

01170  
4  
Dej



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

DIVISION DE ESTUDIOS DE POSGRADO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ALGORITMO PARA EL DISEÑO DE FUENTES  
CONMUTADAS TIPO CUK

Pablo Francisco Lara Reyes

T E S I S

Presentada a la División de Estudios de  
Posgrado de la  
Facultad de Ingeniería  
de la  
Universidad Nacional Autónoma de México

Como requisito para obtener  
el grado de  
Maestro en Ingeniería  
(Eléctrica)

Ciudad Universitaria

1993

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional  
Autónoma de México



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

## ÍNDICE

<b>Introducción</b>	<b>1</b>
<b>Capítulo 1 Generalidades de fuentes conmutadas</b>	<b>5</b>
<b>Capítulo 2 Análisis Estático</b>	<b>12</b>
<b>Capítulo 3 Análisis dinámico</b>	<b>38</b>
<b>Capítulo 4 Cálculo de los parámetros de construcción de los componentes magnéticos</b>	<b>60</b>
<b>Capítulo 5 Regulación de la fuente</b>	<b>82</b>
<b>Capítulo 6 Algoritmo de diseño</b>	<b>91</b>
<b>Capítulo 7 Simulación no lineal</b>	<b>98</b>
<b>Capítulo 8 Ejemplo de diseño</b>	<b>103</b>
<b>Capítulo 9 Conclusiones</b>	<b>128</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>131</b>
<b>Anexo A Listado de programas</b>	
<b>Anexo B Memoria técnica del ejemplo de diseño</b>	

## INTRODUCCIÓN

El diseño de fuentes conmutadas basadas en convertidores corriente directa - corriente directa (CD-CD) continúa siendo un problema abierto debido a la existencia de diferentes técnicas de análisis y a que se requiere del conocimiento de áreas muy diversas de la ingeniería (por ejemplo: diseño de elementos magnéticos, modelado de sistemas no lineales, electrónica de potencia, etc.). El proceso de diseño no termina con el cálculo de los elementos que las componen, se requiere también de un análisis de estabilidad y, en su caso, diseñar el esquema de control adecuado para su correcto funcionamiento. Todo lo anterior hace del diseño de fuentes conmutadas un problema que depende en mucho de la experiencia acumulada por el diseñador.

El objeto del presente trabajo es el presentar una metodología básica accesible y sencilla de usar para el diseño de fuentes conmutadas. La metodología estará basada en una serie de algoritmos implantados en computadora. Para lograr este tipo de objetivos se cuenta con una gran variedad de herramientas de computación en nuestro caso seleccionamos los paquetes MATLAB (paquete de asistencia matemática. Refs. 6 y 10) y SIMNON (para simulación de ecuaciones diferenciales no lineales. Ref.3).

Para la realización del algoritmo se tomó como base la configuración de convertidor CD-CD tipo Čuk (Refs. 1 y 2), la cual se eligió, en primer lugar, debido a que para las mismas características de funcionamiento presenta menor número de conmutadores y de elementos almacenadores de energía con respecto a otras configuraciones posibles y en segundo a que es una configuración compuesta por etapas de convertidores elementales o básicos. Esto permite que la estructura básica del algoritmo de diseño se pueda fácilmente restringir para abarcar las configuraciones elementales de convertidores CD-CD.

El análisis de los convertidores CD-CD no es sencillo debido a la característica no lineal del fenómeno de conmutación; de hecho la naturaleza de su funcionamiento sigue teniendo aún puntos oscuros (Ref.13). Sin embargo, se han desarrollado técnicas aproximadas para su estudio; una de las técnicas que ha dado buenos resultados prácticos para el análisis del comportamiento dinámico de estas fuentes es la llamada representación de estado promedio (*state-space averaging analysis*). Para el análisis estático la metodología más ampliamente utilizada es la de balance de energía (Ref.13).

Con estas técnicas se establecen criterios para calcular los valores de los componentes de la fuente y se lleva a cabo un análisis de estabilidad para el caso de un lazo de control con acción de control proporcional. Con ello lo que se busca es garantizar un comportamiento adecuado de la fuente bajo las condiciones de operación especificadas (variaciones en la alimentación vistas como perturbaciones). Con los resultados de este análisis se juzga la necesidad de incluir un compensador para mejorar la estabilidad relativa de la fuente.

Finalmente se realizan simulaciones no lineales para verificar el resultado del análisis dinámico.

La distribución de los temas principales por capítulos en el trabajo es como sigue:

En el capítulo 1 de generalidades de fuentes conmutadas se explican brevemente las diferencias entre las fuentes conmutadas y las convencionales. Se describe el funcionamiento de las primeras, de las técnicas de análisis dinámico y estático utilizadas y de las configuraciones elementales de convertidores CD-CD, así como de la configuración tipo Ćuk.

El análisis estático se trata en el capítulo 2; se aplica la técnica de balance de energía al convertidor CD-CD tipo Ćuk y se desarrollan las expresiones para encontrar los valores de los componentes pasivos de acuerdo a las especificaciones de funcionamiento impuestas, así como las condiciones de operación a las que estarán sometidos. Se analizan también las condiciones de operación bajo las que operará la fuente (rango del ciclo de trabajo, valores máximos de voltajes y corrientes, etc.). Se encuentran las ecuaciones para el cálculo de los elementos de la etapa de alimentación del convertidor, tanto para el caso monofásico como trifásico. Finalmente, se hallan las fórmulas para determinar las condiciones máximas de operación a las que estarán sometidos los semiconductores de potencia.

El capítulo 3 se refiere al análisis dinámico. Para ello se encuentra una representación promedio de estado para el convertidor y a partir de esta se desarrollan funciones de transferencia linealizadas y de señal pequeña cuyo análisis permite descomponer al convertidor en módulos funcionales. Se mencionan las consideraciones bajo las cuales se pueden simplificar las expresiones de las funciones de transferencia y finalmente se analizan ciertos requisitos que deben cumplir los componentes del convertidor para que tengan un adecuado comportamiento dinámico.

El cálculo de los parámetros de construcción de los componentes magnéticos se detalla en el cuarto capítulo; se desarrollan las expresiones que permiten encontrar los datos de construcción de los inductores de alisamiento de corriente y del transformador de

aislamiento. Se utiliza una técnica basada en expresiones experimentales que relacionan las características geométricas, magnéticas y eléctricas de los núcleos que acortan el proceso de prueba y error en el diseño de estos componentes (Refs. 7 y 13).

Los aspectos de regulación de la fuente se tratan en el capítulo cinco que describe el diseño del lazo de control de la fuente. Como una primera aproximación se propuso lograr una regulación determinada de la fuente ante variaciones del voltaje de la línea. Después se desarrollan las expresiones para el cálculo de un control proporcional y de una red de compensación para conseguir una estabilidad relativa de la fuente apropiada si fuese necesario.

El capítulo 6 trata lo referente al algoritmo de diseño. Con los resultados de los capítulos anteriores se instrumenta un algoritmo para el diseño de los componentes de la fuente. En este capítulo se describen los módulos principales de dicho algoritmo.

La simulación no lineal del comportamiento de la fuente se presenta en el capítulo 7. Esta simulación tiene por objeto verificar los resultados obtenidos con las técnicas de análisis aproximado.

El capítulo 8 contiene un ejemplo de diseño en el cual se sigue la metodología propuesta; se presentan los resultados de la ejecución del algoritmo, diagramas del comportamiento de la fuente en el dominio de la frecuencia y los resultados de las simulaciones no lineales.

Finalmente, los listados de los programas desarrollados para la instrumentación del algoritmo de diseño y la memoria técnica del ejemplo de diseño se encuentran en los anexos A y B, respectivamente. El anexo A consiste de un disco flexible con los listados en caracteres ASCII. El anexo B se proporciona en un volumen aparte.

## 1 GENERALIDADES DE LAS FUENTES CONMUTADAS

*En este primer capítulo se tratan las características básicas de las fuentes conmutadas basadas en convertidores CD-CD. Así, se hacen breves descripciones de su principio de funcionamiento, técnicas de análisis más usadas, configuraciones básicas de convertidores CD-CD y finalmente de la configuración tipo Čuk:*

Las fuentes conmutadas basadas en convertidores CD-CD son dispositivos eléctricos adecuadores de energía, cuya función principal es la de proveer la energía necesaria que demanda la carga con cierto control sobre las características de las variables eléctricas.

Las fuentes conmutadas se diferencian de las fuentes convencionales, también conocidas como lineales o disipativas, en que las primeras regulan una de las variables eléctricas de la energía suministrada a la carga mediante la dosificación de dicha energía, mientras que en las segundas la regulación se logra derivando energía hacia elementos disipadores de energía; por ello resulta que el funcionamiento de las fuentes conmutadas es más eficiente que el de las convencionales. En contraparte, el diseño y construcción de las fuentes conmutadas es más complicado y requiere de una circuitería más compleja. Así, a bajas

potencias, donde la energía desperdiciada en la regulación es irrelevante, las fuentes convencionales resultan menos costosas y en aplicaciones de alta potencia el uso de fuentes conmutadas se vuelve indispensable.

El funcionamiento de los convertidores CD-CD depende de la operación alternada de un conjunto de circuitos eléctricos lineales e invariantes con el tiempo de distintas topologías (Ref.13). Esta sucesión alternada permite la modulación de la tensión de salida del convertidor de tal suerte que si ocurre con la suficiente rapidez, existe una transferencia de energía controlada de la entrada a la salida de la fuente, y se logra además la conversión de un voltaje de corriente directa (CD) de entrada a otro de salida con una magnitud diferente.

La técnica más común de modulación de voltaje establece una frecuencia fija (conocida como frecuencia de conmutación) para una alternancia completa. Así, el voltaje de salida del convertidor es una función de la relación del tiempo en el que cada topología está presente con respecto al periodo establecido por la frecuencia de conmutación.

Las diferentes topologías necesarias en el convertidor se consiguen utilizando conmutadores (transistores de potencia o tiristores, generalmente). El circuito que maneja dichos conmutadores genera una señal alterna de encendido y apagado. La razón del tiempo de encendido al periodo de la señal denominada ciclo de trabajo, determina la modulación del voltaje de salida del convertidor de acuerdo a lo mencionado en el párrafo anterior. Esta técnica se conoce como de modulación de ancho de pulso o PWM.

Las fuentes conmutadas pueden considerarse compuestas por una etapa de rectificación y filtrado, un arreglo de elementos pasivos y conmutadores (que constituyen el convertidor CD-CD) y la lógica del control de los conmutadores (Fig.1.1).

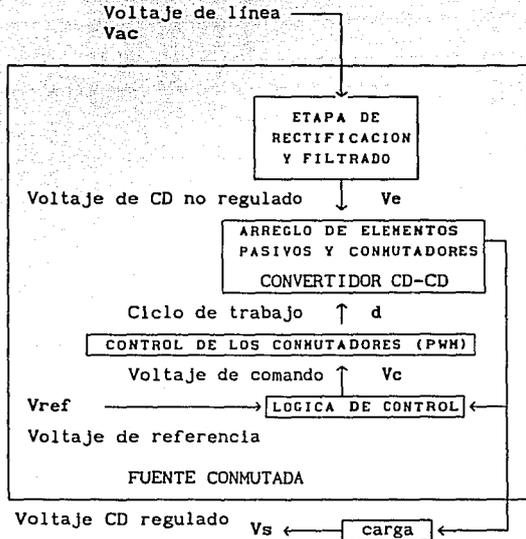


Fig.1.1 Diagrama de bloques de una fuente conmutada

### TÉCNICAS DE ANÁLISIS DE FUENTES CONMUTADAS

Como se mencionó en la introducción de este trabajo las técnicas de análisis aproximado más usadas son las de balance de energía y la de representación de estado promedio (Ref.13), mismas que a continuación se explican brevemente:

El método de balance de energía estudia el comportamiento del sistema en estado estacionario y se basa en cálculos de conservación de energía en los elementos almacenadores de energía; permite calcular los valores de los componentes pasivos en función de requisitos de funcionamiento

como rizados de corriente y voltaje, así como las condiciones de operación de la fuente en cuanto valores mínimos y máximos de las variables eléctricas y del ciclo de trabajo de la fuente.

La técnica de representación de estado promedio se basa en promediar, para un periodo de conmutación y en función del ciclo de trabajo, la representación de estado de cada circuito lineal e invariante con el tiempo producido por la acción del conmutador; luego, con un análisis de señal pequeña, se obtienen funciones de transferencia simplificadas. Con este análisis se establecen criterios para modificar los valores de las componentes y se lleva a cabo un análisis de estabilidad.

Las técnicas aproximadas de análisis serán más efectivas cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación con respecto a las frecuencias asociadas con la dinámica del convertidor. En general, dichos métodos se consideran adecuados cuando la frecuencia de corte del filtro pasobajas de salida que compone el convertidor está al menos una década o dos abajo de la frecuencia correspondiente a la mitad de la frecuencia de conmutación (Ref.13).

#### CONFIGURACIONES ELEMENTALES DE CONVERTIDORES CD-CD

Se considera, en general, que existen dos configuraciones básicas de convertidores CD-CD, llamadas Buck y Boost. La configuración Buck (Fig.1.2) permite obtener voltajes menores que el de entrada (*step down*), mientras que con la configuración Boost (Fig.1.3) se pueden obtener voltajes mayores que el de entrada (*step up*) (Refs. 9, 11 y 13).

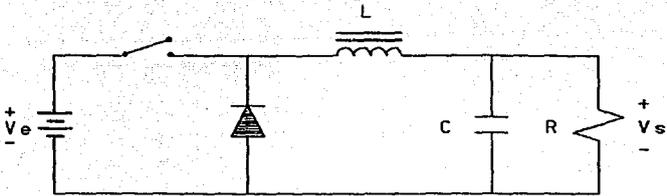


Fig.1.2 Configuración Buck

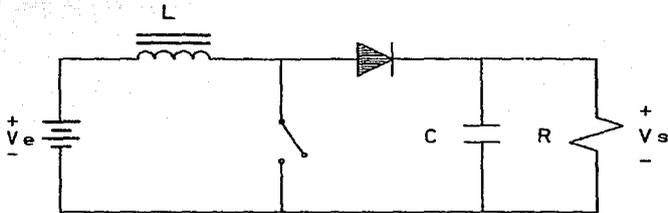


Fig.1.3 Configuración Boost

Para la configuración Buck cuando se aplica la técnica de modulación de voltaje PWM y si se define al ciclo de trabajo (D) como la razón del tiempo en el que el conmutador conduce al periodo de conmutación, se tiene la siguiente expresión que relaciona los voltajes de entrada y salida en estado estacionario:

$$\frac{V_s}{V_e} = D \quad (1.1)$$

donde D varía entre cero y uno.

Para el caso de la configuración Boost la relación entre los voltajes de entrada y salida es la siguiente:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{D} \quad (1.2)$$

Por otro lado, puede observarse de los circuitos de las figuras 1 y 2 que la corriente de salida en el caso de la configuración Buck tendrá una corriente continua con un rizo de corriente montado cuyo valor dependerá del valor de la inductancia y de la frecuencia de conmutación mientras que la corriente en la entrada del convertidor será discontinua. En el caso del convertidor Boost la corriente de entrada será continua con un rizo que dependerá también del valor de la inductancia y de la frecuencia de conmutación en tanto que la corriente a la salida será discontinua.

#### CONVERTIDOR CD-CD TIPO CUK

El convertidor tipo Cuk es una configuración compuesta formada por una etapa Buck a la entrada y una Boost a la salida, lo que permite obtener magnitudes menores o mayores que la del voltaje de entrada. En la Fig.1.4 se muestra el circuito básico del convertidor tipo Cuk (Refs. 1, 2, 9 y 11):

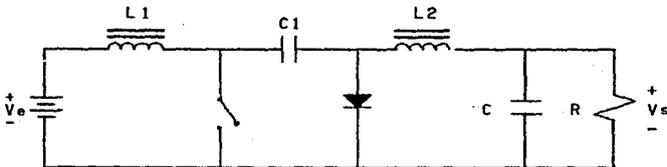


Fig.1.4 Configuración básica del convertidor tipo Cuk

La ecuación 1.3 muestra la relación entre el voltaje de salida y el de entrada para esta configuración:

$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{D}{(1-D)} \quad (1.3)$$

En cuanto a las corrientes de entrada y de salida, el convertidor Ćuk reúne las mejores características de las etapas elementales Buck y Boost, pues tanto la corriente de salida como la de entrada son continuas. El convertidor Ćuk utiliza capacitores como medio de transferencia de energía de la entrada a la carga, en lugar de inductores como en el caso de las etapas elementales y en el de las otras configuraciones compuestas; en la práctica los capacitores son mejores medios de almacenamiento de energía que los inductores ya que resultan menos voluminosos, pesados y costosos para la misma cantidad de energía almacenada. La principal desventaja de la configuración Ćuk con respecto a las otras es que impone esfuerzos más grandes sobre los semiconductores de potencia.

El convertidor CD-CD de tipo Ćuk es conocido también como configuración óptima debido a que, para sus características de funcionamiento, presenta el menor número de conmutadores y de elementos almacenadores de energía con respecto a otras configuraciones posibles (Refs. 1, 2 y 13).

## 2 ANÁLISIS ESTÁTICO

*En este capítulo se aplicará la técnica de balance de energía (Ref.13) a un convertidor CD-CD tipo Ćuk con transformador de aislamiento, para encontrar las condiciones de operación del convertidor y los valores requeridos de los componentes pasivos para cumplir con índices de desempeño en estado estacionario (rizos de voltaje y corriente). Se presenta también el análisis para el diseño de la etapa de rectificación y filtrado que alimenta al convertidor, tanto para voltaje de línea monofásica como trifásico. Finalmente se calculan las condiciones de operación de los semiconductores de potencia que integran la fuente:*

### ANÁLISIS DE LA CONFIGURACIÓN ĆUK CON TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO

La configuración Ćuk con transformador de aislamiento a partir de la cual se llevará a cabo el análisis estático se muestra en la Fig.2.1:

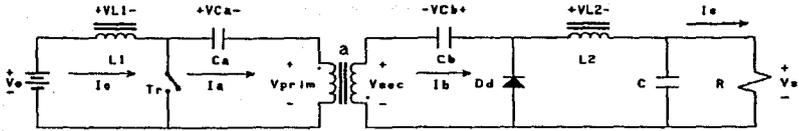


Fig.2.1 Convertidor Ćuk con transformador de aislamiento

donde:

- R = Resistencia de carga
- L1 = Inductor de alisamiento de corriente de entrada
- L2 = Inductor de alisamiento de corriente de salida
- Ca = Capacitor de transferencia de energía del lado del primario del transformador de aislamiento
- Cb = Capacitor de transferencia de energía del lado del secundario del transformador de aislamiento
- C = Capacitor limitador del rizo de voltaje a la salida
- a = Relación de transformación del transformador de aislamiento, definida como la razón del número de vueltas del embobinado primario al del embobinado secundario. Por convención el embobinado primario es aquel en el que actúa el voltaje inductor o de entrada
- Tr = Conmutador
- Dd = Diodo de descarga o de rueda libre
- Ve = Voltaje de entrada
- Vs = Voltaje de salida
- Ie = Corriente de entrada al convertidor
- Is = Corriente de salida del convertidor
- Ia = Corriente en el capacitor de transferencia de energía en el primario (Ca)
- Ib = Corriente en el capacitor de transferencia de energía en el

secundario (Cb)

$V_{ca}$  = Voltaje en el capacitor de transferencia de energía en el primario (Ca)

$V_{cb}$  = Voltaje en el capacitor de transferencia de energía en el secundario (Cb)

$V_{sec}$  = Voltaje en el secundario del transformador de aislamiento

$V_{prim}$  = Voltaje en el primario del transformador de aislamiento

Para este análisis se consideran los valores en estado estacionario de las variables eléctricas.

Cuando el conmutador se encuentra en conducción o en bloqueo produce diferentes topologías en el circuito del convertidor tipo Cuk. La Fig.2.2 ilustra el circuito resultante cuando el conmutador se encuentra en conducción y la Fig.2.3 el circuito con el conmutador en bloqueo.

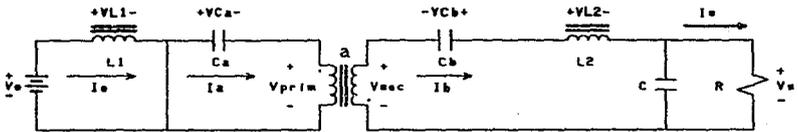


Fig.2.2 Circuito con el conmutador en conducción

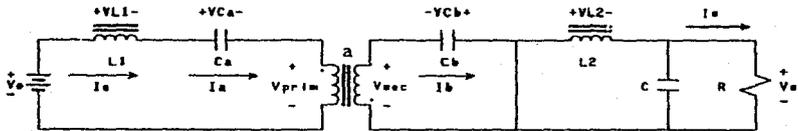


Fig.2.3 Circuito con el conmutador en bloqueo

Para obtener la función de transferencia de CD del convertidor en estado estacionario se parte de un balance de energía en los inductores. En estado estacionario, el voltaje promedio en cualquiera de los inductores en un periodo de conmutación completo es cero, esto es: la cantidad de volt-segundo aplicados es igual a la de volt-segundo desalojados. Efectuando dicho balance sobre los inductores L1 y L2 con base en las Figs.2.2 y 2.3:

En L1:

$$\begin{aligned} \text{volt-segundo aplicados} &= V_e D T \\ \text{volt-segundo desalojados} &= (V_{ca} + \frac{V_{cb}}{a} - V_e) (1-D)T \end{aligned}$$

donde:

T = Periodo de conmutación

D = Ciclo de trabajo. Fracción del periodo de conmutación en el que el conmutador conduce.

Haciendo el balance de energía:

$$V_e D T = (V_{ca} + \frac{V_{cb}}{a} - V_e) (1-D)T \quad (2.1)$$

y en L2:

$$\begin{aligned} \text{volt-segundo aplicados} &= (aV_{ca} + V_{cb} - V_s)D T \\ \text{volt-segundo desalojados} &= V_s (1-D)T \end{aligned}$$

esto es:

$$(aV_{ca} + V_{cb} - V_s) D T = V_s (1-D)T \quad (2.2)$$

Combinando las ecs. 2.1 y 2.2 se llega a:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{D}{a(1-D)} \quad (2.3)$$

Considerando el caso ideal en el cual no hay pérdidas en el convertidor la relación entre la potencia de entrada y la de salida queda de la siguiente manera:

$$V_s I_s = V_e I_e \quad (2.4)$$

Así, con las ecuaciones 2.3 y 2.4 se obtiene la siguiente relación para las corrientes

$$\frac{I_e}{I_s} = \frac{D}{a(1-D)} \quad (2.5)$$

En el caso real se incluye la presencia de una eficiencia global ( $\eta$ ) tal que:

$$V_s I_s = V_e I_e \eta \quad (2.6)$$

#### CALCULO DEL RANGO DEL CICLO DE TRABAJO

El rango de valores de ciclo de trabajo necesarios para garantizar el voltaje en estado estacionario a la salida del convertidor ( $V_s$ ) bajo las condiciones de operación impuestas al convertidor se calcula de la siguiente manera:

A partir de la ec.2.3 resolviendo para D:

$$D = \frac{a V_s}{V_e + a V_s} \quad (2.7)$$

Considerando la existencia de la eficiencia global del convertidor la ec.2.7 puede reescribirse como:

$$D = \frac{a V_s}{\eta V_e + a V_s} \quad (2.8)$$

El voltaje de entrada  $V_e$  proviene de una fuente de CD no regulada, así

que deberán considerarse los valores máximos y mínimos de ésta ( $V_{\max}$  y  $V_{\min}$ , respectivamente).

El ciclo de trabajo mínimo ( $D_L$ ) se establece para  $V_{\max}$ ; para una estimación conservadora no se considera la eficiencia, por lo que  $D_L$  estaría dado por:

$$D_L = \frac{a V_s}{V_{\max} + a V_s} \quad (2.9)$$

El ciclo máximo de trabajo ( $D_H$ ) requerido está determinado por el valor mínimo de  $V_e$ . En este caso para un análisis conservador sí es conveniente tomar en cuenta la eficiencia por lo que la ecuación para calcular  $D_H$  queda como:

$$D_H = \frac{a V_s}{\eta V_{\min} + a V_s} \quad (2.10)$$

#### VALORES MÁXIMOS Y MÍNIMOS DE LA CORRIENTE DE ENTRADA

La corriente máxima que demandará el convertidor CD-CD ( $I_{\max}$ ) se puede calcular de forma conservadora para el peor caso como:

$$I_{\max} = \frac{I_{s\max} D_H}{a (1-D_H)} \quad (2.11)$$

donde  $I_{s\max}$  es el valor máximo de corriente de la salida del convertidor.

La corriente mínima a la entrada del convertidor CD-CD ( $I_{\min}$ ) se expresa por:

$$I_{\min} = \frac{I_{s\min} D_L}{a (1-D_L)} \eta \quad (2.12)$$

donde  $I_{s\min}$  es el valor mínimo de corriente a la salida del convertidor.

Para el presente trabajo los valores de  $I_{s\max}$  e  $I_{s\min}$  se consideran datos de las condiciones de operación que se imponen a la fuente.

#### CÁLCULO DE LOS VALORES DE LOS COMPONENTES PASIVOS

#### CÁLCULO DE LOS INDUCTORES DE ALISAMIENTO

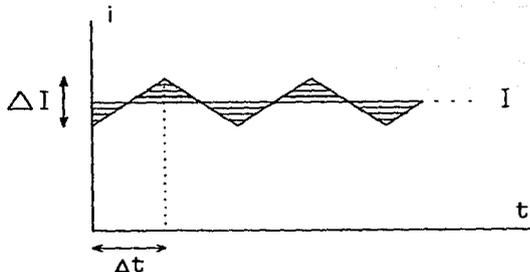


Fig.2.4 Rizo de corriente en los inductores

Si se asume que el comportamiento de la corriente en los inductores corresponde a una señal diente de sierra, como se representa en la Fig.2.4 (que es una buena aproximación para frecuencias de conmutación suficientemente altas con respecto a la dinámica de los circuitos resonantes del convertidor) entonces una ecuación constitutiva simplificada para los inductores puede expresarse de acuerdo con la Fig.2.4 como:

$$V_L = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (2.13)$$

donde:

$V_L$  = voltaje en el inductor

$L$  = inductancia

$\Delta I_L$  = rizo de corriente en el inductor

$\Delta t$  = incremento de tiempo

$I$  = Corriente promedio en el inductor (Fig.2.4)

Así es posible expresar el valor requerido del inductor en función del rizo máximo de corriente permisible ( $\Delta I_{Lmax}$ ):

$$L \approx \frac{\Delta t V_L}{\Delta I_{Lmax}} \quad (2.14)$$

#### DETERMINACIÓN DEL RIZO DE CORRIENTE PERMISIBLE EN EL INDUCTOR

Un valor típico del valor pico a pico de la corriente en forma de diente de sierra en el inductor es de 20% de la corriente máxima entregada a la carga, esto está basado en la recomendación general de diseño que sugiere que la corriente en el inductor se incremente y decrezca 10 % con respecto de la componente de corriente directa del inductor (Ref.5).

