excitación, retardado

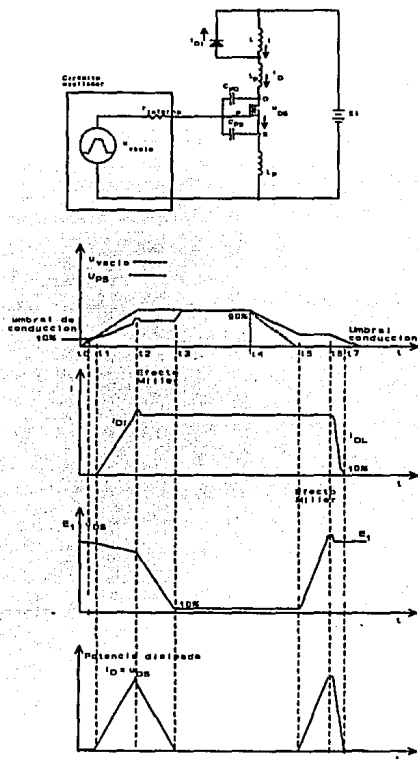


Figura C.2 Comportamiento dinámico con carga inductiva.Efecto Miller

en puerta debido a C_{pp} y C_{pd} y la resistencia interna del circuito de excitación. En el instante t_1 se alcanza el umbral de conducción en la tensión puerta-surtidor y comienza a circular corriente por el drenador, restandose de la corriente del diodo i_{D1} . La tensión drenador-surtidor disminuye ligeramente debido al efecto de la inductancia L_p del drenador. La bobina de carga L sigue a tensión nula porque el diodo continua conduciendo.

La tensión puerta-surtidor se separa de su curva inicial en t_1 , elevándose más lentamente debido a la caída de tensión producida por el crecimiento de i_D en la inductancia parásita del surtidor, que se opone a la tensión de excitación.

También se retarda la elevación de la tensión puerta-surtidor debido a la absorción de corriente del circuito excitador a través de C_{pd} causada por la disminución de la tensión de drenador. Este fenómeno de realimentación negativa se llama efecto Miller y *su incidencia en el alargamiento del tiempo de saturación es menor cuanto menor sea la resistencia interna del circuito excitador.*

En el instante t_2 la corriente en el diodo, tras anularse, ha alcanzado el valor inverso de recuperación, quedando libre la carga para soportar tensión. Por tanto, u_{DF} disminuye rápidamente. El efecto Miller se acentúa y mantiene, durante el intervalo $t_2 + t_3$, el valor mínimo necesario en u_{pp} para soportar la corriente de carga.

En el instante t_3 , la saturación se completa anulándose u_{DF} . El efecto Miller cesa y la tensión de puerta queda libre para elevarse

hasta la tensión de vacío del circuito excitador, retardada solamente por C_{PF} .

Los fenómenos de corte son parecidos. En el instante t_4 comienza a disminuir la excitación y en t_5 se alcanza la tensión puerta-surtidor mínima para mantener la corriente de carga I . La tensión de drenador-surtidor comienza a elevarse por entrar el transistor en la zona de corriente constante. El efecto Miller de nuevo gobierna el proceso hasta el instante t_6 en que u_{DP} alcanza el valor de alimentación E_p . La capacidad C_{pD} introduce una corriente en puerta mientras dura la elevación de u_{DP} que retrasa la disminución de u_{DP} , manteniéndola en el valor mínimo necesario para soportar la corriente de carga I . Cuanto menor sea la resistencia interna del circuito excitador, más corriente Miller puede absorber y menor será el intervalo $t_5 + t_6$.

En el instante t_6 , el diodo comienza a hacerse cargo de la corriente de la carga y la corriente de drenador de C_{PF} gobernada solamente por el circuito de excitación.

De la descripción anterior se deduce que, con carga inductiva, tanto el tiempo de saturación $t_4 + t_5$ como el tiempo de corte $t_4 + t_7$ disminuyen con circuito excitador más rápido y de menor resistencia interna. Es importante disminuir estos tiempos para reducir al máximo la energía disipada en la conmutación, representada al final de la figura C.2, y poder trabajar a frecuencia elevada.

C.5 Excitación en modo todo-nada

Suelen encontrarse tres arreglos distintos en aplicaciones con transistores MOSFET de potencia; para cada uno de estos arreglos, existe una técnica de excitación.

C.5.1 Circuitos de excitación con surtidor a tierra

Estos circuitos, son los más sencillos de excitar por encontrarse el terminal surtidor del transistor al mismo potencial del cero del circuito de excitación. La manera de excitar al MOSFET con este tipo de arreglo es aplicando un voltaje entre la compuerta y el terminal surtidor.

Circuitos excitadores con TTL

Los circuitos integrados TTL presentan una gran velocidad de conmutación pero su nivel de tensión alta es insuficiente para poder gobernar por sí mismos ningún FET de potencia a plena corriente. Por otra parte, la resistencia interna es muy elevada y origina tiempos de saturación y corte largos, sobre todo en los FET de gran corriente, con elevadas capacidades parásitas de puerta. Algunos de los circuitos más empleados se muestran en la figura

C.3.

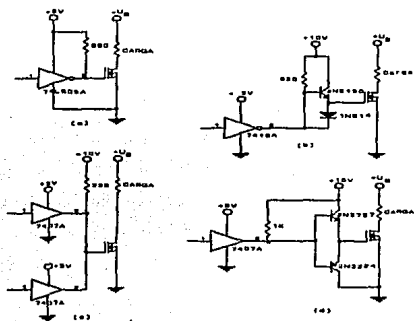


Figura C.3 Circuitos de excitación todo-nada para configuración con fuente a masa empleando circuitos integrados TTL

Circuitos excitadores con CMOS

Aunque más lentos que los circuitos integrados TTL, los CMOS manejan en general más corriente y ofrecen la posibilidad de excitar los FET directamente con tensión de 10 V y superiores. Por ello permiten realizar excelentes circuitos simples de excitación para velocidades no muy elevadas (véase figura C.4).

