

90
207

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA



DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC - DC, CON ALIMENTACION DE 750 VDC Y SALIDA CONTROLADA DE 0 A 750 VDC.

FALLA DE ORIGEN

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(ELECTRONICA)

P R E S E N T A :
MIGUEL ANGEL MORALES ARROYO

DIRECTOR DE TESIS,
ORLANDO BULFEDA DE LA LUZ

MEXICO, D. F.

1989





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.

INTRODUCCION

El título del seminario especifica Diseño De Un Convertidor DC-DC De Alta Potencia Con Alimentación De 750 VDC y Salida Controlada De 0 a 750 VDC (500 Amp.). Por lo que en el análisis y diseño se utilizaron dos métodos de estudio:

- 1.- Variables de Estado.
- 2.- Un método que basa su análisis en las ecuaciones de corriente en un capacitor y voltaje en una bobina.

Los dos métodos se aplican al análisis de tres configuraciones diferentes que por sus características reciben los nombres de amplificadora, inversora y reductora. Posteriormente se darán los motivos, por los que las configuraciones se examinan por los dos métodos, ya que de este análisis se derivan los parámetros de diseño.

Por razones que se expondrán a lo largo del documento no se realizo la construcción del convertidor DC-DC, por lo que se plantea una descripción del mismo dando énfasis a sus etapas fundamentales.

Por sus características especiales, esta fuente contará con un control digital a base de un microprocesador 6802, razón por la cual se desarrollo una tarjeta y su software.

OBJETIVO.

Las metas que pretende alcanzar este trabajo son:

1.- Analizar teórica y prácticamente las tres configuraciones básicas de un regulador switchado, mediante dos diferentes métodos: uno parte del estudio de la corriente en la inductancia y el otro utiliza variables de estado.

El análisis se enfoca al estudio de la respuesta estable y la respuesta dinámica, derivándose de él, los parámetros de diseño.

2.- Elegir la configuración que se adecúe al planteamiento original del seminario.

3.- Plantear las etapas que conformarán al convertidor DC-DC.

4.- Desarrollar el control digital para el convertidor DC-DC en base a la familia del microprocesador 6800.

GLOSARIO.

$\langle A(t) \rangle$	= Valor promedio de la ecuación $\langle A(t) \rangle$.
A	= Area de la sección transversal del núcleo (cm ²)
a	= Es el radio promedio del devanado (cm)
AL	= Indice de inductivo (MH/1000 vueltas)
B	= Densidad de flujo magnético.
d	= Diferencial.
b	= Es la longitud del embobinado (cm)
c	= Capacitor.
c	= Es el ancho del embobinado (cm)
D	= Ciclo de trabajo.
D	= Diodo en todos los diagramas.
d(x)	= Diferencial de la variable x.
$\frac{d(x)}{dt}$	= Derivada de x con respecto a t.
Ei	= Error actual.
Eo	= Error anterior.
H	= Intensidad de campo magnético.
h	= henrys.
ID	= La corriente en el diodo.
IDMAX	= Corriente del diodo máximo.
IDmin	= Corriente del diodo minima.
IDprom	= Corriente del diodo promedio.

I _o	= Corriente de salida.
IL (ton)	= Corriente en la inductancia para el tiempo ton.
IL MAX	= Corriente máxima en la inductancia.
IL mín	= Corriente mínima en la inductancia.
IL prom	= Corriente promedio en la inductancia.
Is MAX	= Corriente máxima en el elemento de switcheo.
IS mín	= Corriente mínima en el elemento de switcheo
Isrom	= Corriente promedio en el elemento de switcheo.
L	= Inductancia.
LI	= Límite inferior del rango.
Ls	= Límite superior del rango.
l	= Longitud promedio del núcleo (cm)
M	= Permeabilidad.
m	= Pendiente de una recta.
MH	= Micro Henrys.
Mi	= Permeabilidad relativa a la permeabilidad en espacio libre.
MX	= Alguna localidad de memoria.
N	= Número de vueltas
n	= El número de vueltas.
Pc	= Parte baja de la palabra de control.
Pc	= Parte alta de la palabra de control.

NP	= Incremento constante para la palabra de control.
K	= Constante de proporcionalidad.
Kd	= Constante.
Q	= Factor de calidad (capacitor).
Qo	= Factor de calidad (bobina).
R	= Resistencia.
r	= radio de la bobina (cm)
R serie	= Resistencia en el conductor de la bobina.
T	= Período.
t	= Tiempo.
toff	= Tiempo en el cual el elemento de switcheo permanece apagado.
ton	= Tiempo en el cual el elemento de switcheo esta encendido.
T2	= Timer 2.
T3	= Timer 3.
V	= Voltaje.
VA	= El voltaje alto de la señal que controla el disparo del elemento de switcheo.
VIS	= Voltaje de inversa en el elemento de switcheo.
Vg	= El voltaje que controla el elemento de conmutación.
VC	= El voltaje en el capacitor.

Vb	= Voltaje bajo de la señal que controla el disparo del elemento de switcheo.
Vi	= Voltaje de entrada.
VL	= El voltaje en la inductancia.
VO	= El voltaje de salida.
Vos	= Voltaje (sensado).
Vor	= Voltaje de referencia.
X	= El valor que representa para el microprocesador el valor accesado desde el teclado.
XL	= Reactancia inductiva.
Y	= El valor suministrado desde el teclado.
(.)	= Lo que se encuentra entre llaves es el exponente.
=	= Aproximadamente.

CAPITULO I.**ANALISIS TEORICO DE LAS CONFIGURACIONES BASICAS PARA
FUENTES REGULADAS POR SWITCHEO**

CAPITULO I.

- INTRODUCCION.

Un sistema convertidor DC-DC tiene dos tipos de respuesta: Dinámica y Estable.

Dentro de este capítulo se analiza la respuesta estable, este tipo de respuesta es muy importante cuando el convertidor DC-DC debe entregar un voltaje determinado con una carga invariable, definiéndose así el comportamiento del circuito bajo las condiciones antes mencionadas.

El método de estudio utilizado, como se mencionó en la introducción se basa en las ecuaciones de corriente en el capacitor y voltaje en la inductancia con el auxilio de las leyes de Kirchhoff.

En la serie de experimentos que fueron realizados, no hubo necesidad de diseñar bobinas, porque se contaba con ellas. Sin embargo, dentro de las características generales se habla brevemente sobre el diseño de bobinas y los rasgos particulares que deben tomarse en cuenta para seleccionar capacitores.

I.1 CARACTERISTICAS GENERALES.

Dentro de las características generales se consideran algunos parámetros de diseño de bobinas aunque la finalidad de este trabajo no es diseñarlas, se presenta la información para seleccionar capacitores y se define también la señal de disparo a utilizar en todo este trabajo.

I.1.1 CONSIDERACIONES GENERALES PARA EL DISEÑO DE BOBINAS

Los aspectos más importantes que deben considerarse en el diseño de bobinas son:

- El efecto capacitivo.
- La resistencia en la inductancia.
- El efecto de la frecuencia en la inductancia.
- Pérdidas.
- Tipos de núcleos.

Principalmente aquí se habla de tres tipos diferentes de bobina que son:

Bobinas de una sola capa.
 Bobinas multicapa.
 Bobinas con núcleo magnético.

Para una inductancia con una bobina de una sola capa y bajas frecuencias, la inductancia aproximada está expuesta por la fórmula:

$$L = \frac{r(2) n(2)}{22.9l + 25.4r} \quad (\text{MH})$$

Donde r = radio de la bobina (cm)
 l = longitud de la bobina (cm)
 n = número de vueltas
 () = Lo que se encuentra entre llaves es el exponente.

Para que haya un mejor factor de calidad, el largo debe ser aproximadamente igual a su diámetro, pero esto no es crítico.

En inductancias mayores, es más eficiente usar una bobina multicapa, así únicamente aumenta el radio y el número de vueltas, para este tipo de bobinas la inductancia es aproximadamente:

$$L = \frac{1.1 a(2) n(2)}{6a + 9b + 10c} \quad (\text{MH})$$

Donde

- a = Es el radio promedio del devanado (cm)
 b = Es la longitud del embobinado (cm)
 c = Es el ancho del embobinado (cm)
 n = Es el número de vueltas.
 () = Lo que se encuentra entre llaves es el exponente.

En la operación lineal de inductores, la inductancia con núcleo, cuyo campo magnético está completamente contenido dentro del núcleo magnético es:

$$L = \frac{1.2 \cdot N(2) \cdot Mi \cdot A \cdot 10^{-2}}{l} \quad (\text{MH})$$

Donde

- N = Número de vueltas
 Mi = Permeabilidad relativa a la permeabilidad en espacio libre.
 A = Área de la sección transversal del núcleo (cm²)
 l = Longitud promedio del núcleo (cm)
 () = Lo que se encuentra entre llaves es el exponente.

La fórmula es simplificada por algunos fabricantes de núcleos que dan un índice inductivo para especificar la forma del núcleo y el tipo de material que lo forma, el índice inductivo incluye el área de la sección transversal, la longitud del núcleo y su permeabilidad relativa.

$$L = N(2) \cdot AL \cdot 10^{-3} \quad (\text{MH})$$

Donde

- AL = Índice de inductivo (Mh/1000 vueltas)
 () = Lo que se encuentra entre llaves es el exponente.

Capacitancia en las bobinas.

Cada espira de la bobina tiene un voltaje diferente al de otras espiras, por tal razón hay un voltaje diferencial entre espiras, en consecuencia se origina una capacitancia, como los conductores están recubiertos con esmalte, el valor de la capacitancia se ve incrementado, por tal razón la reactancia en un inductor es modificada. A frecuencias medias la reactancia inductiva es mayor de lo que sería para un inductor ideal.

A una frecuencia mayor, ocurre un efecto de resonancia y después de esto se decrementará la reactancia capacitiva.

Para algunas aplicaciones, la capacitancia no es deseable, así que debe ser minimizada, lo que se logra mediante diferentes técnicas durante el embobinado.

En el caso de bobinas de una sola capa el diámetro debe conservarse pequeño y las vueltas deben espaciarse para disminuir la constante dieléctrica.

Si se trata de bobinas multicapa la capacitancia se ve incrementada considerablemente, el embobinado debe hacerse para que el voltaje diferencial entre espiras sea mínimo.

Pérdidas en las bobinas.

El conductor con que está hecha una bobina tiene una resistencia intrínseca, sin embargo, tanto la reactancia inductiva, como la resistencia en una bobina varían con la frecuencia, pero no necesariamente en la misma proporción.

A bajas frecuencias, el factor de calidad se incrementa conforme la frecuencia lo hace.

$$Q_0 = \frac{XL}{R \text{ serie}}$$

Donde

XL es la reactancia inductiva.

R serie es la resistencia serie equivalente en la inductancia.

Q₀ es el factor de calidad.

Al incrementarse el factor de calidad significa que la reactancia inductiva se acrecenta sin incrementos significativos en la resistencia en serie.

Para mejorar el factor de calidad en una bobina se debe mantener baja la capacitancia del embobinado, así como la resistencia, y se deben utilizar núcleos magnéticos.

Algunas de las razones por las que se utilizan núcleos de materiales magnéticos son:

- a.- La inductancia se incrementa porque la permeabilidad del núcleo concentra el campo magnético.
- b.- Como ya se dijo anteriormente, aumenta el factor de calidad, y así se logra una mayor inducción sin aumentar la longitud del inductor.

Los núcleos magnéticos originan algunos problemas, así que su uso debe ser cuidadoso.

- 1.- El material del núcleo tendrá pérdidas intrínsecas generalmente por histéresis y corrientes de eddy.
- 2.- La permeabilidad de muchos materiales disminuye rápidamente arriba de alguna frecuencia.
- 3.- Algunos materiales son extremadamente sensibles a la temperatura, la permeabilidad normalmente se incrementa con la temperatura, pero pueden presentarse coeficientes negativos en temperaturas próxima a la temperatura ambiental.
- 4.- La permeabilidad, también cambiará con la señal aplicada.

Una de las características más importantes de cualquier material magnético es su curva de magnetización, está relaciona la intensidad de campo magnético con la densidad de campo magnético.

La permeabilidad está dada por la siguiente ecuación.

$$\text{Permeabilidad } \mu = \frac{B}{H}$$

El valor de la permeabilidad cambia dependiendo de la cantidad de corriente y del número de vueltas usadas en el embobinado. Para algún valor de intensidad de campo magnético, el núcleo se satura, por lo que para circuitos lineales, el máximo pico de corriente debe conservarse abajo de su valor de saturación.

I.1.2 SELECCION DE CAPACITORES.

Cuando se va a seleccionar un capacitor es importante hacerse algunas preguntas entre ellas:

¿Cambia la capacitancia con la frecuencia?

La capacitancia varía con la frecuencia cuando hay problemas con el dieléctrico o un problema de resonancia.

¿Cambia la capacitancia con el voltaje aplicado?

Algunos tipos de capacitor presentan hasta un 30% de variación en su capacitancia dentro de su rango de voltaje.

¿Cuándo varía la capacitancia con la temperatura?

Muchos capacitores tienen un coeficiente positivo de temperatura, algunos tienen un coeficiente negativo, y otros son especialmente diseñados para que no varíen sobre un rango limitado de temperatura.

¿Qué tan serias son las pérdidas en el capacitor? Esto está dado por el factor de calidad o por el factor de disipación, donde:

$$Q = \frac{1}{\text{Factor de disipación}}$$

Las características fundamentales que debe reunir un capacitor para aplicaciones de conmutación son las siguientes (*):

- 1.- "Tener muy baja resistencia serie equivalente (ESR). Esto es, cuando se modela un capacitor real éste posee además del efecto capacitivo una resistencia en serie producto de la conexión de los conductores y el electrolito."
- 2.- "Los capacitores electrolíticos son muy sensibles a la temperatura. La pérdida de capacitancia y el ESR se aceleran con la elevación de la temperatura, lo cual disminuye la vida útil de los mismos. Cuando se demandan altos picos de corriente existe tal incremento inmediato de temperatura."
- 3.- "Tener muy alta capacidad de suministro de corriente. El fin de la vida de un capacitor depende de su uso y en este tipo de aplicaciones demandan altos picos de corriente."

"La construcción de capacitores determina su vida útil. Los de grado comercial tienen sellado tipo hule, lo cual permite una mayor difusión del electrolito gasificado con el tiempo, por lo que su tiempo de vida es típicamente menor que otros, como por ejemplo los de grado computadora."

La resistencia serie equivalente de un capacitor es menor entre más alto es su voltaje de operación y su tamaño. De ahí que para esta aplicación es preferible el que tenga mayor voltaje y tamaño existente.

Una forma de disminuir el ESR e incrementar la capacidad de corriente es conectando los capacitores en paralelo."

I.1.3 SEÑAL DE DISPARO.

Dentro de este trabajo, la señal de disparo que se va a considerar es una señal de frecuencia constante y ciclo de trabajo variable, además se define la nomenclatura que con respecto a esta señal se va a utilizar, Ver fig. I.0.

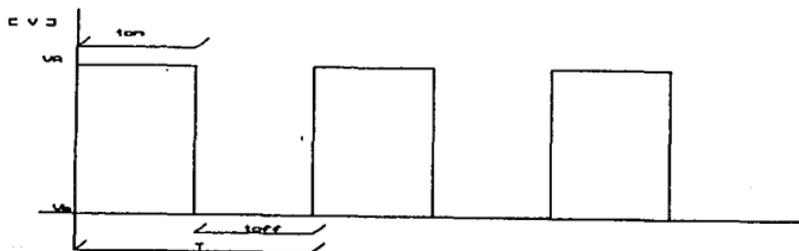


FIGURA I.0

- VA Un nivel alto de voltaje.
- Vb Un nivel bajo de voltaje.
- V Voltaje.
- t Tiempo.
- ton Tiempo de encendido.
- toff Tiempo de apagado.
- T Período
- $D = \frac{ton}{T}$ Ciclo de trabajo.

I.2 DEFINICION DEL METODO.

En una fuente de alimentación hay una etapa encargada de regular el voltaje de salida, normalmente se utilizan dos

tipos de reguladores de voltaje, uno de ellos se le llama discipativo y al otro switcheado.

El proceso básico de los reguladores discipativos consiste en:

- a) Existe un voltaje de referencia.
- b) El voltaje de salida es sensado y comparado con el voltaje de referencia.
- c) En base a la comparación se produce una señal de corrección cuya finalidad es mantener el voltaje de salida a un valor determinado.

En cuanto a los reguladores switcheados éstos poseen un mecanismo de regulación que es expresado a continuación:

- d) Cuenta con un elemento que realiza la función de switcheo o conmutación (elemento de switcheo o de conmutación).
- e) A continuación del elemento de switcheo hay un filtro o una serie de filtros dependiendo de las características deseadas en el voltaje de salida.
- f) El voltaje de salida es sensado y comparado con un voltaje de referencia.
- g) La magnitud del pulso de disparo depende de la diferencia entre el voltaje de salida y el voltaje de referencia, y de la configuración que se este utilizando.
- h) El tiempo de encendido del elemento de switcheo dependerá de la duración del pulso.

Los puntos "d" al "h" son válidos para un regulador switcheado siempre y cuando la frecuencia de disparo sea constante, otra manera de regular el voltajes de salida es mantener constante la duración del pulso y variar la frecuencia.

Para ambos casos, tanto para el regulador discipativo como para el switcheado, sea considerado que los voltajes de entrada son de corriente continua.

La regulación realizada por el regulador discipativo es más eficiente, pero tiene el problema que disipa mayor potencia que un regulador switcheado.

En el análisis de las tres configuraciones de reguladores switcheados se aplica superposición, esto quiere decir que primero se analiza el comportamiento del circuito cuando está trabajando el elemento de switcheo (ton) y

posteriormente cuando éste está apagado (toff). Lo que en realidad se está haciendo es sumar los efectos de las dos fases.

Esencialmente, se sigue el mismo procedimiento de análisis para cuando el elemento de switcheo está conduciendo (ton) como para cuando está apagado (toff).

Cuando el elemento de switcheo conduce (ton) el proceso de estudio es el siguiente:

i) Planteamiento de las ecuaciones que definen el comportamiento del circuito en base a las ecuaciones de malla y de nodo.

j) De la ecuación de voltaje en la inductancia se despeja la corriente en la inductancia y se sustituye el valor del voltaje en la inductancia (VL) apoyándose en las ecuaciones que fueron planteadas de acuerdo al inciso anterior.

$$VL = L \frac{di_L}{dt}$$

I.2.1

$$i_L = \frac{1}{L} \int VL dt$$

I.2.2

k) Al integrar la ecuación I.2.2 habrá que sumar una constante de integración.

l) Una vez que ha sido calculada la constante de integración, queda definida la ecuación para la corriente en la inductancia, cualquier valor del tiempo dentro del rango que va desde $t=0$ hasta $t=t_{on}$, si t_{on} ya ha sido definido.

Cuando el elemento de switcheo está apagado (toff) se aplican los mismos incisos de la secuencia de estudio definida para (ton), salvo que hay que tomar en cuenta que las ecuaciones de malla y nodo serán diferentes, las condiciones iniciales habrán cambiado y la ecuación de corriente en la inductancia derivada del análisis, únicamente tendrá aplicación en el intervalo de tiempo que va desde un tiempo mayor a t_{on} y menor o igual al período de la señal, como quedó definido en sección correspondiente a la señal de disparo, ver sección I.1.3.

Teniendo como fundamento las ecuaciones de la corriente en la inductancia tanto para (ton) como para (toff) se inducirá la función de transferencia para estado estable en el circuito estudiado.

I.3 Configuración Amplificadora.

En la sección pasada se definió el método de análisis a emplear en todo el capítulo, el circuito que se muestra en la figura I.1. es el de la configuración amplificadora.

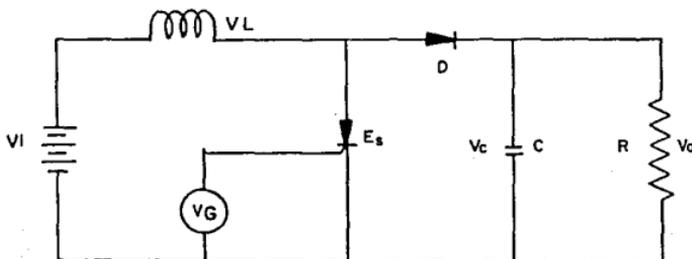


FIG. I.1

Donde

V_i es el voltaje de corriente directa de entrada.

V_G es la señal de disparo y posee una frecuencia constante y con ciclo de trabajo variable.

V_O es el voltaje de salida.
 V_L es el voltaje en la inductancia.
 I_D es la corriente en el diodo.
 V_C es el voltaje en el capacitor.

I.3.1 ANALISIS EN ESTADO ESTABLE DE LA CONFIGURACION AMPLIFICADORA

Esta configuración recibe el nombre de amplificadora porque su función de transferencia para estado estable es mayor que uno para cualquier ciclo de trabajo mayor de cero, también se le conoce con el nombre de set-up.

Cuando el elemento de switcheo se encuentra encendido para el tiempo (t_{on}). El valor de la señal de disparo es alto, lo que se expresa a continuación:

$$V_G = V_A$$

Por lo tanto el circuito estudiado puede expresarse como:

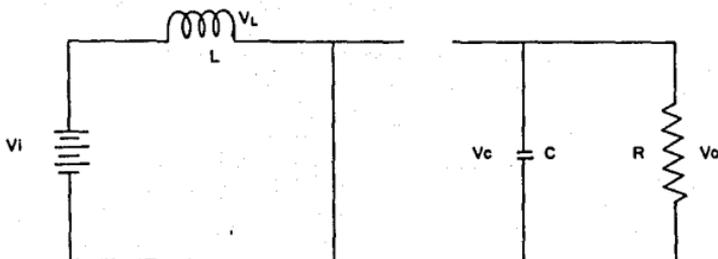


Fig. I.2

De la Fig. I.2

$$V_i = V_L \quad \text{I.3.1.1}$$

$$V_o + V_c = 0 \quad \text{I.3.1.2}$$

Integrando la ecuación I.2.2

$$i_L(t) = \frac{V_L}{L} \int dt \quad \text{I.3.1.3}$$

$$i_L(t) = \frac{V_L}{L} t + C \quad \text{I.2.1.5}$$

Calculando la constante de integración, para ello se evalúa la función anterior para t igual a cero.

$$i_L(0) = \frac{V_L}{L} (0) + C = I_{L \text{ min}}$$

Donde

$I_{L \text{ min}}$ = Corriente mínima en la inductancia de aquí en adelante se hará esta consideración.

Sustituyendo en la ecuación I.3.1.5 el valor de la constante de integración y el valor de voltaje en la inductancia expresado en la ecuación I.3.1.1

$$i_L(t) = \frac{V_i}{L} t + I_{L \text{ min}}$$

Evaluando la ecuación anterior para $t = t_{\text{on}}$ se encuentra el valor de corriente máxima en la inductancia.

$$i_L(t_{\text{on}}) = i_{L \text{ max}} = \frac{V_i}{L} t_{\text{on}} + I_{L \text{ min}}. \quad \text{I.3.1.4}$$

Donde $I_{L \text{ max}}$ = Corriente máxima en la inductancia de aquí en adelante.

A continuación, se analiza la configuración amplificadora, cuando el elemento de switcheo está apagado. En este caso el valor de la señal de disparo es bajo, por lo que:

$$V_G = V_b$$

Donde V_G y V_b fueron definidos con anterioridad en la sección I.1.3.