#### CÁLCULO DE $L_2$

Utilizando la ecuación constitutiva simplificada para los inductores (ec.2.14). y con base en el circuito de la Fig.2.2 (que corresponde al intervalo en el que el conmutador conduce (D T) se puede obtener una expresión para el cálculo de  $L_2$  como sigue:

$$L_2 = \frac{V_e D T}{a \Delta I_s} \quad (2.15)$$

donde:

$\Delta I_s$  = rizo de corriente en el inductor  $L_2$

$L_2$  se calcula tomando en cuenta que deben cumplirse dos condiciones: la primera es la de rizo de corriente máximo permitido y la segunda la condición de conducción continua, misma que se explica enseguida:

Condición de conducción continua (*continuous conduction condition*). En la operación de convertidores CD-CD es la condición bajo la cual la corriente, sea de entrada o de salida, no cae a cero durante el período de conmutación (Ref.13)

Para que la condición de conducción continua se cumpla, dada una corriente de salida mínima ( $I_{smin}$ ), se establece una condición límite para el rizo de corriente permisible en el inductor  $L_2$  ( $\Delta I_s$ ) dada por:

$$\Delta I_s = 2 I_{smin} \quad (2.16)$$

Utilizando las ecuaciones 2.16 y 2.15 se obtiene el valor mínimo de  $L_2$  para que cumpla con la condición de conducción continua:

$$L_2 = \frac{V_e D T}{a 2 I_{smin}} \quad (2.17)$$

y previendo el peor caso:

$$L_{2min} = \frac{V_{e_{max}} D H T}{a 2 I_{smin}} \quad (2.18)$$

Para cumplir con el requisito de rizo de corriente máximo permisible ( $\Delta I_{smax}$ ) y considerando de nuevo el peor caso se obtiene de la ec.2.15 la siguiente expresión para  $L_{2min}$ :

$$L_{2min} = \frac{V_{e_{max}} D H T}{a \Delta I_{smax}} \quad (2.19)$$

Finalmente, el valor mínimo para el inductor L2 será el mayor que se obtenga de las ecuaciones 2.18 y 2.19, que es el que cumple con las dos condiciones mencionadas anteriormente.

#### CÁLCULO DE L1

De manera análoga al cálculo del inductor de salida, una expresión para el voltaje en el inductor L1, durante el intervalo en el que el conmutador conduce (DT), sería:

$$L1 = \frac{V_e D T}{\Delta I_e} \quad (2.20)$$

Así, el valor mínimo de L1 dado el rizo de corriente máximo permisible en el inductor de entrada ( $\Delta I_{e\max}$ ), con base en la Fig.2.2 (caso del conmutador en conducción) y tomando en consideración el peor caso es:

$$L1_{\min} = \frac{V_{e\max} D H T}{\Delta I_{e\max}} \quad (2.21)$$

En este caso no es necesario imponer la condición de conducción continua.

#### CÁLCULO DEL CAPACITOR DE SALIDA C

A partir de la Fig.2.4 si la señal diente de sierra corresponde a la corriente en el inductor de salida se puede calcular la variación de carga en el capacitor de salida C ( $\Delta Q_c$ ). Dicha variación está representada en la Fig.2.4 por el área sombreada y su valor en un periodo se calcula como sigue:

$$\Delta Q_c = \frac{1}{2} \left[ \frac{D T}{2} + \frac{(1-D)T}{2} \right] \frac{\Delta I_s}{2} = \frac{T \Delta I_s}{8} \quad (2.22)$$

Si la frecuencia de conmutación es suficientemente grande con respecto a la dinámica de los circuitos resonantes del convertidor, entonces puede

usarse la siguiente ecuación constitutiva simplificada del capacitor:

$$\Delta Q_c = C \Delta V_s \quad (2.23)$$

donde  $\Delta V_s$  es el rizo de voltaje presente en la tensión de salida del convertidor CD-CD.

Combinando las ecuaciones 2.15, 2.22 y 2.23 y resolviendo para C:

$$C = \frac{V_e T^2}{8 a L^2 \Delta V_s} \quad (2.24)$$

El valor mínimo del capacitor de salida ( $C_{min}$ ) está determinado por el valor máximo permisible de rizo de voltaje a la salida ( $\Delta V_{smax}$ ), entonces, considerando el peor caso, el valor de  $C_{min}$  se escribe como:

$$C_{min} = \frac{V_{e_{max}} T^2 D_H}{8 a L_{2min}^2 \Delta V_{smax}} \quad (2.25)$$

Donde  $\Delta V_{smax}$  es el rizo de voltaje máximo permisible en la tensión de salida.

Para calcular el valor rms de la corriente de rizo a la que va a estar sometido el capacitor C ( $I_{Crms}$ ) se considerará que la forma de la corriente se puede aproximar a la de diente de sierra. Así, con el dato del rizo de corriente a la salida se tiene:

$$I_{Crms} = \Delta I_{Smax} \sqrt{1/3} \quad (2.26)$$

y el voltaje de directa que soportará el capacitor ( $V_{Cmax}$ ) será igual a la tensión de salida de la fuente:

$$V_{Cmax} = V_s \quad (2.27)$$

## RESISTENCIA EQUIVALENTE EN SERIE DE LOS CAPACITORES (ESR)

La resistencia equivalente en serie (ESR, *Equivalent Series Resistance*) contribuye al rizo de voltaje en el capacitor, dicha contribución ( $\Delta V_{ESR}$ ) está en función del rizo de corriente al que se ve sometido el capacitor ( $\Delta I$ ) de acuerdo con la ley de Ohm:

$$\Delta V_{ESR} = \Delta I \text{ ESR} \quad (2.28)$$

El valor máximo de la resistencia equivalente en serie del capacitor ( $ESR_{max}$ ) estará determinado simplemente por el rizo de corriente máximo permisible a la salida ( $\Delta I_{max}$ ), dato que está asociado al cálculo de los inductores de alisamiento, y a la contribución al rizo de voltaje de salida máxima permisible, debida a la ESR del capacitor C ( $\Delta V_{ESR_{max}}$ ):

$$ESR_{max} = \frac{\Delta V_{ESR_{max}}}{\Delta I_{S_{max}}} \quad (2.29)$$

La técnica más sencilla para reducir el valor de la ESR es la de utilizar varios capacitores pequeños en paralelo en lugar de un sólo capacitor grande (Ref. 5, 9, 11 y 13).

## CÁLCULO DE LOS CAPACITORES DE TRANSFERENCIA DE ENERGIA Ca Y Cb

Cuando el conmutador se encuentra en bloqueo tendrá que soportar una tensión promedio dada por:  $V_{ca} + a V_{cb}$  y un valor pico igual a dicho valor promedio más la mitad del rizo de voltaje ( $\Delta V_{cab}$ ) el cual a su vez está dado por la suma de los rizos de voltaje en los capacitores:

$$\Delta V_{cab} = \Delta V_{ca} + a \Delta V_{cb}. \quad (2.30)$$

donde:

$\Delta V_{ca}$  = rizo de voltaje en el capacitor Ca

$\Delta V_{cb}$  = rizo de voltaje en el capacitor Cb

En el cálculo de los capacitores  $C_a$  y  $C_b$  lo que se debe tomar en cuenta es el valor del incremento de tensión que se añade a la tensión que debe soportar el conmutador en bloqueo ( $\Delta V_T$ ), que se expresa como:

$$\Delta V_T = \frac{1}{2} (\Delta V_{ca} + a \Delta V_{cb}) \quad (2.31)$$

Ahora bien, utilizando la siguiente ecuación constitutiva simplificada para los capacitores de transferencia de energía:

$$i_c = \text{Cap} \frac{\Delta V}{\Delta T} \quad (2.32)$$

donde:

$\Delta V$  = rizo de voltaje en el capacitor

Cap = valor de capacitancia

$\Delta T$  = incremento de tiempo

$i_c$  = corriente en el capacitor

A partir de la ecuación 2.32 y con base en la Fig.2.2 se puede observar que para el intervalo en que el conmutador permanece en conducción y expresando las corrientes en los capacitores en términos de la corriente de salida, se pueden obtener las siguientes expresiones para los rizados de voltaje en los capacitores  $C_a$  y  $C_b$ :

$$\Delta V_{ca} = \frac{DT}{a} \frac{I_s}{C_a} \quad (2.33)$$

$$\Delta V_{cb} = \frac{DT}{C_b} I_s \quad (2.34)$$

De donde podemos calcular los valores mínimos de  $C_a$  y  $C_b$ , previendo que se presente el peor caso, con las ecuaciones siguientes:

$$C_{\min} = \frac{D_H T I_{S\max}}{a \Delta V_{c\max}} \quad (2.35)$$

$$C_{bmin} = \frac{D_H T I_{Smax}}{\Delta V_{Cbmax}} \quad (2.36)$$

donde:

$\Delta V_{Ca_{max}}$  = Rizo de voltaje máximo permisible en el capacitor Ca

$\Delta V_{Cb_{max}}$  = Rizo de voltaje máximo permisible en el capacitor Cb

Se tendrá entonces que proponer un incremento máximo en la tensión que debe soportar el conmutador debida al rizo de voltaje en los capacitores ( $\Delta V_{Tmax}$ ) y distribuir este incremento entre los dos capacitores. Una primera proposición es seleccionar dicha distribución buscando que que los dos capacitores tengan el mismo valor, así se busca que:

$$a \Delta V_{Ca_{max}} = \Delta V_{Cb_{max}} \quad (2.37)$$

Así:

$$\Delta V_{Ca_{max}} = \frac{\Delta V_{Tmax} 2}{1 + a^2} \quad (2.38)$$

$$\Delta V_{Cb_{max}} = \frac{\Delta V_{Tmax} 2 a}{1 + a^2} \quad (2.39)$$

Como los capacitores Ca y Cb van a estar sometidos a la presencia de corrientes pulsantes deben elegirse capacitores con un ESR muy bajo.

Para calcular el rizo de corriente en valor RMS al que van a estar sometidos los capacitores de transferencia de energía se toman los valores promedio de las corrientes en los inductores como se ilustra en las Fig.2.5 (corriente en el capacitor Ca) y Fig.2.6 (corriente en el capacitor Cb):

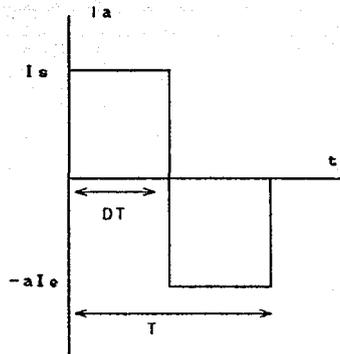


Fig.2.5 Corriente en el capacitor  $C_a$

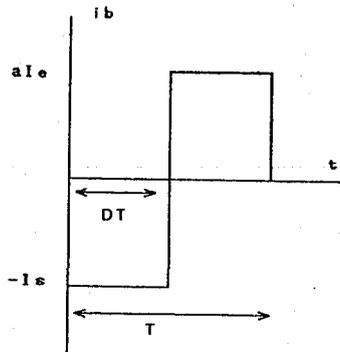


Fig.2.6 Corriente en el capacitor  $C_b$

Así, el valor RMS del rizo de corriente en el capacitor Ca ( $i_{arms}$ ) se encuentra con la siguiente expresión:

$$i_{arms} = \sqrt{(1-D)/D} \left[ \frac{I_s}{a} + I_e \right] \quad (2.40)$$

y el valor RMS del rizo de corriente en el capacitor Cb ( $i_{brms}$ ) como:

$$i_{brms} = \sqrt{(1-D)/D} \left[ I_s + aI_e \right] \quad (2.41)$$

Utilizando la ec.2.3 se puede expresar las ecs. 2.40 y 2.41 como:

$$i_{arms} = \sqrt{V_e/(V_s a)} \left[ \frac{I_s}{a} + I_e \right] \quad (2.42)$$

$$i_{brms} = \sqrt{V_e/(V_s a)} \left[ I_s + aI_e \right] \quad (2.43)$$

Con lo que se pueden calcular los valores de  $i_{arms}$  y  $i_{brms}$  para el peor caso de acuerdo con las expresiones que se muestran enseguida:

$$i_{arms} = \sqrt{V_{emax}/(V_s a)} \left[ \frac{I_{smax}}{a} + I_{emax} \right] \quad (2.44)$$

$$i_{brms} = \sqrt{V_{emax}/(V_s a)} \left[ I_{smax} + aI_{emax} \right] \quad (2.45)$$

El valor máximo de tensión de CD al que va a estar sometido el capacitor Ca ( $V_{Camax}$ ) es igual al valor máximo del voltaje de entrada:

$$V_{Camax} = V_{emax} \quad (2.46)$$

y el valor máximo de voltaje de CD al que se someterá el capacitor Cb ( $V_{Cbmax}$ ) será igual a la tensión de salida:

$$V_{Cbmax} = V_s \quad (2.47)$$

## CÁLCULO DE LA RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN DEL TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO

Se parte de la relación estática entre el voltaje de salida y el de entrada (ec.2.3) y la ec. 2.6 que considera la eficiencia global:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{D}{a(1-D)} \eta \quad (2.48)$$

Para la condición de tensión de entrada nominal ( $V_{enom}$ ) se espera que el convertidor trabaje en el punto de operación del ciclo de trabajo (Dop). Así podemos encontrar la relación de transformación por medio de la siguiente expresión:

$$a = \frac{V_{enom}}{V_s} \frac{Dop}{1-Dop} \eta \quad (2.49)$$

donde  $V_{enom}$  se considerará de manera simplificada como el valor promedio del valor máximo y mínimo de la tensión de entrada:

$$V_{enom} = V_{eprom} = (V_{emax} - V_{emin})/2 \quad (2.50)$$

El punto de operación del ciclo de trabajo deberá ser seleccionado por el diseñador.

## CÁLCULO DE LAS CONDICIONES DE OPERACIÓN DEL CONMUTADOR

A partir de la Fig.2.3 se observa que cuando el conmutador se encuentra en bloqueo soporta una tensión ( $V_{bloq}$ ) igual a:

$$V_{bloq} = V_e + a V_s \quad (2.51)$$

y si se considera la contribución al voltaje de bloqueo del conmutador debida al rizo de voltaje en los capacitores de transferencia de energía ( $\Delta V_r$ ), el valor máximo del voltaje de bloqueo en el conmutador

se expresa como:

$$V_{btoqmax} = V_{e_{max}} + a V_s + \Delta V_r \quad (2.52)$$

Ahora bien, cuando el conmutador se encuentra en conducción soporta una corriente ( $I_{cond}$ ) de:

$$I_{cond} = \frac{I_s}{a} + I_e \quad (2.53)$$

que en el peor caso es:

$$I_{condmax} = \frac{I_{smax}}{a} + I_{emax} \quad (2.54)$$

#### CONDICIONES DE OPERACIÓN DEL DIODO DE RUEDA LIBRE

Utilizando la Fig.2.2 (que corresponde al circuito formado cuando el conmutador conduce) se observa que cuando el diodo no conduce está sometido a una tensión ( $V_D$ ) igual a:

$$V_D = V_s + \frac{V_e}{a} \quad (2.55)$$

y considerando la contribución al voltaje de inversa del diodo debida al rizo de voltaje en los capacitores de transferencia de energía ( $\Delta V_r/a$ ):

$$V_{Dmax} = V_s + \frac{V_{e_{max}}}{a} + \frac{\Delta V_r}{a} \quad (2.56)$$

Cuando el diodo conduce soporta una corriente ( $I_D$ ) igual a:

$$I_D = I_s + a I_e \quad (2.57)$$

Así, en el peor caso:

$$I_{Dmax} = I_{Smax} + a I_{emax} \quad (2.58)$$

## ETAPA DE RECTIFICACIÓN Y FILTRADO

Esta etapa tiene como función entregar un voltaje de corriente directa no regulada a la entrada del convertidor CD-CD a partir del voltaje de alimentación de corriente alterna o voltaje de línea.

Se considera que la alimentación puede ser monofásica o trifásica. En el caso de alimentación trifásica la etapa de rectificación y filtrado consistirá sólo de rectificadores de onda completa por fase. En el caso de alimentación monofásica se contará con un rectificador de onda completa y un capacitor de filtrado.

## ALIMENTACIÓN TRIFÁSICA

En una rectificación de onda completa de una alimentación trifásica el rizo de voltaje ( $V_r$ ) es bastante pequeño (23.6 %) en relación con el valor tensión de corriente directa ( $V_{cd}$ ), como se muestra en la Fig.2.7:

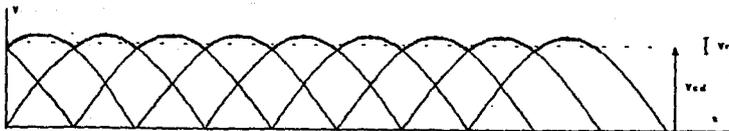


Fig.2.7 Rectificación de onda completa trifásica

Por lo anterior se consideró suficiente para una etapa trifásica utilizar sólo rectificadores de onda completa por fase sin etapa de filtrado como se muestra en Fig.2.8:

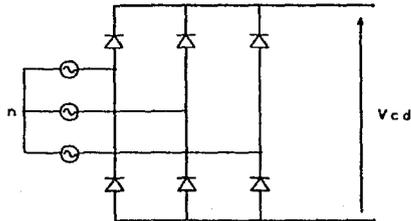


Fig.2.8 Rectificador de onda completa para alimentación trifásica

El valor máximo de tensión que se entregará al convertidor CD-CD ( $V_{e\max}$ ) se calcula como:

$$V_{e\max} = \sqrt{2} V_{ca} (1 + \text{Regpos}/100) \quad (2.59)$$

donde:

$V_{ca}$  = Voltaje de la línea (RMS)

Regpos = Variación positiva del voltaje de línea en tanto por ciento (regulación de la línea).

y el valor mínimo  $V_{e\min}$  en un cálculo conservador con la expresión siguiente:

$$V_{e\min} = \text{sen}(\pi/3) \sqrt{2} V_{ca} (1 - \text{Regneg}/100) - 2 \quad (2.60)$$

donde:

Regneg = Variación negativa del voltaje de línea en tanto por ciento

(regulación de la línea)

El valor de 2 que se sustrae en la ec.2.60 representa la caída de tensión en los diodos del puente rectificador que se supone de 1 volt por diodo.

El valor nominal del voltaje entregado al convertidor se tomará en forma simplificada como el valor promedio entre los valores máximo y mínimo:

$$V_{enom} = V_{eprom} = \frac{1}{2} (V_{emax} - V_{emin}) \quad (2.61)$$

y la variación en el voltaje de entrada al convertidor ( $\Delta V_e$ ) se definirá como:

$$\Delta V_e = V_{emax} - V_{emin} \quad (2.62)$$

#### ALIMENTACIÓN MONOFÁSICA

Cuando se cuenta con alimentación monofásica se utilizará un puente rectificador de onda completa y un capacitor de filtrado  $C_o$  como se muestra en la Fig.2.9:

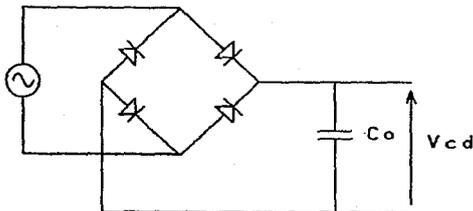


Fig.2.9 Rectificador de onda completa y capacitor de filtrado

Al igual que en el caso trifásico el valor máximo de tensión que se entrega al convertidor ( $V_{\text{emax}}$ ) se calcula como:

$$V_{\text{emax}} = \sqrt{2} \quad V_{\text{ac}} (1 + \text{Regpos}/100) \quad (2.63)$$

La variación en el voltaje de entrada al convertidor ( $\Delta V_e$ ) queda igualmente definida como:

$$\Delta V_e = V_{\text{emax}} - V_{\text{emin}} \quad (2.64)$$

El valor de  $\Delta V_e$  variará dependiendo del valor del capacitor utilizado; el valor máximo de  $\Delta V_e$  ( $\Delta V_{\text{emax}}$ ) para el caso de rectificación monofásica es:

$$\Delta V_{\text{emax}} = V_{\text{emax}} \quad (2.65)$$

y el mínimo ( $\Delta V_{\text{emin}}$ ):

$$\Delta V_{\text{emin}} = V_{\text{emax}} - V_{\text{epicomín}} \quad (2.66)$$

Donde  $V_{\text{epicomín}}$  es el valor de pico mínimo del voltaje de entrada que se calcula así:

$$V_{\text{epicomín}} = \sqrt{2} \quad V_{\text{ca}} (1 - \text{Regneg}/100) - 2 \quad (2.67)$$

El valor de 2 que se sustrae en la ec.2.67 representa la caída de tensión en los diodos del puente rectificador que se supone de 1 volt por diodo

En la Fig.2.10 se muestra la forma aproximada de la tensión en el capacitor  $C_o$ :

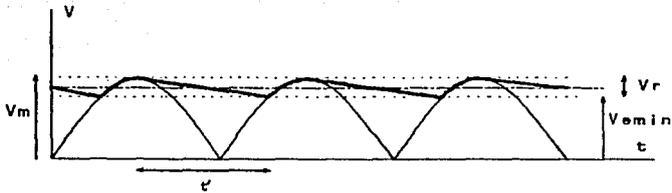


Fig.2.10 Voltaje en el capacitor  $C_o$

Para encontrar una expresión aproximada del rizo de voltaje a la salida del capacitor  $C_o$  se parte del comportamiento del voltaje mostrado en la Fig.2.10 y se supone que el capacitor descarga una corriente constante (que será la corriente de entrada al convertidor,  $I_e$ ) durante un tiempo  $t'$ . Así, se considera que el capacitor perderá una carga igual a:  $I_e t'$  y que entonces la variación en el voltaje del capacitor o voltaje de rizo ( $V_r$ ) puede expresarse de la manera siguiente (Ref.8).

$$V_r = \frac{I_e t'}{C_o} \quad (2.68)$$

Como una simplificación razonable se considera que el tiempo de descarga  $t'$  es igual a la mitad del periodo del voltaje de línea. Por lo que la ec.2.68 puede describirse como:

$$V_r = \frac{I_e}{2 f l C_o} \quad (2.69)$$

donde:

$f_l$  frecuencia del voltaje de línea.

Partiendo de la ec.2.69 el valor del capacitor se expresa:

$$C_o = \frac{I_e}{2 f_l V_r} \quad (2.70)$$

o bien:

$$C_o = \frac{I_e}{2 f_l (V_m - V_{e_{\min}})} \quad (2.71)$$

y en el peor caso:

$$C_{o_{\min}} = \frac{I_{e_{\max}}}{2 f_l (V_{p_{\min}} - V_{e_{\min}})} \quad (2.72)$$

El valor de  $V_{e_{\min}}$  puede expresarse en función de la variación del voltaje de entrada al que estará sometido el convertidor CD-CD utilizando la siguiente igualdad:

$$V_{e_{\min}} = V_{e_{\max}} - \Delta V_e \quad (2.73)$$

Nota: puede observarse que para calcular el valor de capacitor es necesario conocer el valor de  $I_{e_{\max}}$ , para lo cual se debe conocer la relación de transformación del transformador de aislamiento y el valor máximo del ciclo de trabajo cuyo valor depende de  $V_{e_{\max}}$  (que tiene un valor constante) y de  $V_{e_{\min}}$ . Por lo anterior y analizando las ecs.2.72 y 2.73 se ve que la relación entre el valor del capacitor con respecto a  $\Delta V_e$  es claramente no lineal, por lo que para facilitar la selección del valor apropiado del capacitor  $C_o$  se presentan al diseñador, en el programa de asistencia, curvas del valor del capacitor, corriente máxima y valores máximos y mínimos del ciclo de trabajo en función de  $\Delta V_e$ .

#### CONDICIONES DE OPERACION DEL CAPACITOR $C_o$

El voltaje máximo de CD que soportará el capacitor  $C_o$  ( $V_{C_{o_{\max}}}$ ) es igual al voltaje máximo que alimenta al convertidor:

$$V_{C_{max}} = V_{e_{max}} \quad (2.74)$$

Si se considera el rizo en la corriente del capacitor como una señal en forma de diente de sierra de amplitud pico a pico  $\Delta I_{e_{max}}$ , el valor RMS de la corriente de CA ( $I_{C_{rms}}$ ) se puede calcular como:

$$I_{C_{rms}} = \Delta I_{e_{max}} \sqrt{1/3} \quad (2.75)$$

#### CÁLCULO DE LOS VALORES MÁXIMOS DE CORRIENTE Y TENSIÓN PARA EL PUENTE RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

Valor máximo de la corriente promedio de directa en el rectificador ( $I_{FM(AV)}$ ), caso monofásico:

$$I_{FM(AV)} = I_{e_{max}} + \frac{\Delta I_{e_{max}}}{2} \quad (2.76)$$

Valor máximo de la corriente promedio de directa en el rectificador ( $I_{FM(AV)}$ ) por fase, caso trifásico:

$$I_{FM(AV)} = \left[ I_{e_{max}} + \frac{\Delta I_{e_{max}}}{2} \right] / 3 \quad (2.77)$$

Valor pico repetitivo de tensión de corriente directa máximo en el rectificador ( $V_{pico_{rep}}$ ):

$$V_{pico_{rep}} = V_{e_{max}} \quad (2.78)$$

#### FACTOR DE SEGURIDAD PARA EL CÁLCULO DE LAS CONDICIONES DE OPERACIÓN DE LOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Es una práctica común utilizar un factor de seguridad en el cálculo de las condiciones de operación máximas de los semiconductores de

potencia. Un valor recomendado para dicho factor de seguridad es de 25% (Ref.13).

### 3 ANÁLISIS DINÁMICO

*En esta sección se describe brevemente la técnica de representación de estado promedio para luego modelar con ella al convertidor CD-CD tipo Ćuk con transformador de aislamiento. La representación de estado encontrada es utilizada para encontrar funciones de transferencia de señal pequeña y linealizadas; se señalan los requisitos para poder encontrar versiones simplificadas de dichas funciones que permiten descomponer el comportamiento del convertidor en bloques funcionales. Finalmente, se hacen algunas recomendaciones sobre los valores de los capacitores de transferencia de energía de la fuente para lograr un desempeño dinámico de la fuente deseado:*

#### REPRESENTACIÓN DE ESTADO PROMEDIO

Para el análisis del comportamiento dinámico de la fuente se utilizará la técnica conocida como representación de estado promedio (*state-space averaging analysis*). Esta técnica de análisis se basa en promediar, para un periodo de conmutación y en función del ciclo de trabajo, la representación de estado de cada circuito lineal e invariante con el tiempo producido por la acción del conmutador; después a través de un análisis de señal pequeña se obtienen funciones de transferencia

simplificadas. Para poder promediar las representaciones de estado se deben utilizar los mismos vectores de estado, de salidas y de entradas para los circuitos resultantes de la acción del conmutador (Ref.13).