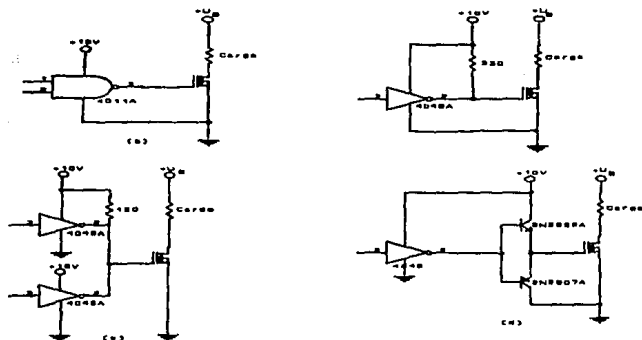


Figura C.4 Circuitos de todo-nada para configuración con fuente a masa empleando circuitos integrados CMOS

Excitación con circuitos lineales

Los amplificadores operacionales y otros circuitos integrados lineales pueden emplearse para obtener una excitación en modo todo-nada, además de la excitación. No existen problemas de saturación del FET, ya que prácticamente todos los integrados lineales pueden trabajar a más de 10 V de alimentación. Algunos de los arreglos más comúnmente usados se muestran a continuación en la figura C.5.

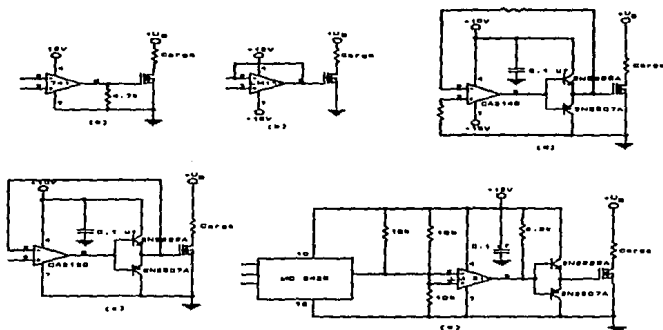


Figura C.5 Circuitos de excitación todo-nada para configuración con fuente a masa empleando circuitos integrados lineales

Otros circuitos de características elevadas

Para conseguir tiempos cortos de conmutación y corriente elevada de puerta, se puede emplear el circuito de la figura C.6 (a), con dos FET de señal complementarios y doble fuente de alimentación. Otro circuito excelente y más económico, figura C.6 (b), aprovecha las óptimas cualidades de la etapa de salida del popular temporizador 555.

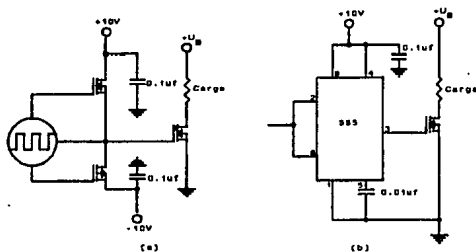


Figura C.6 Otros circuitos de excitación todo-nada para configuración con fuente a masa de características elevadas

C.5.2 Circuitos de excitación con carga a tierra

En algunas aplicaciones es imprescindible o muy interesante que la carga este conectada a tierra por un extremo. La excitación del FET que la controla se dificulta por estar sus terminales a diferente nivel de tensión que el circuito de control, normalmente con su 0 V a tierra. Es necesario recurrir a utilizar FET de canal P, acoplamiento por transformador, optoacopladores o circuitos elevadores del nivel de tensión con transistores.

Circuitos con FET canal P

Los FET canal P son en general menos ventajosos que los N. ofrecen la posibilidad de controlar de forma simple cargas conectadas a tierra (véase figura C.7).

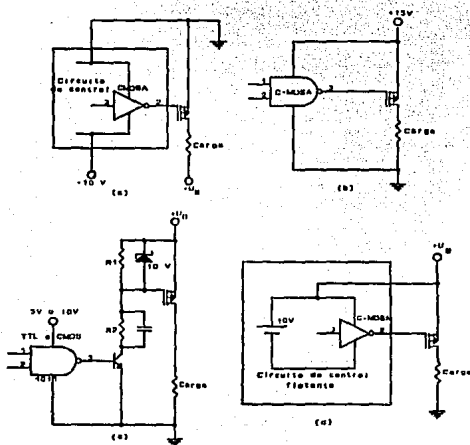


Figura C.7 Circuitos con FET canal P

Aun no perteneciendo estrictamente a este caso, las cargas conectadas a tierra pero con la fuente de alimentación negativa, figura C.7 (a), pueden controlarse cómodamente con circuitos similares a los descritos para FET con canal N con surtidor a

tierra, con la única salvedad de que el circuito de control tiene conectado a tierra el positivo de alimentación en lugar del negativo. El estado de la salida que provoca la conexión de la carga es el bajo y no el alto.

Circuitos excitadores con transformador

La excitación mediante transformador de acoplamiento permite desligar los niveles de tensión del control y de la potencia. Resulta interesante para frecuencias no demasiado bajas (400 Hz o superiores) porque permite utilizar transformadores pequeños. Para frecuencias elevadas pueden utilizarse transformadores de impulso para excitación de tiristores como se muestra en la figura C.5. Conviene recordar que, aunque el FET no consume corriente de puerta una vez excitado, los devanados deben tener una resistencia baja que permita cargar y descargar rápidamente la capacidad parásita de puerta. En este sentido, la inductancia de dispersión debe ser también baja.

Debe tenerse en cuenta la relación de tiempos de excitación y desexcitación para prevenir la saturación del núcleo, disponiendo un circuito de ataque al primario adecuado. La tensión de techo en el secundario debe ser menor de la máxima permitida entre puerta y surtidor para evitar que la sobretensión del flanco destruya la puerta. Con transformadores adecuados, el aislamiento galvánico y

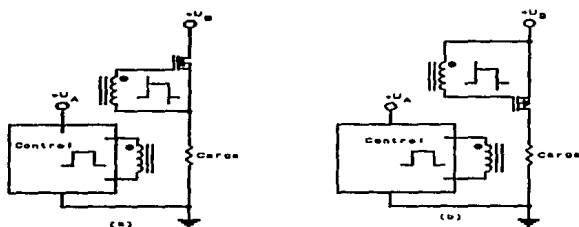


Figura C.8 Circuitos de excitación todo-nada para configuración con carga a masa mediante transformador

la inmunidad al ruido conseguidos son excelentes.