De acuerdo a las condiciones anteriores la Fig. I.1 se puede redibujar como:

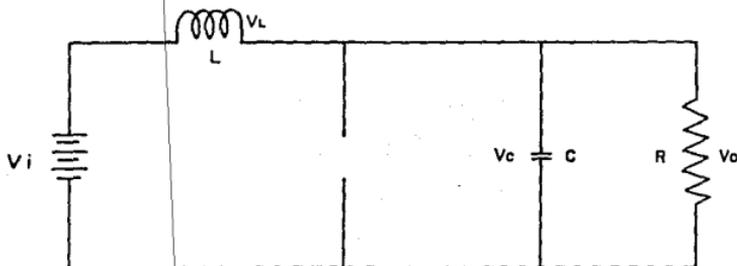


Fig. I.3

De donde se cumplen las siguientes ecuaciones:

$$V_i = V_L + V_o$$

$$V_L = V_i - V_o$$

I.3.1.5

Definiendo

$$t' = t - t_{\text{on}}$$

$$t_{off} = T - t_{on}$$

De aquí en adelante se considerará que:

t' es un valor cualquiera de la variable t en el intervalo comprendido entre T y t_{on} .

t_{off} es la diferencia del periodo y el tiempo de encendido.

Si se calcula, bajo las condiciones anteriores, la constante de integración de la ecuación I.3.1.3, en $t'=0$, es la corriente máxima en la inductancia.

En la ecuación I.3.1.5, se tiene el voltaje de la inductancia, si se sustituye este valor y el de la constante de integración en la ecuación I.2.1.5 se obtiene la siguiente ecuación que muestra el comportamiento de la corriente cuando el elemento de switcheo está apagado.

$$i_L(t') = \frac{V_i - V_o}{L} t' + I_{Lmin.}$$

Evaluando la ecuación anterior para cuando $t'=T$, cuando el periodo termina, se obtiene:

$$i_L(t_{off}) = I_{Lmin} = \frac{V_i - V_o}{L}(T - t_{on}) + I_{Lmax} \quad \text{I.3.1.6}$$

La figura I.4 muestra dos gráficas de la corriente en la inductancia, en que I_{Lmin} vale cero, expuesto en I.4b, cuando sea diferente de cero, I_{Lmin} puede expresarse como:

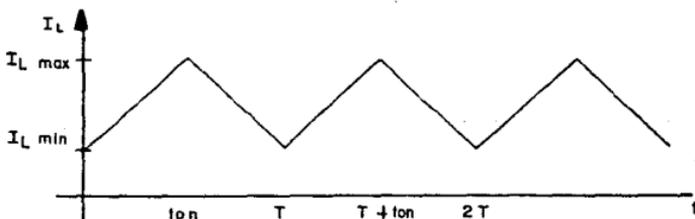


FIG. I.4A

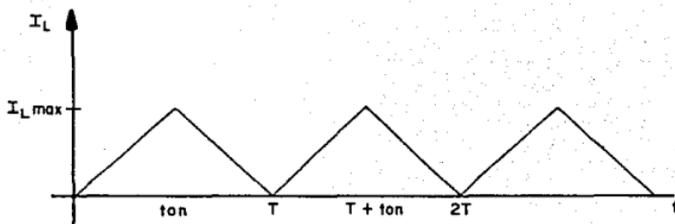


FIG.I.4B

Para calcular la relación del voltaje de entrada con respecto al voltaje de salida hay que sustituir en la ecuación I.3.1.6, la EC. I.3.1.4, por lo que:

$$0 = \frac{V_i}{L} \text{ton} + \frac{V_i - V_o}{L} (T - \text{ton})$$

$$0 = V_i (T) - V_o (T - \text{ton})$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad \text{I.3.1.7}$$

De la expresión anterior puede verse que para cualquier valor de D mayor o igual que cero, la función de transferencia tiene valores mayores o igual a uno.

I.3.2 CALCULO DE LOS PRINCIPALES PARAMETROS DE LA CONFIGURACION AMPLIFICADORA.

Los parámetros que se calculan en este fragmento del capítulo son:

- La corriente promedio en la inductancia.
- La corriente promedio en el elemento de switcheo.
- La corriente promedio en el diodo.
- El ciclo de trabajo para el cual se presenta la máxima variación de corriente en la inductancia.

Para calcular el promedio de una función periódica se utiliza la ecuación I.3.2.1

$$\langle A(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad \text{I.3.2.1}$$

Por ser discontinua la función

$$\begin{aligned} IL \text{ prom} = & \frac{1}{T} \left[\int_0^{ton} \left(\frac{V_i}{L} t + IL \text{ min.} \right) dt + \right. \\ & \left. + \int_{ton}^T \left(\frac{V_i - V_o}{L} t' + IL_{\max} \right) dt' \right] \quad \text{I.3.2.2} \end{aligned}$$

Integrando y simplificando la expresión anterior

$$IL_{\text{prom}} = \left[\frac{V_i}{2L} D_{\text{ton}} + IL_{\text{min}} D + \frac{V_i - V_o}{2L} (1-D)(2) + IL_{\text{max}}(1-D) \right]$$

La ecuación anterior calcula la corriente promedio en la inductancia.

Para conocer el valor promedio de la corriente en el elemento de switcheo, debe tomarse en cuenta que únicamente opera de $t=0$ a $t=ton$, y en este rango $IL=I_s$, (I_s es la corriente en el elemento de switcheo). Tomando el primer sumando de la Ec. I.3.2.2, se encontrará la corriente promedio (I_{sprom}) en el elemento de switcheo.

$$I_{\text{sprom}} = \frac{1}{T} \int_0^{ton} \frac{V_i}{L} \left(\frac{V_i}{L} t + IL \text{ min.} \right) dt$$

Integrando y simplificando la expresión anterior

$$I_{\text{sprom}} = \left[\frac{V_i}{2L} D_{\text{ton}} + IL_{\text{min}} D \right] \quad \text{I.3.2.3}$$

La corriente mínima en el elemento de switcheo puede ser igual a cero, ver fig. I.5C o bien puede ser mayor que cero ver Fig. I.5A

Cuando el elemento de switcheo no conduce, en sus extremos aparece un voltaje de inversa. Si la corriente mínima en la inductancia es cero, el voltaje de inversa es el voltaje de entrada (V_i), desde el momento en que la corriente mínima ocurre, (ver fig. I.5D). Si IL_{min} es mayor

que cero el voltaje en los extremos del elemento de switcheo es el voltaje de salida, ver fig.I.5B.

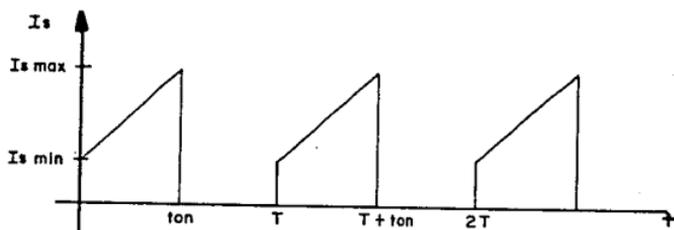


FIGURA I.5A

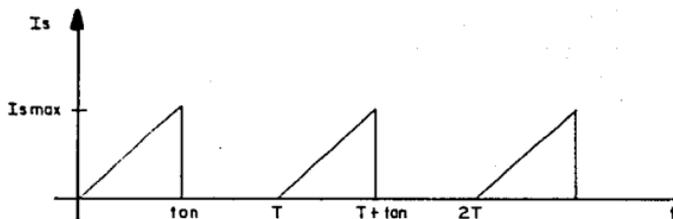


FIGURA I.5C

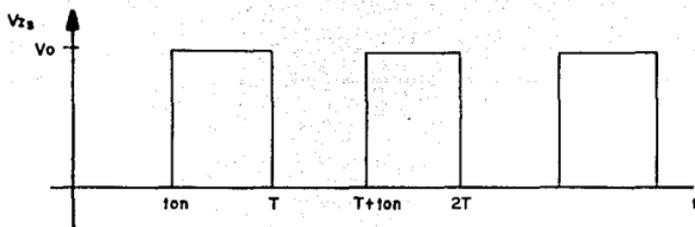


FIGURA I.5B

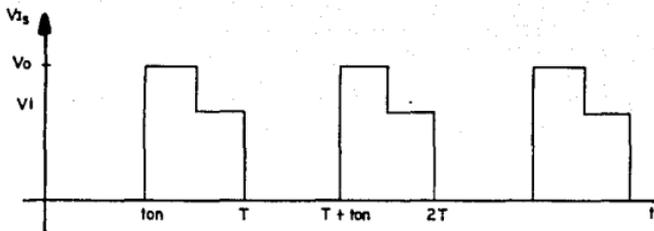


FIGURA I.5D

El valor promedio de la corriente en el diodo (ID_{prom}), es el segundo sumando de la EC. 1.3.2.2, puesto que, sólo habrá corriente en el diodo desde ton hasta T y la misma que en la inductancia.

$$\int_{ton}^T \left(\frac{V_i - V_o}{L} t' + I_{Lmax} \right) dt'$$

Integrando y simplificando la expresión anterior

$$ID_{prom} = \frac{V_i - V_o}{2L} (1-D)(2) + I_{Lmax}(1-D) \quad I.2.2.5$$

La corriente en el diodo queda expresada gráficamente, en su versión I.6A, si I_{Lmin} es diferente de cero y en su versión I.6B, si I_{Lmin} es igual a cero.

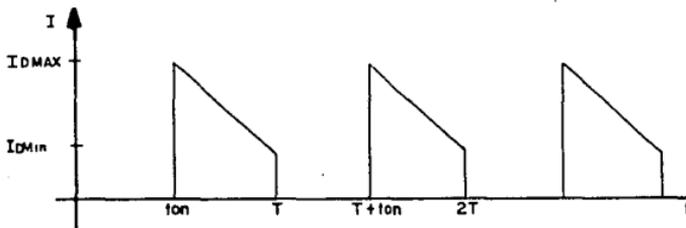


FIGURA I.6A

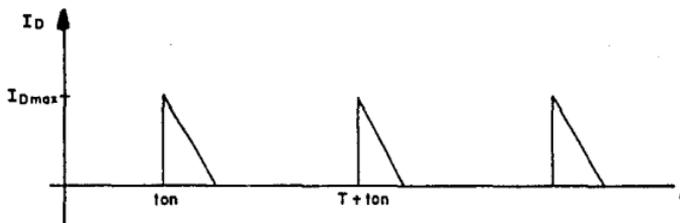


FIGURA I.6B

En base al desarrollo anterior, se puede decir:

$$I_{L \text{ MAX}} = I_s \text{ MAX} = I_{D \text{ MAX}}$$

$$I_{L \text{ min}} = I_s \text{ min} = I_{D \text{ min}}$$

Hasta ahora se ha evaluado la expresión para conocer la corriente máxima en la inductancia, pero es conveniente conocer para que ciclo de trabajo se da la máxima variación

de corriente, para esto el análisis se basa en la Ec. I.3.1.4, en la cual sustituiremos V_i , expresado en la ec. I.3.1.7:

$$V_i = V_o(1-D)$$

$$d(IL) = \frac{V_o}{LT} (T-\text{ton}) \text{ ton}$$

Donde $d(x)$ es el símbolo de diferencial.

Derivando la diferencial de corriente en la inductancia $d(IL)$ con respecto a ton

$$\frac{d^2(IL)}{d\text{ton}^2} = \frac{V_o}{L} - \frac{2 V_o \text{ ton}}{TL}$$

Para encontrar el máximo de la función se iguala la primer derivada con cero

$$\frac{V_o}{L} - \frac{2 V_o \text{ ton}}{TL} = 0$$

$$V_o = 2 V_o \frac{\text{ton}}{T}$$

Por lo tanto la máxima variación de corriente en la inductancia se da para un ciclo de trabajo:

$$D = \frac{1}{2}$$

I.4 CONFIGURACION INVERSORA.

El proceso de análisis es el mismo que el de la configuración amplificadora.

El estudio que se realiza de ella es idealizado, pero da una idea bastante aproximada del comportamiento del circuito.

En la figura I.7, puede observarse el circuito básico para esta configuración.

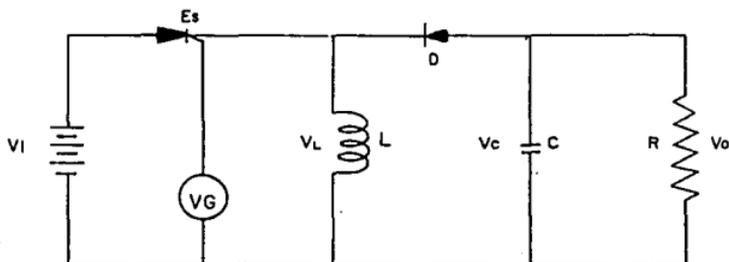


Fig. I.7

Donde V_i , V_o , V_L , i_D , V_c , V_o y D , ya fueron definidos en secciones anteriores.

I.4.1 ANALISIS EN ESTADO ESTABLE DE LA CONFIGURACION INVERSORA.

Quando el elemento de switcheo está conduciendo, se cumple que:

$$V_G = V_A$$

El circuito de la Fig. I.7 queda como

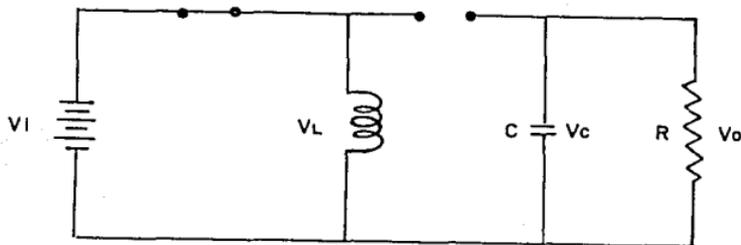


Fig. I.8

Para este circuito se cumple

$$V_i = V_L \quad \text{I.4.1.1}$$

$$V_c = -V_o \quad \text{I.4.1.2}$$

El valor de la constante de integración para la ecuación de la corriente en la inductancia (ec. I.2.1.5) es la corriente mínima en la inductancia.

Sustituyendo el valor del voltaje en la inductancia (ec. I.4.1.1) y de la constante de integración en la inductancia (ec. I.2.1.5), se obtiene:

$$i_L(t) = \frac{V_i}{L} t - I_{L \text{ min}}$$

El signo de la corriente es negativo porque esta configuración invierte el voltaje de salida.

Evaluando la ecuación anterior para cuando $t=t_{on}$ se obtiene la corriente máxima.

$$i_L(t_{on}) = I_{L \text{ max}} = \frac{V_i}{L} t_{on} - I_{L \text{ min}} \quad \text{I.4.1.3}$$

Cuando el elemento de switcheo se encuentra apagado, debe cumplirse que:

$$V_G = V_b \\ i_L(t_{on}) = -I_{L \text{ MAX}}$$

Bajo las condiciones anteriores el circuito de la configuración inversora puede redibujarse como:

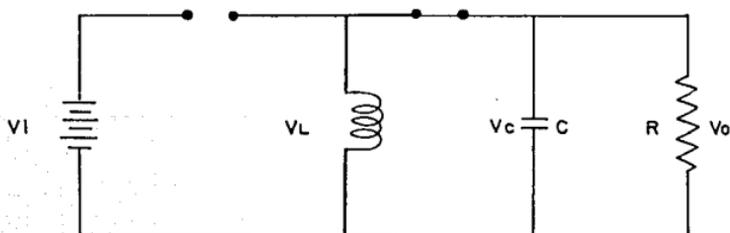


Fig. I.9

En base al circuito anterior y de las leyes de Kirchoff

$$V_L + V_o = 0$$

$$V_L = - V_o \quad \text{I.4.1.4}$$

$$V_c = - V_o$$

Para este caso el valor de la constante de integración de la ecuación I.2.1.5 es la corriente máxima. Sustituyendo en esta ecuación la constante de integración y el valor del voltaje en la inductancia (ec. I.4.1.4), se obtiene:

$$i_L(t) = - \frac{V_o}{L} t' - I_{Lmax}$$

Evaluando la ecuación anterior para $t' = T$

$$i_L \text{ min} = - \frac{V_o}{L} (T - ton) - I_{LMAX} \quad \text{I.4.1.5}$$

Sustituyendo la Ec. I.4.1.5 en la Ec. I.4.1.3, se obtiene la relación del voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada.

$$0 = \frac{V_i}{L} ton + \frac{V_o}{L} (T - ton)$$

$$- V_o (T - ton) = V_i ton$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{- ton}{T - ton} = \frac{- D}{1 - D} \quad \text{I.4.1.4}$$

Hay que aclarar que en realidad el primer término de la ec. I.4.1.3 es negativo y de la ec. I.4.1.5 es positivo, esto se debe al planteamiento de las ecuaciones de malla y nodo.

El comportamiento de la corriente en la inductancia es casi el mismo que para el caso estudiado en la configuración amplificadora, también aquí se presentan dos casos, cuando I_{Lmin} vale cero y cuando es diferente de cero, la diferencia que se presenta es que la corriente tiene un sentido inverso, salvo esta última consideración el comportamiento es el mismo que se muestra en las figuras I.4a y I.4b.

I.4.2 CALCULO DE LOS PRINCIPALES PARAMETRO DE LA CONFIGURACION INVERSORA.

En este subcapítulo se calculan los mismos parámetros que para la configuración amplificadora, con la diferencia que no se calcula el ciclo de trabajo para el cual se presenta la máxima variación de corriente en la inductancia.

La deducción de la corriente promedio parte de la ecuación I.3.2.1, porque hay dos ecuaciones para la corriente en la inductancia (IL) una para ton y otra para toff, la ec. I.3.2.1 en este caso queda expresada como:

$$\begin{aligned} \langle IL \text{ prom} \rangle = & \frac{1}{T} \left[\int_0^{ton} \frac{V_i}{L} (-t - IL \text{ min}) dt - \right. \\ & \left. - \int_{ton}^T \frac{V_o}{L} (-t' + ILMAX) dt' \right] \end{aligned} \quad \text{I.4.2.1}$$

Resolviendo

$$\begin{aligned} \langle IL \text{ prom} \rangle = & \left[\frac{V_i}{2L} (-D \text{ ton} - IL \text{ min} D) + \right. \\ & \left. + \frac{V_o}{2L} ((1-D) (2) - ILMAX(1-D)) \right] \end{aligned} \quad \text{I.4.2.2}$$

Cuando el elemento de switcheo conduce, su corriente es la misma que en la inductancia, por tanto si se calcula la corriente promedio en el elemento de switcheo (Isrom), únicamente tendrá valor el primer sumando de la Ec. I.4.2.1, que a su vez nos da como resultado el primer sumando de la Ec. I.4.2.2, esto es:

$$\langle Is \text{ prom} \rangle = \frac{V_i}{2L} (-D \text{ ton} - IL \text{ min} D) \quad \text{I.4.2.3}$$

El comportamiento de la corriente es el mismo que el de las figuras I.6a y I.6b, con la salvedad de que en este caso es negativa.

El voltaje de inversa queda expresado por la fig. I.10, en caso de que la corriente Ismin sea igual con cero, queda representado en la figura I.10b y si ILMIN es diferente de cero puede verse en la siguiente figura.

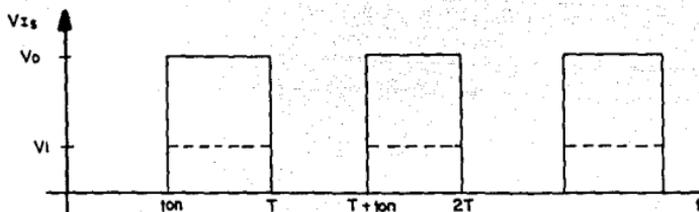


Fig. I.10A

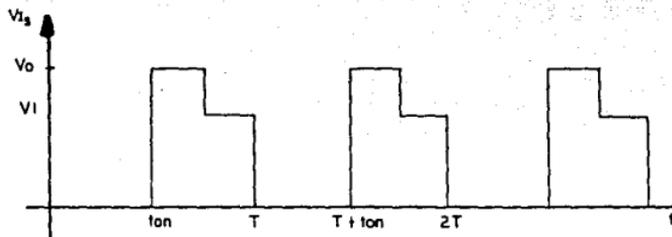


Fig. I.10B

El diodo trabaja cuando no opera el elemento de switcheo y la corriente de éste es la misma que en la inductancia, así que para obtener el valor promedio de la corriente en el diodo ($I_{D \text{ prom}}$) se evalúa con el segundo sumando de la Ec. I.4.2.1 y el resultado es el segundo sumando de la Ec. I.4.2.2

$$\langle I_{D \text{ prom}} \rangle = \frac{-V_o}{2L} (1-D)(2) - I_{L \text{ MAX}}(1-D) \quad \text{I.4.2.4}$$

Gráficamente puede expresarse como en la fig. I.6 salvo que la corriente es negativa. La gráfica I.6A considera que

I_{lmin} es diferente de cero y la gráfica I.6B (I_{lmin}) es igual a cero.

I.5 CONFIGURACION REDUCTORA.

En esta configuración, el voltaje máximo de salida es el voltaje de entrada, por lo tanto su función de transferencia es menor a uno. Una vez encontrada la relación entrada salida el análisis se basa fundamentalmente en el estudio de la corriente en la inductancia, como se mencionó anteriormente, en la sección donde se define el método de análisis.

En la Fig. I.11, puede verse el circuito básico para la configuración reductora.

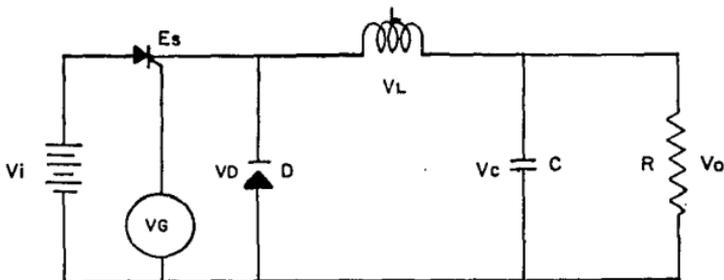


Figura I.11

Donde los V_i , V_o , V_L , i_D , V_c y V_o , fueron definidos anteriormente.

I.5.1 ANALISIS EN ESTADO ESTABLE DE LA CONFIGURACION REDUCTORA.

Primero se estudia el caso donde el elemento de switcheo conduce, para esto se toman en cuenta las siguiente condición:

$$V_A = V_B$$

Entonces el circuito de la Fig. I.11, puede redibujarse así:

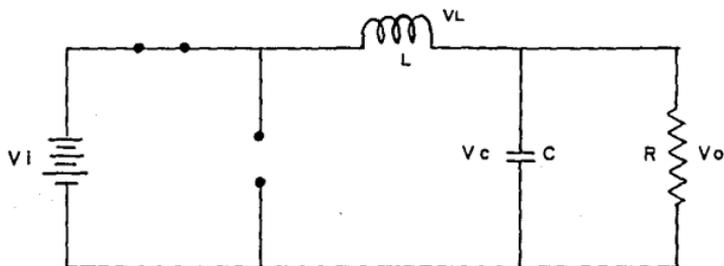


Fig. I.12

De la Fig. I.12 se tiene.

$$V_i = V_L + V_o \qquad V_L = V_i - V_o \qquad \text{I.5.1.1}$$

En esta sección la constante de integración de la ec. I.2.1.5 es la corriente mínima en la inductancia.