El modelo de representación de estado promedio representará con mayor fidelidad el comportamiento de los convertidores cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación con respecto a la frecuencia asociada a la dinámica del convertidor. En general, el modelo de representación de estado promedio se considera adecuado cuando la frecuencia de corte del filtro pasobajas de salida del convertidor está al menos una década o dos abajo de la frecuencia correspondiente a la mitad de la frecuencia de conmutación (Ref.13).

Aplicando la técnica de representación de estado promedio se obtiene una representación para cuando el conmutador conduce:

$$\dot{x} = A_1x + b_1v_e \quad (3.1)$$

$$v_s = C_1^T x \quad (3.2)$$

donde:

$v_s$  = voltaje de salida del convertidor

$v_e$  = voltaje de entrada al convertidor

$x$  = vector de estado del convertidor

y una representación del circuito resultante cuando el conmutador no conduce:

$$\dot{x} = A_2x + b_2v_e \quad (3.3)$$

$$v_s = C_2^T x \quad (3.4)$$

Promediando sobre un periodo tenemos que:

$$\dot{x} = (dA1 + doA2)x + (db1 + dob2)v_e \quad (3.5)$$

$$v_s = (dC1^T + doC2^T)x \quad (3.6)$$

Donde:

- d - Ciclo de trabajo definido como la fracción del periodo de conmutación durante la cual el conmutador conduce.
- do - Complemento del ciclo de trabajo. Se define como  $do = 1-d$  y representa la fracción del periodo de conmutación durante la cual el conmutador no conduce.

Se pueden representar las ecuaciones 3.5 y 3.6 como:

$$\dot{x} = Ax + b v_e \quad (3.7)$$

$$v_s = C^T x \quad (3.8)$$

Donde se definen las siguientes matrices promedio:

$$A = dA1 + doA2 \quad (3.9)$$

$$b = db1 + dob2 \quad (3.10)$$

$$C = dC1 + doC2 \quad (3.11)$$

Para obtener funciones de transferencia del comportamiento de la fuente se hace un análisis de señal pequeña introduciendo variaciones en el voltaje de entrada y en el ciclo de trabajo,  $\hat{v}_e$  y  $\hat{d}$ , respectivamente, con lo que se obtienen perturbaciones en el sistema de la siguiente manera:

$$v_e = V_e + \hat{v}_e \quad (3.12)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (3.13)$$

$$d_o = D_o - \hat{d} \quad (3.14)$$

$$x = X + \hat{x} \quad (3.15)$$

$$v_s = V_s + \hat{v}_s \quad (3.16)$$

Donde  $V_e$ ,  $D$ ,  $D_o$ ,  $X$ ,  $V_s$  son los valores en estado estacionario del voltaje de entrada, ciclo de trabajo, complemento del ciclo de trabajo, vector de estado y de la tensión de salida, respectivamente.

Introduciendo estas perturbaciones en las ecuaciones 3.7 y 3.8 se obtiene:

$$\dot{\hat{x}} = [(D + \hat{d})A_1 + (D_o + \hat{d}_o)A_2](X + \hat{x}) + [(D + \hat{d})b_1 + (D_o - \hat{d})b_2](V_e + \hat{v}_e) \quad (3.17)$$

$$V_s + \hat{v}_s = [(D + \hat{d})C_1^T + (D_o - \hat{d})C_2^T](X + \hat{x}) \quad (3.18)$$

que puede reescribirse como:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} = & (AX + bV_e) + (A\hat{x} + b\hat{v}_e) + [(A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)V_e]\hat{d} + \\ & [(A_1 - A_2)\hat{x} + (b_1 - b_2)\hat{v}_e]\hat{d} \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$V_s + \hat{v}_s = C^T X + C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d} + (C_1^T - C_2^T)\hat{x}\hat{d} \quad (3.20)$$

Si se conviene en que el valor de la perturbación de una variable es muy pequeño comparado con su valor en estado estacionario, se pueden despreciar los términos no lineales de las ecuaciones 3.19 y 3.20 conservando sólo los términos lineales de primer orden. Así las ecuaciones 3.19 y 3.20 quedan como:

$$\dot{\hat{x}} = (AX + bV_e) + (A\hat{x} + b\hat{v}_e) + [(A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)V_e]\hat{d} \quad (3.21)$$

$$V_s + \hat{V}_s = C^T X + C^T \hat{X} + (C_1^T - C_2^T) X \hat{d} \quad (3.22)$$

Donde puede observarse que:

$AX + bVe$  -es el término que corresponde al estado estacionario del sistema.

$A\hat{X} + b\hat{Ve}$  -el término de la variación del voltaje de alimentación.

$[(A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)Ve]\hat{d}$  -el término de la variación del ciclo de trabajo.

Considerando todas las perturbaciones iguales a cero,  $\hat{d} = \hat{Ve} = \hat{d}_o = \hat{X} = \hat{V}_s = 0$ , se obtienen de las ecuaciones 3.21 y 3.22 los términos de estado estacionario:

$$AX + bVe = 0 \quad (3.23)$$

$$V_s = CX \quad (3.24)$$

A partir de las ecuaciones anteriores se puede obtener la función de transferencia de estado estacionario del voltaje de alimentación al de salida:

$$\frac{V_s}{V_e} = -C^T A^{-1} b \quad (3.25)$$

Para obtener las expresiones del comportamiento dinámico del convertidor se eliminan de las ecuaciones 3.21 y 3.22 los términos del comportamiento en estado estacionario y se consideran sólo los términos de la variación del ciclo de trabajo y del voltaje de alimentación con lo que se obtienen las expresiones siguientes:

$$\dot{\hat{x}} = (A\hat{X} + b\hat{Ve}) + [(A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)Ve]\hat{d} \quad (3.26)$$

$$\hat{V}_s = C^T \hat{X} + (C_1^T - C_2^T) X \hat{d} \quad (3.27)$$

Para obtener la función de transferencia de señal pequeña del voltaje de alimentación a la tensión de salida, se considera  $\hat{d}=0$  en las ecuaciones 3.26 y 3.27, resultando:

$$\dot{\hat{x}} = (A\hat{x} + b\hat{v}_e) \quad (3.28)$$

$$\hat{v}_s = C\hat{x} \quad (3.29)$$

A partir de las ecuaciones 3.28 y 3.29 se puede obtener la función de transferencia de señal pequeña de la tensión de entrada al voltaje de salida del convertidor:

$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{v}_e(s)} = C^T(sI-A)^{-1}b \quad (3.30)$$

Para obtener la función de transferencia de señal pequeña del ciclo de trabajo a la tensión de salida se considera  $\hat{v}_e=0$  en las ecuaciones 3.26 y 3.27, con lo que se consigue:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + [(A1 - A2)X + (b1 - b2)V_e]\hat{d} \quad (3.31)$$

$$\hat{v}_s = C^T\hat{x} + (C1^T - C2^T)X\hat{d} \quad (3.32)$$

De donde se obtiene la función de transferencia de señal pequeña del ciclo de trabajo a la tensión de salida del convertidor:

$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{d}(s)} = C^T(sI-A)^{-1}[(A1 - A2)X + (b1 - b2)V_e] + (C1^T - C2^T)X \quad (3.33)$$

Ahora bien, el valor de estado estacionario del vector de estado se obtiene de la ecuación 3.23 como:

$$X = -A^{-1}bV_e \quad (3.34)$$

Sustituyendo este valor en la expresión 3.33 se tiene finalmente que:

$$\frac{\hat{V}_s(s)}{\hat{d}(s)} = C^T (sI - A)^{-1} [(A1 - A2)(-A^{-1}bVe) + (b1 - b2)Ve] + (C1^T - C2^T)(-A^{-1}bVe) \quad (3.35)$$

### REPRESENTACIÓN DE ESTADO PROMEDIO DEL CONVERTIDOR TIPO CÚK

Para aplicar la técnica de representación de estado promedio al convertidor tipo Cúk se parte de un modelo más general y completo del convertidor que el utilizado para el análisis estático, en el modelo más general se consideran las resistencias parásitas de inductores y capacitores como se muestra en la Fig.3.1:

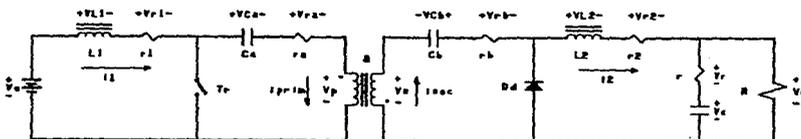


Fig.3.1 Circuito del convertidor tipo Cúk

donde:

ve = voltaje de entrada al convertidor

vs = voltaje de salida del convertidor

vc = voltaje en el capacitor de salida C

R = resistencia de carga

r = resistencia parásita del capacitor C

r1 = resistencia parásita del inductor L1

r2 = resistencia parásita del inductor L2

L1 = inductor de alisamiento de corriente a la entrada

L2 = inductor de alisamiento de corriente a la salida  
 Ca = Capacitor de transferencia de energía del lado del primario del transformador de aislamiento  
 Cb = Capacitor de transferencia de energía del lado del secundario del transformador de aislamiento  
 C = Capacitor limitador del rizo de voltaje a la salida  
 a = Relación de transformación del transformador de aislamiento.  
 Tr = Conmutador  
 Dd = Diodo de descarga o de rueda libre  
 i1 = Corriente en el inductor de entrada del convertidor (L1)  
 i2 = Corriente en el inductor de salida del convertidor (L2)  
 vca = Voltaje en el capacitor de transferencia de energía en el primario (Ca)  
 vcb = Voltaje en el capacitor de transferencia de energía en el secundario (Cb)  
 vsec = Voltaje en el secundario del transformador de aislamiento  
 vprim = Voltaje en el primario del transformador de aislamiento  
 vr1 = voltaje en la resistencia parásita del inductor L1  
 vr2 = voltaje en la resistencia parásita del inductor L2

La relación de transformación del transformador de aislamiento se define como:

$$a = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.36)$$

Np - número de vueltas del embobinado primario.  
 Ns - número de vueltas del embobinado secundario.

A partir de la cual se tienen las siguientes ecuaciones constitutivas para el transformador de aislamiento:

$$\frac{V_{prim}}{V_{sec}} = -a \quad (3.37)$$

$$\frac{i_{prim}}{i_{sec}} = -\frac{1}{a} \quad (3.38)$$

Para hallar la representación promedio de estado se obtienen primero las representaciones de estado para cada configuración producida por los conmutadores; para ello se define, de acuerdo con la Fig.3.1, como entrada al voltaje alimentación ( $v_e$ ), como salida la tensión de salida del convertidor ( $v_s$ ) y como vector de estado:

$$x = \begin{bmatrix} i_1 \\ v_{ca} \\ v_{cb} \\ i_2 \\ v_c \end{bmatrix}$$

La configuración producto de la conducción del conmutador se presenta en la Fig.3.2:

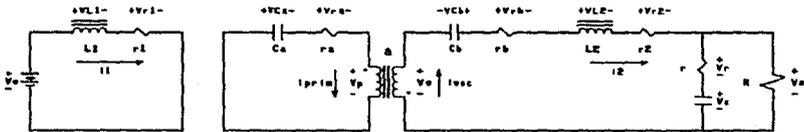


Fig.3.2 Configuración cuando el conmutador conduce

Combinando las ecuaciones constitutivas de los elementos y las leyes de Kirchoff para el circuito de la Fig.3.2 se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales de primer orden, suponiendo que  $r \ll R$ :

$$\frac{di_1}{dt} = i_1 \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} \end{bmatrix} + v_e \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$\frac{dv_{ca}}{dt} = i_2 \left[ -\frac{1}{a C_a} \right] \quad (3.40)$$

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = i_2 \left[ -\frac{1}{C_b} \right] \quad (3.41)$$

$$\frac{di_2}{dt} = v_{ca} \left[ \frac{1}{a L_2} \right] + v_{cb} \left[ \frac{1}{L_2} \right] + i_2 \left[ -\frac{\frac{r_a}{a^2} + r_b + r_2 + r}{L_2} \right] + v_c \left[ -\frac{1}{L_2} \right] \quad (3.42)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = i_2 \left[ \frac{1}{C} \right] + v_c \left[ -\frac{1}{C R} \right] \quad (3.43)$$

$$v_s = i_2 \left[ r \right] + v_c \quad (3.44)$$

A continuación se presenta el circuito resultante cuando el conmutador no conduce (Fig.3.3):

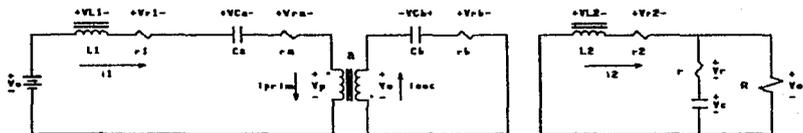


Fig.3.3 Configuración cuando el conmutador no conduce

Para el que se tiene, suponiendo  $r \ll R$  el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales de primer orden:

$$\frac{di_1}{dt} = i_1 \left[ -\frac{r_1 + r_a + a^2 r_b}{L_1} \right] + v_{ca} \left[ -\frac{1}{L_1} \right] + v_{cb} \left[ -\frac{a}{L_1} \right] + v_e \left[ \frac{1}{L_1} \right] \quad (3.45)$$

$$\frac{di_2}{dt} = i_2 \left[ -\frac{r_2 + r}{L_2} \right] + v_c \left[ -\frac{1}{L_2} \right] \quad (3.46)$$

$$\frac{dv_{ca}}{dt} = i_1 \left[ \frac{1}{C_a} \right] \quad (3.47)$$

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = i_1 \left[ \frac{a}{C_b} \right] \quad (3.48)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = i_2 \left[ \frac{1}{C} \right] + v_c \left[ -\frac{1}{C R} \right] \quad (3.49)$$

$$v_s = i_2 \left[ r \right] + v_c \quad (3.50)$$

Ahora bien, si se define un capacitor equivalente  $C_e$  como:

$$C_e \equiv \frac{a^2 C_a C_b}{a^2 C_a + C_b} \quad (3.51)$$

la caída de tensión en dicho capacitor:

$$v_{ce} \equiv \frac{v_{ca}}{a} + v_{cb} \quad (3.52)$$

y su respectiva resistencia equivalente, re:

$$r_e \equiv \frac{r_a}{a^2} + r_b \quad (3.53)$$

se pueden reescribir las ecuaciones 3.39 a 3.50 de la siguiente manera:

Para el conmutador en conducción:

$$\frac{di_1}{dt} = i_1 \left[ -\frac{r_1}{L_1} \right] + v_e \left[ \frac{1}{L_1} \right] \quad (3.54)$$

$$\frac{dv_{ce}}{dt} = i_2 \left[ -\frac{1}{C_e} \right] \quad (3.55)$$

$$\frac{di_2}{dt} = v_{ce} \left[ \frac{1}{L_2} \right] + i_2 \left[ -\frac{r_e + r_2 + r}{L_2} \right] + v_c \left[ -\frac{1}{L_2} \right] \quad (3.56)$$

$$\frac{dvc}{dt} = i_2 \left[ \frac{1}{C} \right] + v_c \left[ -\frac{1}{C R} \right] \quad (3.57)$$

$$v_s = i_2 \left[ r \right] + v_c \quad (3.58)$$

y para el caso cuando el conmutador no conduce:

$$\frac{di_1}{dt} = i_1 \left[ -\frac{a^2 r_e + r_1}{L_1} \right] + v_{ce} \left[ -\frac{a}{L_1} \right] + v_e \left[ \frac{1}{L_1} \right] \quad (3.59)$$

$$\frac{dv_{ce}}{dt} = i_1 \left[ \frac{a}{C_e} \right] \quad (3.60)$$

$$\frac{di_2}{dt} = i_2 \left[ -\frac{r_2 + r}{L_2} \right] + v_c \left[ -\frac{1}{L_2} \right] \quad (3.61)$$

$$\frac{dvc}{dt} = i_2 \left[ \frac{1}{C} \right] + v_c \left[ -\frac{1}{C R} \right] \quad (3.62)$$

$$v_s = 12 \begin{bmatrix} r \\ r \end{bmatrix} + v_c \quad (3.63)$$

Así, se establecen las siguientes matrices de las representaciones de estado:

Para el instante en el que el conmutador conduce:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_e} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{r_e + r_2 + r}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{C R} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ r \\ 1 \end{bmatrix}$$

Para el instante en el que el conmutador no conduce:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{a^2 r_e + r_1}{L_1} & -\frac{a}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{a}{C_e} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_2 + r}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{C R} \end{bmatrix}$$

$$B2 = \begin{bmatrix} 1/L1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ r \\ 1 \end{bmatrix}$$

Promediando en un periodo:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r1 + d_0 a^2 re}{L1} & -\frac{d_0 a}{L1} & 0 & 0 \\ \frac{d_0 a}{C_e} & 0 & -\frac{d}{C_e} & 0 \\ 0 & \frac{d}{L2} & -\frac{d re + r2 + r}{L2} & -\frac{1}{L2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/L1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ r \\ 1 \end{bmatrix}$$

Con la ecuación 3.25 y las matrices encontradas se obtiene la relación en estado estacionario entre el voltaje de entrada y el de salida del convertidor:

$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{a d d_0 R}{d_0^2 a^2 (R+r2) + d^2 r1(1+r2)} \quad (3.64)$$

y si en la ecuación 3.64 se toman las resistencias parásitas con un valor de cero se llega a:

$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{d}{d_0 a} \quad (3.65)$$

que corresponde a la relación entre  $V_e$  y  $V_s$  que se obtuvo en el análisis estático del convertidor. Se observa entonces que puede considerarse una eficiencia global ( $\eta$ ) dada por:

$$\eta = \frac{a \text{ do } R}{a \text{ do } (R+r_2) + d^2 r_1(1+r_2)} \quad (3.66)$$

lo que permite describir la ecuación 3.64 de la siguiente manera:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{d}{\text{do}} \eta \quad (3.67)$$

La función de transferencia de señal pequeña del voltaje de entrada al de salida se obtiene con la ecuación 3.30 como:

$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{v}_e(s)} = C^T (sI-A)^{-1} B \quad (3.68)$$

y la función de transferencia de señal pequeña del ciclo de trabajo al voltaje de salida se define con la ecuación 3.35 con lo que resulta:

$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{d}(s)} = C^T (sI-A)^{-1} [-(A_1-A_2) A^{-1} B V_e] \quad (3.69)$$

El denominador de ambas funciones de transferencia está dado por el determinante de  $(sI-A)$  que, considerando  $r$  y  $r_e \ll R$ , es igual a:

$$s^4 + s^3 \left[ \frac{r_1 + \text{do } a^2 r_e}{L_1} + \frac{r_2}{L_2} + \frac{1}{R C} \right] + s^2 \left[ \frac{d \text{ do }^2 a^2}{L_1 C_e} + \frac{(r_1 + \text{do } a^2 r_e) r_2}{L_1 L_2} + \frac{r_1 + \text{do } a^2 r_e}{R L_1 C} + \frac{C_e + d^2 C}{L_2 C C_e} + \frac{r_2}{R L_2 C} \right] +$$

$$s \left[ \frac{(r_1 + d_0 a^2 r_e)(C_e + d^2 C)}{L_1 L_2 C C_e} + \frac{r_2(r_1 + d_0 a^2 r_e)}{R L_1 L_2 C} + \frac{d^2}{R L_2 C C_e} + \frac{d_0^2 a^2 r_2}{L_1 L_2 C_e} + \frac{d_0^2 a^2}{R L_1 C C_e} \right] + \frac{d_0^2 a^2}{L_1 C_e L_2 C} + \frac{d_0^2 a^2 r_2}{L_1 C_e R L_2 C} + \frac{d^2(r_1 + d_0 a^2 r_e)}{R L_1 C_e} \frac{1}{L_2 C} \quad (3.70)$$

Y si las siguientes relaciones se cumplen (lo que físicamente resulta factible):

$$C_e \gg C; \quad (3.71)$$

$$r_1 \ll R^2; \quad (3.72)$$

$$r_2 \ll R^2 \quad (3.73)$$

$$\frac{r_2}{L_2} + \frac{r_1}{L_1} \gg \frac{1}{R C_e} \quad (3.74)$$

Se tendrá que una buena aproximación de la expresión del denominador será:

$$\left[ s^2 + s \left( \frac{r_1 + d_0 a^2 r_e}{L_1} + \frac{d^2}{R C_e} \right) + \frac{d_0^2 a^2}{L_1 C_e} + \frac{d^2 r_1}{R L_1 C_e} \right] \times \left[ s^2 + s \left( \frac{r_2}{L_2} + \frac{1}{R C} \right) + \frac{1}{L_2 C} + \frac{r_2}{R L_2 C} \right] \quad (3.75)$$

El numerador de la función de transferencia del voltaje de alimentación a la tensión de salida será:

$$\frac{a d d_0 r}{L_1 C_e L_2 C R} + \frac{a d d_0}{L_1 C_e L_2 C} (r_{cs} + 1) \quad (3.76)$$

y como se conviene en que  $r \ll R$ :

$$\frac{a d d o r}{L1 C e L2} \left( s + \frac{1}{r C} \right) \quad (3.77)$$

Se observa que existe un cero que siempre será de fase mínima en  $-1/rC$  en la función de transferencia del voltaje de entrada al de salida.

El numerador de  $\hat{v}_s(s)/\hat{d}(s)$  es, considerando  $r, r_e \ll R$ , igual a:

$$\left[ s + \frac{r1 + d o a^2 r e}{L1} \right] \left[ \frac{a V e}{L2 C C e (R a^2 d o^2 + a^2 r2 d o^2 + d^2 r1)} \right] \left[ s^2 C C e (R - d r e) r \right. \\ \left. d o + s(-d r e d o C e - d^2 r d o C - d^3 r C + C e r2 d o + C e r2 d o + C e R d o) - \right. \\ \left. d^2 d o - d^3 \right] + \frac{a^3 r2 d o^3 V e + R a^3 d o^3 V e + a^3 d r2 d o^2 V e + R a^3 d d o^2 V e +}{C L2 L1 C e (a^2 r2 d o^2 + d^2 r1 + R a^2 d o^2)} \\ \frac{V e a^3 d d o r e (d^2 - d o^2)}{C e L1 L2 (R a^2 d o^2 + a^2 r2 d o^2 + d^2 r1)} + \frac{s V e r d d o a^3 (-r e d o^2 + R d o + R d o^2 + d^2 r e)}{C e L1 L2 (R a^2 d o^2 + a^2 r2 d o^2 + d^2 r1)} \quad (3.78)$$

Cuando se considera que  $C_e \gg C$  entonces una buena aproximación de la ecuación 3.78 es:

$$\frac{a V e R r d o}{(R a^2 d o^2 + a^2 r2 d o^2 + d^2 r1) L2} \left[ s + \frac{1}{r C} \right] \left[ s^2 + s \left( \frac{r1(R+r2)}{L1 R} - \frac{d^2}{C e R d o} \right) + \right. \\ \left. \frac{a^2 d o (R+r2)}{L1 C e R} - \frac{r1 d^2}{L1 C e R d o} \right] \quad (3.79)$$

De las ecuaciones anteriores puede observarse que el convertidor puede descomponerse en bloques, como se ilustra en la Fig.3.4:

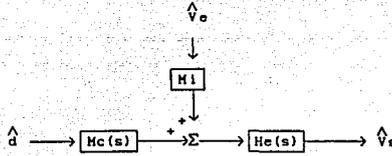


Fig.3.4 Diagrama de bloques del convertidor tipo Cúk

donde:

$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{v}_e(s)} = M1 He(s) \quad (3.80)$$

$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{d}(s)} = Mc(s) He(s) \quad (3.81)$$

He(s) es un filtro pasobajas a la salida de la fuente y se define como:

$$He(s) = \frac{a^2 d_0^2 r}{L1 L2 Ce} \left( s + \frac{1}{r C} \right) \times 1 / \left\{ \left[ s^2 + s \left( \frac{r1 + d_0 a^2 r e}{L1} + \frac{d^2}{R Ce} \right) + \frac{d_0^2 a^2}{L1 Ce} + \frac{d^2 r1}{R L1 Ce} \right] \times \left[ s^2 + s \left( \frac{r2}{L2} + \frac{1}{R C} \right) + \frac{1}{L2 C} + \frac{r2}{R L2 C} \right] \right\} \quad (3.81)$$

En general, por los requisitos de desempeño en estado estacionario, la dinámica asociada al circuito resonante formado por el inductor L2 y el capacitor C es mayor que la del circuito formado por el inductor L1 y el capacitor Ce, por lo que suele ser posible simplificar la función de transferencia del filtro considerandolo sólo de segundo orden.

Mi es el llamado módulo de entrada y queda definido como sigue:

$$M_i = \frac{d}{a \cdot d_o} \quad (3.82)$$

Mc(s) se denomina módulo de control que queda definido por la siguiente ecuación:

$$M_c(s) = \frac{V_e R L_1 C_e}{a^3 d_o^3 (R + r_2) + d^2 d_o r_1} \left[ s^2 + s \left( \frac{r_1 (R+r_2)}{L_1 R} - \frac{d^2}{C_e R d_o} \right) + \frac{a^2 d_o (R+r_2)}{L_1 C_e R} - \frac{r_1 d^2}{L_1 C_e R d_o} \right] \quad (3.83)$$

De la ecuación 3.83 puede observarse que para que el sistema sea de fase mínima debe buscarse que:

$$\frac{a^2 d_o (R+r_2)}{L_1 C_e R} > \frac{r_1 d^2}{L_1 C_e R d_o} \quad (3.84)$$

$$\frac{r_1 (R+r_2)}{L_1 R} > \frac{d^2}{C_e R d_o} \quad (3.85)$$

Como puede observarse de la ec. 3.85 se observa que una de las condiciones para ceros de fase mínima es:

$$r_1 < a^2 (R+r_2) \frac{d_o^2}{d^2} \quad (3.86)$$

Así se observa que el único componente que podemos modificar para asegurar que el sistema sea de fase mínima sin menoscabo del desempeño del convertidor es  $C_e$ . Así, la condición para tener ceros de fase mínima puede resumirse así:

$$C_e > \frac{d^2 L_1}{d_o r_1 (R+r_2)} \quad (3.87)$$

y tomando en cuenta el peor caso:

$$C_e > \frac{D_H^2 L_1}{(1-D_H) r_1 (R+r_2)} \quad (3.88)$$

El valor así encontrado para  $C_e$  puede ser muy grande y por tanto costoso, para disminuir el valor de  $C_e$  se puede aumentar el amortiguamiento de la dinámica dominante incrementando el valor de la resistencia parásita  $r_1$ , pero a costa de disminuir la eficiencia del convertidor y siempre teniendo en cuenta la restricción establecida por la ec.3.86.

#### RECOMENDACIONES SOBRE EL VALOR DE $C_e$

A continuación se presentarán algunas recomendaciones que modifican el valor de  $C_e$  para lograr:

1. Filtrado del rizo en el voltaje de entrada.
2. Separación de los polos del filtro pasobajas para reducir el orden efectivo del mismo.