Circuitos excitadores con optoacopladores y fuente independiente

Otra forma más compleja de desligar las tensiones del circuito de potencia y de control es utilizar un optoacoplador excitado por éste para activar un circuito de puerta alimentado por una fuente independiente de 10 ó 12 V referenciada al terminal surtidor del FET. Es necesario prevenir la sensibilidad al ruido de los optoacopladores mediante un montaje cuidadoso. Los circuitos más comúnmente usados se muestran en la figura C.9.

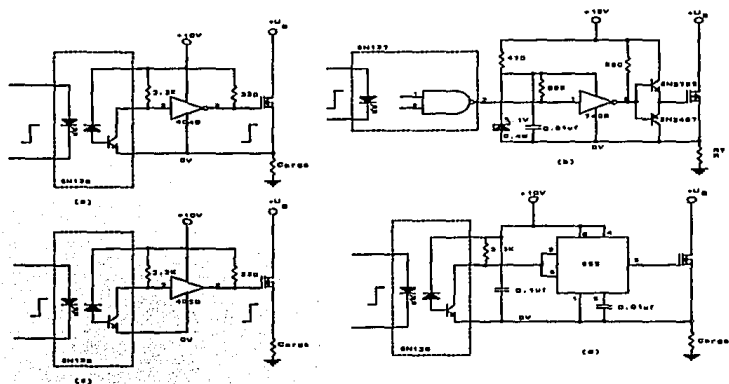


Figura C.9 Circuitos de excitación todo-nada para configuración con carga a masa mediante optoacopladores y fuente independiente

Circuitos excitadores con optoacopladores y alimentación directa del drenador

En los circuitos con optoacopladores puede eliminarse la fuente auxiliar configurando una fuente local de 10 ó 12 V a base de la tensión drenador-surtidor del FET en estado de corte. La solución es más simple cuando la proporción de tiempo al corte es elevada (superior al 30 %) y con frecuencia de funcionamiento alta. (véase la figura C.10 (a)). En caso contrario hay que recurrir a la carga rápida del condensador de almacenamiento mediante algún

artificio, como el transistor de la figura C.10 (b).

El calculo del condensador y de la red de carga, debe asegurar el mantenimiento de la tensión próxima a la del zener limitador durante todo el intervalo en que el FET está saturado. El diodo 1N4007 se encarga en tal situación, de evitar la descarga hacia el drenador.

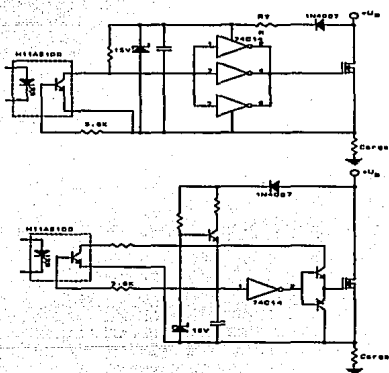


Figura C.10 Circuitos de excitación todo-nada para configuración con carga a masa mediante optoacopladores y alimentación directa del drenador

C.5.3 Circuitos de excitación para ramas de dos transistores

La mayor parte de los circuitos que manejan potencia elevada están constituidos por una o varias ramas, cada una de ellas realizadas con dos semiconductores de potencia en serie. Estos bloques funcionales (totem-pole en cierta literatura inglesa) constituyen la unidad constructiva de muchos reguladores e inversores. Los FET de potencia permiten realizar ramas de gran velocidad de conmutación, pudiendo emplearse FET complementarios o dos FET de canal N. La utilización de FET complementarios permite algunos montajes muy simples, pero es más recomendable emplear dos FET canal N por economía en caso de corriente elevada.

Los dos circuitos de control para ramas deben evitar que se solapen los intervalos de excitación de los FET para prevenir el cortocircuito de la fuente de alimentación y la destrucción de aquéllos por sobreintensidad. El pulso de excitación de un FET no debe aparecer antes del cese de pulso del otro, e incluso puede convenir a veces que medie un cierto retardo. En este sentido, debe estudiarse en detalle todos los retardos implicados en las diferentes etapas de los circuitos de excitación de cada FET. Los circuitos expuestos en las figuras C.11 y C.12 no se han depurado, en general, bajo este aspecto, y algunos de ellos pueden necesitar una elaboración adicional. La cuestión puede resolverse mediante retardos asimétricos (resistencia y diodo en paralelo, seguido de condensador) intercalados en las etapas de señal. En las ramas

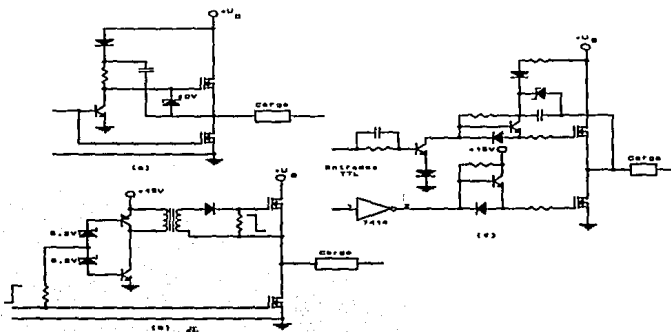


Figura C.11 Circuitos de excitación todo-nada de una rama de dos FET canal N

controladas por dos señales separadas, puede introducirse el retardo en el propio circuito generador de las señales.

Circuitos excitadores para ramas de FET canal N

En principio, la excitación puede resolverse combinado un circuito para FET con surtidor a tierra con otro para carga a tierra y FET canal N. Para aportar algunas variantes interesantes, en la figura C.11 (a) se da un circuito muy simple con alimentación directa del FET superior por condensador de almacenamiento. El transistor bipolar actúa como elevador de nivel de la señal y debe soportar la tensión de batería U_b del circuito de potencia. El

circuito de la figura C.11 (c). respondiendo al mismo principio, está elaborado para permitir mejores tiempos de conmutación.

También es posible realizar la excitación del FET superior de forma directa por almacenamiento de energía en una bobina en lugar de condensador, para asegurar unos 10 V más en la puerta respecto al surtidor durante el intervalo de saturación.