Sustituyendo el valor del voltaje en la inductancia (ec. I.5.1.1) y la corriente mínima en la ec. I.2.1.5, se obtiene:

$$i_L(t) = \frac{V_i - V_o}{L} t + I_{L \text{ min}} \qquad \text{I.5.1.2A}$$

De la ecuación anterior se evalúa para $t = t_{on}$, lo siguiente:

$$i_L(t_{on}) = I_{L \text{ max}} = \frac{V_i - V_o}{L} t_{on} + I_{L \text{ min}} \qquad \text{I.5.1.2B}$$

Cuando el elemento de switcheo no conduce, se cumplen las condiciones siguientes:

$$\begin{aligned} V_G &= V_b \\ I_{L \text{ max}} &= i_L(0) \end{aligned} \qquad \text{I.5.1.3}$$

El circuito de la Fig. I.11, puede expresarse como:

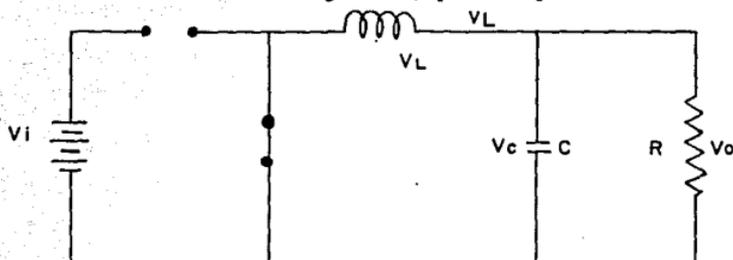


Fig. I.13

De la Fig. I.11

$$V_L + V_o = 0$$

$$V_L = -V_o \quad \text{I.5.1.4}$$

Sustituyendo las Ecs. I.5.1.3 y I.5.1.4 en I.2.1.5 tenemos.

$$i_L(t') = \frac{-V_o}{L} t' + I_{Lmax} \quad \text{I.5.1.5}$$

Evaluando I.5.1.5 para $t=T$

$$i_L \text{ min} = \frac{-V_o}{L} (T - \text{ton}) + I_{Lmax}. \quad \text{I.5.1.6}$$

Sustituyendo I.5.1.6 en I.5.1.2

$$0 = \frac{V_i - V_o}{L} \text{ton} + \frac{-V_o}{L} (T - \text{ton})$$

$$= \frac{V_i}{L} \text{ton} + \frac{-V_o}{L} (\text{ton} + T - \text{ton}) = V_i \text{ton} - V_o T$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\text{ton}}{T} = D \quad \text{I.5.1.7}$$

Como se dijo al inicio de este subcapítulo la función de transferencia es menor a uno.

La gráfica para la corriente es la misma que la de la fig. I.4

I.5.2 CALCULO DE LOS PRINCIPALES PARAMETRO DE LA CONFIGURACION REDUCTORA.

En esta sección se calculará la corriente promedio en la inductancia. La corriente promedio en el elemento de switcheo, en el diodo y el ciclo de trabajo para el cual se presenta la máxima variación de corriente en la inductancia.

La Ecuación para calcular el promedio queda expresada como:

$$\langle f(t) \text{ prom} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt.$$

Sustituyendo en la ecuación anterior las Ecs. I.5.1.5 y I.5.1.2A

$$\langle IL \text{ prom} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} \left(\frac{V_i - V_o}{L} t + IL_{min} \right) dt + \int_{t_{on}}^T \left(\frac{-V_o}{L} t' + IL_{max} \right) dt'$$

I.5.2.1

Integrando y resolviendo.

$$IL_{prom} = \left[\frac{V_i - V_o}{2L} D t_{on} + IL_{min} D + \frac{-V_o}{2L} (1-D)(2) + IL_{max}(1-D) \right]$$

I.5.2.2

Para calcular la corriente promedio en el elemento de switcheo hay que recordar que éste trabaja desde $t=0$ hasta $t=t_{on}$ y esto es lo que nos evalúa el primer sumando de la Ec. I.5.2.1, por lo tanto.

$$IS_{prom} = \frac{(V_i - V_o)}{2L} D t_{on} + IL_{min}$$

I.5.2.3

Las gráficas I.5 expresan el comportamiento de la corriente en el elemento de switcheo. Las gráfica I.5A considera que I_{Lmin} es diferente de cero, mientras que las gráfica I.5B considera que I_{Lmin} es igual a cero.

Cuando el elemento de switcheo no conduce se presenta un voltaje de inversa que siempre será igual a el voltaje de entrada (V_i).

De manera similar para calcular la corriente promedio en el diodo, hay que tomar en cuenta que trabaja dentro del intervalo que va de ton a T y esto es lo que está representado por el segundo sumando de la Ec. I.5.2.1

Por lo que la corriente promedio en el diodo es:

$$I_{Dprom} = \frac{-V_o}{2L}(T-t_{on}) + I_{Lmax}(T-t_{on})$$

I.5.2.4

La gráfica I.5B considera que I_{Dmin} es igual con cero, mientras que I.5A considera que I_{Dmin} es diferente de cero.

La corriente máxima tanto para el diodo como para el elemento de switcheo serán iguales a la corriente máxima en la inductancia y también la situación inversa es válida.

Para calcular el máximo ciclo de trabajo para el cual se presenta el máximo incremento corriente en la configuración reductora, hay que derivar la diferencia de corriente (definida en la Ec. I.5.1.2) con respecto a ton se igualan con cero la primera derivada para encontrar el máximo valor del ciclo de trabajo (D).

De la Ec. I.5.1.7

$$V_o = V_i D$$

$$\frac{V_i}{L} (1-D) t_{on} + I_{Lmin} = I_{max}$$

Derivando la diferencial de corriente e igualándola a cero.

$$\frac{d(2)(I_{max})}{dt_{on}(2)} = \frac{V_i}{L} - \frac{2 t_{on} V_i}{T L} = 0$$

De donde se tiene la máxima variación de corriente se da para un ciclo de trabajo:

$$D = \frac{1}{2}$$

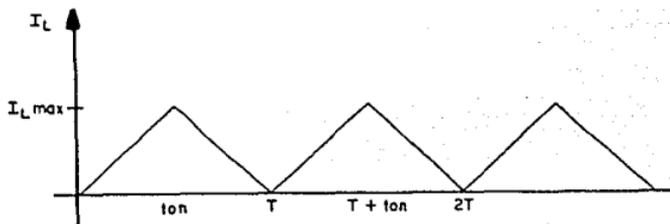
I.6 PARAMETRO DE DISEÑO.

En base a un método gráfico se deducirán ecuaciones aproximadas de diseño con las que se puede definir diferentes parámetros de las tres diferentes configuraciones.

Utilizando la gráfica I.4A, la ecuación para la corriente máxima en la inductancia y un ciclo de trabajo de un medio puesto que ahí se presenta la máxima variación de corriente en la inductancia.

La ecuación para la corriente máxima y la gráfica I.4A se expresan a continuación:

$$I_{L\text{máx}} = \frac{V_i}{L} \text{ton} + I_{L\text{mín}}$$



La gráfica I.4A está formada por dos triángulos que son de la misma dimensión y también por un rectángulo que de ancho tiene el valor de la corriente mínima en la inductancia ($I_{L\text{mín}}$) y un largo igual al período (T).

El área de cada triángulo es el producto de la base por la altura sobre dos, donde la base tiene el valor de ton y la altura es $(V_i/L)\text{ton}$. El área de un rectángulo es el producto del largo por el ancho, en este caso el ancho es $I_{L\text{mín}}$ y el largo es el período.

Por lo que IL_{prom} para una variación máxima está dada por:

$$IL_{prom} = \frac{1}{T} [IL_{min}T + 2 \left(\frac{V_i}{2L} \text{ton}(2) \right)]$$

$$IL_{prom} = IL_{min} + \frac{V_i}{L} D \text{ton}$$

De la ec. I.3.1.4

$$IL_{max} = IL_{min} + \frac{V_i}{L} \text{ton}$$

Si comparamos IL_{prom} con IL_{max} se puede apreciar que IL_{max} es el doble de IL_{prom} , si IL_{min} es igual a cero. Así que una aproximación se puede decir:

$$IL_{max} = 2IL_{prom} \quad \text{I.6.1.1}$$

El voltaje en una inductancia está dado por:

$$V_L = L \frac{dI}{dt}$$

Despejando la Inductancia

$$L = \frac{V_L d(t)}{d(I)} = \frac{V_{i \text{ton}}}{IL_{max}} \quad \text{I.6.1.2}$$

La máxima variación de corriente está dada por IL_{max} porque se considera que IL_{min} vale cero, el incremento de tiempo es ton , el voltaje en la inductancia es igual a V_i cuando el elemento de switcheo conduce.

La corriente en el capacitor está dada:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt}$$

$$C = i_c \frac{d(t)}{cd(v)}$$

$$i_{cprom} = \frac{V_o}{R} = I_{oprom}$$

$$c = \frac{IL_{\text{prom}}(\text{ton})}{V_{\text{rizo}}} \quad \text{I.6.1.3}$$

La variación máxima de voltaje en el capacitor es el voltaje de rizo, por tanto puede ser definido. La variación en el tiempo es ton porque se está calculando la capacitancia en este rango, en tanto la bobina suministra su corriente promedio a la carga y también el capacitor suministra una corriente promedio a la carga. La corriente promedio del capacitor es aproximadamente el voltaje de salida entre el valor de la impedancia de salida.

Para seleccionar el elemento de switcheo hay que considerar:

-El voltaje de inversa que se presenta en el elemento de switcheo, cuando éste no conduce, es el voltaje de salida. Por lo tanto, el elemento de switcheo debe ser capaz de soportar un voltaje de inversa máximo superior al voltaje de salida.

-La máxima corriente que circula por el elemento de switcheo es aproximadamente el doble o más de la corriente promedio en la carga, dependiendo del valor de IL_{min} .

En cuanto a la selección del diodo hay que tomar en cuenta:

-El voltaje de inversa máximo, en este caso, es el voltaje de salida y en cuanto a la corriente máxima en el diodo es aproximadamente el doble de la corriente de carga.

Es conveniente aclarar que esto es válido para estado estable porque el estudio de los transitorios se hará más adelante.

En la Ec. I.6.1.2 se puede apreciar que si se aumenta la frecuencia de operación entonces la bobina será de menor valor. En cuanto a la Ec. I.6.1.3 si aumentamos la frecuencia de operación se disminuye el rizo.

Para diseñar hay que proponer algunos parámetros dentro de los propuestos se encuentran: V_i , I_{oprom} , la frecuencia y el voltaje de rizo deseado.

Por tanto

$$L = \frac{V_i(\text{ton})}{2I_{\text{Iprom}}}$$

$$c = \frac{I_{opromton}}{V_{rizo}}$$

Además, se tienen que cumplir las siguientes condiciones:

El voltaje máximo de inversa en el elemento de switcheo (VMIS).

$$VMIS > V_o$$

$$ID_{max}, IS_{max} > I_{omax}$$

$$VD_{inv} > V_o$$

El proceso para calcular la inductancia y la capacitancia en las configuraciones inversora y reductora es similar al desarrollado en la amplificadora.

Para seleccionar el elemento de switcheo hay que considerar, en la configuración inversora:

-El voltaje de inversa en el elemento de switcheo debe ser mayor que la suma del voltaje de salida más el voltaje de entrada.

-La máxima corriente que circula por el elemento de switcheo es aproximadamente el doble de la corriente promedio en la carga o más, dependiendo de la corriente mínima en la inductancia.

En cuanto a la selección del diodo hay que tomar en cuenta:

-El voltaje máximo de inversa es la suma del voltaje de salida más el voltaje de entrada, en cuanto a la corriente máxima en el diodo es aproximadamente el doble de la corriente de carga, o más, dependiendo de la corriente mínima en la inductancia.

Para seleccionar el elemento de switcheo y el diodo en la configuración reductora, hay que considerar lo siguiente:

-El voltaje de inversa en el elemento de switcheo debe ser mayor que el voltaje de entrada.

-La máxima corriente que circula por el elemento de switcheo es aproximadamente el doble de la corriente promedio en la inductancia o más, dependiendo de la corriente mínima en la inductancia.

-El voltaje máximo de inversa, en el diodo, es el voltaje de entrada y en cuanto a la corriente máxima en el diodo es aproximadamente el doble de la corriente de carga.

Son válidas para las configuraciones inversora y reductora las condiciones que fueron expresadas en la configuración amplificadora, en cuanto a frecuencia.

I.7 SELECCION DE LA CONFIGURACION.

Hasta ahora se han dado las características particulares para cada una de las configuraciones en estado estable, lo que proporciona una idea global de los rangos en que debe operar cada uno de los elementos que conforma el regulador, también se mencionó cómo influye la frecuencia en algunos parámetros.

A continuación se presenta una tabla en la que se muestran los voltajes de los diferentes elementos de cada una de las configuraciones, con referencia a lo anteriormente expuesto.

TABLA I.1.

AMPLIFICADORA Para ton	INVERSORA Para ton	REDUCTORA Para ton
$V_c = V_o$ $V_L = V_i$	$V_c = V_o$ $V_L = V_i$	$V_c = V_o$ $V_L = V_i - V_o$
Para toff	Para toff	Para toff
$V_c = V_o$ $V_L = V_i - V_o$	$V_c = V_o$ $V_L = V_o$	$V_c = V_o$ $V_L = V_o$
$V_{IS} = V_o$ $V_{Dinv} = V_o$	$V_{IS} = V_o + V_i$ $V_{Dinv} = V_o + V_i$	$V_{IS} = V_i$ $V_{Dinv} = V_i$

Donde

V_{IS} es el voltaje de inversa en elemento de switcheo.

Puede apreciarse en la tabla que el voltaje del capacitor para las tres configuraciones es el voltaje de salida.

Pongamos por ejemplo, que se analizan las tres configuraciones para un ciclo de trabajo, un voltaje de entrada determinados y en base a las ecuaciones de la tabla I.

$$\text{Si } D = 0.75 \text{ y } V_i = 320 \text{ V.}$$

Configuración Amplificadora.

$$\text{Voltaje de salida (V}_o\text{)} = \frac{V_i}{1-D} = 4V_i = 1280\text{V}$$

$$\text{Voltaje en la inductancia (V}_L\text{)} = V_i - V_o = 3V_i = 960\text{V}$$

$$\text{Voltaje en el capacitor (V}_c\text{)} = 4V_i = 1280\text{V}$$

Configuración Amplificadora.

$$V_{IS} = 4V_i = 1280\text{V}$$

$$V_{Dinv} = 4V_i = 1280$$

Configuración inversora.

$$V_o = \frac{-DV_i}{1-D} = -3V_i = -960\text{V}$$

$$V_L = V_o = -3V_i = -960\text{V}$$

$$V_c = V_o = -3V_i = -960\text{V}$$

$$V_{IS} = V_o + V_i = 4V_i = 1280\text{V}$$

$$V_{Dinv} = V_o + V_i = 4V_i = 1280\text{V}$$

Configuración Reductora.

$$V_o = DV_i = 0.75(320) = 240\text{V}$$

$$V_L = V_o = 0.75(320) = 240\text{V}$$

$$V_c = V_o = 0.75(320) = 240\text{V}$$

$$V_{IS} = V_i = 320\text{V}$$

$$V_{Dinv} = V_i = 320$$

Para realizar pruebas de corto circuito se demanda gran cantidad de corriente, es un parámetro que debe tomarse muy en cuenta, la potencia para la que es diseñada una fuente se mantiene constante, por lo tanto para una potencia de salida dada, el voltaje es inversamente proporcional a la corriente.

Como puede apreciarse, la configuración que maneja los menores voltajes en todos sus elementos, capacitor, bobina, diodo y elemento de switcheo, es la configuración reductora.

Uno de los problemas que se tiene cuando se trabaja con alto voltaje es encontrar capacitores que puedan trabajar en ese rango. Las bobinas deben tener la capacidad de manejar altas corrientes, lo que hace necesario que los conductores que forman la bobina tengan calibres grandes, se debe tener cuidado de que quede bien aislada, fabricar una bobina se dificulta bastante bajo estas condiciones. Además, los elementos que se utilizan como switches alcanzan, entre sus extremos, varias veces el voltaje de entrada. En la configuración amplificadora para cualquier ciclo de trabajo diferente de cero y en el caso de la configuración inversora sólo para ciertos valores del ciclo de trabajo.

Por las razones antes mencionadas, se le da mayor énfasis a la configuración reductora en este estudio.

CAPITULO II
DESCRIPCION DEL SISTEMA.

INTRODUCCION.

Este capítulo describe la fuente de alimentación que se piensa construir, la descripción se inicia con un diagrama a bloques de lo que será la fuente de alimentación, posteriormente, se describen con mayor profundidad cada uno de los bloques.

A futuro, En esta fuente se ha pensado utilizar un GTO, como elemento switcheo.

El GTO es un interruptor apagado por compuerta, con cuatro capas de silicio y tres terminales externas, es encendido con un pulso positivo y apagado con un pulso negativo, normalmente un GTO al apagarse demanda mayor corriente de compuerta que en el encendido.

En los experimentos que se lograron hacer hasta ahora, no se han hecho pruebas de corto circuito, normalmente la mayor parte de las pruebas ha estado orientada a buscar el elemento que mejor aisle la etapa de disparo del elemento de switcheo y a observar el comportamiento de las configuraciones en un cierto rango de voltaje, corriente y frecuencia.

Los experimentos realizados tienen las siguientes características:

- El transistor se utilizó como dispositivo electrónico de disparo.

- Entre la etapa que genera el disparo para el elemento de switcheo y el elemento de conmutación se usa una etapa de acoplamiento formada por uno o varios elementos y lo que se busca son dos cosas:

a.- Adecuar la señal de disparo a las características propias del elemento de switcheo.

b.- Aislar la tierra de la etapa de disparo de la tierra de la fuente de alimentación.

Como elementos de acoplamiento en las pruebas se utilizaron optoacopladores, transistores y transformadores.

- El rango de frecuencias en que se experimento fue desde 80hz hasta 15 Khz El intervalo de voltaje utilizado fue entre 5v y 320V, la gama de valores de corriente fue desde un amper hasta 20 ampers.

Esos experimentos han servido como base a este trabajo.

II.1 DESCRIPCION A BLOQUES.

Los principales bloques que forman la fuente regulada por switcheo, son cuatro, a continuación se enlistan:

- a.- Rectificación.
- b.- Control.
- c.- Etapa de acoplamiento.
- d.- Etapa de potencia.

Estos bloques se pueden apreciar en la figura II.1.

La etapa de rectificación será de onda completa, su entrada una señal sinusoidal trifásica y su salida un voltaje de corriente directa aproximado de 320 V.

La etapa de control se divide en dos partes que son: Hardware y Software. Aquí se hace una descripción del hardware, el cual cuenta con: un teclado, una unidad de despliegue, dos convertidores analógico digital y un sistema de control.

La unidad de despliegue está formada por tres display's y el teclado es de tipo numérico. El sistema de control cuenta con un microprocesador, memoria RAM y ROM, Lógica de decodificación, 3 puertos paralelos y un timer.

Los dos convertidores analógico digital estarán directamente conectados a dos transductores que van a proporcionar los valores de voltaje y corriente de salida.

La Etapa de acoplamiento, adecúa la señal que controlará el encendido y apagado del dispositivo electrónico utilizado como elemento de switcheo, la complejidad de está va a depender de dos factores que son: el elemento de switcheo y la potencia requerida por la carga.

LÍNEA TRIFÁSICA

PUENTE DE RECTIFICACION

SISTEMA DE CONTROL

TECLADO	DISPLAY
A/D	A/D

CONECTOR DE DISPARO

SENSOR DE CORRIENTE

SENSOR DE VOLTAJE

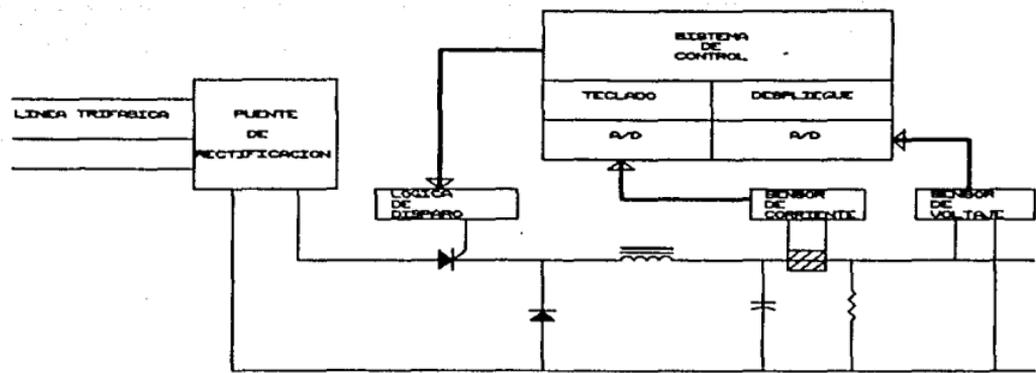


FIGURA II.1

El elemento de switcheo requerirá determinados niveles de voltaje y corriente para su buen funcionamiento, así que la lógica de disparo deberá ser capaz de proporcionarlos y deberá ser capaz de adecuar la forma de onda requerida de disparo a las características propias del elemento de switcheo.

En la medida en que la carga demanda más energía, el elemento de switcheo deberá ser capaz de manejarla, con lo cual necesitará mayor energía para su operación, la energía se la deberá suministrar la lógica de disparo.

Los bloques descritos son los que se tratan a lo largo de este capítulo.

II.2 DESCRIPCION DE LA ETAPA DE POTENCIA.

El bloque de potencia, está constituido básicamente por una configuración chopper reductora, a esta configuración también se le conoce como Regulador Step-down, ya que esta configuración se encuentra dentro de las clasificadas como Reguladores Conmutados. En la siguiente figura se muestra la configuración básica de un regulador Step-down. Ver Fig. i.1

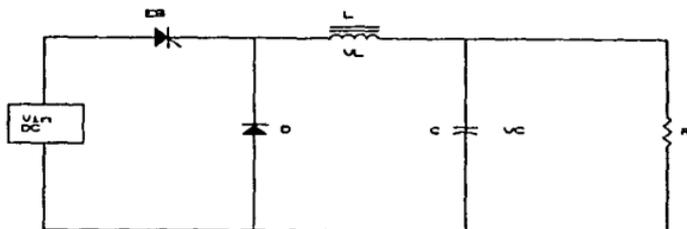


FIGURA II.2

Un regulador conmutado, varía su voltaje promedio de salida, relativo a la entrada, variando la porción de tiempo de operación, durante la cual la salida está conectada a la entrada.

Refiriéndose a la figura anterior, el diodo "D" realiza la conmutación automáticamente, ya que al operar el dispositivo electrónico utilizado como elemento de switcheo,

el diodo se polariza en inversa, y cuando deja de operar el elemento de switcheo, se polariza en directa.

Visualizando al elemento de switcheo como interruptor, se puede resumir la operación del circuito, auxiliándose de las figuras II.2 y I.12, de la siguiente manera: el diodo y el elemento de switcheo operan de una manera alterna, es decir, que cuando uno está operando el otro no. Estos dos elementos tienen un tiempo de operación, cada elemento opera sólo en una parte del período. De acuerdo a estos tiempos el promedio de voltaje a la salida varía en un cierto porcentaje con respecto a la entrada. Cuando "S1" está en operación ("S2" fuera), la inductancia y el capacitor se cargan a través de la fuente de alimentación y esta última provee el voltaje y la corriente a la carga (Rload). El valor de la carga en el capacitor y del campo inducido en la bobina, dependen del tiempo en que está operando el elemento de switcheo y de la constante de tiempo.

Cuando opera el diodo "S2" ("S1" fuera) se descargan los elementos de almacenamiento (capacitor e inductor) a través del diodo, por lo que ahora, la energía la proveen los elementos de almacenamiento a la carga. El valor al cual se descargan la bobina y el capacitor depende del tiempo que está operando el diodo y también del valor de la constante de tiempo, Ver figuras I.13 y II.2.