1. Filtrado del rizo en el voltaje de entrada:

El voltaje de entrada tiene asociado un rizo de 120 Hz si la alimentación es monofásica y de 360 Hz si es trifásica; para que el filtro pasobajas atenúe efectivamente dicho rizo es necesario que la frecuencia de corte del circuito resonante dominante sea menor que la frecuencia del rizo del voltaje de entrada. En general el circuito dominante es el asociado al inductor  $L_1$  y al capacitor  $C_e$ , si este es el caso se busca, entonces, que:

$$1.15 \sqrt{\frac{d_0^2 a^2}{L_1 C_e} + \frac{d^2 r_1}{R L_1 C_e}} < f_e 2\pi \quad (3.89)$$

Donde  $f_e$  es la frecuencia del rizo presente en el voltaje de entrada medido en Hertz y con el factor de 1.15 se desea lograr una caída de al menos -3dB con respecto a la magnitud en estado estacionario en la frecuencia del rizo, considerando una pendiente de -20 dB/decada y sin tomar en cuenta el amortiguamiento, para conseguir un factor de seguridad.

Así, si mantenemos fija  $L_1$ , para poder filtrar correctamente se requiere que:

$$C_e > \frac{R d_0^2 a^2 + d^2 r_1}{L_1 R f_e^2 3 \pi^2} \quad (3.90)$$

El valor del ciclo de trabajo para encontrar el valor de  $C_{e\min}$  para el peor caso depende de los valores numéricos de  $a^2$ ,  $r_1$ ,  $D_H$  y  $D_L$ , que no se conocen de antemano; así que haciendo un análisis muy conservador en la expresión para el peor caso consideraremos simultáneamente  $d$  y  $d_0$  iguales a 1:

$$C_{e\min} = \frac{a^2 + r_1/R_{\min}}{L_1 f_e^2 3 \pi^2} \quad (3.91)$$

## 2. Separacion de polos:

Se busca separar los polos del filtro pasobajas  $He(s)$  de tal manera que podamos simplificar su análisis al considerarlo como un sistema de segundo orden. En general la dinámica asociada al circuito resonante formado por el inductor  $L_2$  y el capacitor  $C$  es la más rápida, por lo que se buscará que:

$$\sqrt{\frac{1}{L_2 C} + \frac{r_2}{R L_2 C}} \gg \sqrt{\frac{d_0^2 a^2}{L_1 C_e} + \frac{d^2 r_1}{R L_1 C_e}} \quad (3.92)$$

Haciendo un análisis conservador se despreciará el cociente  $r_2/R$  lo que permite simplificar la expresión.

Si no modificamos los valores de los inductores entonces para separar los polos se buscará que:

$$C_e \gg \frac{L_2 C}{L_1} \left[ d_0^2 a^2 + \frac{d^2 r_1}{R} \right] \quad (3.93)$$

El valor del ciclo de trabajo para encontrar el valor de  $C_{e\min}$  para el peor caso depende de los valores numéricos de  $a^2$ ,  $r_1$ ,  $D_H$  y  $D_L$ , que no se conocen de antemano; así que haciendo un análisis muy conservador en la expresión para el peor caso consideraremos simultáneamente  $d$  y  $d_0$  iguales a 1:

$$C_{e\min} = \frac{L_2 C}{L_1} \left[ a^2 + \frac{r_1}{R_{\min}} \right] \quad (3.94)$$

Si se desea una separación entre las frecuencias naturales de una década:

$$C_{e\min} = 1 \times 10^2 \frac{L_2 C}{L_1} \left[ a^2 + \frac{r_1}{R_{\min}} \right] \quad (3.95)$$

y si la separación deseada es de dos décadas:

$$C_{e\min} = 1 \times 10^4 \frac{L_2 C}{L_1} \left[ a^2 + \frac{r_1}{R_{\min}} \right] \quad (3.96)$$

#### 4 CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DE CONSTRUCCIÓN DE LOS COMPONENTES MAGNÉTICOS

*En este cuarto capítulo se describe el diseño de los inductores de alisamiento de corriente y el transformador de aislamiento que integran el convertidor CD-CD descrito en los capítulos 2 y 3. Para ello, se presentarán en primer lugar las ecuaciones básicas de los elementos magnéticos. Posteriormente se hará una breve descripción de algunos de los conceptos más importantes en el diseño de componentes magnéticos y finalmente se aplicarán las ecuaciones básicas mencionadas para encontrar expresiones que permiten calcular los parámetros de construcción de dichos componentes:*

Para la obtención de las fórmulas de diseño de los elementos magnéticos se partirá de la ley de Faraday (ec.4.1):

$$-E = N \frac{d\phi}{dt} \quad (4.1)$$

de las siguientes ecuaciones básicas de los circuitos magnéticos:

$$B = \mu H \quad (4.2)$$

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (4.3)$$

$$H = \frac{N I}{l_m} \quad (4.4)$$

$$\phi = B A_c \times 10^{-4} \quad (4.5)$$

y de las siguientes definiciones relacionadas con bobinas:

$$\lambda = N \phi \quad (4.6)$$

$$L = \frac{\lambda}{I} \quad (4.7)$$

donde:

- E = tensión inducida [V]
- $\phi$  = flujo magnético [Wb]
- B = densidad de flujo magnético [Wb/m<sup>2</sup>]
- H = fuerza magnetomotriz por unidad de longitud (NI/lm) [A/m]
- $\mu$  = permeabilidad magnética [N<sup>-1</sup> m<sup>-2</sup> C<sup>-2</sup>]
- $\mu_0$  = permeabilidad en el vacío (1.2566 10<sup>-6</sup> [N<sup>-1</sup> m<sup>-2</sup> C<sup>2</sup>])
- $\mu_r$  = permeabilidad relativa
- N = número de vueltas de una bobina
- l<sub>m</sub> = longitud del recorrido magnético [m]
- $\lambda$  = número de eslabonamientos de flujo [Wb]
- L = inductancia [H]
- A<sub>c</sub> = sección transversal del material magnético [cm<sup>2</sup>]

También se utilizarán ecuaciones experimentales que relacionan las características de construcción de los elementos magnéticos (tamaño, calibre de alambres, forma, peso, etc.) con sus características eléctricas y magnéticas (potencia, pérdidas, etc.). La mayoría de las relaciones experimentales que se utilizarán fueron desarrolladas por Wm. T. McLyman en 1978 (Ref.7) y permiten un diseño prácticamente directo disminuyendo el proceso de prueba y error. A continuación se enlistan las relaciones que se utilizarán:

$$A_p = W_a A_c \quad (4.8)$$

$$J = K_j A_p^x \quad (4.9)$$

$$NI = J K_u W_a \quad (4.10)$$

$$A_w = \frac{I}{J} \quad (4.11)$$

$$W_{anec} = \frac{N A_w}{K_u} \quad (4.12)$$

donde:

$A_p$  = producto de áreas [ $\text{cm}^4$ ]

$W_a$  = área de la ventana del núcleo [ $\text{cm}^2$ ]

$W_{anec}$  = área de la ventana necesaria para que contener un embobinado de  $N$  vueltas de un alambre con área transversal desnuda  $A_w$  [ $\text{cm}^2$ ]

$K_j$  = factor de corrección dependiente de la temperatura para el cálculo de la densidad de corriente en un núcleo. Se consulta de tablas y depende de la configuración del núcleo

$x$  = constante empírica dependiente de la configuración del núcleo y que se consulta en tablas

$K_u$  = factor de eficiencia de llenado de  $W_a$  por el embobinado. Su valor se puede calcular o consultar tablas de valores típicos en función de la configuración

$A_w$  = área transversal desnuda del alambre del embobinado [ $\text{cm}^2$ ]

$J$  = densidad de corriente [ $\text{A}/\text{cm}^2$ ]

Algunos conceptos prácticos para el diseño de los elementos magnéticos se explican a continuación:

**CONFIGURACIÓN DE UN NÚCLEO.**- Tecnología de fabricación del núcleo magnético de un transformador o inductor. Por ejemplo: *Pot core*, *Powder core*, *Lamination*, *C-core*, *Single-coil*, *Tape-wound core*, etc.

ÁREA DE VENTANA DE UN NÚCLEO MAGNÉTICO ( $W_a$ ).- Se define como el área del claro en el núcleo que es atravesado por los embobinados. Es medida en centímetros cuadrados. Como ejemplo en la Fig.4.1 se ilustra el área de ventana de un núcleo toroidal:

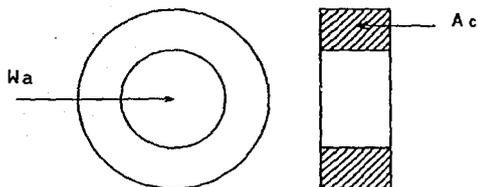


Fig.4.1 Área de ventana y transversal de un núcleo magnético

ÁREA TRANSVERSAL DEL NÚCLEO MAGNÉTICO ( $A_c$ ).- Es el área que se obtiene al hacer un corte transversal en el núcleo. Se suele medir en centímetros cuadrados y forma parte generalmente de los datos que provee el fabricante de núcleos. Como ejemplo en la Fig.4.1 se ilustra el área transversal de un núcleo toroidal

PRODUCTO DE ÁREAS ( $A_p$ ).- Es un índice del tamaño del núcleo y se define como el producto de  $W_a$  por  $A_c$ . El dato del producto de áreas se puede encontrar en las tablas proporcionadas por los fabricantes de núcleos magnéticos.

LONGITUD MEDIA POR VUELTA (MLT).- Para facilitar el cálculo de la longitud de los alambres de los embobinados se obtiene un promedio de la longitud del alambre por vuelta llamado MLT (por sus siglas en inglés: *Mean Length Turn*). Dicho promedio estará en función de las constantes geométricas de construcción del núcleo. Este dato es proporcionado por el fabricante de núcleos. La longitud media por vuelta se suele expresar en centímetros.

FACTOR DE UTILIZACIÓN DE VENTANA ( $K_u$ ).- Indica la eficiencia de llenado del área de la ventana por los embobinados, su valor depende del tipo de alambre, de la técnica de alambrado, etc. y varía normalmente entre 0.4 y 0.6. Valores típicos para  $K_u$  en función de la configuración del núcleo se proveen en la tabla 2.

ÁREA NECESARIA DE VENTANA ( $W_{anec}$ ).- se define como el área de la ventana necesaria para contener un embobinado con  $N$  número de vueltas, área transversal del alambre  $A_w$  y considerando una eficiencia de embobinado  $K_u$ .

ÁREA TRANSVERSAL DESNUDA DEL ALAMBRE ( $A_w$ ).- Área transversal del alambre del embobinado sin considerar el aislante. Se mide en centímetros cuadrados. Este dato se encuentra en tablas de alambres comerciales (Tabla 3).

RESISTENCIA POR UNIDAD DE LONGITUD ( $r/l$ ).- Resistencia óhmica del alambre del embobinado, medida en microhms por centímetro. Este dato se encuentra en tablas de alambres comerciales (Tabla 3).

#### CÁLCULO DE LOS INDUCTORES DE ALISAMIENTO

#### CÁLCULO DEL PRODUCTO DE AREAS, $A_p$

El cálculo de  $A_p$  está en función de la energía que manejará el inductor (tomando en cuenta su capacidad magnética y eléctrica) y de una serie de constantes empíricas que pueden ser consultadas en tablas o que pueden ser supuestas para determinadas condiciones. Para el cálculo de  $A_p$  se parte de las ecs. 4.6 y 4.7 con las que se obtiene:

$$LI = N\phi \quad (4.13)$$

Sustituyendo la ec.4.5 en la 4.13:

$$LI = N B A c \times 10^{-4} \quad (4.14)$$

Multiplicando ambos miembros de la ec.4.14 por I y despejando a NI:

$$NI = \frac{L I^2}{B A c} \times 10^4 \quad (4.15)$$

Sustituyendo la ec.4.10 en la 4.15:

$$J K_u W a = \frac{L I^2}{B A c} \times 10^4 \quad (4.16)$$

o bien:

$$W a A c = \frac{L I^2}{J K_u B} \times 10^4 \quad (4.17)$$

Sustituyendo la ec.4.8 en la 4.17:

$$A_p = \frac{L I^2}{J K_u B} \times 10^4 \quad (4.18)$$

Ahora, sustituyendo la ec.4.9 en la 4.18 y resolviendo para  $A_p$  se tiene que:

$$A_p = \left( \frac{L I^2 \times 10^4}{K_J K_u B} \right)^{\frac{1}{1+x}} \quad (4.19)$$

y para el cálculo práctico del tamaño del núcleo del inductor:

$$A_{pmin} = \left( \frac{L I_{plco}^2 \times 10^4}{K_J K_u B_{max}} \right)^{\frac{1}{1+x}} \quad (4.20)$$

donde  $B_{max}$  es el valor máximo de la densidad de saturación del material ferromagnético seleccionado (para seleccionar adecuadamente el material

magnético para el núcleo se consulta la tabla 1),  $I_{pico}$  es la corriente máxima de CD que atraviesa al inductor (para su cálculo se sugiere introducir un factor de seguridad para protección ante cortocircuito; un valor recomendable para dicho factor es de 10%. Ref.13),  $x$ ,  $K_j$  se consultan de la tabla de configuraciones de núcleos (tabla 2) y  $K_u$  se consulta de la misma tabla 2, o si no se tienen datos suficientes se recomienda utilizar un valor conservador de 0.4 (Ref.7). Con el valor de  $A_{pmin}$  se selecciona un núcleo adecuado consultando las tablas de los proveedores de núcleos ferromagnéticos.

#### NOTA

Para la elección del material del núcleo se suelen seguir estas reglas generales: si el factor más importante a considerar es el tamaño del núcleo debe buscarse el material con la densidad de flujo de saturación mayor. Si las pérdidas magnéticas son el factor más importante a considerar debe buscarse el material con la fuerza de coerción de DC (H) menor (Ref. 7 y 12).

#### CÁLCULO DEL NÚMERO DE VUELTAS DEL EMOBINADO

A partir de la ec.4.14 se puede despejar a N:

$$N = \frac{L}{B} \frac{I}{Ac} \times 10^4 \quad (4.21)$$

y para el cálculo práctico:

$$N = \frac{L}{B_{max}} \frac{I_{pico}}{Ac} \times 10^4 \quad (4.22)$$

donde  $Ac$  es el área transversal del núcleo seleccionado.

## CÁLCULO DE ENTREHIERROS

Multiplicando ambos lados de la ec.4.14 por N y despejando a NI:

$$NI = \frac{N^2 B A c \times 10^{-4}}{L} \quad (4.23)$$

Despejando NI de la ec.4.4 y sustituyendo el resultado en la ec.4.23:

$$H l_m = \frac{N^2 B A c \times 10^{-4}}{L} \quad (4.24)$$

Despejando a L:

$$L = \frac{N^2 B A c \times 10^{-4}}{l_m H} \quad (4.25)$$

De la ec.4.2 se observa que:

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (4.26)$$

Sustituyendo la ecuación anterior en la 4.25 se llega a:

$$L = \frac{N^2 \mu A c \times 10^{-4}}{l_m} \quad (4.27)$$

Si se considera la existencia del entrehierro la inductancia total (L) se obtendrá sumando la inductancia del material magnético y la del entrehierro. Ya que estas inductancias están en paralelo se obtendrá una nueva expresión para L con la ecuación siguiente:

$$\frac{1}{L} = \frac{l_m}{N^2 \mu A c \times 10^{-4}} + \frac{l_g}{N^2 \mu_0 A c \times 10^{-4}} \quad (4.28)$$

donde  $l_g$  es la longitud del entrehierro y se mide en metros.

Utilizando la ec.4.3 se puede expresar a la ec.4.28 como:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 A_c \times 10^{-4}}{l_g + l_m/\mu_r} \quad (4.29)$$

Dado que  $\mu_r$  es muy grande para elementos ferromagnéticos podemos despreñar  $l_m/\mu_r$ . Así, el cálculo de  $l_g$  queda:

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 A_c \times 10^{-4}}{L} \quad (4.30)$$

Y para el caso de varios entrehierros:

$$\Sigma l_g = \frac{N^2 \mu_0 A_c \times 10^{-4}}{L} \quad (4.31)$$

donde  $A_c$  es el área transversal del núcleo seleccionado y  $N$  es el número de vueltas calculado para el embobinado.

En general la longitud del entrehierro se da en mils (milésimas de pulgada) la conversión es como sigue:

$$(l_g \text{ en metros}) \times 3.937 \times 10^4 = l_g \text{ en mils} \quad (4.32)$$

#### CÁLCULO DEL CALIBRE DEL ALAMBRE DEL EMBOBINADO

Primero se calcula el área transversal del alambre requerida, para ello se emplean las ecs.4.11 y 4.9 con las que se obtiene:

$$A_W = \frac{I}{K_J A_p^x} \quad (4.33)$$

y para el cálculo práctico:

$$AW = \frac{I_{pico}}{K_j A_{pse1}^x} \quad (4.44)$$

donde  $A_{pse1}$  es el producto de áreas del núcleo seleccionado.

Con el dato del área mínima para el alambres se consulta en tablas (tabla 3) para encontrar el calibre AWG del alambre comercial que cumple con los requerimientos. La regla de selección dice que si el tamaño calculado del alambre no está cerca del de los listados en las tablas de calibres comerciales se seleccione entonces el tamaño más pequeño que siga (Ref.7).

#### CÁLCULO DEL ÁREA NECESARIA DE LA VENTANA, $W_{anec}$

Para su cálculo se utiliza directamente la ec.4.12 con el valor ya calculado del número de vueltas, el valor del área transversal del alambre para el calibre escogido y se establece un factor  $K_u$  apropiado (un valor de  $K_u$  igual a 0.4 es recomendado para un análisis conservador si no se tienen más datos para calcularlo. Ref.7).

#### CÁLCULO DE LAS PÉRDIDAS MAGNÉTICAS, $P_{fe}$

Una forma aproximada y conservadora para calcular la densidad de flujo de operación en CA del inductor es la siguiente:

$$B_{CA} = B_{max} \frac{\Delta I}{I_{max}} \quad (4.35)$$

Donde  $\Delta I$  es el valor del rizo de corriente al que va a estar sometido el inductor e  $I_{max}$  es el valor máximo de CD que circula por el inductor. Para un análisis conservador se toma  $I_{max}$  y no  $I_{pico}$ .

## PÉRDIDAS MAGNÉTICAS, P<sub>fe</sub>

Las pérdidas magnéticas por peso (P<sub>fe</sub>/W) se calculan de acuerdo con la siguiente relación (Ref.13):

$$P_{fe}/W = \alpha f_c^\beta B_{CA}^\gamma \quad (4.36)$$

donde:

$f_c$  = frecuencia de la señal de CA a la que está sometido el inductor.  
 $\alpha, \beta$  y  $\gamma$  = constantes que dependen del material ferromagnético del núcleo se consultan de tablas (tabla 4).

De las tablas del proveedor se busca el peso del núcleo seleccionado (W<sub>tfe</sub>) que en general está dado en gramos, con este dato se calculan las pérdidas magnéticas:

$$P_{fe} = (P_{fe}/W) W_{tfe} \quad (4.37)$$

## CÁLCULO DE LAS PÉRDIDAS ELÉCTRICAS, P<sub>cu</sub>

Primero se calcula la resistencia en el devanado, para ello se obtiene de las tablas del fabricante del núcleo, el dato de la longitud promedio por vuelta (MLT, *Mean Length Turn*), en general dada en centímetros, y se consulta de la tabla de alambres comerciales (tabla 3) el dato de la resistencia por unidad de longitud (r/l) que en general está dado en [ $\mu\Omega/cm$ ]. Utilizando los datos anteriores se tiene una expresión para la resistencia del embobinado (R<sub>b</sub>) dada por:

$$R_b = MLT (r/l) 10^{-6} \quad (4.38)$$

Finalmente las pérdidas eléctricas están determinadas por:

$$P_{cu} = I^2 R_b \quad (4.39)$$

y para el cálculo práctico:

$$P_{cu} = I_{pico}^2 R_b \quad (4.40)$$

#### NOTA

El entrehierro en el inductor produce un flujo de expansión (*Fringing Flux*) el cual disminuye la reluctancia total del circuito magnético y por tanto incrementa la inductancia en un factor que depende de la longitud del entrehierro y de las características geométricas del núcleo (Ref.7). En el método de diseño propuesto para el inductor de alisamiento no se preve el cálculo de dicho factor, que afecta al cálculo del número de vueltas, ya que no se cuenta con los datos geométricos necesarios para el tipo de núcleos con los que se trabaja. Así que, en la construcción del inductor puede ser necesario un ajuste experimental del número de vueltas.

#### CÁLCULO DEL TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO

Se utilizarán las siguientes relaciones para un transformador ideal:

$$a = \frac{N_p}{N_s} \quad (4.41)$$

$$a = \frac{V_p}{V_s} \quad (4.42)$$

$$a = \frac{I_s}{I_p} \quad (4.43)$$

donde:

- $N_p$  = número de vueltas del embobinado primario
- $N_s$  = número de vueltas del embobinado secundario
- $a$  = relación de transformación del transformador
- $V_p$  = tensión en el primario
- $V_s$  = tensión en el secundario
- $I_p$  = corriente en el primario
- $I_s$  = corriente en el secundario

#### CÁLCULO DEL PRODUCTO DE ÁREAS, $A_p$

Para el cálculo del tamaño del núcleo se sigue la misma filosofía que en el caso del inductor de alisamiento y se busca expresar el producto de áreas ( $A_p$ ) en función de la potencia manejada por el transformador (tomando en cuenta capacidades magnéticas y eléctricas) y de una serie de constantes que puedan ser consultadas en tablas.

A partir de la ec.4.1 y si  $\phi$  es una señal periódica podemos expresar el valor rms de la tensión inducida como:

$$E_{rms} = K f N \phi_{max} \quad (44)$$

donde:

- $f$  = frecuencia de operación del transformador [Hz]
- $K$  = constante de valor 4 para señales cuadradas y 4.4 para señales senoidales (Ref.7, 9 y 13)

Así las tensiones en valor RMS en el primario y secundario ( $V_p$  y  $V_s$ ) pueden expresarse de la manera siguiente:

$$V_p = K f N_p \phi_{max} \quad (4.45)$$

$$V_s = K f N_s \phi_{max} \quad (4.46)$$

Donde si se utiliza la ec.4.5 se tiene que:

$$\phi_{\max} = B_{\max} A_c \times 10^{-4} \quad (4.47)$$

Si la potencia total manejada por el transformador (Pt) está dada por:

$$P_T = V_p I_p + V_s I_s \quad (4.48)$$

utilizando las ecuaciones 4.45 a 4.47 podemos expresar la potencia total como:

$$P_T = K f B_{\max} A_c (N_p I_p + N_s I_s) \times 10^{-4} \quad (4.49)$$

Si definimos un número de amper-vueltas totales (Nt It) como

$$N_T I_T = N_p I_p + N_s I_s \quad (4.50)$$

y, por otra parte, haciendo uso de ec.4.10 se llega a:

$$N_T I_T = K_u W_a J \quad (4.51)$$

Sustituyendo las ecs.4.50 y 4.51 en la 4.49 se puede expresar la potencia total como:

$$P_T = K f B_{\max} A_c K_u W_a J \times 10^{-4} \quad (4.52)$$

Sustituyendo la ec.4.8 en la 4.52 y despejando a Ap:

$$A_p = \frac{P_T \times 10^4}{K f B_{\max} K_u J} \quad (4.53)$$

Sustituyendo la ec.4.9 en la 4.53:

$$A_p = \frac{P_T}{K f B_{\max} K_u K_j A_p^x} \quad (4.54)$$

Despejando a  $A_p$ :

$$A_{pmin} = \left( \frac{P_T \times 10^4}{K f B_{max} K_u K_J} \right)^{\frac{1}{1+x}} \quad (4.55)$$

Donde como la señal que va a manejar el transformador en el convertidor CD-CD va ser cuadrada entonces  $K=4$ .

Para un cálculo conservador de la potencia total se tomará en cuenta el efecto de las pérdidas del transformador real y por tanto se considerará una eficiencia propuesta para el transformador ( $\eta_t$ ). Así, el cálculo de la potencia total se realiza con la ecuación siguiente:

$$P_t = V_s I_s + \frac{V_s I_s}{\eta_t} \quad (4.56)$$

Un valor razonable para la eficiencia propuesta es de 95% (Ref.7).

#### CÁLCULO DEL NÚMERO DE VUELTAS DE LOS EMOBINADOS

Combinando las ecs.4.46 y 4.47 y despejando a  $N_s$ :

$$N_s = \frac{V_s \times 10^4}{K f B_{max} A_c} \quad (4.57)$$

y a partir de la relación de transformación se calcula el número de vueltas en el primario:

$$N_p = a N_s \quad (4.58)$$

#### CÁLCULO DEL CALIBRE DE LOS CONDUCTORES:

Haciendo uso de la ecuación 4.11 se encuentra el valor requerido del área desnuda del alambre del emboinado secundario ( $A_{ws}$ ):

$$A_{WS} = \frac{I_S}{J} \quad (4.59)$$

Donde J se encuentra con la ecuación 4.9.

Con ayuda de la relación de transformación encontramos la corriente en el primario:

$$I_P = \frac{I_S}{a} \quad (4.60)$$

entonces el área desnuda requerida para el alambre del embobinado primario es:

$$A_{WP} = \frac{I_P}{J} \quad (4.61)$$

#### CÁLCULO DEL ÁREA NECESARIA DE LA VENTANA, $W_{anec}$

De manera análoga al cálculo del área necesaria de la ventana para el inductor de alisamiento, el valor de  $W_{anec}$  se encuentra así:

$$W_{anec} = \frac{N_P A_{WP} + N_S A_{WS}}{K_U} \quad (4.62)$$

Las mismas recomendaciones para el valor de  $K_U$  hechas para el caso del diseño del inductor son válidas para este caso también.

#### CÁLCULO DE LAS PÉRDIDAS MAGNÉTICAS, $P_{fe}$

Las pérdidas magnéticas por peso ( $P_{fe}/W$ ) se calculan de acuerdo con la siguiente relación:

$$P_{fe}/W = \alpha f^\beta B_{max}^\gamma \quad (4.63)$$

donde:

$\alpha, \beta$  y  $\gamma$  = constantes que dependen del material ferromagnético del núcleo, se consultan de tablas (tabla 4).