El circuito de la figura C.11 (b) resuelve el ataque del FET superior mediante transformador excitado por un par de transistores bipolares complementarios.

Circuitos excitadores para rama con FET complementarios

En la figura C.12 (a) se muestra un circuito simplísimo, útil para tensión de alimentación de la rama de 15 V ó inferior, con baja velocidad de respuesta que se podría mejorar con dos bipolares complementarios antes de las puertas. Aún más simple es el circuito de la figura C.12 (b), donde se ha puesto el FET canal P a tierra para permitir el ataque a las puertas con un solo devanado secundario. Además, esta configuración evita inherentemente la excitación simultánea de ambos FET.

Puede utilizarse para controlar la rama de cualquier combinación de excitadores para surtidor a tierra con excitadores para carga a tierra con FET canal P. En la figura C.12 (c) se da

una solución con optoacoplador y fuente independiente para el FET superior.

En la figura C.12 (d) se evita la doble fuente para excitación elevando la señal de nivel mediante un transistor NPN de tensión alta. El PNP del par seguidor de emisor superior también debe soportar la tensión U_B .

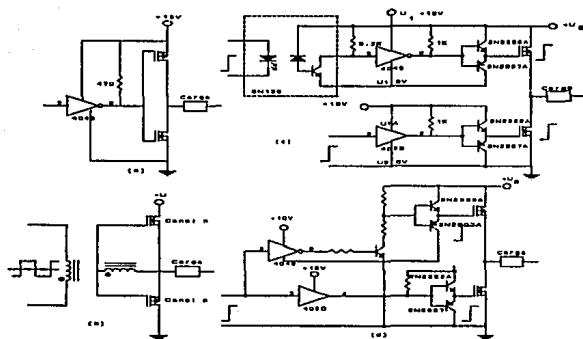


Figura C.12 Circuitos de excitación todo-nada de una rama con FET canal N y P

C.6 Excitación de FET conectados en paralelo y en serie

Para manejar corrientes y tensiones superiores a las permitidas por un solo componente, puede recurrirse a la asociación en paralelo y en serie respectivamente, de varios componentes. Los FET de potencia se adaptan bien en general a estas configuraciones, sobre todo para trabajo en modo todo-nada.

Conexión paralelo

El FET saturado básicamente equivale a una resistencia entre fuente y drenador. La ecualización de corrientes en este estado no difiere esencialmente de la ecualización de resistencias. Las corrientes de drenador se reparten de forma inversamente proporcional a la resistencia equivalente en saturación, que no suele presentar grandes diferencias entre elementos de un mismo tipo. Además esta resistencia aumenta con la temperatura, con lo que el transistor de menor resistencia, que se calienta más, eleva más su resistencia produciendo una ecualización automática. Un desequilibrio en frío del 20% puede reducirse al 15% con temperaturas del cristal cerca del límite. Por tanto, para funcionamiento a frecuencia no elevada, no es necesaria, aunque es recomendable no utilizar elementos de resistencia muy dispersa. Únicamente se recomienda colocar toroides de ferrita pequeños en los terminales de puerta para prevenir autooscilaciones, dado que

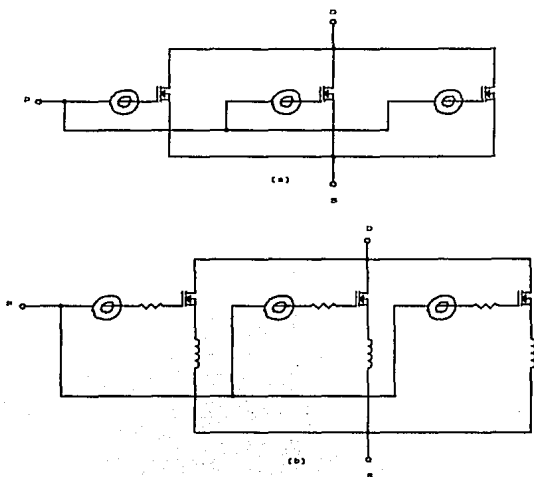


figura C.13 Interconexión de FET en paralelo con y sin ecualización dinámica

los FET son componentes de frecuencia alta. Véase la figura C.13

Conexión serie

La conexión serie de los FET no presenta problemas muy diferentes a los de cualquier semiconductor de potencia. En general, es conveniente disponer resistencias R' para la

equalización estática y redes R-C para la dinámica (figura C.14(b)). Dada la rapidez de la conmutación, los condensadores de

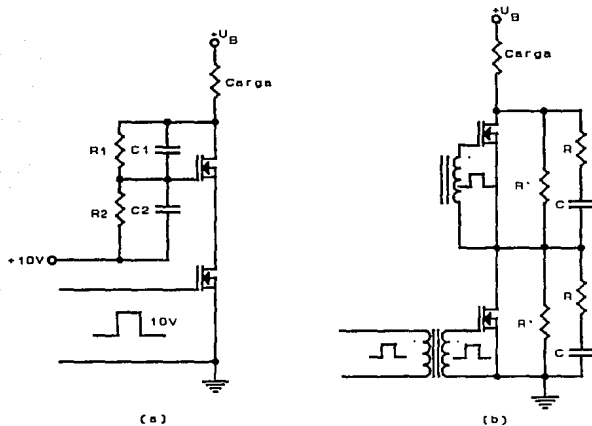


figura C.14 Interconexión y excitación de FET en serie
estas últimas pueden ser pequeños.

En la figura C.14(a) se presenta un circuito muy simple, apto para tensiones del circuito de potencia inferiores a 100 V. El reparto de tensión en estado de corte se asegura polarizando la puerta del FET superior a la mitad de U_B aproximadamente mediante R_1 y R_2 . Los condensadores, que deben mantener el mismo reparto dinámico ($R_2/R_1 = C_1/C_2$), aseguran también la saturación rápida del FET superior.

En la figura C.14(b) se muestra un circuito con ecualización clásica estática y dinámica. La excitación se realiza mediante transformador de acoplamiento. Los secundarios deben tener características muy similares y las tensiones de umbral de conducción de los FET también deben serlo en lo posible para reducir las diferencias en los tiempos de saturación y corte.