La función del capacitor y la bobina es la de "suavizar" la señal, ya que si no se contará con ellos la señal de salida sería una señal cuadrada, y con un valor máximo igual al de la entrada, el promedio sería mucho menor que el que se logra cuando utilizamos los elementos de almacenamiento.

De lo anterior, podemos ver que sólo se requiere controlar el tiempo de encendido del elemento de switcheo para lograr el proceso de regulación de voltaje.

En un período de la señal de disparo operan alternativamente el diodo y elemento de switcheo, pero sólo una vez por ciclo.

La señal de disparo que se utiliza depende del elemento de switcheo. Cada elemento de switcheo tiene su forma particular de encendido y apagado.

II.3 DESCRIPCION DEL CONTROL DIGITAL

El bloque de control está constituido por un sistema microcomputador de propósito específico. En la figura II.2.1 se muestra un diagrama de bloques de este sistema de

control.

Este bloque se divide en dos partes importantes que son: software y hardware. El primero comprende toda la programación del sistema, así como la administración de los recursos del mismo sistema de control. En esta parte se desarrolló el programa de control, es decir, se realizó el programa monitor del sistema enfocado al control de la parte de potencia. Este programa ejecuta el disparo del elemento de potencia del bloque anterior.

Los pasos básicos de control que realiza el programa monitor se representa en el siguiente diagrama de bloques (Fig. II.2.2).

El programa de control, se realizó en lenguaje ensamblador, correspondiente al microprocesador MC 6802, el cual es utilizado por sus características aplicables al control.

Refiriéndose a la figura II.2.2, el primer bloque de este programa realiza la inicialización del mismo sistema, así como la programación de los puertos. En este bloque se determina cuál de los puertos es entrada y cuál es salida, la forma de operación de cada uno de ellos y también, en algunos casos que parte del bus de datos de algún puerto es entrada y cuál es salida.

En el segundo bloque del programa, comprende la forma como son introducidos los parámetros y datos para operación del sistema, es decir la secuencia de acceso que deben seguir los datos o parámetros. En el siguiente bloque los parámetros y los datos son acondicionados para que puedan ser procesados por el sistema, ya que al introducir los datos, éstos están en forma decimal, para poder ser entendidos por el usuario, ya que el sistema requiere de datos en forma hexadecimal (binaria) para que pueda procesarlos.

Una vez que se ha logrado lo anterior, el cuarto bloque es la malla de control, esto significa que empieza a generar el ciclo de trabajo de la señal de control, esto lo realiza programando la unidad de tiempo cuya salida va directamente a la lógica de disparo.

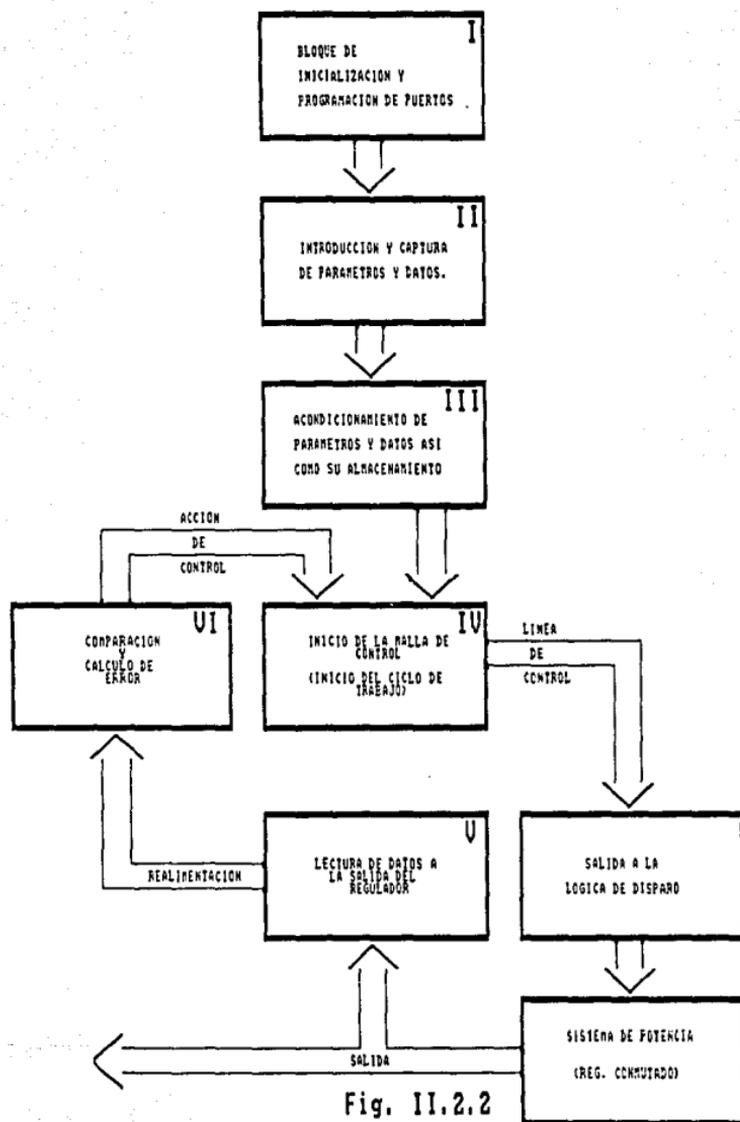


Fig. 11.2.2

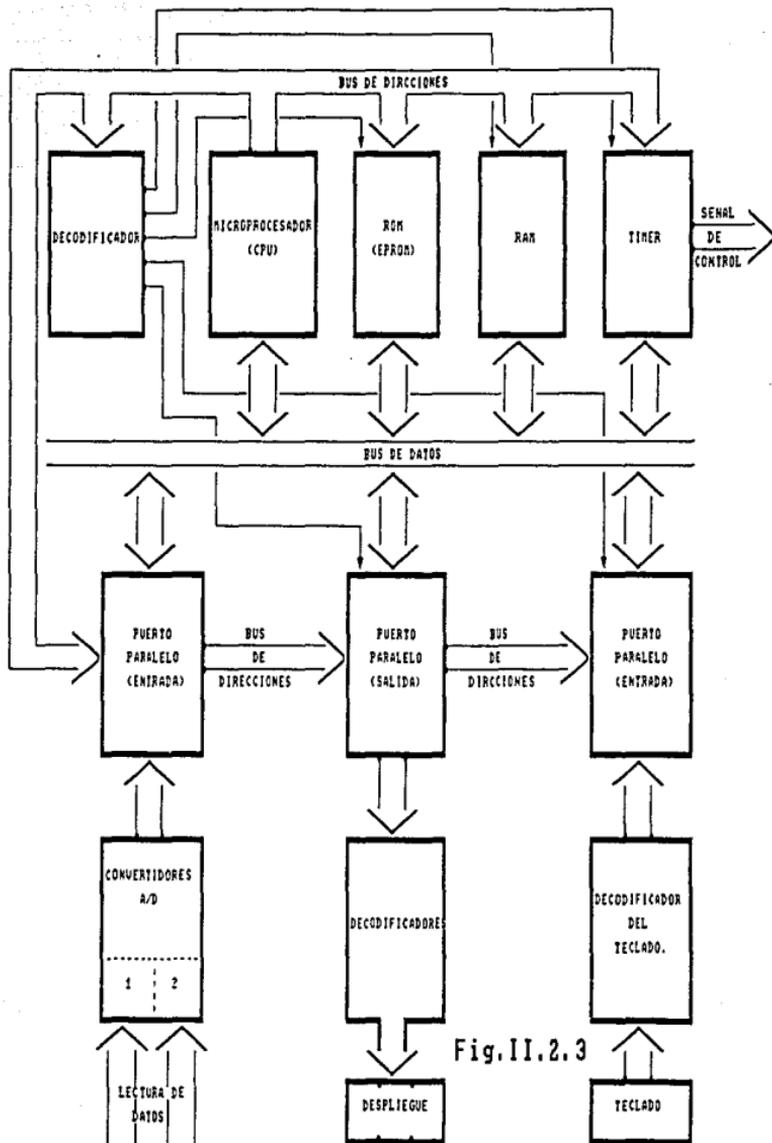


Fig. II.2.3

En el quinto bloque, el programa realiza la lectura de los parámetros de salida (datos) a la salida del sistema de potencia, correspondientes al ciclo de trabajo que acaba de realizar, esto lo efectúa a través de convertidores A/D y los puertos, después de la lectura, el programa almacena estos datos en alguna localidad de memoria.

El sexto bloque del programa es el encargado de comparar los datos que leyó de la salida del sistema con los datos programados, de esta comparación calcula el error aproximado de la salida con respecto a los datos de referencia, y dependiendo del error calculado toma la acción de control, es decir, incrementa o decrementa el ciclo de trabajo de la señal de disparo.

La segunda parte del bloque de control (Hardware), la cual se representa en la figura II.2.3, es la parte física donde se encuentra el programa de control y es la encargada de realizar las acciones de control. Haciendo referencia a la figura II.2.3, en el bloque denominado CPU, se procesa toda la información, ejecutando todas las instrucciones del programa, que van desde la inicialización de los periféricos (puertos y unidad de tiempo) hasta la comparación de los datos leídos y el cálculo del error de estos 2 parámetros. El CPU se encarga de direccionar los periféricos, así como la memoria externa (ROM), vía un decodificador, el cual se encarga de asignar una determinada dirección a cada periférico, así como para cada localidad de la memoria externa, esto lo realiza decodificando el bus de direcciones del microprocesador. Además, envía la información al puerto correspondiente.

Los bloques de conversión A/D, son los encargados de leer el voltaje y la corriente a la salida del regulador conmutado (Bloque de potencia). Estas lecturas las envía al CPU vía un puerto de entrada (Puerto 1) y al bus de datos, el CPU se encarga de procesarlas.

Se cuenta con unidades de despliegue (Display's) donde se muestra información que en el programa se definió, reciben información desde el CPU a través del bus de datos y de un puertos de salida. Esta información ha sido procesada y seleccionada previamente por el programa. La información que aquí se despliega, pueden ser los datos que introducidos vía el teclado, los datos leídos a la salida del regulador (bloque de potencia) o parámetros importantes del mismo programa.

En la memoria (ROM), se almacena el programa de control. El CPU inicia la ejecución de este programa, después de que se ha dado una señal de reset, la cual coloca al CPU en determinadas condiciones.

La unidad de tiempo (Timer) realiza rutinas de retardo, generación de señales con determinadas características, etc. Todo esto depende de su programación, la cual la realiza el CPU. En el sistema este bloque es muy importante, ya que de aquí obtenemos la señal de control que va a la lógica de disparo.

La lógica de decodificación es la encargada de direccionar a los periféricos, así como ciertas localidades de memoria externa. Las salidas del decodificador manejan las señales de control de los periféricos, a los que habilita o deshabilita dependiendo de la dirección presente en el bus del microprocesador. La acción de colocar periféricos y localidades de memoria en determinadas direcciones se conoce como mapeo de memoria.

Generalmente, cuando se utiliza la técnica de regulación por switcheo, no se utiliza un control digital, en este caso se hace por las características muy particulares que debe reunir la fuente de alimentación entre ellas, pruebas de corto circuito donde se busca saber cuántos pulsos de corriente resistirá el elemento en prueba, así como la magnitud de los pulsos.

II.4 ETAPA DE DISPARO.

En esta sección se plantea las características que deben reunir los elementos de acoplamiento.

En todas las experiencias realizadas se utiliza como elemento de switcheo transistores o arreglos de transistores (Darlington).

La etapa del disparo cuenta con dos secciones una es la que genera una señal periódica (pulsos) y ciclo de trabajo variable, y una etapa que adapta la señal de acuerdo las necesidades del elemento de switcheo. La sección que genera la señal de disparo se encuentra en lo que es el control digital ya que para producir esta señal se utiliza el timer programable que es el 6840. A lo que se le da mayor énfasis en este fragmento es al elemento o serie de elementos que adecúan a la señal que dispara al elemento de switcheo.

La etapa de disparo es la encargada de acondicionar la señal de disparo para que reúna los siguientes rasgos:

Ser capaz de suministrar una señal de disparo con los niveles apropiados de voltaje y de corriente al elemento de switcheo.

Ser capaz de aislar el regulador switchhead de la etapa que genera la señal de disparo. Entre los elementos que se estudiaron para está, se encuentran: Los optoacopladores, transistores y transformadores.

El optoacoplador, en este caso es un fototransistor, como elemento de acoplamiento y tiene la ventaja de una buena respuesta en frecuencia dentro del rango estudiado, pero entre sus desventajas se encuentran:

- a.- No maneja grandes cantidades de corriente.
- b.- No maneja voltajes elevados.
- c.- Presenta voltajes de offset.

Por lo que se recomienda su uso en fuentes que manejan baja potencia.

El transistor como elemento de acoplamiento es bueno en cuanto a su rango de frecuencia. Tiene problemas con voltajes mayores de mil volts de colector a emisor estando en corte. En caso que el elemento de switcheo sea un transistor de potencia tendrá por consiguiente una ganancia en corriente muy pequeña y esto obliga a que demande cantidades de corriente considerable.

Los transformadores necesitan poseer rasgos especiales para esta aplicación, entre estos:

- Debe trabajar con pulsos.
- Requiere entrehierros que no saturen a la frecuencia de operación.

Existen dos parámetros muy importantes en la selección del núcleo: su capacidad de manejo de potencia y el área de la ventana debe permitir devanar adecuadamente las bobinas del transformador y al mismo tiempo minimicen las pérdidas de los devanados. Esto es, se podría escoger alambre magneto de un calibre más grueso para disminuir la pérdidas de este nuevo devanado, tal vez no entre dentro de la ventana del núcleo.

En la medida que se aumenta la frecuencia, la corriente tiende a circular por las capas superficiales del conductor, lo que disminuye el área neta efectiva, por lo que la ventana debe ser lo suficientemente grande para dejar espacio para los devanados.

Los materiales utilizados en los núcleos tienen aplicaciones en diferentes rangos de frecuencia, a continuación se expresan características de algunos materiales:

Los núcleos laminados son aplicables en muy bajas frecuencias donde las pérdidas por corrientes de eddy son despreciables. En la medida que incrementa la frecuencia,

las pérdidas por efecto de estas corrientes se vuelven cada vez mayores hasta un punto en donde los transformadores con núcleo laminado se vuelven inoperables.

A partir de 10 ó 20 KHz aproximadamente, los núcleos utilizados son hechos a base de polvo de hierro y compuestos de zinc en diferentes composiciones según su uso y frecuencias de operación. Esto disminuye las pérdidas por corrientes de eddy.

Los núcleos Ferroxcube poseen buenas características para utilizarse en fuentes de alimentación conmutadas.

Entre las ventajas que tienen los transformadores se encuentran:

-Son buenos elementos de aislamiento que no tiene problemas con manejar altos voltajes.

-Aísla la tierra del sistema de control de la tierra del regulador switchado, no tiene problemas con altos voltajes.

CAPITULO III.
ANALISIS DE LAS CONFIGURACIONES

CAPITULO III

- INTRODUCCION.

La tendencia actual del control esta enfocada a la solución de tareas complejas que requieren gran exactitud. Los sistemas actuales pueden tener múltiples entradas, múltiples salidas y pueden ser variables en el tiempo. Para la resolución de estos sistemas se cuenta con una herramienta de cálculo formidable que es la computadora. Las funciones de prueba en la entrada no están limitadas a una función impulso, función escalón o función sinusoidal. Este nuevo enfoque está soportado en el concepto de estado, donde se pueden incluir las condiciones iniciales del sistema y puede trabajar en el dominio del tiempo.

En este capítulo se analiza con mayor énfasis la configuración reductora, porque es la configuración que se va a utilizar, empleando el método de variables de estado, aunque también se hace con las configuraciones inversora y amplificadora, en aplicaciones futuras pueden llegarse a utilizar.

La resistencia serie equivalente en el capacitor y en la inductancia son consideradas en este análisis. Sin embargo, no son los únicos fenómenos que presenta la inductancia y el capacitor, como se menciona en el capítulo uno. El método de variables de estado permite considerar todos estos fenómenos que llegan a complicar la solución, pero en caso de que sea muy complejo puede plantearse de tal forma que pueda resolverse por medio de una computadora.

En este capítulo como en el capítulo uno, también se utiliza superposición. Primero se analiza el circuito cuando el elemento de switcheo esta conduciendo. Posteriormente, cuando no conduce, se definen las expresiones para la salida en estado estable y la respuesta dinámica, pero no se estudia la estabilidad del circuito.

III.1 DEFINICION DEL METODO.

En este capítulo se analiza la respuesta de los tres tipos de configuraciones, empleando variables de estado. El mayor énfasis se le da a la configuración reductora.

Un sistema de ecuaciones diferenciales puede expresarse como:

$$\frac{d [X](t)}{dt} = [A][X](t) + [B][U](t) \quad (\text{III.1.1.1})$$

Donde

$\frac{d [X](t)}{dt}$ Es una matriz que representa la variación del estado con respecto al tiempo.

[X] Es un vector que representa el estado del sistema y sus componentes reciben el nombre de variables de estado.

[U] Es un vector y representa el conjunto de excitaciones y t es el tiempo.

[A] Es una matriz que relaciona el estado del sistema con la variación del estado en el tiempo.

[B] Es una matriz que relaciona las entradas al sistema con la variación del estado con respecto al tiempo.

La salida del sistema queda definida:

$$[Y] = [C][X](t) + [D]U(t) \quad (\text{III.1.1.2})$$

DONDE

Los vectores [X] y [U] ya fueron definidos con anterioridad.

[Y] Representa una solución particular.

[C] Es una matriz que relaciona un estado determinado con una solución particular.

[D] Es una matriz que relaciona las entradas con una solución particular.

Las Matrices [C] y [D] están formadas por parámetros constantes compatibles con las dimensiones de [Y], [X] y [U]. Además, estas Matrices dependen exclusivamente de los

parámetros y topología del circuito analizado.

El análisis se divide en dos partes una para estudiar la configuración para el intervalo de tiempo en que está operando el elemento de switcheo (ton) y otra para analizar cuando el elemento de switcheo no está funcionando.

Cuando el elemento de switcheo está funcionando la ecuación III.1.1.1 se expresa como:

$$\frac{d [X](t)}{dt} = D[A1][X](t) + D[B1]U(t) \quad (\text{III.1.1.3})$$

Donde

[A1] y [B1] Representan lo mismo que las matrices [A] y [B] respectivamente, sólo que para (ton).

D es el ciclo de trabajo.

Para (ton) III.1.1.2 queda como:

$$[Y1] = D[C1][X](t) + D[D1]U(t) \quad (\text{III.1.1.4})$$

Donde

[Y1] Es la salida del sistema en (ton).

[C1] y [D1] Son la manera como quedan expresadas [C] y [D] para (ton).

Para toff las ecuaciones III.1.1.1 y III.1.1.2 quedan

$$\frac{d [X](t)}{dt} = (1-D)[A2][X](t) + (1-D)[B2]U(t) \quad (\text{III.1.1.5})$$

[A2] y [B2] Representan lo mismo que [A] y [B] respectivamente, pero para (toff).

$$[Y2] = (1-D)[C2][X](t) + (1-D)[D2]U(t) \quad (\text{III.1.1.6})$$

Donde

[Y2] Es la salida para (toff).

[C2] y [D2] Son las matrices [C] y [D] expresadas para (toff).

Obteniendo la ecuación general para todo el periodo

$$\frac{d [X](t)}{dt} = ([A1]+[A2])[X](t) + ([B1]+[B2])U(t) \quad (\text{III.1.17})$$

La solución es entonces:

$$[Y] = ([A1]+[A2])[X](t) + ([B1]+[B2])U(t) \quad (\text{III.1.1.8})$$

Si

$$[A] = [A1]+[A2]$$

$$[B] = [B1]+[B2]$$

$$[C] = [C1]+[C2]$$

$$[D] = [D1]+[D2]$$

En estado estable no existen variaciones de las variables de estado con respecto al tiempo, por lo que la variación es igual a cero.

$$\frac{d[X](t)}{dt} = 0 = [A][X](t) + [B]U(t) \quad (\text{III.1.1.9})$$

Por tanto, despejando de la expresión anterior el estado del sistema queda definido como:

$$[X] = -[A]^{-1}[B]U(t) \quad (\text{III.1.1.10})$$

Todo lo que se encuentra entre () es el exponente.

Sustituyendo la expresión anterior en la ecuación III.1.1.6, se obtiene que la salida del sistema es:

$$[Y] = -[C][A]^{-1}[B]U(t) + [D]U(t) \quad (\text{III.1.1.11})$$

En el Análisis para condiciones dinámicas lo que se busca es determinar la variación del estado con respecto al tiempo, para ello se utiliza la transformada de Laplace.

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación III.1.1.1

$$S[X](S) = [A][X](S) + [B]U(S)$$

Agrupando los términos que contienen $[X](S)$

$$S[X](S) - [A][X](S) = [B]U(S)$$

$$[X](S)[SI - [A]] = [B]U(S)$$

Por lo que el estado en el dominio de la frecuencia queda como:

$$[X](S) = [SI - [A]]^{-1}[B]U(S) \quad (\text{III.1.1.12})$$

Aplicando la transformada de Laplace en la ecuación III.1.1.8 y sustituyendo la ecuación anterior se obtiene:

$$[Y](S) = [C][S I - [A]]^{-1}[B]U(S) + [D]U(S) \quad (\text{III.1.1.13})$$

La expresión anterior expresa la respuesta dinámica del sistema en el dominio de S .

El método, aquí expuesto, tiene la ventaja de proporcionar el comportamiento dinámico de las variables de estado del sistema.

III.2 ANALISIS DE LA CONFIGURACION REDUCTORA.

En base al método planteado en la sección pasada, se desarrolla el estudio de la configuración reductora.

Las diferencias con el análisis del capítulo I, es que se da énfasis al estudio de la respuesta dinámica y se considera que la inductancia y el capacitor cuentan con una resistencia serie equivalente, por lo que el circuito para la configuración reductora queda representado en la figura III.1.

Primero se estudia el sistema cuando el elemento de switcheo conduce, posteriormente, cuando éste no conduce y se plantea el estado del sistema para ambas circunstancias, se calcula la respuesta en estado estable y después la respuesta dinámica.

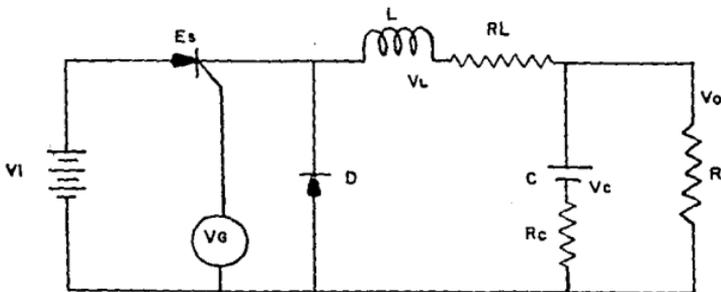
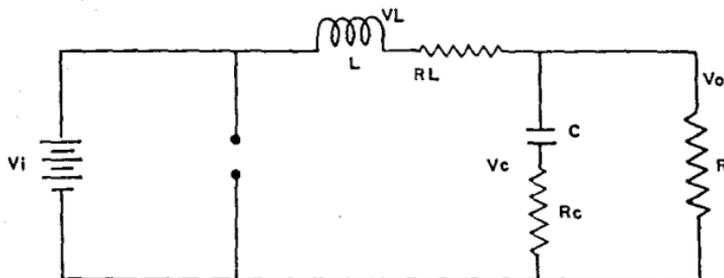


Fig. III.1

III.2.1 CONFIGURACION DEL CIRCUITO EN ESTADO DE CONDUCCION.