De las tablas del proveedor se busca el peso del núcleo seleccionado ( $W_{tfe}$ ) que en general está dado en gramos, con este dato se calculan las pérdidas magnéticas:

$$P_{fe} = (P_{fe}/W) W_{tfe} \quad (4.64)$$

#### CÁLCULO DE LAS PÉRDIDAS ELÉCTRICAS, $P_{cu}$

De la misma manera que en el caso del cálculo del inductor de alisamiento se calculan las resistencias del primario y del secundario ( $R_p$  y  $R_s$  respectivamente):

$$R_{bp} = MLT (r_p/l) 10^{-6} \quad (4.66)$$

$$R_{bs} = MLT (r_s/l) 10^{-6} \quad (4.67)$$

Por lo que las pérdidas eléctricas se determinan como:

$$P_{cu} = I_{prms}^2 R_{bp} + I_{srms}^2 R_{bs} \quad (4.68)$$

#### NOTA

En la aplicación de convertidores CD-CD, los transformadores diseñados suelen utilizar toroides con material de bajas pérdidas magnéticas, estos materiales poseen una característica del ciclo de histéresis de forma bastante cuadrada (*squareness*) [la razón de forma rectangular (*squareness ratio*) de un material magnético está definida como el cociente de  $B_r$  a  $B_{max}$  donde  $B_r$  es la densidad de flujo residual en la curva de histéresis] que implica que el material tiende a saturarse más fácilmente. Por ello se recomienda introducir un entrehierro pequeño en

el núcleo. Un pequeño aumento del entrehierro tiene un efecto notable en la fuerza desmagnetizadora y uno pequeño en el incremento en las pérdidas magnéticas. Este pequeño aumento del entrehierro disminuye el magnetismo residual al modificar la forma del ciclo de histéresis del transformador haciéndola menos rectangular. Eliminando el problema de que el núcleo tienda a permanecer saturado. Así se reducen los picos transitorios de voltaje y corriente producidos por la inductancia parásita debida a la saturación en el transformador. El entrehierro recomendado es de 25 a 50  $\mu\text{m}$  o 1 ó 2 mils (Ref.7).

Tabla 1 Características de los materiales de núcleos magnéticos

TRADE NAMES	COMPOSITION	* SATURATED FLUX DENSITY, tesla	DC COERCIVE FORCE, AMP-TURN/cm	SQUARENESS RATIO	** MATERIAL DENSITY, g/cm <sup>3</sup>	CURIE TEMPERATURE, °C	WEIGHT FACTOR
Supermendur	49% Co 49% Fe 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44	0.90-1.0	8.15	930	1.066
Magnesil Silectron Microsil Supersil	3% Si 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	0.85-0.75	7.63	750	1.00
Deltamax Orthonol 49 Sq Mu	50% Ni 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	0.94-1.0	8.24	500	1.079
Allegheny 4750 48 Alloy Carpenter 49	48% Ni 52% Fe	1.15-1.4	0.062-0.187	0.80-0.92	8.19	480	1.073
4-79 Permalloy 5p Permalloy 80 Sq Mu 79	79% Ni 17% Fe	0.66-0.82	0.025-0.82	0.80-1.0	8.73	460	1.144
Supermalloy	78% Ni 17% Fe 5% Mo	0.65-0.82	0.0037-0.01	0.40-0.70	8.76	400	1.148
Ferrites F N27 3C8	Mn Zn	0.45-0.50	0.25	0.30-0.5	4.8	250	0.629

\*tesla = 10<sup>3</sup> Gauss  
 \*\*g/cm<sup>3</sup> = 0.016 lb/in<sup>3</sup>

Core	Losses	$K_j$ (25°C)	$K_j$ (50°C)	(x)	$K_s$	$K_w$	$K_v$
Pot core	$P_{cu} = P_{fe}$	433	632	-0.17	33.8	48.0	14.5
Powder core	$P_{cu} \gg P_{fe}$	403	590	-0.12	32.5	58.8	13.1
Lamination	$P_{cu} = P_{fe}$	366	534	-0.12	41.3	68.2	19.7
C-core	$P_{cu} = P_{fe}$	323	468	-0.14	39.2	66.6	17.9
Single-coil	$P_{cu} \gg P_{fe}$	395	569	-0.14	44.5	76.6	25.6
Tape-wound core	$P_{cu} = P_{fe}$	250	365	-0.13	50.9	82.3	25.0
$J = K_j A_p^{(x)}$ $W_t = K_w A_p^{0.75}$				$A_t = K_s A_p^{0.50}$ $Vol = K_v A_p^{0.75}$			

Tabla 2 Constantes de las configuraciones de núcleos

Avg Wire Size	Bare Area		Resistance		Heavy Synthetics								
	cm <sup>2</sup> 10 <sup>-3</sup> (footnote b)	CIR-MIL <sup>a</sup>	10 <sup>-6</sup> Ω cm at 20°C		Area		Diameter		Turns-Per		Turns-Per		Weight cm/cm
			cm <sup>2</sup> 10 <sup>-3</sup>	CIR-MIL <sup>a</sup>	cm	Inch <sup>a</sup>	cm	Inch <sup>a</sup>	cm <sup>2</sup>	Inch <sup>2</sup>			
10	52.61	10384	32.70	55.9	11046	0.267	0.1051	3.87	0.5	10.73	69.20	0.468	
11	41.48	8226	41.37	44.5	8798	0.238	0.0938	4.16	10.7	13.48	89.95	0.1750	
12	33.08	6529	52.09	35.64	7022	0.213	0.0838	4.85	11.4	16.81	108.4	0.2477	
13	26.26	5184	65.64	28.36	5610	0.190	0.0749	5.47	13.4	21.15	136.4	0.2367	
14	20.82	4109	82.80	22.95	4556	0.171	0.0675	6.04	14.8	26.14	168.4	0.1879	
15	16.51	3260	104.3	18.37	3624	0.153	0.0602	6.77	16.6	32.66	210.6	0.1492	
16	13.07	2581	131.8	14.73	2905	0.137	0.0539	7.32	18.6	40.73	262.7	0.1184	
17	10.39	2052	165.8	11.68	2323	0.122	0.0482	8.18	20.8	51.36	331.2	0.0943	
18	8.228	1624	209.5	9.326	1857	0.109	0.0431	9.13	23.2	64.33	414.9	0.07472	
19	6.531	1289	263.9	7.539	1490	0.0980	0.0386	10.19	25.9	79.85	515.0	0.05940	
20	5.188	1024	332.3	6.065	1197	0.0879	0.0346	11.37	28.9	96.93	638.1	0.04726	
21	4.116	812.3	418.9	4.837	954.8	0.0785	0.0309	12.75	32.4	124.0	799.8	0.03757	
22	3.243	640.1	531.4	3.857	761.7	0.0701	0.0276	14.25	36.2	155.5	1003	0.02965	
23	2.588	510.8	666.0	3.135	620.0	0.0632	0.0249	15.82	40.2	191.3	1234	0.02372	
24	2.047	404.0	842.1	2.514	497.3	0.0566	0.0223	17.63	44.8	238.6	1539	0.01884	
25	1.623	320.4	1062.0	2.002	396.0	0.0505	0.0199	19.80	50.3	299.7	1933	0.01498	
26	1.280	252.8	1345.0	1.603	316.8	0.0452	0.0178	22.12	56.2	374.2	2414	0.01185	
27	1.021	201.6	1687.6	1.333	259.2	0.0409	0.0161	24.44	62.1	456.9	2947	0.00945	
28	0.8046	158.8	2142.7	1.0515	207.3	0.0366	0.0144	27.32	69.4	570.6	3680	0.00747	
29	0.6470	127.7	2666.3	0.8548	169.0	0.0330	0.0130	30.27	76.9	701.9	4527	0.00602	
30	0.5067	100.0	3402.2	0.6785	134.5	0.0294	0.0116	33.93	86.2	884.3	5703	0.00472	
31	0.4013	79.21	4294.6	0.5596	110.2	0.0267	0.0105	37.48	95.2	1072	6914	0.00372	
32	0.3242	64.00	5314.9	0.4557	90.25	0.0241	0.0095	41.45	105.3	1316	8488	0.00305	
33	0.2554	50.41	6748.6	0.3662	72.25	0.0216	0.0085	46.33	117.7	1638	10565	0.00241	
34	0.2011	39.49	8572.8	0.2863	56.25	0.0191	0.0075	52.48	133.3	2095	13512	0.00189	
35	0.1589	31.36	10849	0.2268	44.89	0.0170	0.0067	58.77	149.3	2645	17060	0.00150	
36	0.1266	25.00	13608	0.1813	36.00	0.0152	0.0060	65.62	166.7	3309	21343	0.00119	
37	0.1026	20.25	16801	0.1538	30.25	0.0140	0.0055	71.57	181.8	3901	25161	0.000977	
38	0.08107	16.00	21266	0.1207	24.01	0.0124	0.0049	80.35	204.1	4971	32062	0.000773	
39	0.06207	12.25	27775	0.0932	18.49	0.0109	0.0043	91.57	232.6	6437	41518	0.000593	
40	0.04869	9.41	35400	0.0723	14.44	0.0096	0.0038	103.6	263.2	8298	53522	0.000464	
41	0.03972	7.84	43405	0.0584	11.56	0.00863	0.0034	115.7	294.1	10273	66260	0.000379	
42	0.03166	6.25	54629	0.04558	9.00	0.00762	0.0030	131.2	333.3	13163	84901	0.000299	
43	0.02452	4.84	70308	0.03663	7.29	0.00685	0.0027	145.8	370.4	16291 <sup>b</sup>	105076	0.000233	
44	0.0202	4.00	85072	0.03165	6.25	0.00635	0.0025	157.4	400.0	18957	122272	0.000193	

<sup>a</sup>This data from REA Magnetic Wire Datasheet (Ref. 1).

<sup>b</sup>This notation means the entry in the column must be multiplied by 10<sup>-3</sup>.

Tabla 3 Características de los alambres para embobinado

Armco silicon steel 14 mil $P_{fe/W} = 0.557 \times 10^{-3} f^{1.68} B^{1.86}$
Magnetics, Inc., Supermendur 4 mil $P_{fe/W} = 5.64 \times 10^{-3} f^{1.27} B^{1.36}$
Arnold Engineering Permalloy 2 mil cut C cores $P_{fe/W} = 0.351 \times 10^{-3} f^{1.41} B^{2.13}$
Magnetics, Inc., alloy 48, 4 mil $P_{fe/W} = 0.281 \times 10^{-3} f^{1.57} B^{1.95}$
Siemens Siferrit N 27 $P_{fe/W} = 0.262 \times 10^{-3} f^{1.39} B^{2.19}$
Ferroxcube, 3C8 material $P_{fe/W} = 1.01 \times 10^{-3} f^{1.35} B^{2.12}$
Magnetics, Inc., Supermendur 2 mil $P_{fe/W} = 23.6 \times 10^{-3} f^{1.05} B^{1.3}$
Magnetics, Inc., Magnesil 2 mil $P_{fe/W} = 25.9 \times 10^{-3} f^{1.04} B^{1.63}$
Magnetics, Inc., Orthonol 2 mil $P_{fe/W} = 0.559 \times 10^{-3} f^{1.41} B^{1.27}$
Arnold Sillectron 2 mil $P_{fe/W} = 5.97 \times 10^{-3} f^{1.26} B^{1.73}$

f en Hertz, B en Teslas y  $P_{fe/W}$  en Watts por gramo

Tabla 4 Pérdidas magnéticas por peso

## 5 REGULACIÓN DE LA FUENTE

*Se presentan en el capítulo 5 los requisitos de control que se exigen a la fuente basada en el convertidor analizado en los capítulos 2 y 3. Se describen los componentes de la fuente en lazo cerrado. Finalmente, se detalla el proceso de diseño para un control de tipo proporcional con red de adelanto:*

Se desea mantener en un rango limitado las variaciones en estado estacionario del voltaje de salida de la fuente ante las variaciones en el voltaje de línea en estado estacionario (regulación de la línea). Al rango de variación del voltaje de salida de la fuente se la llama regulación de la fuente.

Como una primera aproximación para el control de la fuente se propuso un control de tipo proporcional de acuerdo con el diagrama de bloques de una fuente conmutada que se muestra en la Fig.5.1:

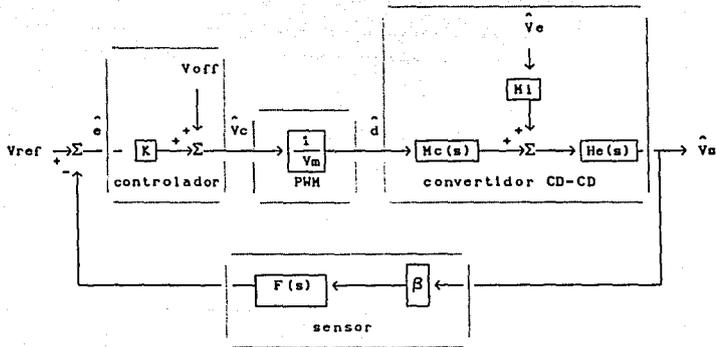


Fig.5.1 Diagrama de bloques de la fuente

donde:

$V_{ref}$	voltaje de referencia
$\hat{e}$	error
$\hat{V}_c$	voltaje de control
$\hat{d}$	ciclo de trabajo
$\hat{V}_e$	voltaje de entrada al convertidor
$\hat{V}_s$	voltaje de salida del convertidor
$M_i$	módulo de entrada del convertidor
$M_c(s)$	módulo de control del convertidor
$H_e(s)$	filtro pasabajos del convertidor
$\beta$	divisor de tensión
$F(s)$	filtro pasabajos del sensor
$K$	ganancia del controlador
$V_{off}$	voltaje de corrimiento
$V_m$	voltaje máximo de la rampa del PWM

A continuación se explican los módulos principales del diagrama de bloques de la Fig.5.1:

### Referencia

Vref es el voltaje de referencia del lazo de control, dicho valor debe establecerse en el rango de voltajes de operación de la electrónica utilizada y se recomienda realizarlo con algún dispositivo sencillo tal como un diodo zener.

### Convertidor CD-CD

Está formado por las funciones de transferencia de señal pequeña encontradas en el análisis dinámico de la fuente: Mi, Mc(s) y He(s).

### Modulador de ancho de pulso (PWM)

El modulador de ancho de pulso (PWM) tiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{d}{V_c} = \frac{1}{V_m} \quad (5.1)$$

Donde Vm es el voltaje máximo de la función diente de sierra del modulador, dato que en general es proporcionado por el fabricante y Vc es el voltaje de comando o modulador.

### Sensor

El sensor de voltaje propuesto está formado por un divisor de tensión compuesto por resistores y por un filtro activo pasobajas de segundo orden para eliminar el ruido de la conmutación del convertidor. El valor del divisor de tensión se representa por  $\beta$  y la función de transferencia del filtro por F(s).

### Cálculo de $\beta$

El valor del divisor de tensión,  $\beta$ , se calcula de la siguiente manera:

$$\beta = \frac{V_{ref}}{V_s} \quad (5.2)$$

### Controlador

Consiste de un control proporcional (con ganancia K) con la suma de un voltaje de corrimiento (Voff).

### Cálculo de Voff

Dada la característica no lineal de Mi se hace necesario añadir un valor de corrimiento en la señal de control, Voff, tal que cuando el voltaje de entrada tenga su valor nominal y el valor del voltaje de salida sea el valor deseado o nominal, se genere en el modulador de ancho de pulso el valor del ciclo de trabajo nominal correspondiente. El valor de Voff se calcula entonces como sigue:

$$Voff = D_{nom} V_m \quad (5.3)$$

El valor de Dnom es el del punto de operación del ciclo de trabajo (Dop) que tiene que ser seleccionado por el diseñador como se mencionó en el capítulo 2.

Debido a las incertidumbres involucradas en los cálculos se deberá en la práctica ajustar experimentalmente el valor del voltaje de corrimiento.

### DIAGRAMA DE BLOQUES SIMPLIFICADO

Como la frecuencia de corte del filtro del sensor  $F(s)$  debe estar suficientemente alejada de las frecuencias de operación de la fuente, se propone para el diseño del control de la fuente despreciar su efecto dinámico, como se muestra en la figura siguiente (Fig.5.2):

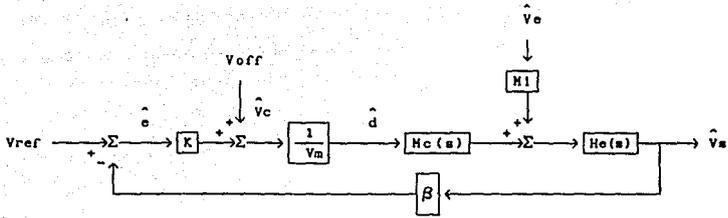


Fig.5.2 Diagrama de bloques simplificado

### CÁLCULO DE LA GANANCIA K

Para lograr la atenuación ante perturbaciones antes mencionada es necesario obtener una ganancia de lazo grande. Para calcular el valor de K necesario se parte de la ecuación de lazo cerrado de  $V_e$  a  $V_s$ :

$$\frac{\hat{V}_s(s)}{\hat{V}_e(s)} = \frac{M1 \text{ He}(s)}{1 + \frac{K \beta}{V_m} \text{ Mc}(s) \text{ He}(s)} \quad (5.4)$$

En estado estacionario se puede reescribir la ecuación anterior como:

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} = \frac{V_s/V_e}{1 + \frac{K \beta}{V_m} \frac{V_s}{D}} \quad (5.5)$$

que a su vez puede reescribirse como:

$$\frac{\Delta V_s/V_s}{\Delta V_e/V_e} = \frac{1}{1 + \frac{K \beta}{V_m} \frac{V_s}{D}} \quad (5.6)$$

donde:

$\Delta V_s/V_s$  variación del voltaje de salida.

$\Delta V_e/V_e$  variación del voltaje de entrada.

Y si la ganancia del control es grande:

$$\frac{K \beta}{V_m} \frac{V_s}{D} \gg 1 \quad (5.7)$$

entonces:

$$\frac{\Delta V_s / V_s}{\Delta V_e / V_e} \cong \frac{V_m D}{K \beta V_s} \quad (5.8)$$

$$K \cong \frac{V_m D}{\beta V_s} \frac{\Delta V_e / V_e}{\Delta V_s / V_s} \quad (5.9)$$

En el peor caso:

$$K_{min} \cong \frac{V_m D_H}{\beta V_s} \frac{\Delta V_e / V_e}{\Delta V_s / V_s} \quad (5.10)$$

### RED DE COMPENSACIÓN

Para este tipo de fuentes suele ser común que el margen de fase sea relativamente pequeño; para el caso del presente trabajo se proveerá al programa de la posibilidad de asistencia en el diseño de una red de compensación de adelanto, el diagrama de bloques de la fuente considerando la inclusión de la red de compensación se muestra en la Fig. 5.3:

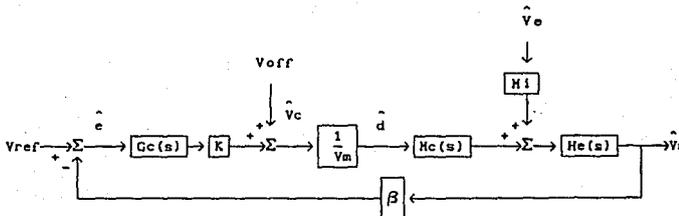


Fig.5.3 Diagrama de bloques de la fuente con red de compensación

donde  $G_c(s)$  es la función de transferencia de la red de compensación a la que se le asigna la siguiente estructura:

$$G_c(s) = \alpha \frac{T_s+1}{\alpha T_s+1} \quad (5.11)$$

donde:

T periodo de la frecuencia de transición de la red de adelanto.

$\alpha$  factor de atenuación,  $\alpha < 1$ .

Se partirá de convenir como una norma aceptable para un sistema lineal incondicionalmente estable un margen de ganancia de al menos 6 dB y un margen de fase de  $45^\circ$  (Ref.13). Así pues se analizará la estabilidad relativa de la planta en lazo abierto que está formada por:

$$H_e(s)M_c(s) \frac{K}{V_m} \quad (5.12)$$

y se definen los siguiente conceptos:

$G\phi_d$  margen de fase deseado

$G\phi$  margen de fase de la planta en lazo abierto

$\phi_m$  ángulo máximo de adelanto de fase provisto por la red de la red de adelanto

- Cálculo de  $\phi_m$ :

El valor de adelanto que debe agregarse al sistema se calcula como:

$$\phi_m = G\phi_d - G\phi + 5^\circ \quad (5.13)$$

El valor de  $5^\circ$  es un valor comúnmente utilizado para compensar el desplazamiento de frecuencia de cruce de ganancia producido por la red de adelanto. Para el caso del presente trabajo se considerará  $G\phi_d = 45^\circ$ .

- Cálculo de T y  $\alpha$ :

El factor de atenuación se encuentra con la expresión siguiente:

$$\alpha = \frac{1 - \text{sen } \phi_m}{1 + \text{sen } \phi_m} \quad (4.14)$$

y T se calcula con la ecuación:

$$T = \frac{1}{\sqrt{\alpha} \omega_m} \quad (4.15)$$

Donde  $\omega_m$  es la frecuencia donde se producirá el defasamiento máximo  $\phi_m$ , y se tomará como la nueva frecuencia de transición de ganancia, así  $\omega_m$  corresponderá a la frecuencia donde la magnitud del sistema no compensado es igual a:

$$- 20 \log \left( \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \right) \text{ dB} \quad (4.16)$$

Finalmente tomando en cuenta la ganancia de la función de transferencia de la red de compensación se debe modificar el valor de la ganancia del controlador para conservar el valor deseado del error en estado estacionario deseado. Dicha modificación es como sigue:

$$K = K_{\text{min}}/\alpha \quad (4.17)$$

#### Algoritmo de diseño

El algoritmo para diseñar la red de adelanto queda resumido de la siguiente manera:

- 1 Encontrar el margen de fase de la planta en lazo abierto no compensada ( $G\phi$ ).
- 2 Si el margen de fase ( $G\phi$ ) es menor al deseado, calcular el ángulo de adelanto de fase que debe ser agregado al sistema ( $\phi_m$ ).

- 3 Calcular  $\alpha$ .
- 4 Encontrar  $\omega_m$ .
- 5 Calcular T.
- 6 Encontrar el margen de fase de la planta en lazo abierto compensada.
- 7 Si el margen de fase de la planta no compensada es menor que el margen de fase deseado, regresar al punto 2 pero aumentando el valor de compensación del desplazamiento de frecuencia de cruce de ganancia producido por la red de adelanto.
- 8 Calcular el nuevo valor de la constante del controlador, tomando en cuenta la magnitud en estado estacionario de la función de transferencia de la red de compensación.

## 6 ALGORITMO DE DISEÑO

*Este capítulo consiste en la descripción de la instrumentación para uso en computadoras personales de la metodología de diseño presentada en los capítulos 2, 3, 4 y 5:*

Con el conjunto de las ecuaciones encontradas en los capítulos 2, 3 y 5 se integraron una serie de programas que instrumentan un algoritmo que facilita el diseño de la fuente.

El algoritmo se desarrolló utilizando el programa de asistencia matemática MATLAB (Refs. 6 y 10), por dos razones principales: en primer lugar, dispone de gran cantidad de comandos, funciones o instrucciones ya desarrollados para graficación y análisis de control; y en segundo a que es de uso muy sencillo (aunque desarrollado en lenguaje C, el lenguaje propio de MATLAB se parece, por su sencillez, al lenguaje BASIC).

A continuación se reseñan algunas de las características más importantes del algoritmo:

- Cuando algún proceso del programa no implica resultados únicos el

programa permite iterar hasta encontrar una solución satisfactoria para el diseñador.

- Se ha procurado en lo posible proveer información al diseñador en los siguientes casos:

- sobre las recomendaciones que son usuales en el diseño de fuentes conmutadas.
- Cuando algún proceso del programa depende del criterio del diseñado. En este caso se proporcionan gráficas, tablas o resultados de cálculos numéricos en pantalla para ayudar al diseñador en su decisión.
- Cuando se juzga necesario dar información al diseñador que le indique en que etapa del proceso se encuentra y la información necesaria para proseguir.

- El programa elimina, en el cálculo de los parámetros de construcción de los elementos magnéticos la necesidad de consultar tablas en manuales ya que busca directamente los datos cuando es posible, o muestra en pantalla los listados de tablas.

- El programa cuenta con almacenes de datos de fabricantes de núcleos magnéticos y la estructura del algoritmo permite fácilmente incorporar nuevos datos.

- Para el diseño de la red de compensación se parte de diagramas de Bode de la fuente en lazo abierto máximos y mínimos, los que se obtienen de la combinación de los valores extremos de las variables sobre las que se hace el análisis de señal pequeña ( $R$ ,  $v_e$  y  $d$ ), y se busca cumplir con los requisitos de estabilidad relativa para la combinación más exigente de dichos diagramas.

- El algoritmo genera durante su ejecución un archivo que almacena todas las gráficas producidas durante el ejercicio de diseño (FUENTE.MET); este archivo, si se requiere, puede ser enviado a

Impresión para su consulta.

El algoritmo de diseño está compuesto por un programa principal, llamado FUENTE.M y por uno auxiliar de nombre PRUEBA.M. Ambos programas se ejecutan, ya dentro del ambiente de MATLAB, tecleando el nombre del programa sin la extensión y luego oprimiendo la tecla de regreso de carro. El funcionamiento del programa principal tiene el siguiente orden general:

- Pregunta al usuario los datos de la alimentación de línea, con estos datos ayuda al diseñador en el cálculo de la etapa de alimentación al convertidor CD-CD.
- Calcula las condiciones de operación de la fuente.
- Pregunta por los requisitos de desempeño de la fuente en estado estacionario (rizos de corriente y voltaje), con estos datos calcula los valores de los elementos pasivos y da recomendaciones sobre modificaciones de los valores de los capacitores de transferencia de energía para cumplir con ciertas características dinámicas, como por ejemplo que la función de transferencia de la fuente en lazo abierto sea de fase mínima.
- Permite encontrar de manera sencilla los parámetros de construcción de los componentes magnéticos.
- Verifica que sea posible cumplir la condición para que las técnicas de análisis aproximado sean válidas.
- Muestra los diagramas de Bode correspondientes al convertidor para el caso de la representación de estado promedio y de las funciones de transferencia simplificadas en condiciones nominales; después encuentra los diagramas de Bode máximos y mínimos que corresponden a los casos extremos de variación de las variables sobre las cuales se hace el análisis de señal pequeña (Ve, R y D) para la representación de estado promedio
- Posteriormente calcula los datos del controlador proporcional, para ello pregunta el requisito de regulación de la fuente demandado y los valores del diente de sierra del PWM y del voltaje de referencia seleccionados. Se efectúa un análisis de estabilidad relativa de la

fuelle en lazo abierto y se encuentra, si es necesario, una red de compensación.