C.7 Precauciones generales

Por ser los FET semiconductores con elevada velocidad de respuesta, pueden ocasionar autooscilaciones de alta frecuencia superior a los 50 MHz. Para evitarlo debe cuidarse la disposición física del circuito de puerta y surtidor. Es útil disponer toroides de ferrita en la puerta o pequeñas resistencias en serie (150 Ω a 100 Ω). Para que la posible autooscilación no pase desapercibida, conviene utilizar en los desarrollos osciloscopios de 100 MHz de ancho de banda, por lo menos.

APÉNDICE D

D.1 Descomposición en series de Fourier

Para el análisis de circuitos lineales con ondas periódicas complicadas, es útil aplicar el teorema de superposición descomponiendo las ondas en cuestión en series de Fourier, es decir, en:

- a) Un término constante o componente continua.
- b) Un término sinusoidal o componente fundamental, de la misma frecuencia que la onda analizada.
- c) Una serie de términos sinusoidales o componentes armónicos, cuyas frecuencias son múltiplos del fundamental.

Es decir:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (D.1)$$

Para que tal descomposición sea posible, la función periódica $f(t)$ debe cumplir las condiciones de Dirichlet, a saber, que:

- 1) Si es discontinua, el número de discontinuidades en un período T debe ser finito.

- 2) Sea finito el valor medio en un período.
- 3) Tenga un número finito de máximos positivos y negativos.

Los coeficientes A_n y B_n del desarrollo están dados por:

$$A_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos nwt \, dt, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (D.2)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \operatorname{sen} nwt \, dt, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (D.3)$$

siendo t_0 cualquier instante y $w = 2\pi/T$.

El término constante $A_0/2$ es el valor medio de la onda. Los coeficientes A_n y B_n son los valores de pico de los componentes sinusoidales. Para cada frecuencia, los dos componentes están defasados 90° . luego la amplitud de cada armónico y de la onda fundamental está dada por:

$$\sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

El desarrollo queda muy simplificado si la función presenta simetrías. las cuales pueden advertirse mediante la colocación adecuada de los ejes de coordenadas.

Función par: $f(t) = f(-t)$.

Carece de términos en senos, y los otros pueden calcularse simplifícadamente:

$$A_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cos n\omega t \, dt \quad (D.4)$$

La función $f(t) = 2 + t^2 + t^4$ es un ejemplo de función par, ya que los valores de la función para t y para $-t$ son iguales. El coseno es una función par, puesto que su desarrollo en serie es

$$\cos t = 1 - \frac{t^2}{2!} + \frac{t^4}{4!} - \frac{t^6}{6!} + \frac{t^8}{8!} - \dots$$

La suma de dos o más funciones pares es otra función par, y la adición de una constante no varia la naturaleza par de una función.

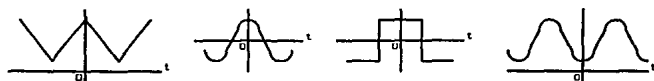
Las ondas dibujadas en la figura D.1 (a) representan funciones pares, siendo simétricas respecto del eje vertical.

Función impar: $f(t) = -f(-t)$.

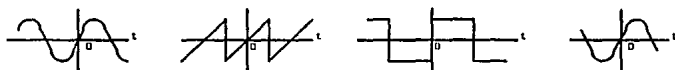
Sólo tiene términos en senos.

$$B_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \sen n\omega t \, dt \quad (D.5)$$

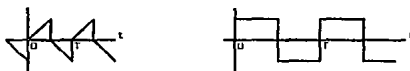
La función $f(t) = t + t^3 + t^5$ es una función impar, ya que los



(a)



(b)



(c)

Figura D.1 Simetría de las formas de onda: (a) funciones pares, (b) funciones impares

valores de la función para t y $-t$ son de signo contrario. El seno es una función impar, puesto que su desarrollo en serie es

$$\text{sen } t = t - \frac{t^3}{3!} + \frac{t^5}{5!} - \frac{t^7}{7!} + \frac{t^9}{9!}$$

La suma de dos o más funciones impares es otra función impar, pero la adición de una constante destruye la naturaleza impar de la función, ya que $f(t)$ no es ya igual a $-f(-t)$. El producto de dos funciones impares es una función par.

Las ondas dibujadas en la figura D.1 (b) representan funciones impares.

Función alternada: $f(t) = -f(t+T/2)$

El término A_0 y los armónicos pares son nulos. Los impares se calculan así:

$$A_{2k+1} = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cos(2k+1) \omega t \, dt, \quad k=0,1,2,3\dots \quad (D.6)$$

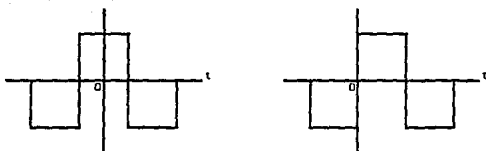
$$B_{2k+1} = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \sin(2k+1) \omega t \, dt, \quad k=0,1,2,3\dots \quad (D.7)$$

Una onda puede presentar varias simetrías a la vez.

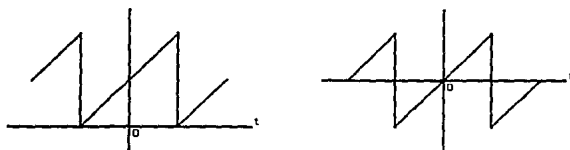
En la figura D.1 (c) se representan dos ejemplos de este tipo.

Una vez establecido el tipo de simetría de una onda se llega a las conclusiones siguientes. Si la forma de onda es par, todos los términos de la serie correspondiente son cosenos con una constante si la onda tiene un valor medio distinto de cero. En consecuencia, no es preciso calcular las integrales para hallar los coeficientes b_n , ya que no puede tener términos en seno. Si la forma de onda es impar, la serie solo contiene senos. La onda solo puede ser impar después de eliminar la constante, en cuyo caso su representación de Fourier contendrá simplemente tal constante y una

serie de términos en seno. Si la onda tiene simetría de semionda, en la serie habrá solamente armónicos impares. Estas series contendrán términos en seno y coseno a menos que la función sea también par ó impar. En todo caso, a_n y b_n son nulos para $n = 2, 4, 6, \dots$ y para cualquier onda con simetría de semionda.