El circuito de la figura III.1 puede redibujarse como:



De la figura anterior (fig. III.2), aplicando las leyes de Kirchoff y las ecuaciones para la corriente en el capacitor y el voltaje en la inductancia

$$V_i = V_L + R_L \cdot I_L + V_x \quad (\text{III.2.1.1})$$

$$I_L = I_o + I_c \quad (\text{III.2.1.2})$$

$$I_c = (cdV_c)/dt = (V_x - V_c)/R_c \quad (\text{III.2.1.3})$$

$$I_o = V_x/R \quad (\text{III.2.1.4})$$

$$V_L = (L \, dI_L/dt) \quad (\text{III.2.1.5})$$

$$I_L = \frac{V_x - V_c}{R_c} + \frac{V_x}{R} \quad (\text{III.2.1.6})$$

Despejando V_x de la ecuación III.2.1.6

$$V_x(1/R_c + 1/R) - V_c/R_c = I_L$$

$$V_x(1/R_c + 1/R) = V_c/R_c + I_L$$

$$V_x = I_L(R_c//R) + (V_c \cdot R)/(R + R_c) \quad (\text{III.2.1.7})$$

Sustituyendo el valor de V_x en la ecuación III.2.1.1 se obtiene la ecuación:

$$V_i = V_L + R_L \cdot I_L + I_L(R_c//R) + (V_c \cdot R)/(R + R_c) \quad (\text{III.2.1.8})$$

Despejando VL de la ecuación III.2.1.8 y sustituyendo su valor por el que tiene definido en la ec. III.2.1.5

De las ecuaciones anteriores se llega a las siguientes ecuaciones de estado:

$$\frac{DIL}{Dt} = \frac{Vi - IL(RL + Rc//R)}{L} - \frac{R Vc}{L(Rc + R)} \quad (III.2.1.9)$$

Sustituyendo las ecs. III.2.1.4 y III.2.1.3 en la III.2.1.2 y el valor de Vx definido en la ec. III.2.1.7

$$\frac{DVc}{Dt} = \frac{IL}{c} \left(\frac{R}{R + Rc} \right) - \frac{Vc}{c(R + Rc)} \quad (III.2.1.10)$$

La corriente en la inductancia y el voltaje en el capacitor, de aquí en adelante se van a considerar como variables de estado. De las ecuaciones III.2.1.9 y III.2.1.10 se puede plantear la ecuación de variables de estado para ton que quedo definida en la ec. III.1.1.3 y se expresó como:

$$\frac{d[X](t)}{dt} = [A1][X](t) + [B1]U(t)$$

La ec. III.2.1.11 es entonces

$$\begin{bmatrix} DIL \\ Dt \\ DVc \\ Dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-D(RL + Rc//R)}{L} & \frac{-DR}{L(Rc + R)} \\ D & \frac{Rc}{R + Rc} \\ \frac{IL}{c} \left(\frac{R}{R + Rc} \right) & \frac{-D}{c(R + Rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ L \\ 0 \end{bmatrix} Vi$$

Planteamiento de la salida en base a las variables de estado, para ello se utiliza la ec. III.1.1.4, la cual se menciona a continuación

$$[Y] = [C1][X](t) + [D1]U(t)$$

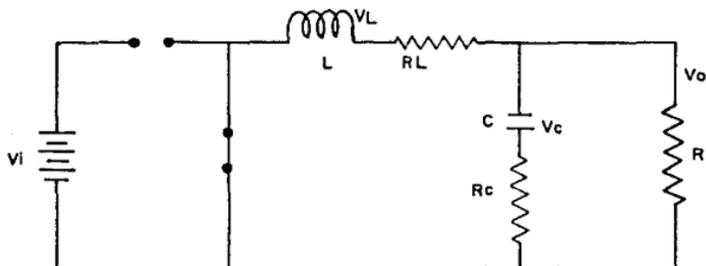
De la ec. III.2.1.7 y considerando lo que nos interesa como salida, es el voltaje en la carga, la expresión para la salida es:

$$Y = Vx = IL(Rc//R) + (Vc.R)/(R + Rc)$$

$$[Y] = D[(Rc//R) + \frac{R}{(R + Rc)}] \cdot \begin{bmatrix} IL \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} Vi \quad (III.2.1.12)$$

III.2.2 CONFIGURACION DEL CIRCUITO EN ESTADO APAGADO.

Cuando el elemento de switcheo no opera el circuito de la figura III.1 se transforma en:



CIRCUITO III.3

En base a las leyes de Kirchoff y del circuito III.3

$$VL + IL.RL + Vx = 0 \quad (III.2.2.1)$$

$$IL = Ic + Io \quad (III.2.2.2)$$

$$Io = \frac{Vx}{R} \quad (III.2.2.3)$$

$$Ic = (cdVc)/dt \quad (III.2.2.4)$$

$$Vx = IL(Rc//R) + (Vc.R)/(R + Rc)$$

De las ecuaciones anteriores se obtienen las ecuaciones de estado.

$$\frac{DIL}{Dt} = \frac{-IL(RL + Rc//R)}{L} - \frac{R Vc}{L(Rc + R)} \quad (\text{III.2.2.5})$$

$$\frac{DVc}{Dt} = \frac{IL}{c} \left(1 - \frac{Rc}{R + Rc}\right) - \frac{Vc}{c(R + Rc)} \quad (\text{III.2.2.6})$$

Tomando en cuenta las ecs. III.2.2.5 y III.2.2.6 podemos obtener la ecuación matricial de estado para toff que quedo definida en la ec. III.1.1.5, por lo cual la ec. III.2.2.7 como:

$$\begin{bmatrix} \frac{DIL}{Dt} \\ \frac{DVc}{Dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(1-D)(RL + Rc//R)}{L} & \frac{-(1-D)R}{L(Rc + R)} \\ \frac{(1-D)}{c} \left(\frac{R}{R + Rc}\right) & \frac{-(1-D)}{c(R + Rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i$$

Como se cumple la siguiente relación

$$V_x = -V_o$$

Por lo tanto

$$V_x = \left[(Rc//R) + \frac{R}{(R + Rc)} \right]$$

Obteniendo la ecuación de estado de la salida para (toff), la cual quedo definida en la ec. III.1.1.6

$$[Y] = (1-D) \left[(Rc//R) + \frac{R}{(R + Rc)} \right] \begin{bmatrix} IL \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (\text{III.2.2.8})$$

III.2.3 RESPUESTA ESTABLE PARA LA CONFIGURACION REDUCTORA

Para calcular la respuesta estable hay que basarse en la ecuación III.1.1.10, para esto la ecuación necesita del estado estable del sistema.

El estado estable se definió con anterioridad como:

$$[X] = -[A]^{-1}[B]U(t)$$

Donde

La matriz inversa de A es la adjunta de la matriz entre su determinante.

Considerando que $U(t) = V_i$.

El estado estable es el producto de la inversa de la matriz [A] por la inversa de la matriz de parámetros de entrada [B] y por el vector de entradas, por lo que haciendo los cálculos correspondientes:

$$[X] = \frac{1}{\frac{(R_L + R_C/R)}{LC(R + R_C)} + \frac{R(2)}{LC(RC+R)(2)}} \left[\begin{array}{c} D \\ \hline LC(R + R_C) \\ DR \\ \hline LC(R + R_C) \end{array} \right] V_i$$

La ecuación para [C] es:

$$[C] = \left[\begin{array}{c} (R_C/R) \\ \hline (R + R_C) \end{array} \right] \frac{R}{(R + R_C)}$$

De la ec. III.1.1.11 se obtiene la salida para el estado estable y se hace la consideración de que $U(t)$ es igual a V_i

$$[Y] = -[C][A]^{-1}[B]U(t) + [D]U(t)$$

Realizando las operaciones correspondientes, se obtiene la salida:

$$[Y] = \left[\begin{array}{c} \frac{D(R/R_C)}{LC(R + R_C)} + \frac{D R(2)}{LC(R + R_C)(2)} \\ \hline \frac{(R_L + R_C/R)}{LC(R + R_C)} + \frac{R(2)}{LC(RC + R)(2)} \end{array} \right] V_i$$

Si se considera que $R_L = R_C = 0$

$$[Y] = D V_i$$

(III.2.3.5)

Puede apreciarse de la ecuación anterior, que al no considerar las resistencias serie equivalente tanto en el

capacitor como en la inductancia, la expresión que define el comportamiento de la salida se simplifica bastante.

III.2.4 RESPUESTA DINAMICA DE LA CONFIGURACION REDUCTORA.

El estado para la respuesta dinámica está dada por la ecuación III.1.1.12, la cual se muestra a continuación:

$$[X](S) = [SI - [A]\{-1\}][B]U(S)$$

De la expresión anterior puede verse que hay que calcular

$$[SI - [A]]$$

Para simplificar el cálculo de $[SI - [A]]$ se considera que R_l y R_c son igual a cero.

Cálculo de $[SI - [A]\{-1\}]$ consiste en obtener la adjunta de $[SI - [A]]$ y dividirla entre el determinante de $SI - [A]$.

$$[X](S) = \frac{1}{S(2) + \frac{S}{R(c)} + \frac{1}{LC}} \begin{bmatrix} D \\ -(S + \frac{1}{RC}) \\ D \\ LC \end{bmatrix} V_i(S)$$

Evaluando la salida, tomando en cuenta que $[D] = 0$

$$[Y](S) = [C][SI - [A]]\{-1\}[B]U(S) + [D]V_i(S)$$

$$[C] = [0 \quad 1]$$

$$[Y](S) = \begin{bmatrix} \frac{D}{LC} V_i(S) \\ S(2) + \frac{S}{R(c)} + \frac{1}{LC} \end{bmatrix}$$

Como V_i es un voltaje constante

$$[Y](S) = \frac{\frac{D}{LC} V_i}{S(2) + \frac{S}{R(c)} + \frac{1}{LC}}$$

Factorizando el divisor de la expresión anterior considerando $2 = (1/CR)$, $W_o(2) = (1/LC)$ y $W_d = (\alpha(2) - W_o(2))(1/2)$

$$= S(2) + \frac{S}{R(c)} + \frac{1}{LC} =$$

$$= (S + \alpha - W_d)(S + \alpha + W_d)$$

Utilizando fracciones parciales y aplicando la antitransformada de Laplace, se encuentra la salida en el dominio del tiempo. Existen cuatro casos diferentes dependiendo de los valores de α y W_d .

Si $\alpha > W_o$ la expresión para la salida es:

$$Y(t) = (D V_i / 2LCW_d) (EXP((-\alpha + W_d)t) - EXP((-\alpha - W_d)t))$$

Si siguiendo el mismo procedimiento, corriente puede expresarse como:

$$IL(t) = (D V_i / 2LW_d) ((\alpha + W_d) EXP((-\alpha + W_d)t) - (\alpha - W_d) EXP((-\alpha - W_d)t))$$

En caso $\alpha = W_o$, las expresiones para la salida y la corriente en la inductancia se muestran a continuación:

$$Y(t) = ((DtV_i) / 2LC) (EXP((-\alpha)t))$$

$$IL(t) = ((DtV_i) / L) (EXP((-\alpha)t))$$

Cuando $\alpha < W_o$, las ecuaciones para la corriente en la inductancia y el voltaje en la salida son:

$$Y(t) = ((DV_i) / LCW_d) (EXP((-\alpha)t) \text{SEN}(W_d t))$$

$$IL(t) = ((DV_i) / LW_d) (EXP((-\alpha)t) (\text{SEN}(W_d t) + W_d \text{COS}(W_d t)))$$

y si $\alpha = 0$, se obtiene:

$$Y(t) = (D V_i / LC) \text{COS}(W_d t)$$

$$IL(t) = (D V_i / L) \text{COS}(W_d t)$$

A continuación se exponen 8 gráficas que muestran el

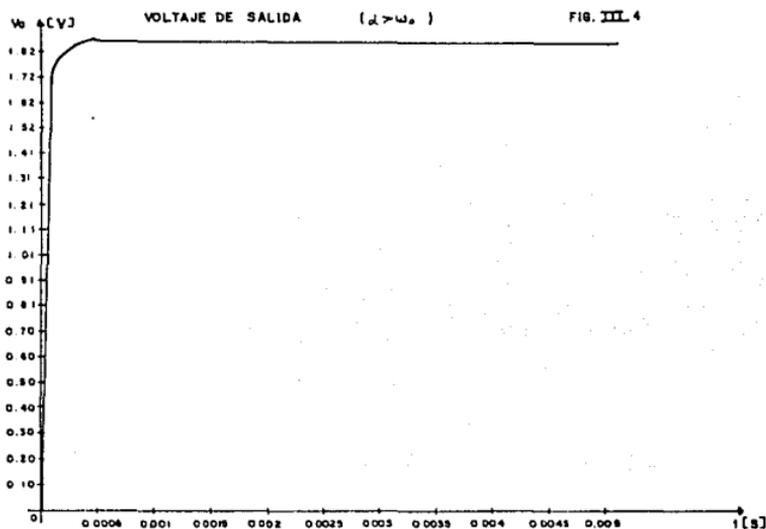
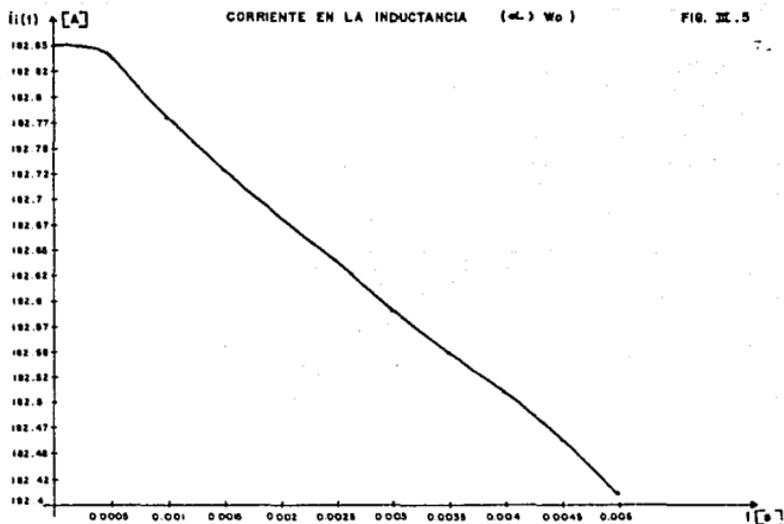
comportamiento del sistema, todas las ecuaciones se evalúan dentro de un intervalo de tiempo que va desde cero hasta 0.005 segundos, cada función se evalúa con incrementos de 0.00005 segundos, por lo que cada ecuación fue evaluada cien veces.

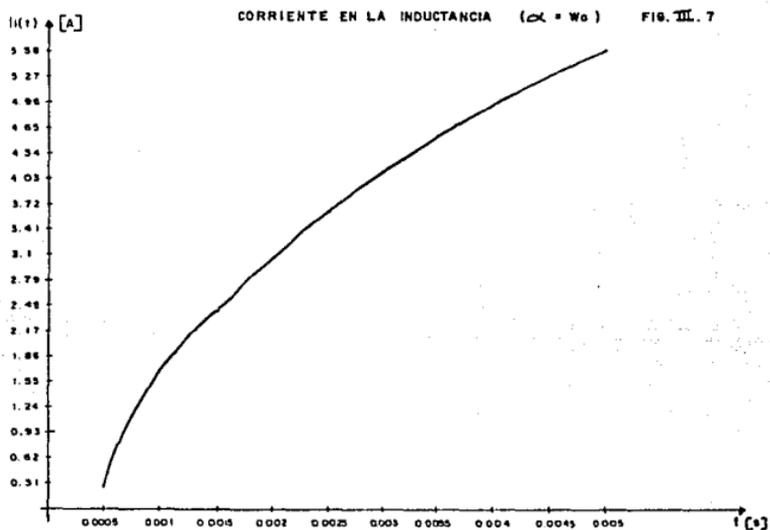
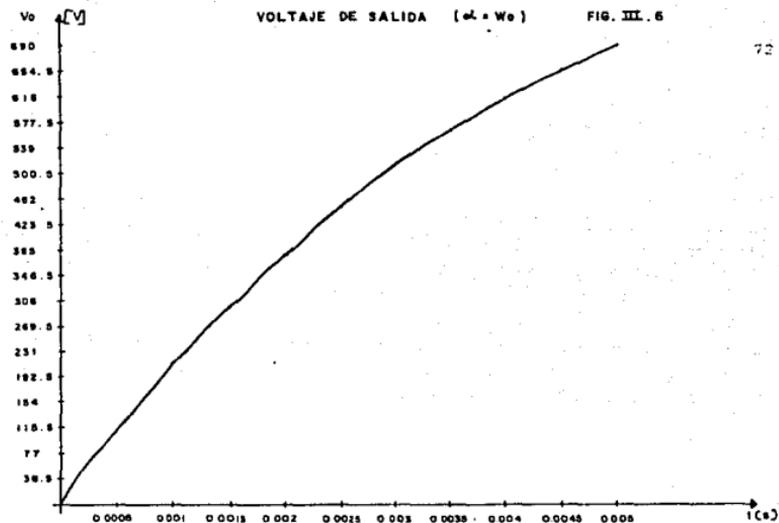
Cuando $\alpha > \omega_0$ se consideran los siguientes valores para los siguientes parámetros: $R = 0.01$ ohms, $C = 0.004$ F, $L=0.021$ H, $\alpha = 12500$, $\omega_0 = 109$, $\omega_d = 12499.52$, $D = 0.012$. Ver fig.III.4.

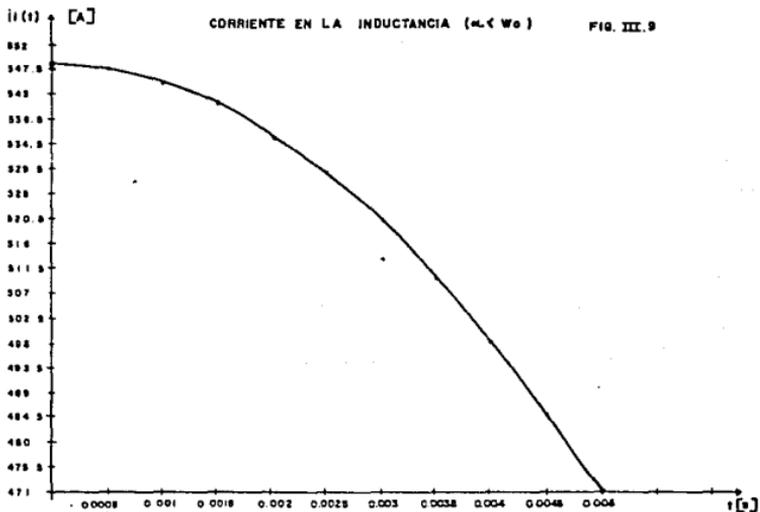
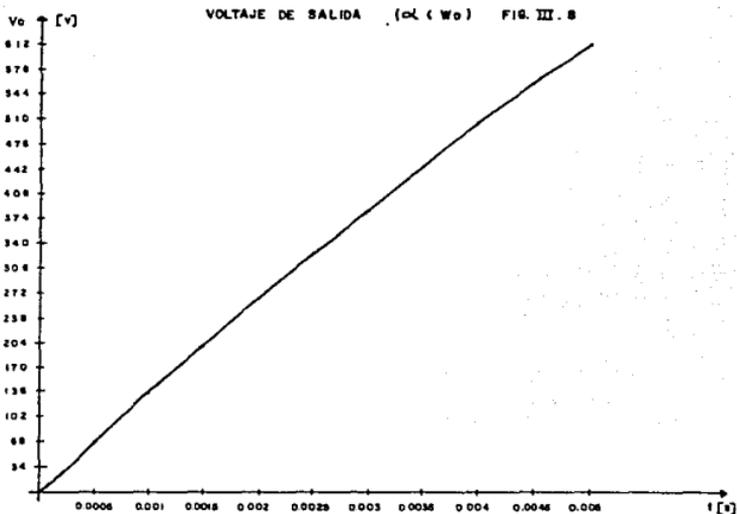
Cuando $\alpha = \omega_0$, los parámetros son: $\alpha = \omega_0 = 109$, $C = 0.004$ F, $L=0.021$ H, $R = 1.1467$ ohms, $\omega_d = 0$, $D = 0.125$. Ver fig.III.5.

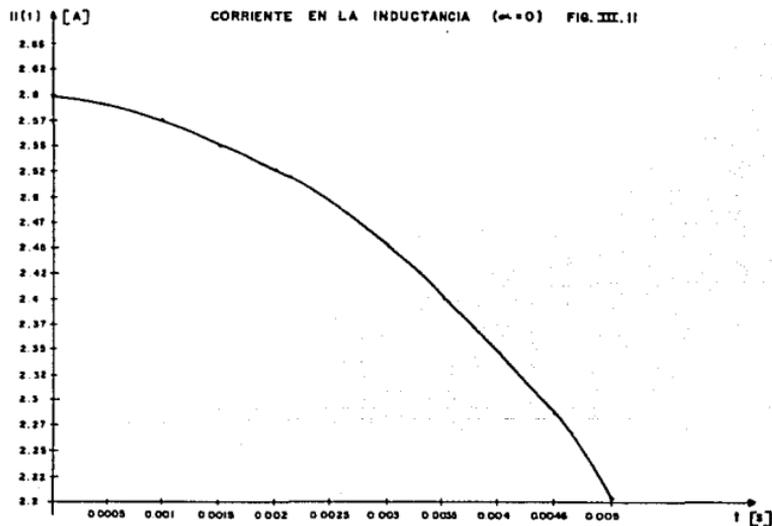
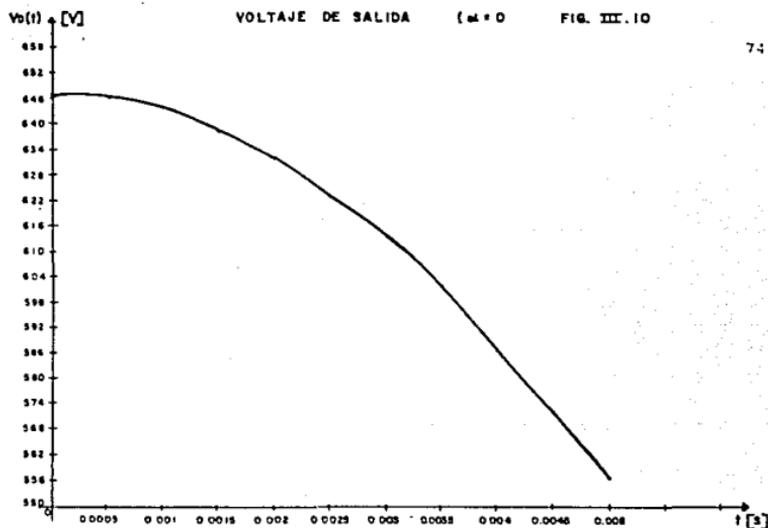
Para $\alpha < \omega_0$, los parámetros son: $R = 10$ ohms, $C = 0.004$ F, $L=0.021$ H, $\omega_0 = 109$, $\alpha = 12.5$, $\omega_d = 108.39$, $D = 0.036$. Ver fig. III.6.

Para $\alpha = 0$, R tiende a infinito, $C = 0.004$ F, $L=0.021$ H, $\omega_0 = 109$, $\omega_d = 109$, $D = 0.00017$. Ver fig. III.7









En la evaluación de los cuatro posibles casos expuestos, se consideraron esos valores de capacitancia y de inductancia porque en la mayoría de los experimentos se trabajo con estos valores. Todas las funciones se evaluaron para un tiempo máximo de 0.005 segundos, porque se espera en el futuro trabajar a bajas frecuencias debido a las características del elemento de switcheo.