Para llevar a cabo las tareas anteriores el programa FUENTE.M se auxilia de los siguientes programas secundarios:

ALIMEN.M	Permite calcular los valores de los elementos que componen la etapa de rectificación y filtrado de la fuente, así como las condiciones de operación de la misma tanto para el caso de alimentación monofásica como trifásica del voltaje de línea.
PRESENT1.M	Presenta en pantalla los datos de la alimentación al convertidor y las condiciones de operación de la fuente.
PARDIS.M	Pregunta los requisitos de desempeño de la fuente en estado estacionario.
COMPOPAS.M	Calcula los valores de los componentes pasivos
SIMULA.M	Lleva a cabo las simulaciones en el dominio de la frecuencia y presenta los diagramas de Bode pertinentes. (es invocado también por el programa auxiliar PRUEBA.M)
DISCON.M	Asiste en el diseño de control de la fuente. (también es invocado por el programa PRUEBA.M)
SEMIPOT.M	Calcula las condiciones máximas de operación para los semiconductores de potencia usados en la fuente.
PRESENTA.M	Presenta los resultados finales de la ejecución del programa listos para su impresión.

Existen una serie de programas y funciones que son utilizadas por los programas secundarios del programa FUENTE.M, los cuales se enlistan enseguida en orden alfabético, primero los programas y luego las funciones, con una explicación breve de su función y una indicación del programa o función que los invoca:

COMPOMAG.M	Calcula los parámetros de construcción del los componentes magnéticos (invocado por el programa
------------	---

COMPOPAS.M)

PRESENT1.M Presenta en pantalla los datos de la alimentación al convertidor y las condiciones de operación de la fuente (invocado por el programa FUENTE.M y PRESENTA.M)

función ANGMATR.M Almacena datos de los alambres con aislante usados en la construcción de bobinas (invocado por los programas inductor.m y transfor.m).

función BRIMEX.M Almacena la información sobre los núcleos toroidales de ferrita fabricados por la empresa BRIMEX S.A. (invocado por los programas inductor.m y transfor.m).

función CONF.M A partir de la selección de una configuración de núcleo magnético y de una temperatura de operación del mismo se proporcionan una serie de constantes empíricas para el cálculo de los componente magnéticos (invocado por los programas inductor.m y transfor.m).

función DAMPMOD.M Encuentra las frecuencias naturales y los factores de amortiguamiento de la fuente (invocado por el programa SIMULA.M).

función ESCALA.M Permite imponer una escala determinada en alguno de los ejes de una gráfica dejando el otro para el escalamiento automático (invocado por el programa aliment.m).

función FTLA.M Encuentra la representación de estado de lazo abierto de la fuente (invocado por el programa DISCON.M)

función INDUCTOR.M Calcula los parámetros de construcción de un inductor de alisamiento (invocado por el programa COMPOMAG.M).

función SIMFS.M Encuentra los vectores de magnitud y fase del diagrama Bode, para un vector de frecuencias determinado, tomando el modelo de funciones de transferencia simplificadas (invocado por el programa SIMULA.M).

función SIMRPE.M Encuentra los vectores de magnitud y fase del diagrama Bode, para un vector de frecuencias determinado, tomando el modelo de representación de estado promedio (invocado por el programa SIMULA.M).

función TRANSFOR.M Calcula los parámetros de construcción de un transformador monofásico (invocado por el programa COMPOMAG.M)

El programa auxiliar PRUEBA.M tiene como función permitir el análisis dinámico de la fuente y el cálculo de la etapa de control para los datos de los elementos pasivos que se pueden adquirir comercialmente. Así, éste programa pregunta en primer lugar los datos de todos los elementos pasivos y con estos datos presenta los diagramas de Bode del convertidor, de la misma manera como se muestran en el programa principal. Si el diseñador no está satisfecho con el comportamiento dinámico del convertidor puede cambiar los valores de los componentes y repetir el análisis; una vez satisfecho puede calcular la etapa de control.

El programa auxiliar PRUEBA.M se asiste de los siguientes programas secundarios, cuyo funcionamiento ya fue mencionado en la descripción del programa principal:

SIMULA.M  
DISCON.M

En el anexo A se proporcionan los listados de todos los programas desarrollados.

## 7 SIMULACIÓN NO LINEAL

*El séptimo capítulo está formado por la descripción de los tipos de simulaciones no lineales realizadas para la fuente diseñada con base en la metodología descrita en el capítulo 6. Se presentan los objetivos que se pretenden conseguir con dichas simulaciones y se especifica la paquetería de programación utilizada:*

Para verificar la validez de los resultados obtenidos con el algoritmo de diseño propuesto, se complementa la metodología con simulaciones no lineales del comportamiento de la fuente. Para llevar a cabo las simulaciones se utilizó el paquete SIMNON (paquete de asistencia matemática, Ref.3) que permite la simulación de sistemas de ecuaciones diferenciales de primer orden no lineales.

Las simulaciones se llevan a cabo alrededor de dos modelos del convertidor: el primer modelo está basado en la solución en forma secuencial y alternada de cada circuito eléctrico lineal e invariante con el tiempo producido por la acción del conmutador (modelo de estructura variante). el segundo se basa en la representación de estado promedio (modelo de estado promedio). En ambos modelos se supera la limitación del análisis de señal pequeña y se toma en cuenta el efecto

de saturación en la señal de control debido a los límites superior e inferior del ciclo de trabajo.

Las simulaciones se realizan con dos programas: FUENTE1.T y FUENTE2.T; en el primero se compara el comportamiento de ambos modelos en lazo abierto y en el segundo se muestran los resultados de la simulación del modelo de estado promedio para la fuente en lazo cerrado. A continuación se describe en forma breve el funcionamiento de estos dos programas:

#### PROGRAMA FUENTE1.T

Lleva a cabo en forma simultánea la simulación del modelo de estructura variante y del modelo de estado promedio ante una entrada escalón del voltaje de entrada ( $V_e$ ) o del ciclo de trabajo ( $d$ ) para el convertidor en lazo abierto, con esta simulación se puede verificar que el comportamiento del modelo de estado promedio represente razonablemente el comportamiento del convertidor.

Los datos de la fuente están dados como parámetros y pueden cambiarse una vez activado el programa FUENTE1.T

Cuando se corre la simulación del programa FUENTE1.T es muy importante considerar para el establecimiento del tiempo de integración la frecuencia asociada al periodo de conmutación.

Para observar el comportamiento de la fuente ante una entrada escalón del ciclo de trabajo es necesario primero efectuar la simulación de la fuente de tal manera que ésta llegue a su estado estacionario y entonces continuar la simulación cambiando el parámetro  $d$  al valor seleccionado por el diseñador.

Se enlistan enseguida los parámetros utilizados en este programa:

ve -voltaje de entrada (volts)  
 R -resistencia de carga (ohms)  
 d -ciclo de trabajo  
 DH -valor maximo del ciclo de trabajo  
 DL -valor minimo del ciclo de trabajo  
 P -periodo de conmutación (segundos)  
 L1 -inductor de alisamiento de corriente a la entrada del convertidor  
 (henrys)  
 r1 -resistencia parásita de L1 (ohms)  
 L2 -inductor de alisamiento de corriente a la salida del convertidor  
 (henrys)  
 r2 -resistencia parásita de L2 (ohms)  
 Ca -capacitor de transferencia de energía del lado primario del  
 transformador de aislamiento  
 ra -resistencia parásita de Ca (ohms)  
 Cb -capacitor de transferencia de energía del lado secundario del  
 transformador de aislamiento  
 rb -resistencia parásita de Cb (ohms)  
 C -capacitor de alisamiento del rizo de voltaje a la salida (farads)  
 rc -resistencia parásita de C (ohms)  
 a -relación de transformación del transformador de aislamiento

las variables de estado:

del modelo de estructura variante:

i1 -corriente en el inductor L1 (ampers)  
 i2 -corriente en el inductor L2 (ampers)  
 v -voltaje en el capacitor C (farads)  
 vce -voltaje en el capacitor Ce (farads)

del modelo de estado promedio:

i11 -corriente en el inductor L1 (ampers)  
 i12 -corriente en el inductor L2 (ampers)  
 vv -voltaje en el capacitor C (farads)

vvce -voltaje en el capacitor Ce (farads)

y las salidas:

del modelo de estructura variante:

vs -voltaje de salida de la fuente (volts)

del modelo de estado promedio:

vvs -voltaje de salida de la fuente (volts)

## PROGRAMA FUENTE2.T

Realiza la simulación del modelo de estado promedio de la fuente en lazo cerrado con un control proporcional y red de adelanto. Se toma en cuenta la saturación en el ciclo de trabajo:

Se enlistan enseguida los parámetros utilizados en este programa:

ve -voltaje de entrada (volts)

R -resistencia de carga (ohms)

Vref -voltaje de referencia (volts)

beta -divisor de tension

kp -ganancia del controlador

Voff -voltaje de corrimiento (volts)

Vm -voltaje pico a pico de la rampa del PWM (volts)

red -bandera, 1 significa que se usa red de comp. y 0 que no

alfa -factor de atenuación de la red

T -periodo de la frecuencia de transición de la red

DH -valor maximo del ciclo de trabajo

DL -valor minimo del ciclo de trabajo

L1 -inductor de alisamiento de corriente a la entrada del convertidor (henrys)

r1 -resistencia parásita de L1 (ohms)

L2 -inductor de alisamiento de corriente a la salida del convertidor

(henrys)

r2 -resistencia parásita de L2 (ohms)

Ca -capacitor de transferencia de energía del lado primario del transformador de aislamiento (farads)

ra -resistencia parásita de Ca (ohms)

Cb -capacitor de transferencia de energía del lado secundario del transformador de aislamiento (farads)

rb -resistencia parásita de Cb (ohms)

C -capacitor de alisamiento del rizo de voltaje a la salida (farads)

rc -resistencia parásita de C (ohms)

a -relación de transformación del transformador de aislamiento

las variables de estado:

i1 -corriente en el inductor L1 (ampers)

i2 -corriente en el inductor L2 (ampers)

v -voltaje en el capacitor C (farads)

vce -voltaje en el capacitor Ce (farads)

x1 -variable auxiliar de la red de compensación

y las siguientes variables auxiliares:

e -error (volts)

vc -voltaje de control (volts)

vcomp -voltaje de control compensado (volts)

d -ciclo de trabajo

y la salida:

vs -voltaje de salida de la fuente (volts)

En el apéndice A se proporcionan los listados de todos los programas desarrollados.

## 8 EJEMPLO DE DISEÑO

*Trata este capítulo de la presentación de un ejemplo de aplicación del algoritmo instrumentado en el capítulo sexto y de las simulaciones presentadas en el séptimo. En primer lugar se indican los requisitos de desempeño exigidos y posteriormente se proporcionan los resultados y el análisis del diseño.*

Como un ejemplo de aplicación del algoritmo se diseñará una fuente conmutada para alimentación de un banco de motores de CD que trabajan a un voltaje de 125 [V] y cuya corriente de arranque es de 0.5 [A]. La fuente deberá proporcionar una potencia máxima de un kilowatt. Como una primera aproximación y para simplificar el diseño de la fuente se despreciará la dinámica eléctrica de los motores y se considerará a la carga como puramente resistiva.

Datos de la alimentación:

- Voltaje de línea 127 [V<sub>rms</sub>].
- Frecuencia de la línea 60 [Hz].
- Regulación de la línea  $\pm 15$  [V].

Condiciones de operación:

- Voltaje de salida 125 [V].
- Regulación del voltaje de salida con respecto a la regulación de la línea 5%.
- Corriente de salida máxima 8 [A].
- Corriente de salida mínima 0.5 [A] (corriente de arranque del motor).
- Que trabaje en la región de condición de conducción continua.
- Aislamiento eléctrico entre la carga y la línea.
- Rizo de corriente máximo en los inductores de alisamiento de corriente: 20 % del valor máximo de corriente.
- Rizo de voltaje a la salida: 1 %.

Con estos datos generales se ejecutó el programa FUENTE.M; se aceptaron, en general, los datos recomendados por el programa (factores de seguridad, eficiencias, etc.). Para el cálculo de los componentes magnéticos se utilizaron núcleos toroidales de ferrita para los cuales se supuso, de manera conservadora, una densidad de flujo magnético baja (0.2 Teslas).

La información presentada en pantalla por el programa durante la ejecución del ejemplo se proporciona en el apéndice B; a continuación se presentan los resultados del diseño:

#### RESULTADOS DEL EJEMPLO DE DISEÑO:

Se muestran a continuación los resultados de la ejecución del programa FUENTE.M: datos de la alimentación; condiciones de operación; datos de los componentes pasivos; condiciones de operación del conmutador; condiciones de operación del diodo; condiciones de operación del puente rectificador de onda completa; datos del sensor; datos del modulador de ancho de pulso; voltaje de referencia; regulación de la fuente; datos del controlador; datos de la red de compensación; márgenes de ganancia y fase; diagramas de Bode de las funciones de transferencia del convertidor en lazo abierto en condiciones nominales y con el modelo de

representación de estado promedio (Figs. 8.1 y 8.2); diagramas de Bode máximos y mínimos de la función de transferencia en lazo abierto de la fuente -  $He(s)Mc(s)(K/V_m)Gc(s)$  - que incluye la red de compensación con el modelo de representación de estado promedio (Fig.8.3). Asimismo se presentan las simulaciones no lineales en el dominio del tiempo del convertidor en lazo abierto (Fig.8.4, 8.5 y 8.6 obtenidas con el programa FUENTE1.T). Los valores nominales de los parámetros utilizados en estas simulaciones son, de acuerdo con el formato descrito en el capítulo 7:  $a=1.1$ ;  $Ca=5.5 \times 10^{-3}$ ;  $Cb=5.5 \times 10^{-3}$ ;  $ra=0.01$ ;  $rb=0.01$ ;  $r1=0.21$ ;  $L1=0.58 \times 10^{-3}$ ;  $Ve=169.5$ ;  $L2=0.27 \times 10^{-3}$ ;  $r2=0.08$ ;  $rc=0.01$ ;  $C=0.26 \times 10^{-6}$ ;  $R=132.8$ ;  $P=2.5e-6$ ;  $d_{aux}=0.5$ ;  $DH=0.56$ ;  $DL=0.396$ . El paso de integración usado fue de  $0.25 \times 10^{-6}$  [s]:

#### DATOS DE LA ALIMENTACION:

Alimentación monofásica

Voltaje de línea,  $V_{ca} = 127 + 15 \%$  -  $15 \%$  [V rms]

Frecuencia de la línea,  $f_l = 60$  [Hz]

Voltaje de entrada a la fuente máximo,  $V_{emax} = 206.545891$  [V]

Voltaje de entrada a la fuente promedio,  $V_{eprom} = 169.545891$  [V]

Voltaje de entrada a la fuente mínimo,  $V_{emin} = 132.545891$  [V]

#### CONDICIONES DE OPERACION:

Ciclo de trabajo máximo,  $DH = 0.56124$

Ciclo de trabajo de operación -nominal-,  $Dop = 0.5$

Ciclo de trabajo mínimo,  $DL = 0.396387$

Relación de transformación del transformador de aislamiento,  $a = 1.085094$

Voltaje de salida,  $V_s = 125$  [V]

Corriente máxima a la salida,  $I_{swax} = 8$  [A]

Corriente mínima a la salida,  $I_{smin} = 0.5$  [A]

Rizo de corriente máximo en el inductor L2,  $DI_{swax} = 1$  [A]

Rizo de corriente máximo en el inductor L1,  $DI_{swax} = 0.5$  [A]

Rizo de voltaje a la salida máximo,  $DV_s = 1.2$  [V]

Frecuencia de conmutación,  $f_c = 400$  [kHz]

Carga resistiva máxima,  $R_{max} = 250$  [ $\Omega$ ]

Carga resistiva nominal,  $R_{nom} = 132.8125$  [ $\Omega$ ]

Carga resistiva mínima,  $R_{min} = 15.625$  [ $\Omega$ ]

DATOS DE LOS COMPONENTES PASIVOS:

CAPACITOR DE SALIDA, C

Capacitancia mínima,  $C_{min} = 0.260417$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r = 0.01$  [ $\Omega$ ]  
Tensión de directa máxima = 125 [V]  
Rizo de corriente rms máxima = 0.57735 [Arms]

CAPACITORES DE TRANSFERENCIA DE ENERGIA,

Ca  
Capacitancia mínima,  $C_{amin} = 5547.925762$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r_a = 0.01$  [ $\Omega$ ]  
Tensión de directa máxima,  $V_{Camax} = 206.545891$  [V]  
Rizo de corriente rms máxima,  $I_{arms} = 20.735525$  [Arms]

Cb

Capacitancia mínima,  $C_{bmin} = 5547.925762$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r_b = 0.01$  [ $\Omega$ ]  
Tensión de directa máxima,  $V_{Cbmax} = 125$  [V]  
Rizo de corriente rms máxima,  $I_{brms} = 22.499988$  [Arms]

Ce

Capacitancia mínima,  $C_{emin} = 3000$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r_e = 0.018493$  [ $\Omega$ ]

CAPACITOR DE ENTRADA, Co

Capacitancia mínima,  $C_{omin} = 3906.318894$  [ $\mu F$ ]  
Tensión de directa máxima,  $V_{Comax} = 206.545891$  [V]  
Corriente rms máxima,  $I_{Corms} = 0.288675$  [Arms]

INDUCTOR DE ENTRADA, L1

Inductancia  $L1 = 0.579609$  [mH]  
Formado por 9 inductores en serie  
con las siguientes características:

Inductancia = 0.064401 [mH]  
Núcleo: CINCINATIdob  
Producto de áreas,  $Apl = 1.542578$  [cm<sup>4</sup>]  
Material magnético: BRIMEX, FERRITA NF-83  
Proveedor: BRIMEX  
Entrehierro,  $Sgl = 0.003802$  [m] (149.671745 mils)  
Número de vueltas del devanado,  $N1 = 58$   
Calibre del alambre,  $AWG1 = 15$  [AWG]  
Resistencia parásita,  $rL1 = 0.023414$  [ $\Omega$ ]  
Pérdidas magnéticas,  $P_{fel} = 0.034028$  [W]  
Pérdidas eléctricas,  $P_{cul} = 2.082411$  [W]

Resistencia parásita total,  $rt1 = 0.210728$  [ $\Omega$ ]  
Pérdidas totales = 19.047949 [W]

Nota: en el cálculo del inductor no se tomó en cuenta el efecto del flujo de dispersión (Fringing flux) por lo que un ajuste experimental del número de vueltas será recomendable

INDUCTOR DE SALIDA, L2  
Inductancia L2 = 0.267078 [mH]  
Formado por 4 inductores en serie  
con las siguientes características:

Inductancia = 0.066769 [mH]  
Núcleo: CINCINATIdob  
Producto de áreas, Ap2 = 1.542578 [cm<sup>4</sup>]  
Material magnético: BRIMEX, FERRITA NF-83  
Proveedor: BRIMEX  
Entrehierro, Sq2 = 0.002835 [m] (111.6192 mils)  
Número de vueltas del devanado, N2 = 51  
Calibre del alambre, AWG2 = 15 [AWG]  
Resistencia parásita, rL2 = 0.020588 [Ω]  
Pérdidas magnéticas, Pfe2 = 0.222627 [W]  
Pérdidas eléctricas, Pcu2 = 1.317653 [W]

Resistencia parásita total, rt2 = 0.082353 [Ω]  
Pérdidas totales = 6.161121 [W]

Nota: en el cálculo del inductor no se tomó en cuenta el efecto del flujo de dispersión (Pringing flux) por lo que un ajuste experimental del número de vueltas será recomendable

#### TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO

Relacion de transformacion, a = 1.085094  
Núcleo: CINCINATInor  
Producto de areas, Ap = 0.711959 [cm<sup>4</sup>]  
Material magnético: BRIMEX, FERRITA NF-83  
Proveedor: BRIMEX  
Número de vueltas del devanado primario, Np = 17  
Número de vueltas del devanado secundario, Ns = 15  
Calibre del alambre del devanado primario, AWGp = 17 [AWG]  
Calibre del alambre del devanado secundario, AWGs = 16 [AWG]  
Pérdidas magnéticas, Pfe = 11.844088 [W]  
Pérdidas eléctricas, Pcu = 0.892412 [W]  
Eficiencia calculada, efcalc = 98.742368

Nota: cuando se utilizan transformadores en convertidores CD-CD se recomienda incorporar en el núcleo un pequeño entrehierro de unos 2 mils aproximadamente

CONDICIONES DE OPERACION DEL CONMUTADOR

Voltaje en bloqueo máximo = 427.730792 [V]

Corriente máxima en conducción = 21.004164 [A]

CONDICIONES DE OPERACION DEL DIODO

Voltaje de inversa máximo,  $V_{Dmax}$  = 394.187886 [V]

Corriente de directa máxima,  $I_{Dmax}$  = 22.791486 [A]

CONDICIONES DE OPERACION DEL PUENTE RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

Corriente promedio de CD máxima,  $I_{Fhav}$  = 12.10087 [A]

Pico repetitivo de tensión de CD máximo,  $V_{picorep}$  = 258.182363 [V]

DATOS DEL SENSOR:

Divisor de tensión,  $\beta$  = 0.0408

DATOS DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO

Voltaje pico a pico de la rampa del PWM,  $V_m$  = 3.1 [V]

VOLTAJE DE REFERENCIA:

Voltaje de referencia,  $V_{ref}$  = 5.1 [V]

REGULACION DE LA FUENTE

Regulación de la fuente = 5 o/o

DATOS DEL CONTROLADOR:

ganancia del controlador,  $K_{min}$  = 20.130083

voltaje de corrimiento,  $V_{off}$  = 1.55 [V]

Valores de los parámetros de la red de adelante:

$TC$  = 3.288565e-006

$\alpha$  = 0.147934

MARGENES DE GANANCIA Y FASE DE LA FUENTE EN LAZO ABIERTO:

Margen de fase mínimo de la fuente en lazo abierto = 43.456124 grados

Margen de ganancia indefinido, La curva de fase no cruza 180 grados

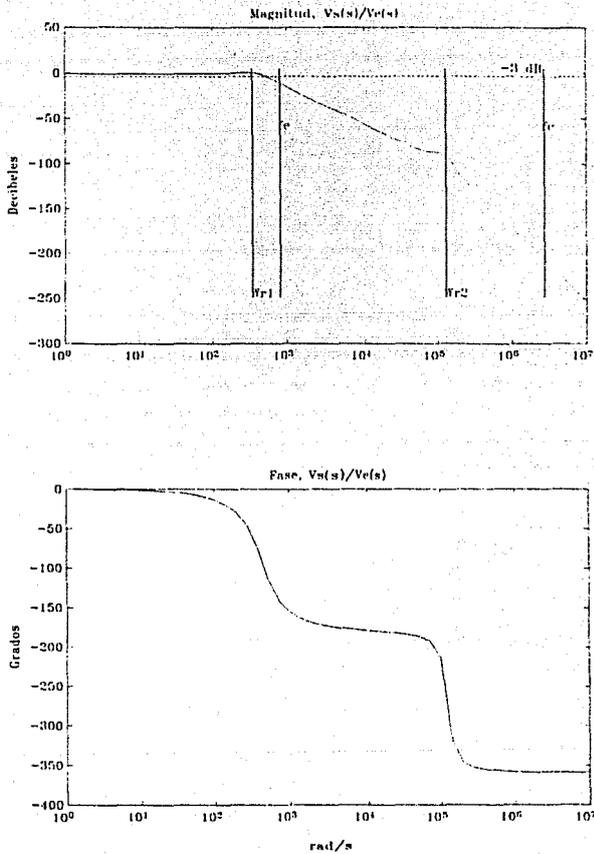


Fig.8.1 Diagramas de Bode de  $v_s(s)/v_e(s)$ ; condiciones nominales;  
 modelo de representación de estado promedio; lazo abierto

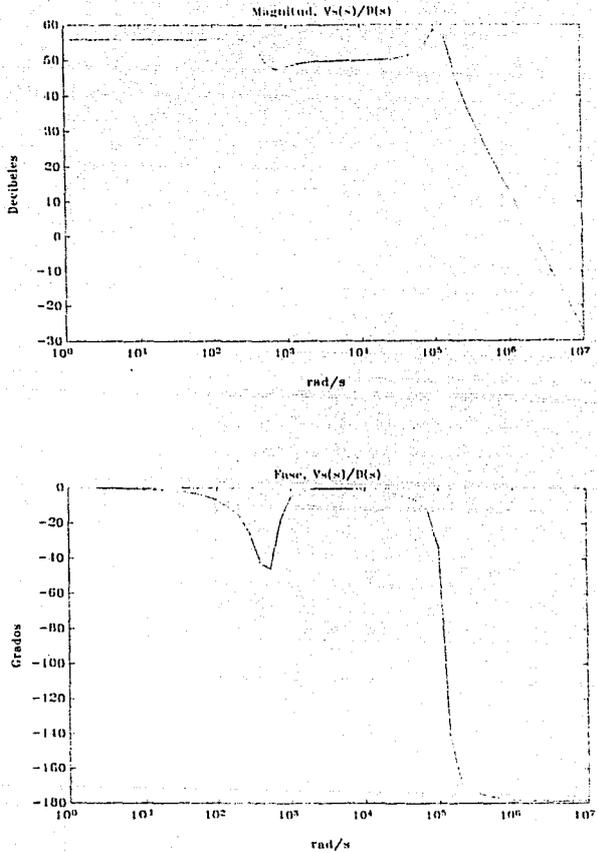


Fig.8.2 Diagramas de Bode de  $v(s)/d(s)$ ; condiciones nominales; modelo de representación de estado promedio; lazo abierto

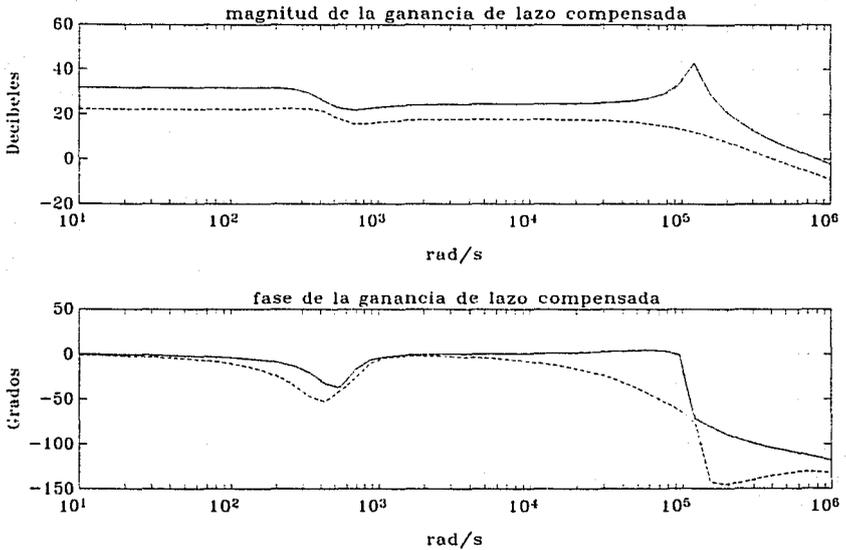


Fig.8.3 Diagramas de Bode máximos y mínimos de la fuente en lazo abierto -  $He(s)Mc(s)(K/V_m)Gc(s)$  -; modelo de representación de estado promedio

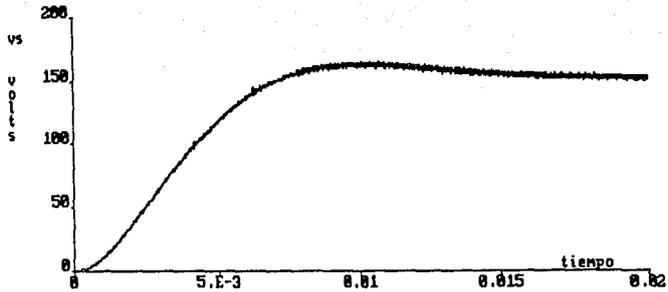


Fig.8.4 Comportamiento del convertidor en lazo abierto;  $v_s$  contra  $t$  ante una entrada escalón de  $v_e$  ( $v_e$  varía de 0 a  $V_{enom}$ ); modelo de estructura variante; otros parámetros en valores nominales

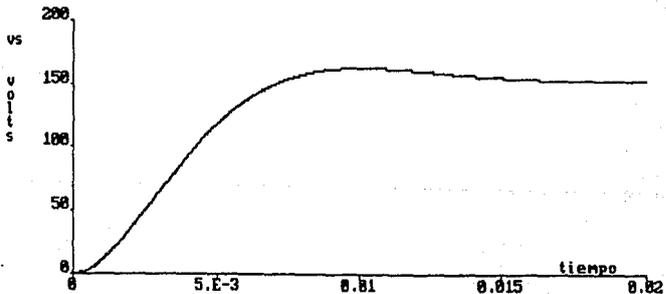


Fig.8.5 Comportamiento del convertidor en lazo abierto;  $v_s$  contra  $t$  ante una entrada escalón de  $v_e$  ( $v_e$  varía de 0 a  $V_{enom}$ ); modelo de estado promedio; otros parámetros en valores nominales

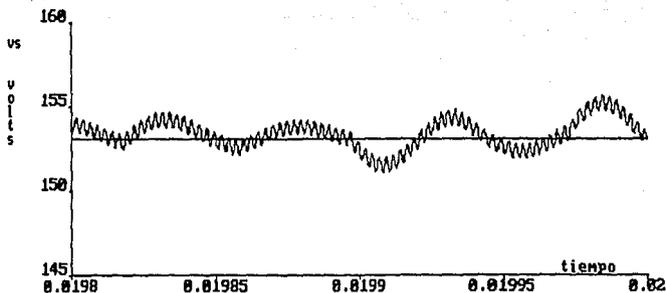


Fig.8.6 Detalle simultáneo de las Figs. 8.4 y 8.5

Para los valores de los elementos pasivos encontrados se observa como el filtro He(s) del convertidor elimina efectivamente el ruido asociado al rizo de voltaje en la tensión de alimentación (Fig.8.1 donde:  $f_c$  = frecuencia de conmutación,  $f_e$  = frecuencia del rizo del voltaje de entrada,  $\omega r_1$  = frecuencia de resonancia del circuito asociado a  $L_1$  y  $C_e$ ,  $\omega r_2$  = frecuencia de resonancia del circuito formado por  $L_2$  y  $C$ ). Por otro lado, la función de transferencia del ciclo de trabajo al voltaje de salida presenta un pico de resonancia muy grande en la frecuencia  $\omega r_2$  para el cicuito resonante formado por el inductor  $L_2$  y el capacitor  $C$ , como puede observarse en la Fig.8.2. Esto último obliga a utilizar una red de compensación (Fig.8.3) y provoca que la respuesta del convertidor en lazo abierto oscile a dicha frecuencia como se observa en la simulación del modelo de estructura variante de la Fig.8.4; esta oscilación (ciclo límite) es debida a la no linealidad de la conmutación ya que no se presenta con el modelo de estado promedio (línea recta en la Fig.8.6). En la Fig.8.6 se puede apreciar con

detalle dicha oscilación y montado sobre ella el rizo de voltaje provocado por la conmutación, este rizo se mantiene en el rango impuesto (1.2 [V]) en el cálculo del capacitor de salida C.