(a)



(b)

Figura D.2 Análisis de las formas de onda por el método de Fourier.

Algunas formas de onda pueden ser impares o pares según la situación del eje vertical. La onda cuadrada de la izquierda de la figura D.2 (a) cumple la condición de una función par, esto es, $f(t) = f(-t)$. Si se desplaza el eje vertical hasta la posición de la figura D.2 (a) derecha se obtiene una función impar en la que $f(t) = -f(-t)$. Si el eje vertical esta en cualquier otro punto que los de la figura D.2 (a), la onda cuadrada no será ni par ni impar y su serie contendrá senos y cosenos. Es esencial, pues, en el análisis de funciones periódicas la elección conveniente del eje vertical para tener una función par o impar siempre que el tipo de onda lo haga posible.

El desplazamiento del eje horizontal puede simplificar la serie que representa a la función. La onda de la izquierda de la figura D.2 (b), por ejemplo, no cumple los requisitos de una función impar hasta que se elimine el valor medio, como se observa en la figura D.2 (b) derecha. Por tanto, su serie contendrá solamente un término constante y términos en seno.

Como el equivalente exponencial del seno es imaginario puro y el de coseno es real, las consideraciones anteriores de simetría pueden utilizarse para comprobar los coeficientes de las series exponenciales. Una forma de onda par contiene únicamente términos en coseno en su serie trigonométrica y, por tanto, los coeficientes de la serie exponencial de Fourier tienen que ser números reales.

Análogamente, una función impar cuya serie trigonométrica está formada por términos en seno tiene coeficientes imaginarios puros en su serie exponencial.

Ejemplo D.1 Desarrollar en serie de Fourier la onda de tensión alterna y cuadrada de valor de pico U_p y ancho de pulso θ . Véase figura D.3.

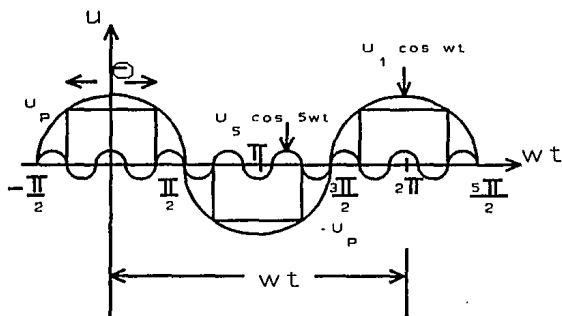


Figura D.3 Desarrollo en serie de Fourier de una onda rectangular de alterna de ancho de pulso θ .

La onda en cuestión es par y alternada, luego carece de término constante, de términos en senos y de armónicos pares.

Por tanto de la ecuación (D.1), puede escribirse:

$$u(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega t, \quad n=1,3,5\dots \quad (D.8)$$

donde según (D.6):

$$A_{2k+1} = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{T}} u \cos (2k+1)\omega t \, d(\omega t) \quad k=0,1,2,3\dots \quad (D.9)$$

siendo:

$$u = U_p \text{ para } 0 < \omega t < \frac{\theta}{2} \quad (D.10)$$

$$u = 0 \text{ para } \frac{\theta}{2} < \omega t < \frac{\pi}{2} \quad (D.11)$$

por tanto:

$$A_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{\theta}{2}} U_p \cos (2k+1)\omega t \, d(\omega t) =$$

$$A_n = \frac{4U_p}{\pi} \left[\frac{\text{sen } (2k+1)wt}{(2k+1)} \right]_0^{\frac{\theta}{2}} = \frac{4U_p}{(2k+1)\pi} \text{sen } \frac{(2k+1)\theta}{2} \quad k=0,1,2,3\dots$$

sustituyendo en (D.8) se obtiene:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4U_p}{(2k+1)\pi} \text{sen } \frac{(2k+1)\theta}{2} \cos (2k+1)wt, \quad k=0,1,2,3\dots \quad (\text{D.12})$$

En la figura D.3 se han representado, para $\theta = 120^\circ$, la onda fundamental y el armónico quinto. El armónico tercero es nulo, ya que (véase D.12) $\text{sen } 3 \cdot 120^\circ/2 = \text{sen } 180^\circ = 0$.

Ejemplo D.2 Desarrollar en serie de Fourier la onda de tensión alterna, modulada en siete pulsos por semiciclo.

La onda en cuestión es impar y alternada, luego carece de término constante, de términos en cosenos y de armónicos pares.

Por tanto puede escribirse:

$$u(t) = \sum_{1,3,5\dots}^{\infty} A_n \text{sen } nwt \quad (\text{D.13})$$

donde

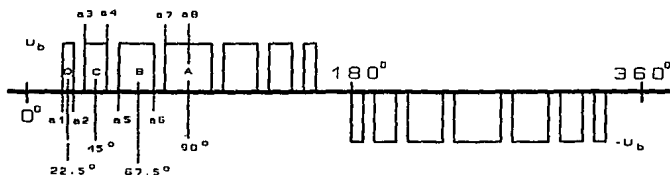


Figura D.4 Función de comportamiento.

$$\begin{aligned}
 A_n &= \frac{4U_p}{\pi} \left[\int_{a_1}^{a_2} \text{sen } n\omega t \, d\omega t + \int_{a_3}^{a_4} \text{sen } n\omega t \, d\omega t + \right. \\
 &\quad \left. \int_{a_5}^{a_6} \text{sen } n\omega t \, d\omega t + \int_{a_7}^{a_8} \text{sen } n\omega t \, d\omega t \right] \\
 &= \frac{4U_b}{\pi} [\cos na_2 - \cos na_1 + \cos na_4 - \cos na_3 + \\
 &\quad \cos na_6 - \cos na_5 + \cos na_8 - \cos na_7] \quad (D.14)
 \end{aligned}$$