El arreglo de capacitores soporta un voltaje máximo de 700 volts, por esta razón se evaluaron las funciones de tal manera no superpasen este valor y los 600 amper.

El máximo voltaje se presentan cuando $\alpha = 0$, en $t = 0$ y su valor es $(D V_i/LC)$, en cambio la máxima corriente se presenta en $t = 0$, para $\alpha > \omega_0$, $\alpha = 0$ y $\alpha < \omega_0$ cuyo valor es $(D V_i/L)$.

En caso de que $\alpha > \omega_0$ el transitorio de voltaje no es muy grande, pero la demanda de corriente en estado estable en la carga es bastante grande.

Para poder graficar las 8 ecuaciones fue necesario realizar un programa en algol, el cual no se muestra porque no es la finalidad de este trabajo.

III.3 ANALISIS DE LA CONFIGURACION AMPLIFICADORA.

El análisis que se hace de la configuración es similar al realizado con la configuración reductora y consiste en:

- a.- Cálculo del estado del sistema por medio de superposición, primero para (ton) y después para (toff).
- b.- Cálculo de la respuesta en estado estable.
- c.- Cálculo de la respuesta dinámica.

III.3.1 CONFIGURACION DEL CIRCUITO EN ESTADO DE CONDUCCION.

Para calcular el sistema de variables de estado en (ton), hay que referirse al circuito de la figura I.2, tomando en cuenta la resistencia serie equivalente en el capacitor y en la inductancia, por lo que se pueden plantear las siguientes ecuaciones.

$$V_i = V_L + R_L I_L \quad (\text{III.3.1.1})$$

$$I_o + I_c = 0 \quad (\text{III.3.1.2})$$

$$I_o = \frac{V_x}{R} \quad (\text{III.3.1.3})$$

$$V_x = R_c I_c + V_c \quad (\text{III.3.1.4})$$

$$V_x = \frac{R V_c}{R_c + R}$$

$$I_c = -I_o = \frac{-V_x}{R} = \frac{-(R_c I_c + V_c)}{R}$$

$$I_c \left(1 + \frac{R_c}{R}\right) = \frac{-V_c}{R}$$

$$I_c = \frac{-V_c}{R + R_c}$$

Las ecuaciones para las variables de estado quedan definidas en base a las ecuaciones anteriores, como:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_i - R_1 I_L}{L} \quad (\text{III.3.1.5})$$

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{V_c}{C(R + R_c)} \quad (\text{III.3.1.6})$$

Matricialmente puede expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D R_1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{D}{C(R_c + R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix} V_i$$

La salida es:

$$y = D \left[0 \quad \frac{R V_c}{R_c + R} \right]$$

Puede apreciarse que la salida del sistema en estado de conducción depende únicamente del voltaje en el capacitor y no de la corriente en la inductancia.

III.3.2 CONFIGURACION DEL CIRCUITO EN ESTADO APAGADO.

El cálculo del estado del sistema en (toff) se basa en el circuito de la figura I.3, con la diferencia de que se va a considerar la resistencia serie equivalente en el capacitor y en la inductancia, por lo que las ecuaciones que muestran el comportamiento eléctrico del circuito se expresan a continuación:

$$V_i = V_L + R_L I_L + V_x \quad (\text{III.3.2.1})$$

$$I_L = I_o + I_c \quad (\text{III.3.2.2})$$

$$I_c = (cdV_c)/dt = (V_x - V_c)/R_c \quad (\text{III.3.2.3})$$

$$I_o = V_x/R \quad (\text{III.3.2.4})$$

$$V_L = (L dI_L/dt) \quad (\text{III.3.2.5})$$

$$I_L = \frac{V_x - V_c}{R_c} + \frac{V_x}{R} \quad (\text{III.3.2.6})$$

$$V_x = I_L(R_c//R) + (V_c.R)/(R + R_c) \quad (\text{III.3.2.7})$$

Sustituyendo el valor de V_x en la ecuación III.3.2.1

$$V_i = V_L + R_L I_L + I_L(R_c//R) + (V_c.R)/(R + R_c) \quad (\text{III.3.2.8})$$

Despejando V_L de la ecuación III.3.2.8 y sustituyendo su valor por el que tiene definido en la ec. III.3.2.5, se obtiene:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_i - I_L(R_L + R_c//R)}{L} - \frac{R V_c}{L(R_c + R)} \quad (\text{III.3.2.9})$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{I_L}{c} \left(\frac{R}{R + R_c} \right) - \frac{V_c}{c(R + R_c)} \quad (\text{III.3.2.10})$$

Tomando como fundamento las ecuaciones anteriores, el sistema de variables de estado para (toff), se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} DIL \\ Dt \\ DVc \\ Dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(1-D)(Rl + Rc//R)}{L} & \frac{-(1-D)R}{L(Rc + R)} \\ (1-D) & R \\ \frac{R}{C} & R + Rc \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-D)L \\ 0 \end{bmatrix} Vi$$

En Planteamiento de la ecuación de estado para la salida, se utiliza la ec. III.1.1.4, la cual se menciona a continuación

$$[Y] = [C1][X](t) + [D1]U(t)$$

De la ec. III.3.2.7

$$[Y] = Vx = IL(Rc//R) + (Vc.R)/(R + Rc)$$

$$[Y] = (1-D) \left[\frac{Rc}{R} + \frac{R}{R + Rc} \right] \begin{bmatrix} IL \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} Vi$$

De la expresión anterior puede apreciarse que en la salida influye no sólo el voltaje en el capacitor sino también la corriente en la inductancia.

III.3.3 RESPUESTA ESTABLE

Calculando el estado del sistema

$$[X] = -[A]^{-1}[B]U(t)$$

Para calcular la expresión anterior es necesario calcular la inversa y multiplicarla por el vector de entradas [B]. La inversa de la matriz [A] es su matriz transpuesta entre su determinante, en éste caso no se plantea el desarrollo únicamente se expresa el resultado.

$$[X] = \frac{-1}{\text{DET}[A]} \begin{bmatrix} \frac{-1}{C(R + Rc)L} \\ (1-D) R \\ LC(R + Rc) \end{bmatrix} Vi$$

Donde

$$\text{DET}[A] = \frac{(R_1 + (1-D)R_c/R)}{Lc(R + R_c)} + \frac{(R(1-D))(2)}{Lc(R_c + R)(2)}$$

Calculando la respuesta del sistema.

$$[Y] = [C][X](t) + [D]U(t)$$

$$[Y] = \frac{\left(\frac{(1-D)(R/R_c)}{LC(R + R_c)} + \frac{(1-D)R(2)}{LC(R + R_c)(2)} \right) V_i}{\frac{(R_1 + (1-D)R_c/R)}{Lc(R + R_c)} + \frac{(R(1-D))(2)}{Lc(R_c + R)(2)}}$$

Si $R_1 = R_c = 0$, la salida es:

$$[Y] = \frac{V_i}{(1-D)}$$

Para cualquier valor mayor que cero de D , $[Y]$ es mayor que el voltaje de entrada.

III.3.4 RESPUESTA DINAMICA.

El estado del sistema quedo definido en la sección III.3 como:

$$[X](S) = [SI - [A]]^{-1}[B]U(S)$$

Por lo que el resultado de acuerdo al método planteado es:

$$[X](S) = \frac{1}{S(2) + \frac{S}{R(c)} + \frac{(1-D)(-2)}{LC}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left(S + \frac{1}{C(R)} \right) \\ \frac{(1-D)}{LC} \end{bmatrix} V_i$$

La respuesta del sistema es:

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

$$[Y](S)=[C][SI - [A]](-1)[B]U(S) + [D]U(S)$$

Por lo que como resultado final se obtiene:

$$[Y](S) = \frac{\frac{(1-D)}{LC} V_i(S)}{S(2) + \frac{S}{R(c)} + \frac{(1-D)(2)}{LC}}$$

De la función anterior puede apreciarse que la frecuencia de resonancia depende del tiempo que el elemento de switcheo este apagado, por lo demás si se quiere calcular tanto la salida como las variables de estado en el dominio del tiempo el procedimiento a seguir es el mismo que se utilizo en la configuración reductora.

III.4 ANALISIS DE LA CONFIGURACION INVERSORA.

De la configuración inversora unicamente se mostrarán los resultados, ya que para llegar a ellos sólo hay que utilizar el método planteado en la sección III.1

La matriz que define la variación del estado en ton es:

$$\begin{bmatrix} \frac{DiL}{Dt} \\ \frac{DVc}{Dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-D Rl}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-D}{C(R + Rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i$$

La salida en (ton) es:

$$y = \left[0 \quad \frac{R Vc}{Rc + R} \right]$$

El sistema en variables de estado para (toff) es:

$$\begin{bmatrix} \frac{DIL}{Dt} \\ \frac{DVc}{Dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(1-D)(Rl + Rc//R)}{L} & \frac{-(1-D)R}{L(Rc + R)} \\ \frac{(1-D)R}{c(R + Rc)} & \frac{-(1-D)}{C(R + Rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} Vi$$

La salida para (toff) es:

$$[Y] = (1-D) \left[\frac{Rc//R}{R + Rc} + \frac{R}{R + Rc} \right] \begin{bmatrix} IL \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} Vi \quad (\text{III.4.2.8})$$

El estado estable queda definido como:

$$[X] = -[A]^{-1}[B]U(t)$$

$$[X] = \frac{-1}{\text{DET}[A]} \begin{bmatrix} -D \\ LC(R + Rc) \\ (1-D)D \quad R \\ LC \quad R + Rc \end{bmatrix} Vi$$

Donde

$$\text{DET}[A] = \frac{(Rl + (1-D)Rc//R)}{LC(Rc + R)} + \frac{(R(1-D))(2)}{LC(Rc + R)(2)}$$

La respuesta estable del sistema es:

$$[Y] = -[C][A]^{-1}[B]U(t) + [D]U(t)$$

$$[Y] = \frac{\frac{-(1-D)D}{LC} \left(\frac{R}{R + Rc} \right) Vi}{\frac{(Rl + (1-D)Rc//R)}{LC(Rc + R)} + \frac{(R(1-D))(2)}{LC(Rc + R)(2)}}$$

Si se considera que:

$$Rl = Rc = 0$$

La salida es:

$$Y = \frac{-DVi}{(1-D)}$$

El estado en condiciones dinámicas es:

$$[X](S) = [SI - [A]](-1)[B]U(S)$$

$$[X] = \frac{1}{S(2) + \frac{S}{C(R)} + \frac{(1-D)(2)}{LC}} \begin{bmatrix} D & (1-D) \\ -(S + \frac{1-D}{C(R)}) & \\ D(1-D) & \\ LC & \end{bmatrix} Vi(S)$$

La respuesta en el dominio de s es:

$$[Y](S) = \frac{-D(1-D)}{LC} Vi(S) \frac{1}{S(2) + \frac{S}{C(R)} + \frac{(1-D)(2)}{LC}}$$

En la expresión anterior puede apreciarse que tanto la ganancia como la frecuencia de resonancia dependen del tiempo que permanezca apagado el elemento de switcheo. En esta situación también es aplicable el método de solución empleado para encontrar la respuesta en el dominio del tiempo.

CAPITULO IV**IV DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EMPLEADO.**

IV.1 ARQUITECTURA DEL SISTEMA DIGITAL EMPLEADO.

El diseño de la unidad de control consta de dos partes: Hardware y Software. Las consideraciones que se toman en cuenta para el diseño de cada una de ellas son diferentes, ya que cada una atiende a diferentes problemas, pero la programación depende en gran parte del hardware, porque al realizar la programación del sistema se deben tomar en cuenta principalmente, el mapeo de memoria, la capacidad de memoria y el tipo de elementos con que cuenta y esto depende directamente del hardware.

Para el diseño del hardware se deben tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

1) Plantear las necesidades del sistema, así como las necesidades de entrada/salida.

2) Desarrollar un diagrama a bloques del sistema que se requiere.

3) Seleccionar el microprocesador que vamos a utilizar. Del microprocesador dependerá el tamaño del bus de datos, así como el de direcciones, también depende el tipo de puertos entrada/salida.

4) De acuerdo a lo planteado en los dos puntos anteriores, debemos seleccionar los puertos a utilizar, y la (s) unidad(es) de memoria que se requieren.

5) Indagar, cuales son los circuitos que requieren algunos puertos de E/S, para su acondicionamiento con el sistema. Estos circuitos en algunos casos, los especifica el manual del puerto que se esté utilizando.

6) Plantear el mapeo de memoria, es decir, que se debe establecer las direcciones que accesan a los diferentes puertos de entrada/salida del sistema.

7) Establecer la lógica de codificación de acuerdo al mapeo de memoria.

8) Organizar la relación entre las líneas de control del microprocesador y los periféricos.

Los puntos anteriores, abarcan de manera general el diseño del hardware del microcomputador.

En cuanto a las necesidades del sistema, éstas son las siguientes:

- Se necesita que entregue una señal cuadrada a frecuencia constante con ciclo de trabajo variable.
- La posibilidad de poder establecer diferentes puntos de operación, en cuanto a voltajes y corrientes se refiere.
- Capacidad de detectar condiciones de error, como sobrepasar rangos seguros de operación.
- Mostrar algunos parámetros y datos.

El diagrama a bloques del sistema digital utilizado, queda ilustrado en la figura IV.1

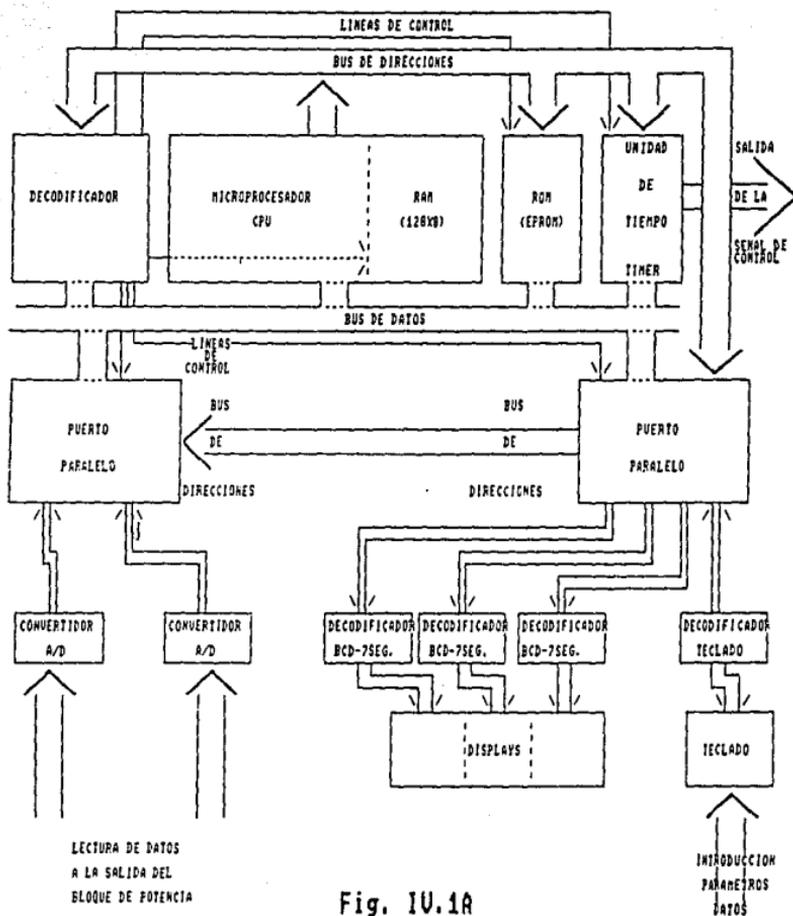
En la figura IV.2 puede apreciarse un diagrama a bloques del sistema digital y sus conexiones físicas con la fuente de alimentación.

La salida del convertidor analógico digital no se puede conectar de una manera directa al bus de datos del microprocesador porque los datos que entrega el convertidor siempre estarían presentes en el bus, lo que puede ocasionar errores en el proceso de control, así como en la programación de los puertos. Para solucionar el problema, entre el convertidor y el bus de datos es necesario poner un puerto de entrada. En este caso un puerto paralelo.

El sistema de control necesita de un circuito de salida que tenga la habilidad de entregar una señal cuadrada con ciclo de trabajo variable. Normalmente, en un microcomputador se incluyen timer's o bases de tiempo. Estos circuitos son empleados principalmente para la generación de señales de reloj que se emplean en las líneas de retardo, o para otros requerimientos del microcomputador.

De esta manera, el microprocesador no pierde tiempo en generar estas señales. Estos circuitos pueden ser programados en su forma de operación, frecuencia, así como la forma de onda que se requiera. Por las razones anteriores, el timer's puede generar líneas de retardo o de cuentas para generar alguna interrupción en el microprocesador.

Existen muchas maneras de poder visualizar parámetros, pero la manera más económica es mediante Display's. La información es numérica, así que solo se requiere de display's numéricos.



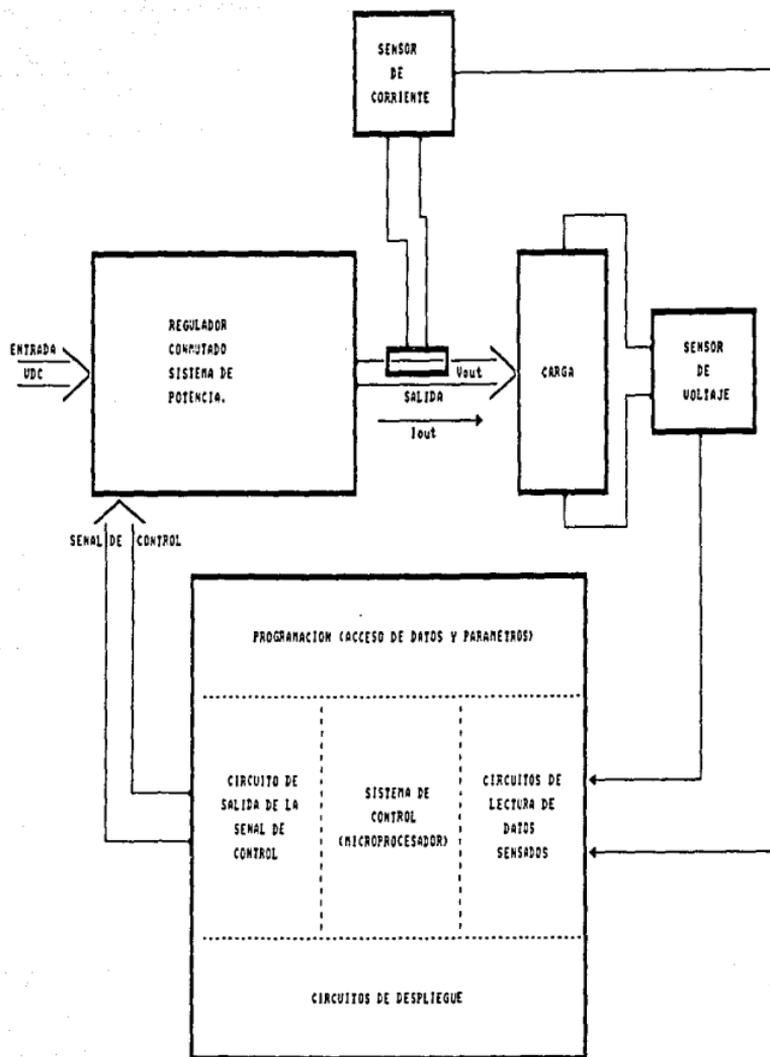


Fig.IV.2

Para poder utilizar los display's se emplearán circuitos decodificadores, en este caso BCD a 7 segmentos. Un puerto de salida habrá de conectarse a los decodificadores, ya que el acceso directo de los decodificadores al bus de datos, ocasionaría el despliegue de información errónea y en forma constante. Con el puerto únicamente se mostraría la información requerida.

El acceso de datos, se efectúa por medio del teclado.

De lo planteado anteriormente, es posible la realización de un diagrama a bloques del microcomputador.

El diagrama resultante se muestra en la Fig. IV.3

Una vez seleccionado el microprocesador habrá que definir los puertos, así como los demás dispositivos que requiere el controlador tales como: el Timer, memorias, decodificadores, convertidores A/D, etc.

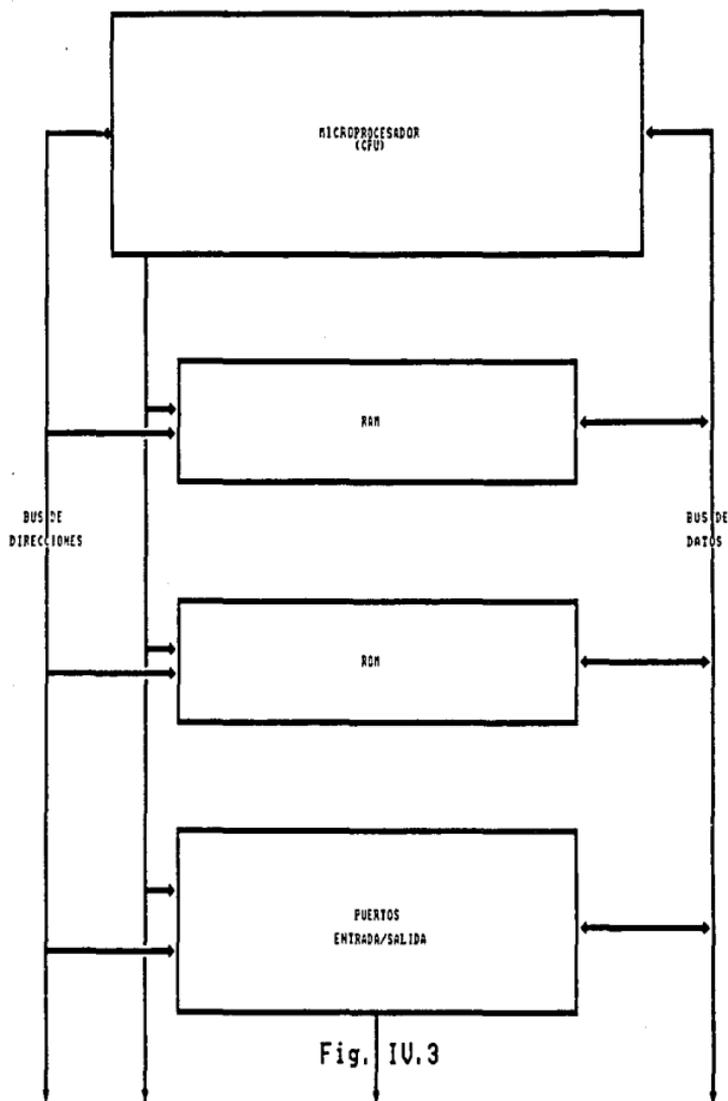
La cantidad de memoria ROM necesaria es pequeña, ya que el programa de control, tal como ha sido planteado no es muy extenso. Por dicha razón es suficiente con una memoria de 2 KB.

El puerto paralelo fabricado por Motorola para esta serie es el MC6821 periphera interface adapter (PIA).

Al igual que los puertos en paralelo, Motorola ha diseñado un circuito timer, el cual es completamente compatible con la serie MC68XX. El timer que ha diseñado Motorola es el MC6840.

Para los módulos de despliegue, se utilizan dos tipos de display's: los de cristal líquido y los incandescentes de LED, de estos dos tipos de displays los más baratos son los incandescentes de LED. Dentro de estos últimos existen dos tipos que son los de ánodo común y los de cátodo común. La diferencia entre uno y otro estriba en la forma de conexión interna y en consecuencia del tipo de señal requerida para ser activados. El tipo de decodificador que se requiere es un decodificador de BCD a 7 segmentos, ya que sólo utilizaremos displays numéricos.