Los resultados anteriores llevaron a modificar los componentes de la fuente para lo que se utilizó entonces el programa PRUEBA.M. Las modificaciones se realizaron bajo la siguiente idea: como los polos asociados al circuito resonante formado por L1 y Ce tienden a cancelarse por los ceros complejos de la función de transferencia de  $M_c(s)$  (como se puede observar de las ecuaciones 3.81 y 3.83 del capítulo 3) se buscó que dichos polos formaran la dinámica no dominante y que los polos del circuito resonante de L2 y C se volvieran dominantes con un buen amortiguamiento. Para lograr lo anterior sin menoscabo de los requisitos de desempeño en estado estacionario se aumentó sustancialmente el valor de C, se disminuyó el de Ce respetando el límite impuesto para preservar la condición de fase mínima (ec.3. del capítulo 3) y se aumentaron las resistencias de los inductores en 0.1 ohms cada uno (en la práctica se añaden resistores en serie con los inductores). Ensayando con varios valores de los capacitores Ca, Cb y C se obtuvo finalmente un comportamiento dinámico que se consideró satisfactorio ya que el filtro  $H_c(s)$  continua eliminando efectivamente el rizo del voltaje de alimentación (Figs. 8.7) y el pico de resonancia que está ahora asociado al circuito resonante de L1 y C es menor y se encuentra por debajo de la caída de -3dB del valor de ganancia de estado estacionario (Fig.8.8). Se procedió después al cálculo de la etapa de control.

Los valores modificados de C, Ca, Cb, r1 y r2 quedaron como se enlista:

C = 5600 [ $\mu$ F]  
Ca = 500 [ $\mu$ F]  
Cb = 500 [ $\mu$ F]  
r1 = 0.31 [ $\Omega$ ]  
r2 = 0.18 [ $\Omega$ ]

A continuación se presentan los resultados de la ejecución del programa PRUEBA.M: diagramas de Bode de las funciones de transferencia del convertidor en lazo abierto en condiciones nominales y con el modelo de representación de estado promedio (Figs. 8.7 y 8.8); diagramas de Bode máximos y mínimos de la función de transferencia en lazo abierto de la fuente que incluye la red de compensación -  $He(s)Mc(s)(K/V_m)Gc(s)$  - con el modelo de representación de estado promedio (Fig.8.9), y los nuevos datos del controlador. Se muestran también los resultados de las simulaciones no lineales en el dominio del tiempo para los nuevos valores de la fuente (Figs. 8.10 a 8.18). Los nuevos valores nominales con los que se corrió el programa FUENTE1.T (Figs. 8.10 a 8.16) son:  $a=1.1$ ;  $Ca=500 \times 10^{-6}$ ;  $Cb=500 \times 10^{-6}$ ;  $ra=0.01$ ;  $rb=0.01$ ;  $r1=0.31$ ;  $L1=0.58 \times 10^{-3}$ ;  $Ve=169.5$ ;  $L2=0.27 \times 10^{-3}$ ;  $r2=0.18$ ;  $rc=0.01$ ;  $C=5600 \times 10^{-6}$ ;  $R=132.8$ ;  $P=2.5 \times 10^{-6}$ ;  $d_{aux}=0.5$ ;  $DH=0.56$ ;  $DL=0.396$ ; y el paso de integración utilizado es de  $0.25 \times 10^{-6}$ . Al ejecutar el programa FUENTE2.T surgió la necesidad de ajustar el valor del voltaje de corrimiento ( $V_{off}$ ) en el controlador de tal manera que en condiciones nominales el voltaje de salida fuese 125 [V]; este procedimiento de ajuste debe repetirse en la construcción y puesta a punto de la fuente. El nuevo valor del voltaje de corrimiento es de  $V_{off} = 2.622$ . Así, para el programa FUENTE2.T (Figs. 8.17 y 8.18) se usaron los siguientes parámetros nominales:  $a=1.1$ ;  $Ca=500 \times 10^{-6}$ ;  $Cb=500 \times 10^{-6}$ ;  $ra=0.01$ ;  $rb=0.01$ ;  $r1=0.31$ ;  $L1=0.58 \times 10^{-3}$ ;  $Ve=169.5$ ;  $L2=0.27 \times 10^{-3}$ ;  $r2=0.18$ ;  $rc=0.01$ ;  $C=5600 \times 10^{-6}$ ;  $R=132.8$ ;  $V_{ref}=5.1$ ;  $\beta=0.04$ ;  $K_p=7.3$ ;  $V_{off}=2.662$ ;  $\alpha=0.41$ ;  $TT=0.38 \times 10^{-3}$ ;  $red:1$ ;  $V_m=3.1$ ;  $DL=0.396$ ;  $DH=0.56$ ; y se utilizó un paso de integración de  $0.02 \times 10^{-3}$ .

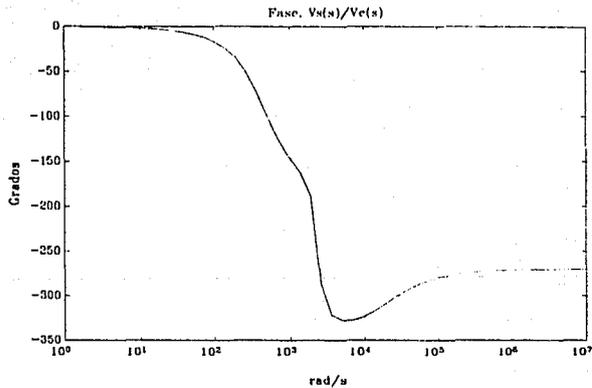
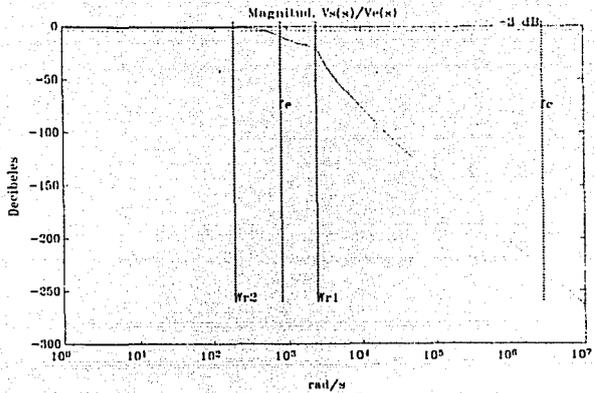


Fig.8.7 Diagramas de Bode de  $v_s(s)/v_e(s)$ ; condiciones nominales; modelo de representación de estado promedio; lazo abierto (programa PRUEBA.M)

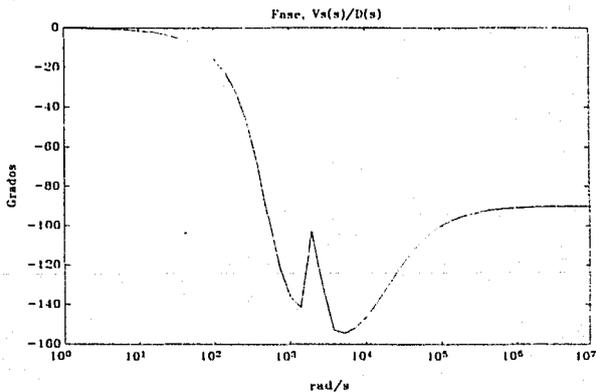
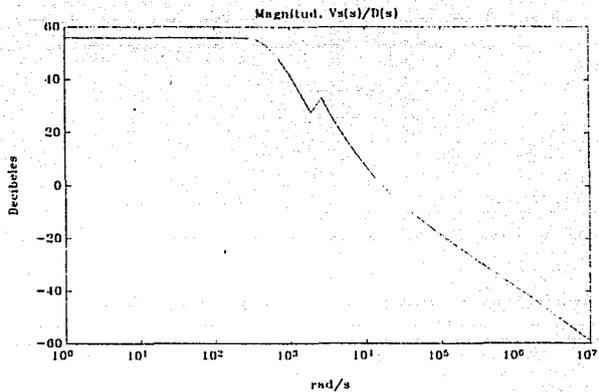


Fig.8.8 Diagramas de Bode de  $v_s(s)/d(s)$ ; condiciones nominales; modelo de representación de estado promedio; lazo abierto (programa PRUEBA.M)

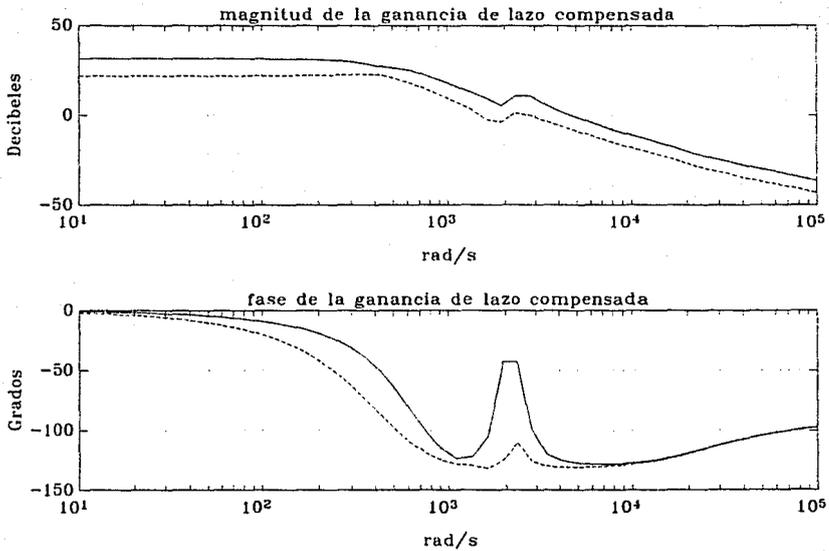


Fig.8.9 Diagramas de Bode máximos y mínimos de la fuente en lazo abierto -  $He(s)Mc(s)(K/Vm)Gc(s)$  -; modelo de representación de estado promedio; (programa PRUEBA.M)

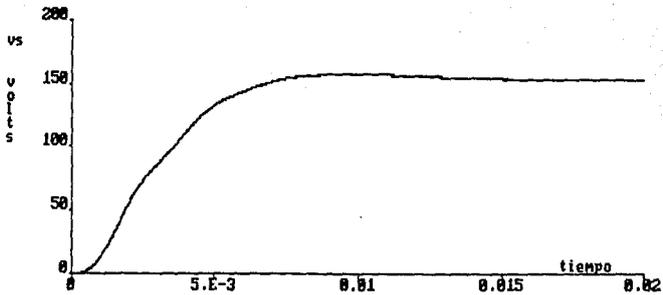


Fig.8.10 Comportamiento del convertidor en lazo abierto; vs contra t ante una entrada escalón de  $v_e$  ( $v_e$  varía de 0 a  $V_{enom}$ ); modelo de estructura variante; otros parámetros en valores nominales; valores modificados de componentes pasivos.

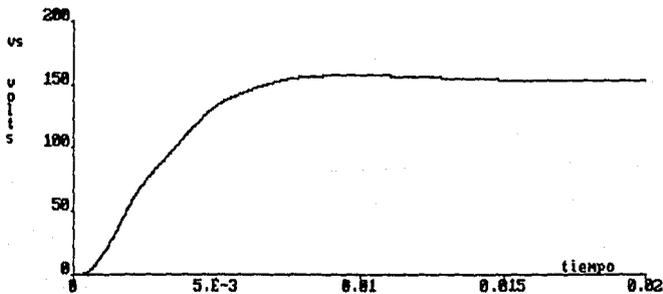


Fig.8.11 Comportamiento del convertidor en lazo abierto; vs contra t ante una entrada escalón de  $v_e$  ( $v_e$  varía de 0 a  $V_{enom}$ ); modelo de estado promedio; otros parámetros en valores nominales; valores modificados de los componentes pasivos

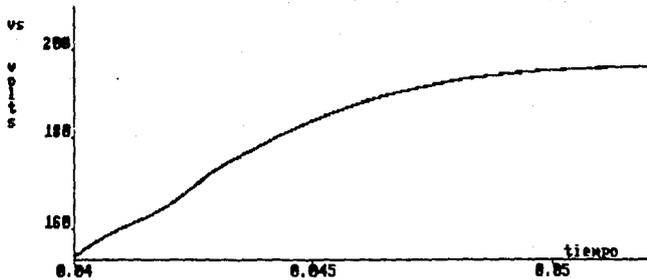


Fig.8.12 Comportamiento del convertidor en lazo abierto;  $v_s$  contra  $t$  ante una entrada escalón de  $d$  ( $v_e$  varía de  $d_{nom}$  a  $d_{max}$  a partir del sistema en estado estacionario); modelo de estructura variante; otros parámetros en valores nominales; valores modificados de componentes pasivos.

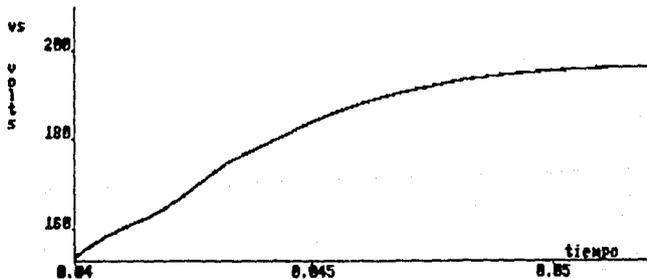


Fig.8.13 Comportamiento del convertidor en lazo abierto;  $v_s$  contra  $t$  ante una entrada escalón de  $d$  ( $v_e$  varía de  $d_{nom}$  a  $d_{max}$  a partir del sistema en estado estacionario); modelo de estado promedio; otros parámetros en valores nominales; valores modificados de componentes pasivos.

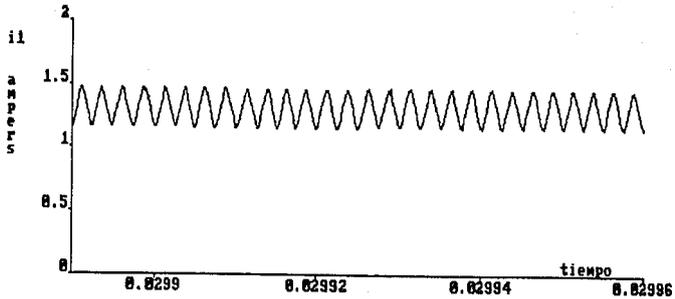


Fig.8.14 Comportamiento del convertidor en lazo abierto y en estado estacionario;  $i_1$  contra  $t$ ; modelo de estructura variante; valores nominales de los parámetros; valores modificados de componentes pasivos

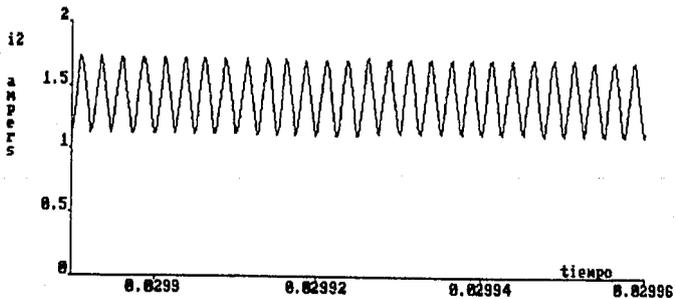


Fig.8.15 Comportamiento del convertidor en lazo abierto y estado estacionario;  $i_2$  contra  $t$ ; modelo de estructura variante; valores nominales de los parámetros; valores modificados de componentes pasivos

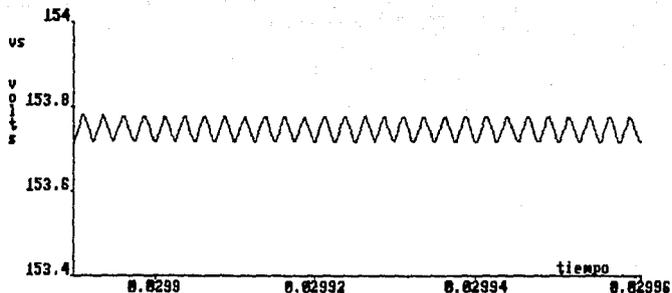


Fig.8.16 Comportamiento del convertidor en lazo abierto y estado estacionario;  $v_s$  contra  $t$ ; modelo de estructura variante; valores nominales de los parámetros; valores modificados de componentes pasivos

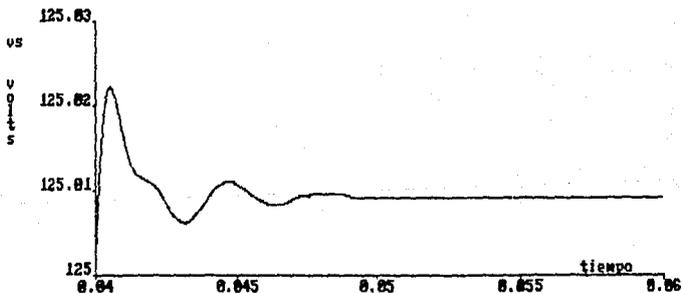


Fig.8.17 Comportamiento de la fuente en lazo cerrado ante una perturbación escalón en la carga ( $R$  varía de  $R_{nom}$  a  $R_{max}$ ) el resto de los parámetros conservan sus valores nominales;  $v_s$  contra  $t$ ; modelo de estado promedio; valores modificados de los componentes pasivos

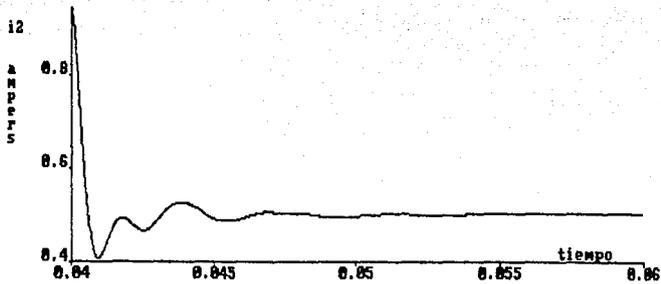


Fig.8.18 Comportamiento de la fuente en lazo cerrado ante una perturbación escalón en la carga ( $R$  varía de  $R_{nom}$  a  $R_{max}$ ) el resto de los parámetros conservan sus valores nominales;  $i_2$  contra  $t$ ; modelo de estado promedio; valores modificados de los componentes pasivos

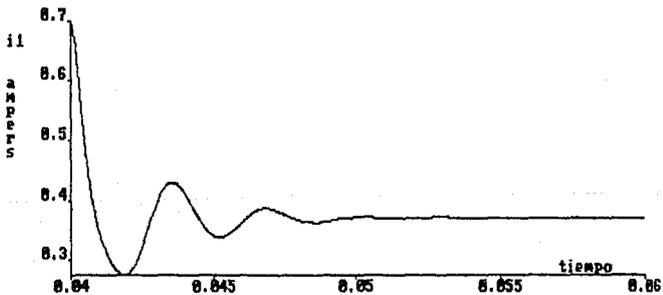


Fig.8.19 Comportamiento de la fuente en lazo cerrado ante una perturbación escalón en la carga ( $R$  varía de  $R_{nom}$  a  $R_{max}$ ) el resto de los parámetros conservan sus valores nominales;  $i_1$  contra  $t$ ; modelo de estado promedio; valores modificados de los componentes pasivos

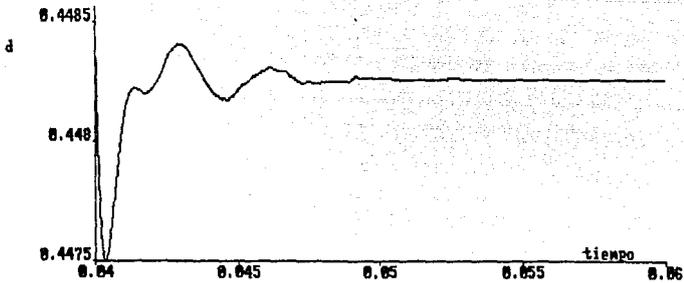


Fig.8.20 Comportamiento de la fuente en lazo cerrado ante una perturbación escalón en la carga ( $R$  varía de  $R_{nom}$  a  $R_{max}$ ) el resto de los parámetros conservan sus valores nominales;  $d$  contra  $t$ ; modelo de estado promedio; valores modificados de los componentes pasivos

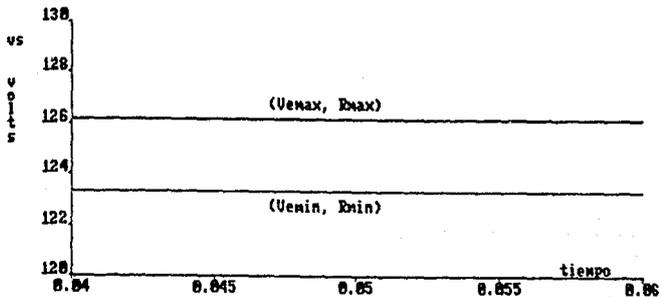


Fig.8.21 Comportamiento de la fuente en lazo cerrado ante variaciones extremas de  $V_e$  y de  $R$  ( $V_{emax}$  con  $R_{max}$  y  $V_{emin}$  con  $R_{min}$ ); el resto de los parámetros conservan sus valores nominales; modelo de estado promedio; valores modificados de los componentes pasivos

DATOS DEL SENSOR:

Divisor de tensión,  $\beta = 0.0408$

DATOS DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO

Voltaje pico a pico de la rampa del PWM,  $V_m = 3.1$  [V]

VOLTAJE DE REFERENCIA:

Voltaje de referencia,  $V_{ref} = 5.1$  [V]

REGULACION DE LA FUENTE

Regulación de la fuente = 5 o/o

DATOS DEL CONTROLADOR:

ganancia del controlador,  $K_{in} = 7.287286$

voltaje de corriente,  $V_{off} = 1.55$  [V]

Valores de los parámetros de la red de adelanto:

$TC = 0.000382$

$\alpha = 0.407855$

MARGENES DE GANANCIA Y FASE DE LA FUENTE EN LAZO ABIERTO:

Margen de fase mínimo de la fuente en lazo abierto = 49.136269 grados

Margen de ganancia indefinido, La curva de fase no cruza 180 grados

La simulación no lineal cuyos resultados se muestran en las Figs. 8.10, 8.11, 8.12 y 8.13 (ejecución del programa FUENTE1.T) muestran como ahora los modelos de estado promedio y de estructura variante son prácticamente idénticos.

Las Figs. 8.14, 8.15 y 8.16 (obtenidas con el programa FUENTE1.T) muestran como se cumplen los requisitos de desempeño en estado estacionario para los rizados en el inductor L1 -rizo menor que 0.5 [A]- (Fig. 8.14), en el inductor L2 -rizo menor que 1 [A]- (Fig. 8.15), y el ahora pequeñísimo (de algunas décimas de volts, debido que se aumentó considerablemente el valor de C) valor del rizo de voltaje en la salida (Fig. 8.16).