de las figuras D.4 y 2.7 (a) y (b) calcularemos la mitad de cada ancho de pulso,

$$A = 22.5000^\circ / 2 = 11.0250^\circ$$

$$B = 20.3915^\circ / 2 = 10.1857^\circ$$

$$C = 15.5917^\circ / 2 = 7.7958^\circ$$

$$D = 8.4381^\circ / 2 = 4.2190^\circ$$

y por consiguiente los valores a_1 a a_8

$$a_1, a_2 = 22.5^\circ \pm 4.219^\circ$$

$$a_1 = 18.281^\circ$$

$$a_2 = 26.719^\circ$$

$$a_3, a_4 = 45^\circ \pm 7.7958^\circ$$

$$a_3 = 37.2042^\circ$$

$$a_4 = 52.7958^\circ$$

$$a_5, a_6 = 67.5^\circ \pm 10.1857^\circ$$

$$a_5 = 57.3143^\circ$$

$$a_6 = 77.6857^\circ$$

$$a_7 = 90^\circ - 11.025^\circ$$

$$a_7 = 78.975^\circ$$

$$a_8 = 90^\circ$$

que substituidos en (D.14) obtendremos la amplitud del armónico "n":

$$A_n = \frac{4U_2}{n\pi} [\cos n(26.719^\circ) - \cos n(18.281^\circ) + \cos n(52.7958^\circ) \\ - \cos n(37.2042^\circ) + \cos n(77.6857^\circ) - \cos n(57.3143^\circ) \\ + \cos n(90^\circ) - \cos n(78.975^\circ)] \quad (D.15)$$

y finalmente, sustituyendo en (D.13) obtendremos la tensión para el armónico "n":

$$\begin{aligned}
 U_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4U_b}{n\pi} & [-\cos n(18.281^\circ) + \cos n(26.719^\circ) - \cos n(37.2042^\circ) \\
 & + \cos n(52.7958^\circ) - \cos n(57.3143^\circ) + \cos n(77.6857^\circ) - \cos n(78.975^\circ) \\
 & + \cos n(90^\circ)] \operatorname{sen} n\omega t, \quad n=1,3,5,\dots \quad (D.16)
 \end{aligned}$$

D.2 Programa y resultados

```
4 REM "PROGRAMA QUE CALCULA:"
5 REM "LA AMPLITUD DE LOS DISTINTOS ARMONICOS PRESENTES EN LA ONDA,
6 REM "LA AMPLITUD DEL ARMONICO PARA DISTINTOS INDICES DE MODULACION"
7 PRINT "TECLEE (1) PARA CALCULAR LA AMPLITUD DE LOS DISTINTOS ARMONICOS PRESENTES EN LA ONDA"
8 PRINT "TECLEE (2) PARA CALCULAR LA AMPLITUD DEL ARMONICO EN FUNCION DEL INDICE DE MODULACION"
9 PRINT "TECLEE (0) PARA SALIR"
10 INPUT "TECLEE (1) O (2) = "; Z
11 P = 3.141592654# / 180
12 IF Z = 1 THEN GOTO 28
15 IF Z = 2 GOTO 174
20 IF Z > 2 THEN GOTO 7
25 IF Z < 0 THEN GOTO 7
26 IF Z = 0 THEN GOTO 800
28 PRINT TAB(2); "60 < IM < 98"
30 INPUT "Indice de Modulaci3n ="; IM
31 IM = IM / 100
32 IF IM > .98 THEN GOTO 30
33 IF IM <= .6 THEN GOTO 30
35 INPUT "Tensi3n de Baterias ="; Ub
36 IF Ub <= 0 THEN GOTO 35
40 n = 1
45 LPRINT TAB(13); "Amplitud de los distintos Armonicos"
50 LPRINT
60 LPRINT TAB(13); "Indice de Modulaci3n ="; IM * 100; "%"
65 LPRINT TAB(13); "Tensi3n de Baterias ="; Ub
70 LPRINT
71 LPRINT
75 LPRINT TAB(9); "Armonico", TAB(25); "Amplitud", TAB(45); "Distorsi3n"
80 LPRINT TAB(11); "(#)", TAB(25); "(Volts)", TAB(48); "(-)"
85 LPRINT
90 GOSUB calc
95 X9 = COS(a1 * P)
100 X10 = COS(a2 * P)
105 X11 = COS(a3 * P)
110 X12 = COS(a4 * P)
115 X13 = COS(a5 * P)
120 X14 = COS(a6 * P)
125 X15 = COS(a7 * P)
130 X16 = COS(a8 * P)
135 XT1 = -X9 + X10 - X11 + X12 - X13 + X14 - X15 + X16
140 I1 = XT1 * 4 * Ub / 3.141592654#
150 DIST = I / 11
155 LPRINT TAB(11); n; TAB(23); ABS(I1); TAB(43); ABS(DIST)
```

```
160 n = n + 2
165 IF n >= 50 THEN GOTO 7
170 GOTO 90
176 PRINT "40 > n > 1"
180 INPUT "Armónico =": n
185 IF n > 40 THEN GOTO 176
186 IF n <= 0 THEN GOTO 176
195 INPUT "Tensión de Baterías =": Ub
196 IF Ub <= 0 THEN GOTO 195
200 IM = .98
210 LPRINT TAB(7); "Amplitud del Armónico en función del Índice de Modulación"
215 LPRINT
220 LPRINT TAB(13); "Armónico =": n
225 LPRINT TAB(13); "Tensión de baterías =": Ub
230 LPRINT
235 LPRINT
240 LPRINT TAB(7); "Índice de Modulación", TAB(34); "Amplitud", TAB(48); "Ángulo total"
245 LPRINT TAB(17); "{%}", TAB(34); "{Volts}", TAB(50); "{Grados}"
250 LPRINT
255 GOSUB calc
260 Ot = 2 * (a2 - a1 + a4 - a3 + a6 - a5 + a8 - a7)
265 LPRINT TAB(14); IM * 100; TAB(33); ABS(1); TAB(48); Ot
270 IM = IM - .005
275 IF IM <= .6 THEN GOTO 7
280 GOTO 255
calc:
605 A = IM * 22.5
610 B = A * COS(22.5 * P)
615 C = A * COS(45 * P)
620 D = A * COS(67.5 * P)
625 E = A / 2
630 F = B / 2
635 G = C / 2
640 H = D / 2
645 a1 = 22.5 - H
650 a2 = 22.5 + H
655 a3 = 45 - G
660 a4 = 45 + G
665 a5 = 67.5 - F
670 a6 = 67.5 + F
675 a7 = 90 - E
680 a8 = 90
690 S = ((4 * Ub) / (n * 3.141592654))
695 X1 = COS(n * a1 * P)
700 X2 = COS(n * a2 * P)
```

```
705 X3 = COS(n * a3 * P)
710 X4 = COS(n * a4 * P)
715 X5 = COS(n * a5 * P)
720 X6 = COS(n * a6 * P)
725 X7 = COS(n * a7 * P)
730 X8 = COS(n * a8 * P)
735 XT = -X1 + X2 - X3 + X4 - X5 + X6 - X7 + X8
740 I = XT * S
745 RETURN
800 END
```