Para pensar el voltaje y la corriente se necesita convertidores A/D. Existe una gama muy grande de convertidores A/D en el mercado, los cuales poseen características muy simples hasta las más sofisticadas, y esto lógicamente se refleja en el costo.



Para seleccionar alguno, se tiene que ver primero que su bus de salida sea compatible con el bus de nuestro sistema, que sea bastante comercial y lo más rápido posible.

Existe una serie de convertidores analógicos digital, que los fábrica National, es la ADC080X. Esta serie es muy comercial, por tal razón el convertidor utilizado es el ADC0800.

Es de vital importancia tener localizadas las unidades de entrada/salida (puertos), las unidades de memoria (RAM y ROM), así como otros circuitos que se requieren (tales como timer's), en determinadas direcciones. Esto es, porque todos los circuitos no requieren estar funcionando al mismo tiempo ya que el microprocesador decide cuándo se activa cada uno, y esto depende del programa que esté ejecutando o de la rutina que se trate, por ejemplo: si el microprocesador va a leer un dato de algún periférico, tiene primero que accesar el puerto correspondiente y posteriormente leer el dato. Para accesar el puerto el microprocesador tiene que colocar la dirección que se le haya asignado al puerto en el bus de direcciones.

El microprocesador no puede estar accesorando diferentes unidades de entrada/salida, porque no puede colocar diferentes direcciones en su bus de datos al mismo tiempo.

Los bits, que determinan la diferencia entre una y otra dirección (generalmente los más significativos) son los que se utilizan en la lógica de decodificación y de ésta salen las señales de control para activar los puertos correspondientes.

Antes de diseñar el mapeo de memoria habrá que analizar cuántas líneas de control requieren los puertos, las unidades de memoria, y el timer, para poder asignarles una determinada dirección.

Refiriéndose al puerto paralelo 6821 (PIA) contiene las siguientes líneas de control: R/W, CS0, CS2, CS1, E, RSO, RS1, CA1, CA2 y Reset.

La línea CS0, CS1 y CS2 son líneas de chip select, estas líneas son las que activan o habilitan el puerto, y tienen que estar verificadas al mismo tiempo para poder habilitar el puerto.

Con respecto a las características principales del microprocesador, suministra una señal de VMA (Pin No. 5), esta señal significa dirección válida de memoria; y se activa, valga la redundancia, cuando hay una dirección válida en el bus. Esta señal se utiliza para activar una de las señales de habilitación de la PIA como por ejemplo: CS1.

La señal de CS2 la podemos obtener de la lógica de decodificación. La señal de CS0 puede estar activa en forma continua, ya que con las otras dos señales es más que suficiente para activar la PIA. Con estas señales activadas correctamente, puede decirse que la PIA está lista para ser accesada.

Existe una señal de enable (E), esta es una señal de tiempo que requiere la PIA para la sincronización y la suministra directamente el microprocesador.

Además, de las líneas de control, es importante analizar las líneas de selección, para el acceso de algunos registros internos del puerto.

El MC6821 posee dos señales RSO y RS1, las cuales se utilizan para seleccionar registros de datos o registros de control, de los dos registros principales que contiene (A y B).

Esto es muy importante tomarlo en cuenta ya que se utilizan direcciones diferentes para leer o programar a la PIA, y esto está determinado por el tipo de registro interno que se seleccione.

RS0 y RS1 son alimentadas con los bits menos significativos del bus de direcciones.

En cuanto a la unidad de memoria, únicamente, se utilizan las líneas de control que contiene la MC2716 que es la de chip enable (CE pin No. 18).

La línea de CE se alimenta directamente de las salidas de la lógica de decodificación.

Para la unidad de memoria RAM, se encuentra incluida dentro del chip del microprocesador, por esto cuenta con su línea de habilitación. En el chip del microprocesador se localiza una línea de RAM enable (RE pin No. 36), la cual requiere ser activada para acceder la RAM del microprocesador. El número de bytes es de 128 y se encuentra en las direcciones de la 0000H a la 007FH, esto es establecido por el fabricante, por tanto la señal de RE se alimenta directamente de la señal de salida de la lógica de decodificación.

El último dispositivo que falta por analizar, es el timer, circuito MC6840, éste cuenta con las siguientes líneas de control: CX, GX, RSO, RS1, RS2, R/W, CS1, CS0, Enable y Reset.

Las señales de CX, son señales de reloj y las GX son señales de compuerta, que dependiendo de la aplicación del circuito, pueden ser utilizadas o no. Las señales de RSO,

RS1 y RS2 son señales que se requieren para seleccionar los diferentes registros con los que cuenta este circuito. Estos registros pueden ser de control o de datos, en cada uno de los tres diferentes timers internos que contiene. Las señales de CS1, CS2, son las señales que habilitan este circuito.

Al igual que la PIA, una de estas señales por ejemplo: CS1, la podemos alimentar directamente del cpu de la línea VMA (pin No. 5). La señal CS0 se alimenta de las salidas de la lógica de decodificación.

Las señales R/W y E se conectan directamente a las señales correspondientes del microprocesador.

Una vez especificadas las líneas de control que se requieren para los diferentes dispositivos que necesitan estar dentro del mapeo de memoria, podemos proponer el mapeo de memoria, el cual se muestra en la tabla IV.0.

Para seleccionar el decodificador es indispensable ver cuántas líneas hay que decodificar del bus de direcciones.

Refiriéndose a la tabla IV.0, se observará que existen bits que cambian para determinados bloques, estos bits son los que se tienen que decodificar porque éstos marcan la diferencia entre un bloque y otro, éstos no se traslapan.

Los bits que continuamente están cambiando, para los puertos son A0 y A1, los restantes permanecen constantes. Para el timer los bits que sufren cambios continuos son los bits A0 a A2 para la memoria RAM sucede lo mismo sólo que los bits que cambian constantemente son de A0 a A6. De lo anterior, puede deducirse, y de acuerdo a la tabla se ve que las líneas que requieren decodificarse son de A11 a A15, por tanto, hay 5 líneas para decodificar, puede apreciarse que los bits A14 y A15 que permanecen constantes para todos los bloques: es decir, que no interfieren para la decodificación.

El microprocesador al activar su señal de reset, el contador de programa se coloca en la dirección FFFE H, y en esta localidad se debe cargar la dirección donde se inicia el programa de control.

Además, de esta condición cuando se activa alguna señal de interrupción IRQ o NMI, también coloca al contador de programa en determinadas direcciones: NMI-----FFFC H e IRQ-----FFF8 H, direcciones en las cuales se cargarán las rutinas de inicio de interrupción correspondientes.

De lo anterior, habrá que considerar que sólo las líneas que hay de decodificar son las correspondientes a los bits A13, A12 y A11, se requiere 5 líneas de salida, ya que

tenemos dos pias, una ROM, una RAM y un Timer.

MAPEO DE MEMORIA.

TABLA IV.0

LINEAS DE DIRECCIONES																
15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0	
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	PIA UNO
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	
0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	PIA DOS
0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	
0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	
0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	TIMER
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	RAM
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	
0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	ROM
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	

C B A
R1 R0
PIAS

AL DECODIFICADOR
RS2 RS1 RS0
TIMER

Se requiere de tres líneas de control (los bits a decodificar) consecuentemente el decodificador tendrá 8 salidas.

Exista un decodificador de 1 a 4 con 2 líneas de control, el cual tiene la opción de poder ser configurado para trabajar como un decodificador de 1 a 8 con 3 líneas de control y se trata de un 74C922N fabricado por NATIONAL.

A parte de las líneas de control de la lógica de decodificación que ya están establecidas, existen otras líneas de control que se conectan directamente o indirectamente al microprocesador, aunque algunas de ellas han quedado establecidas en el punto anterior.

En primer lugar se diseña la malla de reset, para ello hay que analizar si todos los dispositivos, en cuanto a su línea de reset, se activa con el mismo tipo de pulso para lograr una compatibilidad de esta señal. En este caso todos los dispositivos son puestos en reset con un nivel bajo, para accionar esta señal, se tiene un interruptor, al cual se le acopla un circuito para evitar los rebotes que se producen al accionar el interruptor.

El microprocesador, cuenta con 2 líneas de interrupción: NMI e IRQ, (interrupción no mascarable y requerimiento de interrupción), para conectar estas líneas habrá que establecer la prioridad de interrupción de los dispositivos (puertos y periféricos). Esta prioridad se establece de la siguiente manera: los puertos que atienden a los convertidores son los que se consideran para interrupción no mascarable, ya que es muy importante el censado de las señales a la salida del dispositivo, tanto para realizar el control del sistema como protección para el mismo.

La malla del IRQ se configura con los dispositivos que tienen necesidad de interrumpir al microprocesador, tales como el teclado, el timer, etc.

Para la malla de NMI las señales que interrumpen son las que provienen del censado del voltaje o la corriente, por lo que pasan antes por una compuerta OR, de tal manera que cuando una u otra excedan ciertos límites se produzca la interrupción.

En el caso de la malla de NMI se accesa directamente a la entrada de NMI del microprocesador. La malla de IRQ de se accesa directamente a la entrada de IRQ.

IV.2 PROGRAMACION DE CIRCUITOS

En este subcapítulo se explica como se utilizan los circuitos programables y porque se programan de dicha manera, pues es necesario que el sistema de control lleve a cabo algunas acciones, entre ellas:

Es necesario para el programa adquirir los valores de voltaje y de corriente en la carga, estos valores son sensados por dos convertidores analógico-digital.

Por otro lado, hay que accesar datos desde un teclado y para desplegar datos se utilizan 3 display's .

En cuanto al timer debe programarse para una frecuencia

constante y un ciclo de trabajo variable.

Todas las tareas antes mencionadas dependen de algunos elementos que auxilian al microprocesador y como ya se ha mencionado, la tarjeta de control, entre sus elementos programables, cuenta con dos pias 6821 (puertos paralelos), un timer 6840 y el microprocesador 6802.

Por tanto, la pia uno se utiliza con los convertidores analógico-digital y la otra para acceder y desplegar datos.

Una pia cuenta con dos buses de datos bidireccionales, cuatro líneas de interrupción y/o control, como interfases para los dispositivos periféricos, un bus de datos de 8 bits, dos líneas de entrada para el control de interrupciones (CA1,CA2), además dos líneas que pueden ser programadas como entrada o como salida, una línea de lectura/escritura, una línea de reset, 3 líneas para el chip select (CS0,CS1,CS2) y dos líneas que controlan la selección de los registros.

Una pia 6821 cuenta internamente con dos puertos paralelos, y cada puerto paralelo a su vez con:

- Un control de estado de interrupciones.
- Un registro de control.
- Un registro de dirección de datos.
- Un registro de salida.
- Un interfase para el periférico.
- Un bus de datos común a los dos puertos.
- Un control lectura/escritura y un bloque de chip-selec.

Esto se muestra en la figura IV.4

Para programar cualquiera de las 2 pias, el primer paso consiste en limpiar los registros de control, registro periférico y el registro de dirección de datos, cada uno de estos registros se selecciona mediante la lógica de decodificación de acuerdo con la tabla 1.

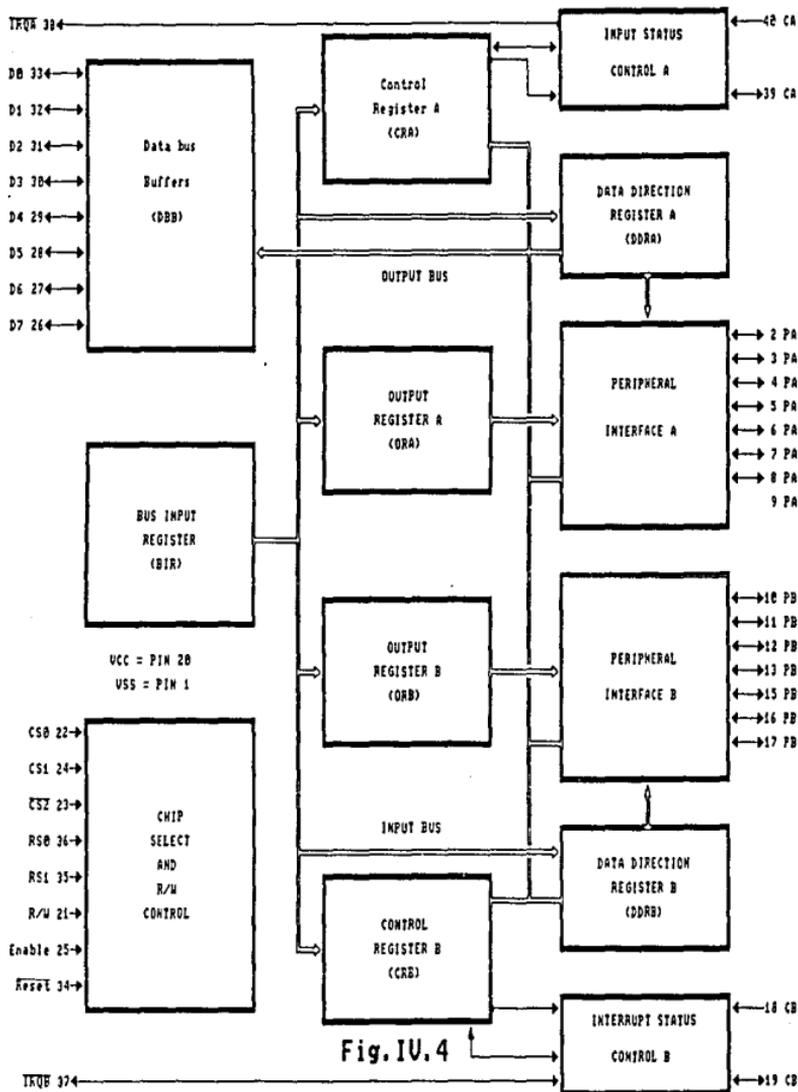


TABLA IV.1

DIRECCIONAMIENTO INTERNO				REGISTRO SELECCIONADO.
RS1	RS0	CRA-2	CRB-2	
0	0	1	X	REGISTRO PERIFERICO A.
0	0	0	X	REGISTRO DE DIRECCION DE DATOS A.
0	1	X	X	REGISTRO DE CONTROL A.
1	0	X	1	REGISTRO PERIFERICO B.
1	0	X	0	REGISTRO DE DIRECCION DE DATOS B.
1	1	X	X	REGISTRO DE CONTROL B.

Posteriormente, se programa el registro de dirección de datos, en este registro se especifica que líneas de la interfase para el periférico van a ser entradas y cuales salidas, las líneas que se van a utilizar como entrada se les coloca un uno.

En esta caso, la pia 1 es utilizada para adquirir datos de los convertidores, por tal razón todas las líneas de la interfase se programan como entrada.

En el caso de la pia 2, como se cuenta con 16 líneas, 8 por cada puerto, 12 de esas líneas se utilizan para manejar los display's. Son necesarios 3 display's cada uno necesita 4 líneas, las restantes 4 líneas se utilizan con el teclado, por tanto se programan como entradas.

Se puede decir que la pia dos tiene bloques y cada bloque, independientemente de que sea entrada o salida tiene asignada 4 líneas, porque para expresar un dato BCD se necesitan cuatro líneas.

El siguiente paso es programar el registro de control de cada puerto. Los dos registros de control permiten al microprocesador, el manejo de las cuatro líneas de control CA1, CA2, CB1 y CB2. Esto logra que el microprocesador habilite las líneas de interrupción y monitorear el estado de las banderas. Los bits del cero al cinco de los dos registros de control pueden ser escritos o leídos por el microprocesador cuando las señales correspondientes han sido aplicadas (chip selec y el registro respectivo).

Los bits 6 y 7 de los dos registros únicamente pueden ser leídos por el microprocesador, únicamente son modificados por interrupciones externas que ocurren en las líneas de control CA1, CA2, CB1 o CB2. El formato de registro de control es el siguiente:

7	6	5 4 3	2	1 0
IRQA1	IRQA2	CA2 CONTROL	*	CA1 CONTROL
IRQB1	IRQB2	CB2 CONTROL		

* ACCESO AL REGISTRO DE DIRECCION DE DATOS.

De acuerdo a todo lo anteriormente mencionado la PIA uno, se programan todas sus líneas, como entradas. Tanto el puerto A como el puerto B de la PIA1 se programan para que se genere un IRQ cuando los bits 7 de los registros de control (CRA-7 y/o CRB-7) están en alto y se presenta un flanco de subida en las líneas CA1 o CB1. Los pines CA1 (CB2) se programa como salidas y se pondrán en alto cuando los bits de control 3 de los puertos A o B (CRA(B)-3) se ponga en alto.

En la PIA2 las cuatro líneas más significativas del puerto A se programan como entradas, las cuatro líneas restantes del puerto A se programan como salidas y todo el puerto B se programa como salida.

Como en la PIA2, el Único elemento que puede generar interrupciones es el teclado y éste está conectado al puerto A, este puerto se programa para que ocurra un IRQ cuando los bits 7 del registro de control del puerto A o del B (CRA-7 , CRB-7) están en alto, y además, se presenta un flanco de subida en la línea de CA1, CA2 se programa como salida y se pondrá en alto cuando el bit del registro de control (CRA3) se ponga en alto.

El timer programable 6840 cuenta con un bus bidireccional de 8 bits, dos líneas de chip selec, una línea de lectura/escritura, una línea de sincronización, una línea de IRQ, una línea de reset y tres líneas de selección de registro.

Las líneas de selección de registros (RS0, RS1, RS2) son utilizadas en conjunción con la línea de lectura/escritura para seleccionar los registros internos, contadores y latches como se muestra en la siguiente tabla:

RS2	RS1	RS0	R/W=0	OPERACION.	R/W=1
0	0	0	CR20=0	ESCRIBE EN EL REGISTRO DE CONTROL 3	NO OPERA
0	0	0	CR20=1	ESCRIBE EN EL REGISTRO DE CONTROL 1	NO OPERA
0	0	1		ESCRIBE EN EL REGISTRO DE CONTROL 2	LEE EL REGISTRO DE ESTADO.
0	1	0		ESCRIBE EN EL BYTE MAS SIGNIFICATIVO DEL REGISTRO.	LEE EL CONTADOR DEL TIMER 1.
0	1	1		ESCRIBE EN EL LANCHE DEL TIMER 1.	LEE EL BYTE MENOS SIGNIFICATIVO DEL REGISTRO
1	0	0		ESCRIBE EN EL BYTE MAS SIGNIFICATIVO DEL REGISTRO.	LEE EL CONTADOR DEL TIMER 2.
1	0	1		ESCRIBE EN EL LANCHE DEL TIMER 2.	LEE EL BYTE MENOS SIGNIFICATIVO DEL REGISTRO
1	1	0		ESCRIBE EN EL BYTE MAS SIGNIFICATIVO DEL REGISTRO.	LEE EL CONTADOR DEL TIMER 3.
1	1	1		ESCRIBE EN EL LANCHE DEL TIMER 3.	LEE EL BYTE MENOS SIGNIFICATIVO DEL REGISTRO

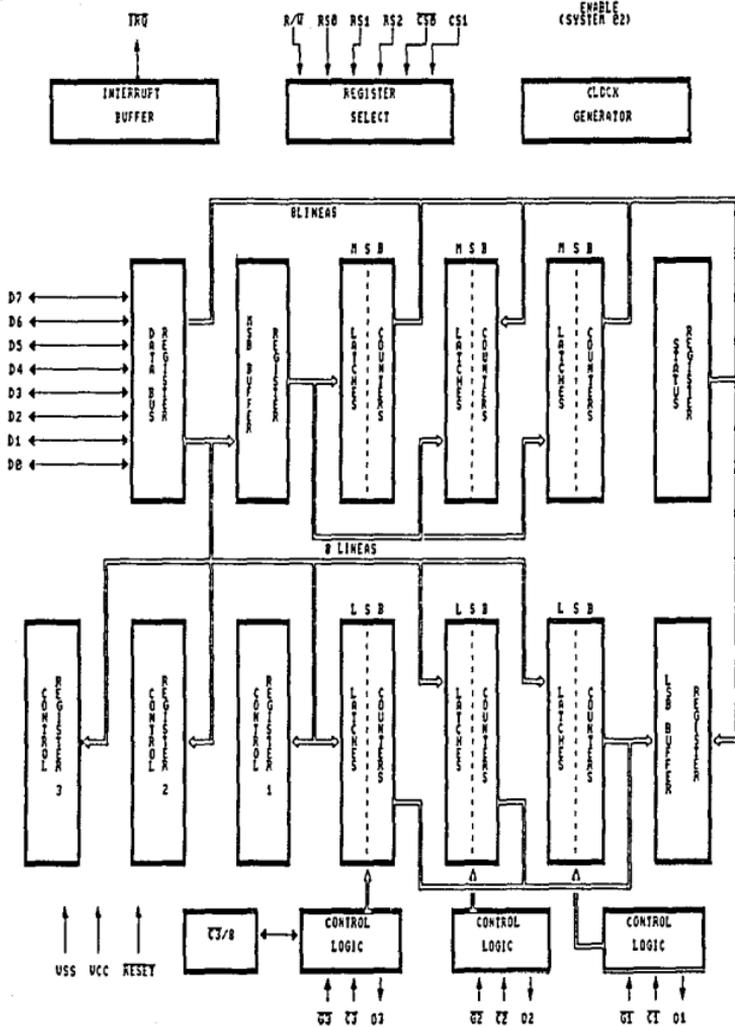
El timer cuenta con tres contadores con sus respectivos latches, registros de control, lógica de control, generador de reloj, buffer de interrupción, bus de datos y un prescalador, Ver fig. IV.5

Este tipo de timer tiene diferentes tipos de operación que pueden ser:

- Continuo.
- Comparación de ancho de pulso.
- Single shot.
- Medición de periodo.

También se puede mascarar la bandera de interrupción, la salida del timer puede ser deshabilitada y trabajar con 16 bits.

Fig. IV.5



Para propósitos de este control se necesita, que se trabaje a una frecuencia constante y un ciclo de trabajo variable, por lo tanto se programa uno de los timer con las siguientes características:

- Salida deshabilitada.
- IRQ habilitada.
- Modo continuo.
- Trabaja con 16 bit.
- Reloj interno.
- trabaja sin preescaler.

Con respecto al timer que proporciona el ciclo de trabajo variable tiene las características siguientes:

- Salida habilitada.
- IRQ deshabilitada.
- Modo single shot.
- Trabaja con 16 bits.
- Con la posibilidad de programar el timer.

IV.3 PROGRAMACION PARA LA ADQUISICION DE DATOS

Esta etapa se encarga de mostrar la forma de acceso de los datos.

Una vez programados los puertos paralelos y el timer, se procede a cargar el stack pointer con una dirección base, se fijan algunas constantes como el límite de corriente, se limpia toda la memoria RAM, el registro índice y los puertos.

El programa de control necesita ciertos parámetros para poder operar, los parámetros los sensa a la salida del regulador de switcheo mediante los convertidores analógico-digital, pero los límites de operación hay que proporcionárselos.

La información que se va a proporcionar es:

Un dígito que informa si se va a controlar: voltaje o corriente, por lo que se define una bandera.

Tres dígitos que especifican el voltaje deseado en la carga y tres dígitos que especifiquen la corriente máxima.

Una de las primeras partes del programa de adquisición de datos consiste en poder corregir un dígito equivocado.

La secuencia del programa es la siguiente:

El programa toma dígito por dígito desde el teclado y una vez que ha verificado que el dígito anterior es válido, toma el nuevo dato y lo despliega.

En el caso del primer número sólo tiene un dígito, con los otros dos números antes de desplegarlos debe hacer un manejo de ellos para poderlos mostrar.

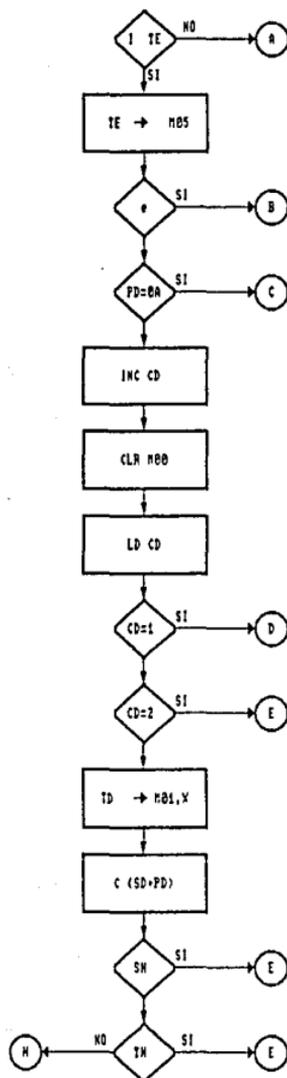
Después de adquirir un dato regresa al programa principal después de haber atendido la interrupción, que fue producida por el teclado.

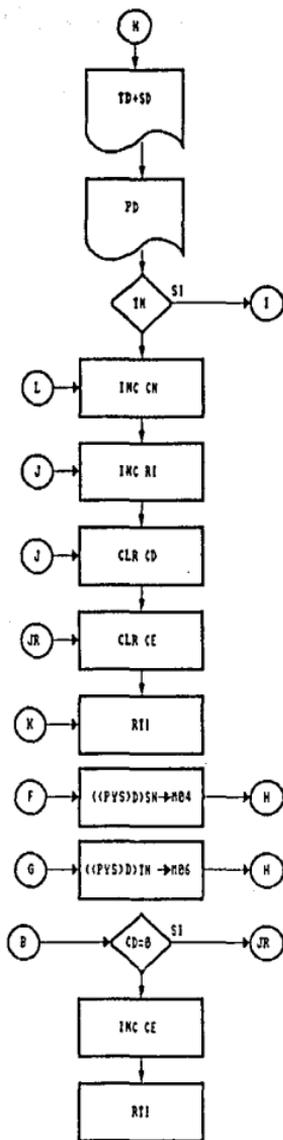
En el programa principal pregunta si ya entraron todos los datos, esto último lo logra preguntando por el valor de una bandera, si no está puesta se va al programa principal a que ocurra una interrupción en el teclado.

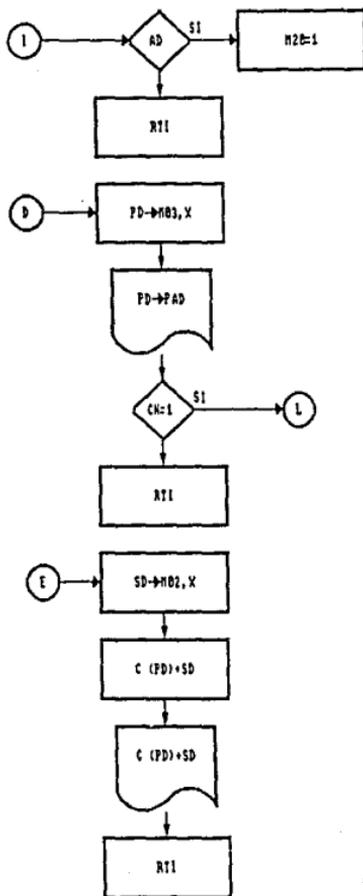
A continuación se presenta un diagrama de flujo que muestra el proceso de adquisición de datos y después del diagrama de flujo hay una descripción del mismo.

DIAGRAMA DE FLUJO
ADQUISICION DE DATOS

103







Para corregir el último dato en caso de que éste haya sido erróneo, se sigue la siguiente secuencia:

- 1.- Pregunta, si el dato que entro es un número 0A hexadecimal.
- 2.- Si fue un número 0A hexadecimal argumenta si el contador de entera es igual con uno.
- 3.- Si el contador de entera es igual con uno, lo limpia y regresa de la interrupción.
- 4.- Si el contador de entera es igual con cero incrementa el contador de entera.
- 5.- Si el dato que entro es diferente del número 0A hexadecimal, pregunta si el penúltimo dato fue el número 0A hexadecimal.
- 6.- Si el penúltimo dato fue el número 0A hexadecimal, incrementa el contador de dígitos y después limpia la memoria, cuya dirección es la 00 M.

El proceso anterior consta de dos interrogantes la primera: el dato que entro es 0AH y la segunda cuestiona si el penúltimo dato fue 0AH.

El contador de entera, no es más que un indicador que puede tomar en valor de cero o de uno, por lo que se puede considerar como una variable lógica o bandera.

Una vez que el programa ha pasado por la etapa de corrección, prosigue la etapa de adquisición y despliegue de datos, el proceso es el siguiente:

- 1.- Pregunta, si el contador de dígitos vale uno.
- 2.- Si el contador de dígitos vale uno, el primer dígito lo guarda en memoria, después lo despliega. Si el contador de números vale uno.
 - a) Incrementa el contador de números.
 - b) Incrementa el registro índice en 4.
 - c) Limpia el contador de dígitos.
 - d) Limpia el contador en entera.
 - e) Regresa de atender una interrupción.
 - f) En caso de que sea el primer número debe regresar de atender la interrupción.

- 3.- Si el contador de dígitos no vale uno, pregunta si el contador de dígitos vale dos.
- 4.- Si el contador de dígitos vale dos, guarda el dato en memoria y realiza la secuencia siguiente:
 - a) Realiza un corrimiento hacia la izquierda cuatro veces del primer dígito.
 - b) El primer dígito con los corrimientos le suma el segundo dígito.
 - c) Despliega ambos dígitos.
 - d) Regresa de una interrupción.
- 5.- Si el contador de dígito no vale dos, considera que es el tercer dígito y la secuencia es la siguiente:
 - a) Guarda el dato en memoria.
 - b) Realiza un corrimiento hacia la izquierda cuatro veces del segundo dígito y le suma el primer dígito.
 - c) Pregunta es el tercer dígito del segundo número.
 - c.1) Si es el tercer dígito del segundo número.
 - c.2) Guarda el segundo y el dígito del segundo número en la memoria 04H.
 - d) Pregunta si es el tercer dígito del tercer número.
 - d.1) Si es el tercer dígito del tercer número.
 - d.2) Guarda el segundo y el primer dígito del segundo número en la memoria 06H.
 - e) Independientemente de lo que se esté trabajando el segundo o el tercer número, despliega el número y pregunta si se está trabajando el tercer número.
 - f) Si es el tercer número, verifica si están ya todos los dígitos.
 - f.1) Si ya están, pone en uno la memoria 20H.

- f.2) Si no están todos los datos regresa de una interrupción.
- g) De no estar trabajando el tercer número.
 - g.1) Incrementa el contador de números.
 - g.2) Incrementa en 4 el registro de índice.
 - g.3) Limpia el contador de dígitos.
 - g.4) Regresa de una interrupción.

IV.4 ESCALAMIENTO DE PARAMETROS.

Debe haber una relación entre la forma en que el microprocesador trabaja los datos y la forma en que se le suministran. El microprocesador trabaja con números binarios los cuales por facilidad son expresados en forma hexadecimal. Además, dentro de un rango que va de cero decimal a 255 decimales, porque el microprocesador es de 8 bits. La relación entre los datos accedidos desde el teclado con los datos proporcionados por los convertidores analógico-digital, es una relación de proporción llamamos escalamiento.

El dato máximo proveniente del teclado, no debe por ninguna razón, ser mayor que 255 decimal. Este último hecho restringiría, pero precisamente para que este problema no se presente se utiliza el escalamiento.

Por ejemplo: si el valor máximo de operación del regulador es de 320 volts, hay que crear una relación que tome en cuenta que el microprocesador sólo puede trabajar con el número 255 decimal como máximo, esta relación está dada por la ecuación de una recta cuya ordenada en el origen vale cero.

$$Y = mx$$

IV.4.1

Y = El valor suministrado desde el teclado.

X = El valor que representa para el microprocesador el valor accedido desde el teclado.

m = Es la proporción entre ellos.

Si contamos con los límites superiores de operación tanto del microprocesador como del regulador, switchado obtener el escalamiento es muy sencillo.

$$m = \frac{Y}{X} = \frac{320}{255} = 1.2549$$

Una multiplicación puede expresarse como una sumatoria:

$$mX = \sum_{i=1}^{i=X} m_i \quad \text{IV.4.2}$$

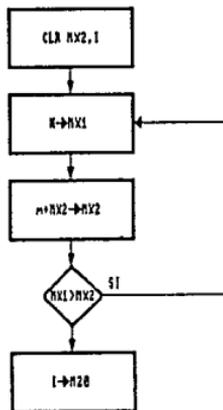
Entonces se suma la escala tantas veces hasta que sea igual o muy cercano al valor suministrado desde el teclado, de tal manera que el valor con que va a trabajar el microprocesador es el número de veces que fue sumada la escala.

Expresándolo de otra manera sustituyendo la ecuación dos en la ecuación uno se tiene

$$Y = \sum_{i=1}^{i=X} m_i \quad \text{IV.4.3}$$

Y lo que se busca es satisfacer la igualdad anterior, en una localidad de memoria se lleva la cuenta de la cantidad de sumas necesarias para llegar a la igualdad, con la ventaja de que las sumas son hechas en hexadecimal, por lo tanto el resultado de la suma está en la forma adecuada para trabajarse en el microprocesador.

DIAGRAMA DE FLUJO
PARA EL
ESCALAMIENTO



DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE FLUJO

- 1.- Se limpian la memoria MX2 y el contador I.
- 2.- Se almacena el número que se va a escalar en la memoria MX1.
- 3.- El valor de la escala se suma con el valor de la memoria MX2.
- 4.- El contador de sumas es incrementado con el valor uno.
- 5.- Pregunta si el valor del número a escalar es mayor que el valor acumulado en la memoria MX2.
- 6.- Si es mayor continua con el ciclo iterativo hasta que el contenido de la memoria MX1 sea mayor que el de MX2.

Por último el contador de sumas se guarda en la localidad de memoria 20 hexadecimal.

IV.5 PROGRAMACION DE LA MALLA DE CONTROL

Se considera como malla de control, la etapa en que el programa de control, hace que el voltaje de salida logre alcanzar al voltaje que se ha programado desde el teclado y lo mantenga.

En este momento el programa ya cuenta con los datos que va a trabajar y en forma hexadecimal.

En el programa existe un rango de valores alrededor del voltaje esperado en la salida, dentro del cual, la acción de control es proporcional derivativa, si está por debajo de este intervalo, hay un crecimiento escalonado de la señal de control, para apreciar más esto, ver la figura IV.8.

Uno de los timer's está programado para que una determinada frecuencia provoque una interrupción, una vez provocada la interrupción se va a sensar el voltaje de salida, el cual se compara con el voltaje programado, si se encuentra dentro de un cierto entorno definido, calcula una señal de corrección que dependerá del valor del error y con la señal de corrección se programa el ancho del pulso del timer.

En caso de que el voltaje sensado esté por debajo del límite especificado, se programa el timer con un cierto incremento que repercute en el ancho del pulso.

Descripción del diagrama de flujo para la malla de control

En esta parte del programa ya se han inicializado los puertos, se han adquirido los parámetros de operación y lo que se busca es llegar al voltaje programado o bien mantenerse en él.

Lo primero que sucede cuando el T3 ocasiona la Interrupción:

- 1.- Carga el voltaje sentido a la memoria.
- 2.- Realiza una asignación de errores, el error que en el ciclo anterior era manejado como error actual en el nuevo ciclo se maneja como error anterior, el voltaje sentido es mayor que el voltaje programado.

Pregunta: vos>vor si se cumple esta relación. Pregunta: el límite superior es mayor que el error actual

- 1.- Si el límite superior es mayor que el error actual se va a A.
- 2.- Si no se cumple que el límite superior sea mayor que el error, a la parte baja de la palabra de control se le suma un incremento constante, que a la salida dará un incremento constante.
- 3.- Pregunta: la parte baja de la palabra de control es menor que el incremento constante.
 - 3.1.- Si la parte baja de la palabra de control es menor que el incremento constante, inicializa T2.
 - 3.2.- Si no se cumple que la parte baja de la palabra de control sea mayor que el incremento. Pregunta: la parte alta de la palabra de control es mayor que cero.
 - 3.2.1.- Si la parte alta de la palabra de control es mayor que cero decrementa la parte alta de la palabra de control.
 - 3.2.1.A.- Después de haber decrementado la parte alta de la palabra de control, inicializada el T2.

3.2.2.- Si no se cumple que la parte alta de la palabra de control es mayor que cero inicializada el T2, si no se cumple que el voltaje censado es mayor que el voltaje de referencia. Pregunta: el error es mayor que el límite inferior, si es mayor el error que el límite inferior.

- 1.- A la parte baja de la palabra de control se suma un incremento constante.
- 2.- Pregunta: hubo carry.
- 3.- Si hubo carry incrementa la parte alta de la palabra de control.
- 4.- Si no hubo carry inicializa el T2.

Cuando Pregunta: el error es mayor que el límite inferior y no se cumple. Pregunta: el error actual es mayor que el error del ciclo anterior

- 1.- Si se cumple que el error actual es mayor que el error del ciclo anterior, calcula la señal de corrección que es:

$$Er = Ke + Kd \frac{e}{t}$$

- 2.- A la parte baja de la palabra de control de suma la señal de corrección.
- 3.- Pregunta: hubo carry.
 - 3.1.- Si hubo un carry incrementa la parte alta de la palabra de control.
 - 3.1.A.- Inicializa el T2.
 - 4.- Si no hubo carry inicializa el t2.

Cuando el error actual no es mayor que el error del ciclo anterior.

- 1.- Calcula la señal de corrección que en este caso queda definida como:

$$E_r = K_e - K_d \frac{e}{t}$$

- 2.- Pregunta: $k_d \frac{e}{t} > K_e$

- 3.- Si no se cumple que $K_d \frac{e}{t} > K_e$ se va a B

- 4.- Si se cumple que $K_d \frac{e}{t} > K_e$ la parte baja de la palabra de control le resta la señal de corrección.

- 5.- Pregunta: la parte baja de la palabra de control es mayor que la señal de corrección.

- 6.- Si se cumple que la parte baja de la palabra de control es mayor que la señal de corrección incrementa el T2.

- 7.- Si no se cumple que la parte baja de la palabra de control sea mayor que la señal de corrección se va a C.

Vos	Voltaje sensado.
MXx	Alguna localidad de memoria y XX es un número hexadecimal.
Eo	Error anterior.
Ei	Error actual.
Vor	Voltaje de referencia.
Ls	Límite superior del rango.
LI	Límite inferior del rango.
Pc	Parte baja de la palabra de control.
Pc	Parte alta de la palabra de control.
MP	Incremento constante para la palabra de control.
K	Constante de proporcionalidad d.
Kd	Constante.
T2	Timer 2.
T3	Timer 3.

CONCLUSIONES.

Las conclusiones se han dividido en dos partes, una explica porque no se construyó el proyecto y la otra las conclusiones propias del trabajo.

El título original del seminario de tesis es:

"Diseño de un convertidor DC-DC con alimentación de 750 VDC con salida controlada de 0 a 750 VDC."

Se llevo a cabo la construcción de el control digital empleado, pero no se llevo a cabo la construcción de todo el convertidor por varias razones, entre ellas:

- a) Factores humanos.
- b) Factores técnicos.

El trabajo inicialmente comenzó con cinco personas, que por diferentes causas fueron abandonándolo, hasta sólo quedar un componente que por limitantes de tiempo le es imposible concluirlo.

Dentro de los factores técnicos se encuentran: El laboratorio, donde se han hecho los experimentos, no cuenta con 750 VDC por lo que se tubo que trabajar con corriente alterna trifásica rectificada, otro problema que se presentó fue la dificultad para encontrar capacitores que trabajen con altos voltajes.

Se construyó una tarjeta que va a servir para controlar el convertidor, además se estudiaron prácticamente las tres configuraciones a diferentes voltajes, cargas, frecuencias y ciclos de trabajo. En cuanto al software de control falta ponerlo a punto, tomando en cuenta los parámetros que se van a utilizar finalmente.

Uno de los primeros problemas que se presentaron al analizar los convertidores, fue la falta de bibliografía, lo que se encuentra comúnmente son relaciones entrada-salida, pero no como se llegó a ellas. Existen algunos estudios que son aplicables al enfoque que aquí se le trata de dar. La solución por el método de variables de estado también puede realizarse utilizando el método que utiliza la matriz exponencial.

El método desarrollado para el análisis de las configuraciones en el capítulo uno es aplicable para el estado estable y parte del estudio del comportamiento de la corriente en la inductancia.

Una contribución de este trabajo es intentar plantear un estudio más o menos formal del tema, aunque esto tiene sus desventajas, puesto que puede ser bastante ideal. Sin

embargo, con las herramientas que se proporcionan, el desarrollo de estos circuitos puede plantearse en forma más real, con esto se quiere decir que, los modelos de las diferentes configuraciones consideren efectos que influyen, y aquí no se consideran.

Como se trabajó con voltajes mayores de 220V. Es conveniente hacer algunas recomendaciones, entre ellas:

Aislar las tierras de los instrumentos de medición.

Delimitar las áreas de seguridad al trabajar, quedando bien definidas las zonas donde puedan brincar arcos eléctricos.

Usar ropa limpia, guantes de seguridad, camisas de manga larga y mantenerlas abotonadas, no usar anillos, cadenas, esclavas, etc.

No guardar herramientas en los bolsillos o accesorios de metal.

Utilizar guantes de seguridad, si es necesario mangas protectoras aislantes.

El ambiente debe estar bien ventilado.

No bromear cuando se trabaja con alto voltaje.

Antes de polarizar el circuito de trabajo hay que verificar las conexiones.

En caso de incendio por corto circuito es necesario utilizar un extinguidor de bióxido de carbono.

Estas son sólo unas recomendaciones, se sugiere para mayor información consultar las normas de la Comisión Federal de Electricidad o bien las normas eléctricas correspondientes.

B I B L I O G R A F I A

- A. Kiseliov, M. Krasnov, G. Makarenko, Problemas de Ecuaciones Diferenciales Ordinarias, Mir, 1979.
- Charles A. Desoer and Ernest S. Kuh, Basic Circuit Theory, McGraw-Hill, Japan, 1969.
- D. L. Shilling and Ch. Belove, Electronic Circuits, McGraw-Hill, Japan, 1981.
- E. W. Swokowki, Cálculo con Geometría Analítica, Wadsworth Internacional/Iberoamérica, USA, 1982.
- J. A. Edminister, Electro Magnetismo, McGraw-Hill, México, 1981.
- J. Soberano A. y M. Fuentes C., Teoría Sobre El Diseño E Implementación Del Explosor Exp.-01, IMASS UNAM, México, 1986.
- K. Ogata, Ingeniería de Control Moderna, Prentice-Hall, España, 1982.
- M. Fuentes C. y J. Soberano A., Máquina Explosora Para Usos Científicos, Exp.-02, IMASS UNAM, México, 1988.
- M. Morris Mano, Arquitectura de Computadores, Prentice-Hall, España, 1983.
- Muway R. Spiegel, Transformada de Laplace, McGraw-Hill, México, 1971.
- Ronald J. Tocci, Sistemas Digitales, Prentice-Hall, España, 1981.
- S. Lipschutz, Algebra Lineal, McGraw-Hill, México, 1970.
- V. Gerez Greiser y M. A. Muway-Lasso, Teoría de Sistemas y Circuitos, Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A., México, 1972.

B I B L I O G R A F I A

- William I. Fletcher, An Engineering Approach to Digital Design, Prentice-Hall, USA, 1980.

INTRODUCCION	1
OBJETIVO.	2
GLOSARIO.	3
CAPITULO I.	
ANALISIS TEORICO DE LAS CONFIGURACIONES BASICAS PARA FUENTES REGULADAS POR SWITCHEO	7
	7
I.1 CARACTERISTICAS GENERALES.	9
I.1.1 CONSIDERACIONES GENERALES PARA EL DISEÑO DE BOBINAS	9
I.1.2 SELECCION DE CAPACITORES.	12
I.1.3 SEÑAL DE DISPARO.	14
I.2 DEFINICION DEL METODO.	14
I.3 Configuración Amplificadora.	17
I.3.1 ANALISIS EN ESTADO ESTABLE DE LA CONFIGURACION AMPLIFICADORA	17
I.3.2 CALCULO DE LOS PRINCIPALES PARAMETROS DE LA CONFIGURACION AMPLIFICADORA.	21
I.4 CONFIGURACION INVERSORA.	26
I.4.1 ANALISIS EN ESTADO ESTABLE DE LA CONFIGURACION INVERSORA.	27
I.4.2 CALCULO DE LOS PRINCIPALES PARAMETRO DE LA CONFIGURACION INVERSORA.	30
I.5 CONFIGURACION REDUCTORA.	32
I.5.1 ANALISIS EN ESTADO ESTABLE DE LA CONFIGURACION REDUCTORA.	32
I.5.2 CALCULO DE LOS PRINCIPALES PARAMETRO DE LA CONFIGURACION REDUCTORA.	35
I.6 PARAMETRO DE DISEÑO.	37
I.7 SELECCION DE LA CONFIGURACION.	41
CAPITULO II	
DESCRIPCION DEL SISTEMA.	44
II.1 DESCRIPCION A BLOQUES.	46
II.2 DESCRIPCION DE LA ETAPA DE POTENCIA.	48

CAPITULO II

II.3 DESCRIPCION DEL CONTROL DIGITAL	49
--------------------------------------	----

II.4 ETAPA DE DISPARO.	54
------------------------	----

CAPITULO III. 57

III.1 DEFINICION DEL METODO.	59
------------------------------	----

III.2 ANALISIS DE LA CONFIGURACION REDUCTORA.	62
---	----

III.2.1 CONFIGURACION DEL CIRCUITO EN ESTADO DE CONDUCCION.	62
---	----

III.2.2 CONFIGURACION DEL CIRCUITO EN ESTADO APAGADO.	65
---	----

III.2.3 RESPUESTA ESTABLE PARA LA CONFIGURACION REDUCTORA	66
---	----

III.2.4 RESPUESTA DINAMICA DE LA CONFIGURACION REDUCTORA.	68
---	----

III.3 ANALISIS DE LA CONFIGURACION AMPLIFICADORA.	75
---	----

III.3.1 CONFIGURACION DEL CIRCUITO EN ESTADO DE CONDUCCION.	75
---	----

III.3.2 CONFIGURACION DEL CIRCUITO EN ESTADO APAGADO.	77
---	----

III.3.3 RESPUESTA ESTABLE	78
---------------------------	----

III.3.4 RESPUESTA DINAMICA.	79
-----------------------------	----

III.4 ANALISI	III.4 ANALISIS DE LA CONFIGURACION
---------------	------------------------------------

CAPITULO IV

IV DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EMPLEADO.	83
--	----

IV.1 ARQUITECTURA DEL SISTEMA DIGITAL EMPLEADO.	84
---	----

IV.2 PROGRAMACION DE CIRCUITOS	94
--------------------------------	----

IV.3 PROGRAMACION PARA LA ADQUISICION DE DATOS	101
--	-----

IV.4 ESCALAMIENTO DE PARAMETROS	108
---------------------------------	-----

IV.5 PROGRAMACION DE LA MALLA DE CONTROL	111
--	-----

CONCLUSIONES.	116
---------------	-----

BIBLIOGRAFIA.

118