Amplitud de los distintos Armónicos

Índice de Modulación = 98 %
Tensión de Baterías = 37

Armónico (#)	Amplitud (Volts)	Distorsión (-)
1	36.09244	1
3	.4930671	1.366123E-02
5	1.557013E-02	4.313958E-04
7	6.300592E-04	1.745682E-05
9	2.732725E-03	7.57146E-05
11	.3137098	8.691842E-03
13	6.287456	.1742042
15	9.553648	.2646994
17	5.153901	.1427972
19	8.029934	.2224824
21	2.455554	6.803513E-02
23	.4129358	1.144106E-02
25	.5927441	1.642294E-02
27	3.984229	.1103896
29	3.054282	8.462387E-02
31	3.445534	9.546413E-02
33	2.227872	6.172684E-02
35	1.095567	3.035448E-02
37	3.323263	9.207641E-02
39	1.877923	5.203093E-02
41	1.804598	4.999933E-02
43	.7792826	2.159129E-02
45	2.085894	5.779309E-02
47	1.913986	.0530301
49	1.337525	3.705833E-02

Amplitud de los distintos Armónicos

Índice de Modulación = 80.5 %

Tensión de Baterías = 60

Armónico (#)	Amplitud (Volts)	Distorsión (%)
1	48.14931	.9999999
3	.4461891	9.26678E-03
5	9.563498E-03	1.986217E-04
7	2.610231E-04	5.421117E-06
9	1.155738E-03	2.40032E-05
11	.2024477	4.204582E-03
13	6.478189	.1345437
15	21.44218	.4453268
17	16.01742	.3326615
19	9.959349	.206843
21	1.898129	3.942172E-02
23	.2150962	4.467275E-03
25	.3242725	6.734727E-03
27	3.724498	7.735309E-02
29	8.818588	.1831509
31	6.203832	.1288457
33	6.368791	.1322717
35	4.325861	8.984264E-02
37	5.792164	.1202959
39	1.880387	3.905324E-02
41	2.119532	4.401999E-02
43	5.069052	.1052778
45	2.624558	5.450873E-02
47	1.522403	3.161836E-02
49	2.374999	4.932571E-02

Amplitud del Armónico en función del Índice de Modulación

Armónico = 1
Tensión de baterías = 60

Índice de Modulación (%)	Amplitud (Volts)	Angulo total (Grados)
98	58.52828	110.8529
97.5	58.23241	110.2873
97	57.93649	109.7217
96.5	57.64055	109.1561
96	57.34456	108.5905
95.50001	57.04853	108.025
95.00001	56.75246	107.4594
94.50001	56.45633	106.8938
94.00001	56.16017	106.3282
93.50001	55.86399	105.7627
93.00001	55.56775	105.1971
92.50001	55.27146	104.6315
92.00001	54.97515	104.0659
91.50001	54.67879	103.5004
91.00001	54.38241	102.9348
90.50001	54.08596	102.3692
90.00001	53.78949	101.8036
89.50001	53.49298	101.2381
89.00001	53.19641	100.6725
88.50001	52.89984	100.1069
88.00002	52.6032	99.54134
87.50002	52.30653	98.97575
87.00002	52.00982	98.41017
86.50002	51.7131	97.84462
86.00002	51.41632	97.27905
85.50002	51.11948	96.71345
85.00002	50.82264	96.14789
84.50002	50.52575	95.5823
84.00002	50.22882	95.01675
83.50002	49.93187	94.45117
83.00002	49.63485	93.88557
82.50002	49.33782	93.32001
82.00002	49.04076	92.75445
81.50002	48.74365	92.18887
81.00002	48.44651	91.62328
80.50002	48.14932	91.05769
80.00002	47.85212	90.49213
79.50002	47.55488	89.92657
79.00002	47.2576	89.36099
78.50002	46.96027	88.79539

Amplitud del Armónico en función del Índice de Modulación

Armónico = 1

Tensión de baterías = 37

Índice de Modulación (%)	Amplitud (Volts)	Angulo total (Grados)
98	36.09244	110.8529
97.5	35.90998	110.2873
97	35.7275	109.7217
96.5	35.54501	109.1561
96	35.36248	108.5905
95.50001	35.17993	108.025
95.00001	34.99735	107.4594
94.50001	34.81474	106.8938
94.00001	34.63211	106.3282
93.50001	34.44946	105.7627
93.00001	34.26678	105.1971
92.50001	34.08407	104.6315
92.00001	33.90134	104.0659
91.50001	33.71859	103.5004
91.00001	33.53582	102.9348
90.50001	33.35301	102.3692
90.00001	33.17019	101.8036
89.50001	32.98734	101.2381
89.00001	32.80445	100.6725
88.50001	32.62157	100.1069
88.00002	32.43864	99.54134
87.50002	32.2557	98.97575
87.00002	32.07272	98.41017
86.50002	31.88974	97.84462
86.00002	31.70673	97.27905
85.50002	31.52368	96.71345
85.00002	31.34063	96.14789
84.50002	31.15754	95.5823
84.00002	30.97444	95.01675
83.50002	30.79132	94.45117
83.00002	30.60816	93.88557
82.50002	30.42499	93.32001
82.00002	30.2418	92.75445
81.50002	30.05859	92.18887
81.00002	29.87535	91.62328
80.50002	29.69208	91.05769
80.00002	29.50881	90.49213
79.50002	29.32551	89.92657
79.00002	29.14219	89.36099
78.50002	28.95884	88.79539
78.00002	28.77547	88.22984