En las Figs. 8.17 a 8.20 (ejecución del programa FUENTE2.T) se muestra una simulación de la fuente en lazo cerrado que responde a una

perturbación escalón en la resistencia de carga, misma que ocurre cuando la fuente ha alcanzado su estado estacionario con los valores nominales de sus parámetros. La carga se hace variar de su valor nominal (132.8 [V]) a su valor máximo (250 [V]). Se nota en la gráfica de voltaje de salida vs contra el tiempo (Fig.8.17) un transitorio con un sobrepaso importante, con respecto a la magnitud del cambio de vs en estado estacionario; sin embargo, el valor del sobrepaso con respecto al valor total del voltaje en estado estacionario es razonablemente pequeño, de algunas centenas de volts contra los 125 [V] del voltaje de salida. corriente i2 (Fig.8.18) y corriente i1 (Fig.8.19) respuestas con un sobrepaso pequeño, de algunas décimas de volt. En las Figs. 8.18 y 8.19 se aprecia como los sobrepasos en las respuestas de las corrientes en los inductores presentan sobrepasos relativamente pequeños. La Fig.8.20 muestra el comportamiento del esfuerzo de control, en ella se ve que  $d$  se mantiene, al menos para este caso, dentro del rango de trabajo ya que no se presenta saturación de su valor.

Se muestra en la Fig.8.21 como se conserva en estado estacionario la regulación de la fuente (5% ó 6.25 [V]) en lazo cerrado ante las siguientes combinaciones de variaciones extremas del voltaje de alimentación y de la carga: una simulación para  $V_{min}$  (132.5 [V]) junto con  $R_{min}$  (15.625 [ $\Omega$ ]) y otra con  $V_{max}$  (206.5 [V]) aparejada a  $R_{max}$  (15.62 [V]), el resto de los parámetros se mantuvieron en sus valores nominales (estas simulaciones se obtuvieron con el programa FUENTE2.T).

Para la construcción física de la fuente debe tomarse en cuenta la necesidad de incluir un circuito de arranque; la función de este circuito será la de limitar las corrientes de entrada y salida durante los primeros momentos de funcionamiento de la fuente en los cuales se pueden presentar corrientes notablemente altas debido a que los capacitores se encuentran descargados y tienen valores de capacitancia relativamente grandes, mientras que las resistencias en el circuito de carga de los capacitores ( $r_1$  y  $r_2$ ) son muy pequeñas. En la práctica, el

circuito de arranque mantendrá conectada una resistencia grande durante los primeros instantes de funcionamiento de la fuente para desconectarla una vez que haya transcurrido tiempo suficiente para la carga de los capacitores de la fuente.

También es importante proveer un circuito de protección contra sobrecorrientes en el conmutador; un buen sistema de protección consiste de un regulador SI-NO con brecha diferencial, cuyo funcionamiento puede resumirse así: un sensor para la magnitud de la corriente de entrada  $i_1$  alimenta a un comparador con histéresis, el que a través de una señal de referencia contra la que se compara  $i_1$ , establece umbrales máximos y mínimos de corriente, de tal suerte que el comparador envía una señal que inhibe la señal de comando del conmutador y lo fuerza a un estado de bloqueo si  $i_1$  ha alcanzado el umbral superior, y que permite, si  $i_1$  ha alcanzado el umbral inferior, el funcionamiento normal del conmutador. La brecha diferencial que se obtiene por medio del fenómeno de histéresis del comparador tiene como objetivo impedir que sea excesivamente frecuente el funcionamiento de la acción de SI-NO en el conmutador.

## CONCLUSIONES

Con el desarrollo de este algoritmo se simplifica notablemente y se hace más ágil el diseño de fuentes conmutadas basadas en convertidores CD-CD. De hecho, con su uso es posible completar el diseño en una sólo sesión de trabajo y permite que un usuario no experto en el tema pueda diseñar una fuente completa.

La simulación no lineal en el ejemplo de diseño del capítulo octavo permitió validar que, si se cumplen los requisitos para aplicar las técnicas aproximadas de análisis, es posible predecir con buena precisión el comportamiento de la fuente: se observó que los requisitos de desempeño en estado estacionario, rizados de voltaje y corriente, se mantienen en los rangos especificados, al igual que la regulación impuesta a la fuente; desde el punto de vista dinámico se observó que el comportamiento de la fuente está bien representado por el modelo de estado promedio.

Otra ventaja del algoritmo consiste en que por estar hecho en un paquete muy desarrollado de asistencia matemática, como lo es MATLAB, es relativamente sencillo añadir el uso de más comandos o herramientas de análisis de control propios del paquete.

Las ventajas que proporciona el algoritmo al usuario, mencionadas arriba, prueban que el diseño racional de sistemas complicados, como lo son las fuentes conmutadas, demanda actualmente el uso de computadoras con algoritmos de asistencia al diseño.

Es importante señalar también que a partir de la estructura básica del algoritmo de diseño se puede construir, incorporando la información adecuada, un paquete tutorial para el diseño de fuentes conmutadas.

Este trabajo debe continuar siendo mejorado principalmente via su aplicación, encontrando así sus limitaciones e incorporando las sugerencias y demandas de los usuarios.

A partir del ejercicio llevado a cabo en el capítulo octavo se pueden mencionar algunos aspectos sobre los que puede avanzar el desarrollo inmediato del algoritmo propuesto:

- Añadir dentro del diseño de la etapa de alimentación el cálculo de circuitos de arranque.

- Incorporar en las simulaciones no lineales los circuitos de arranque y de sobreprotección contra sobrecorrientes (control SI-NO con brecha diferencial, descrito en el capítulo octavo).

- Permitir dentro del algoritmo general de diseño el cálculo de resistencias de amortiguamiento que se conecten en serie con los inductores; sería conveniente incluir gráficas de valores de resistencia contra, por un lado, el coeficiente de amortiguamiento relativo relacionado con dicha resistencia y, por el otro, la potencia que ésta debe disipar bajo las condiciones de operación extremas de la fuente (análisis de peor caso).

- Llevar a cabo un cálculo de la eficiencia global de la fuente que incluya pérdidas en los capacitores, en la etapa de alimentación y en

los circuitos de control. Dicho cálculo permitiría, con base en una eficiencia demandada, imponer restricciones adicionales en el diseño, lo que lo haría un problema menos abierto.

-Es necesario incluir dentro del algoritmo de diseño la posibilidad de que la dinámica asociada al circuito resonante de salida sea la dominante y de encontrar restricciones o recomendaciones sobre los valores de los componentes pasivos que fortalezcan la cancelación de los ceros de  $M_c(s)$  con los polos asociados a la dinámica de circuito resonante de entrada, procurando no violar las restricciones para conseguir un sistema de fase no mínima.

-Se debe dar información sobre el comportamiento del sistema en lazo cerrado, por ejemplo: coeficientes relativos de amortiguamiento, frecuencias naturales de cada dinámica. Lugar de las raíces de la fuente.

-Para limitar los grados de libertad en el diseño incluir más restricciones asociadas al desempeño dinámico del sistema, tales como como sobrepasos, tiempos de respuesta, etc.

-Sería conveniente introducir la posibilidad de tener para el control de la fuente combinaciones de las tres acciones de control básicas: proporcional, integral y derivativa. En este sentido, sería posible automatizar al cálculo de valores iniciales para las constantes de dichos controladores, por medio de alguno de los métodos de sintonización de Ziegler-Nichols (Ref.4) y a partir de simulaciones provistas con el paquete MATLAB. Posteriormente, el algoritmo debe permitir que el usuario ajuste los valores de dichos parámetros y ensaye con diferentes combinaciones verificando el comportamiento de la fuente con diagramas de lugar de las raíces y simulaciones linealizadas y no lineales hasta obtener un desempeño deseado. De cualquier manera, será necesario ajustar en la práctica las constantes del controlador, pero el ejercicio previo antes mencionado hará dicho proceso más

sencillo.

-Es conveniente desarrollar expresiones simplificadas de las funciones de transferencia que rigen el comportamiento de la fuente que consideren el hecho de que la dinámica dominante sea la del circuito de salida, para después intentar obtener una expresión simplificada, si es posible, para el caso de que cualquiera de las dos dinámicas sea la dominante.

-Un punto interesante para el futuro desarrollo del algoritmo es el de intentar encontrar una expresión linealizada equivalente (función descriptiva) para la no linealidad provocada por la conmutación en el convertidor CD-CD, que permita llevar a cabo un análisis más completo de la estabilidad de la fuente.

-Se debe modificar el programa PRUEBA.M para permitir que el diseñador introduzca sólo el dato del elemento que se desea modificar, actualmente en cada ensayo se deben introducir los datos de todos los componentes.

-Hay que proveer al programa FUENTE.M con almacenes de datos sobre resistores y capacitores comerciales que permitan mostrar al diseñador las opciones reales que tiene. Estos almacenes deben poder ser actualizados por el usuario

-Un objetivo importante en la mejora del algoritmo es el de lograr que exista una interacción fluida entre el programa principal de diseño (FUENTE.M), el programa auxiliar (PRUEBA.M) y las simulaciones no lineales. Para ello, se propone utilizar versiones actualizada del paquete MATLAB que incluyen la posibilidad de efectuar simulaciones no lineales.

## BIBLIOGRAFÍA

1. Ćuk et al. "DC-to-CD Switching Converter", UNITED STATES PATENT 4,184,197, EUA, 15 de enero de 1980.
2. "Design of a kilowatt off-line switcher using a Ćuk converter" N66001-78-C-0351 JAP, Under support of the Research and Technology Directorate, Naval Electronic Systems Command, Washington DC EUA.
3. Elmquist H, Åström K J, Schönthal T., *Simnon, User's Guide for MS-DOS Computers (version 1.0)*, Lund Institute of Technology, Lund Suecia, 1986.
4. Franklin Gene F., Powell David J., Emami-Naeini Abbas, *Feedback control of dynamic systems*, Ed. Addison-Wesley, EUA, 1986.
5. Gottlieb Irving M. *Power supplies (switching regulators inverters & converters)*, Ed. John Wiley & Sons, EUA, 1982.
6. Laub A J, Little J, *Control System Toolbox User'Guide (versión 2.2)*. The MathWorks Inc, 1986.
7. McLyman Wm. T, *Transformer and Inductor Design Handbook*, Ed. Marcel Dekker, New York EUA, 1978.
8. Millman J., Halkias C., *Integrated electronics*, Ed. Mc Graw Hill, Tokio Japón, 1972.
9. Mohan N., Undeland T., Robbins W., *Power electronics: converters, applications and design*, Ed. John Wiley & Sons, Singapore, 1989.
10. Moler C, Little J, Bangert S, *PC-MATLAB User's Guide (versión*

3.2-PC), The MathWorks Inc, 1987.

11. Muhammad H., *Power Electronics, circuits devices and applications*, Ed. Prentice Hall, EUA, 1988.
12. Nasar S. A., Unnewehr L. E., *Electromecánica y máquinas eléctricas*, Ed. Limusa, México, 1a ed. 1982.
13. Sum K K, *Switch Mode Power Conversion (serie: electrical engineering and electronics, vol 22)*, Ed. Marcel Dekker, New York EUA, 1984.



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AVENIDA DE  
MEXICO

01170  
d  
107  
DIVISION DE ESTUDIOS DE POSGRADO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ALGORITMO PARA EL DISEÑO DE FUENTES  
CONMUTADAS TIPO CUK

Pablo Francisco Lara Reyes

T E S I S

Presentada a la División de Estudios de  
Posgrado de la  
Facultad de Ingeniería  
de la  
Universidad Nacional Autónoma de México

Como requisito para obtener  
el grado de  
Maestro en Ingeniería  
(Eléctrica)

Ciudad Universitaria

1993

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**ANEXO A**  
**LISTADO DE PROGRAMAS**

```

% ALIMENT.M
% Este programa permite calcular los valores de los elementos que componen
% la etapa de rectificación y filtrado, así como las condiciones de
% operación de la misma tanto para el caso de alimentación monofásica
% como trifásica del voltaje de línea.

% DATOS DE LA ALIMENTACION DE LA LINEA
clc
fprintf('DATOS DE LA ALIMENTACION DE LA LINEA\n\n\n');
opcAlim = 3;
while opcAlim ~=1 & opcAlim ~=2
    fprintf('Indique el tipo de alimentación de CA\n\n');
    fprintf('1... Monofásica\n');
    fprintf('2... Trifásica\n');
    opcAlim=input('Tipo de alimentación = ');
end
clc
fprintf('\n\nValor del voltaje de alimentación, (Volts RMS)\n');
Vca = input('Vca = ');
f = input('frecuencia de la línea, (Hertz)\n');
fl = input('fl = ');
fprintf('\n\nRegulación de la línea:\n');
Regpos = input('Incremento positivo porcentual del voltaje de entrada = ');
Regneg = input('Incremento negativo porcentual del voltaje de entrada = ');
fprintf('\n\nOprima cualquier tecla para continuar');pause;clc

% CALCULO DEL VOLTAJE MAXIMO DE ENTRADA, Vmax
Vmax = sqrt(2)*Vca*(1+Regpos/100); % [V]

% SELECCION DEL PUNTO DE OPERACION DEL CICLO DE TRABAJO
fprintf('PUNTO DE OPERACION DEL CICLO DE TRABAJO, Dop');
fprintf('\n\nEn este nivel del diseño se tienen como variables \n');
fprintf('la variación permisible del voltaje de entrada\n');
fprintf('al convertidor, la relación de transformación del transformador de\n');
fprintf('aislamiento y el punto de operación del ciclo de trabajo,\n');
fprintf('Se comenzará por definir un punto de operación para el ciclo de trabajo.\n');
fprintf('El punto de operación del ciclo de trabajo se establece para las\n');
fprintf('condiciones nominales de operación de la fuente (Veprom)\n\n');
fprintf('Se recomiendan valores cercanos a 0.5 para el punto de operación\n');
fprintf('del ciclo de trabajo.\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar.');
```

pause

```

clc;fprintf('Espere por favor.');
```

Dmatr = 0:0.01:0.99; % Matriz de valores de ciclo de trabajo del 1 al 99  
% por ciento en incrementos de una centésima del rango

```

for i = 1:length(Dmatr)
    gan(i) = Dmatr(i)/(1-Dmatr(i)); % matriz de valores de la ganancia en
    % estado estacionario del voltaje de
    % entrada al de salida considerando una
    % relación de transformación de 1
end

% Gráfica de GANANCIA VS. CICLO DE TRABAJO para selección del punto de
% operación del ciclo de trabajo;
plot(Dmatr, gan,'title('ganancia VS. ciclo de trabajo, (aVs/Ve VS. D, a=1)');
grid
V = axis;
axis; % para restablecer el escalamiento automático
meta fuente.met % almacena gráfica
pause
clc;fprintf('Espere, por favor');
```

opcC = 1;  
Dmax = V(2);  
while opcC ~= 2,  
 clc  
 fprintf('¿Deseas cambiar el rango de D con el que se presentan las graficas?\n\n');  
 fprintf('1... Si\n');  
 fprintf('2... No\n');  
 opcC = input('Opción = ');

```

if opcC == 1,
    fprintf('\n\nValor máximo = $g',Dmax);fprintf('\n\n');
    Dmax = input('Nuevo valor máximo = ');
    [V] = escala(Dmatr,gan,V(1),Dmax,1);
    axis(V);
    plot(Dmatr,gan);title('ganancia vs. ciclo de trabajo, (aVs/Ve VS. D, a=1)');
    grid
    axis; % para restablecer el escalamiento automático
    meta % almacena gráfica
    pause
    clc;fprintf('Espere, por favor. ');
end

end

% Selección del punto de operación del ciclo de trabajo
clc
Dop = input('Punto de operación del ciclo de trabajo, Dop = ');

```

```

if opcalm == 2, % ALIMENTACION TRIFASICA

    clc
    fprintf('Si la alimentación de la línea es trifásica, la etapa de entrada');
    fprintf('consistirá sólo de puentes rectificadores de onda completa sin\n');
    fprintf('filtros a la salida\n');
    fprintf('\n\nOprima cualquier tecla para continuar');pause;clc

    % CALCULO DEL VOLTAJE MINIMO DE ENTRADA, Vemin
    Vemin = sqrt(2)*Vca*sin(pi/3)*(1-Regneg/100); % [V]

    % CALCULO DE LA RELACION DE TRANSFORMACION, a
    Veprom = (Vemax+Vemin)/2; % [V]
    a = (Dop/(1-Dop))*Veprom*efmin/Vs;

    % CALCULO DEL RANGO DEL CICLO DE TRABAJO, DH y DL
    DL = a*Vs/(Vemax+a*Vs); %DL,valor mínimo del ciclo de trabajo
    DH = a*Vs/(efmin*Vemin+a*Vs); %DH,valor máximo del ciclo de trabajo

    % CALCULO DE LA CORRIENTE MAXIMA A LA ENTRADA, Iemax
    Iemax = Ismax*DH/(a*(1-DH)); % [A]

    % FRECUENCIA DEL RIZO DE VOLTAJE DE ENTRADA, fe
    fe = 360; % [Hz]

```

else

```

% ALIMENTACION MONOFASICA

    clc
    fprintf('Si la alimentación de la línea es monofásica, la etapa de entrada\n');
    fprintf('consistirá de un puente rectificador de onda completa y\n');
    fprintf('un filtro capacitivo a la salida\n');
    fprintf('\n\nOprima cualquier tecla para continuar');pause;clc

    % CALCULO DEL VOLTAJE DE ENTRADA PICO MINIMO, Vepicomín
    Vepicomín = sqrt(2)*Vca*(1-Regneg/100); % [V]

    % SELECCION DEL CAPACITOR DE ENTRADA Co
    clc
    fprintf('SELECCION DEL VALOR DE CAPACITOR DE ENTRADA, Co\n\n');
    fprintf('Para ayudar en la selección del capacitor de entrada (Co) se\n\n');

```

```

fprintf('presentarán a continuación una serie de graficas de: corriente de(n)';
fprintf('entrada máxima (Iemax), límites de ciclo de trabajo (DH y DL),\n');
fprintf('y valores mínimos para la capacitancia de entrada (Co) en función\n');
fprintf('de la variación en el voltaje de entrada a la fuente permisible\n');
fprintf(' (Vevar).\n');
fprintf('Debido a la naturaleza no lineal de la ganancia de corriente directa\n');
fprintf('de Ve a Vs, se tiene que después de cierto valor de variación del\n');
fprintf('voltaje de entrada su disminución no provoca una disminución del valor\n');
fprintf('del capacitor Co sino el efecto contrario, dicho valor determina un\n');
fprintf('límite superior práctico a la variación del voltaje de entrada permisible,\n');
fprintf('Una primera serie de graficas mostrará todo el espectro posible de variación\n');
fprintf('del voltaje de entrada, la segunda serie mostrará los límites recomendables\n');
fprintf('de acuerdo con la limitación anteriormente señalada.\n');
fprintf('Una vez presentada una serie de graficas, oprima cualquier tecla cuando \n');
fprintf('desea ver la siguiente serie ');
fprintf('\n\nOprima cualquier tecla para continuar.');
```

```

pause
clc;fprintf('Espere por favor.');
```

```

Vevar_max = Vemax; % [V]
Vevar_min = Vemax - Vepicom; % [V]
part = Vepicom/100; % valor muy pequeño que se incrementa al valor de
% Vevar_min para poder formar la matriz VEVAR
VEVAR = (Vevar_min+part):part:(Vevar_max-part); % Matriz de los valores de
% Vevar de Vevar_min a Vevar_max
```

```

for i = 1:length(VEVAR);
    Vemin = Vemax-VEVAR(i); % [V]
    Veprom = (Vemax+Vemin)/2; % [V]
    a = (Dop/(1-Dop))*Veprom*efin/Vs;
    DLmatr(i) = a*Vs/(Vemax-a*Vs); % Matriz de valores de DL
    DHmatr(i) = a*Vs/(efin+Vemin+a*Vs); % Matriz de valores de DH
    IEMAX(i) = Ismax*DHmatr(i)/(a*(1-DHmatr(i))); % Matriz de valores de Iemax [A]
    COMIN(i) = IEMAX(i)/(2+I1*(Vepicom-Vemin)); % Matriz de valores de Comin [F]
    COMIN(i) = COMIN(i)*1e6; % Matriz de valores de Comin [µF]
end
clc
subplot(221);
plot(VEVAR,IEMAX);title('Iemax VS. Vevar');
xlabel('Volts');ylabel('Ampsers');grid;
V1 = axis;
axis; % para restablecer el escalamiento automático
plot(VEVAR,DHmatr,VEVAR,DLmatr);title('D VS. Vevar');
xlabel('Volts');ylabel('');grid;
V2 = axis;
axis; % para restablecer el escalamiento automático
plot(VEVAR,COMIN);title('Co VS. Vevar');
xlabel('Volts');ylabel('microFarads');grid;
V3 = axis;
axis; % para restablecer el escalamiento automático
meta % almacena gráfica
pause
clc;fprintf('Espere por favor');
```

```

[COMIN_min,j] = min(COMIN); % Mínimo valor de la matriz de Comin
V1 = escala(VEVAR,IEMAX,V1(1),VEVAR(j),1);
V21 = escala(VEVAR,DHmatr,V1(1),VEVAR(j),1);
V22 = escala(VEVAR,DLmatr,V1(1),VEVAR(j),1);
V2 = V21;
V2(3) = V22(3);
V3 = escala(VEVAR,COMIN,V1(1),VEVAR(j),1);
opcD=1;
while opcD == 2
    clc
    subplot(221);
    axis(V1);
    plot(VEVAR,IEMAX);title('Iemax VS. Vevar');
    xlabel('Volts');ylabel('Ampsers');grid
    axis; % para restablecer el escalamiento automático
    axis(V2);
    plot(VEVAR,DHmatr,VEVAR,DLmatr);title('D VS. Vevar');
    xlabel('Volts');ylabel('');grid
    axis; % para restablecer el escalamiento automático
    axis(V3);
    plot(VEVAR,COMIN);title('Co VS. Vevar');
```

```

xlabel('Volts');ylabel('microFarads');grid
axis; % para restablecer el escalamiento automatico
meta % almacena grafica
pause
clc
fprintf('¿Desea cambiar el rango de Vevar con el que se presentan las graficas?\n\n');
fprintf('1... Si\n');
fprintf('2... No\n');
opcD = input('Opcion = ');
if opcD == 1
    fprintf('\n\nValor máximo = %g',V1(2));
    fprintf('\nValor mínimo = %g',V1(1));fprintf('\n\n');
    Vmax = input('Nuevo valor máximo = ');
    Vmin = input('Nuevo valor mínimo = ');
    [V1] = escala(VEVAR,IEMAX,Vmin,Vmax,1);
    [V2] = escala(VEVAR,DHmatr,Vmin,Vmax,1);
    [V22] = escala(VEVAR,DLmatr,Vmin,Vmax,1);
    V2 = V21;
    V2(3) = V22(3);
    [V3] = escala(VEVAR,COMIN,Vmin,Vmax,1);
end
clc; % para regresar a la presentacion normal de una grafica en toda la pantalla
end

% CALCULO DEL VALOR DEL CAPACITOR DE ENTRADA
opcE = 0;

while opcE == 1
    clc
    fprintf('CALCULO DEL VALOR DEL CAPACITOR DE ENTRADA, Co\n');

    % SELECCION DE LA VARIACION DEL VOLTAJE DE ENTRADA, Vevar
    fprintf('\nLa variación del voltaje de entrada (Vevar) debe ser\n');
    fprintf('mayor que %g',Vevarmin);fprintf(' [V]\n');
    fprintf('y, se recomienda, menor que %g',VEVAR(3));fprintf(' [V]\n');
    Vevar = input('Valor de la variación del voltaje de entrada, Vevar (Volts) = ');
    Vemin = Vemax - Vevar; % [V]

    % CALCULO DE LA RELACION DE TRANSFORMACION, a
    Veprom = (Vemax+Vemin)/2; % voltaje de entrada promedio [V]
    a = (Dop/(1-Dop))*Veprom*efmin/Vs;

    % CALCULO DEL RANGO DEL CICLO DE TRABAJO, DH y DL
    DL = a*Vs/(Vemax+a*Vs); %DL,valor minimo del ciclo de trabajo
    DH = a*Vs/(efmin*Vemin+a*Vs); %DH,valor maximo del ciclo de trabajo

    % CALCULO DE LA CORRIENTE MAXIMA A LA ENTRADA, Iemax
    Iemax = Ismax*DH/(a*(1-DH)); % [A]

    % CALCULO DEL VALOR DEL CAPACITOR DE ENTRADA, Co
    Comin = Iemax/(2*pi*(sqrt(2)*Vca*(1-Rqneg/100)-Vemin)); % [Farads]
    fprintf('\nEl valor mínimo de la capacitancia de entrada es,\n');
    fprintf('Comin = %g',Comin*1e6);fprintf(' [µF]\n');

    opcE = input('¿Desea calcular de nuevo el valor de Co?, si(0),no(1) ');
end

end

% FRECUENCIA DEL RIZO DE VOLTAJE DE ENTRADA, fe
fe = 120; % [Hz]

end

```

‡ CALCULO DE LA CORRIENTE MINIMA A LA ENTRADA, Iemin  
Iemin = efmin\*Iemin\*DL/(a\*(1-DL)); ‡ [A]

‡ FIN DE CALCULO DE LA ETAPA DE ALIMENTACION

```

function [AWGnum,AWGarea,AWGohm,AWGpeso]=awgmatr
% aqui se guardan los datos de los alambres
% con aislante usados en la construccion de bobinas y transformadores.
% En la matriz AWGnum se encuentran los numeros de calibre de conductor
% AWG; en la matriz AWGarea se tiene el valor del area transversal del
% conductor en cm2*10-3; en la matriz AWGohm el valor ohmico del
% alambre en ohms*10-6/cm, y en la matriz AWGpeso se encuentra el peso
% del conductor en gm/cm.
% FORMATO: [AWGnum,AWGarea,AWGohm,AWGpeso]=awgmatr

AWGnum=[44;43;42;41;40;39;38;37;36;35;34;33;32;31;30;29;28;27;26;25;24
23;22;21;20;19;18;17;16;15;14;13;12;11;10];

AWGarea=[0.0202;0.02452;0.03166;0.03972;0.04869;0.06207;0.08107;0.1026;0.1266
0.1589;0.2011;0.2554;0.3242;0.4013;0.5067;0.6470;0.8046;1.021;1.28;1.623;2.047
2.588;3.243;4.116;5.188;6.531;8.228;10.39;13.07;16.51;20.82;26.26;33.08;41.68
52.61];

AWGohm=[85072;70308;54429;43405;35400;27775;21266;16801;13608;10849;8572.8
6748.6;5314.9;4294.6;3402.2;2664.3;2142.7;1687.6;1345.0;1062.0;842.1;666.0
531.4;418.9;332.3;263.9;209.5;165.8;131.8;104.3;82.8;65.64;52.09;41.37;32.7];

AWGpeso=[0.000195;0.000233;0.000299;0.000379;0.000464;0.000593;0.000773
0.000977;0.00119;0.0015;0.00189;0.00241;0.00305;0.00372;0.00472;0.00602
0.00747;0.00945;0.01185;0.01498;0.01884;0.02372;0.02965;0.03757;0.04726
0.0594;0.07472;0.0943;0.1184;0.1492;0.1879;0.2367;0.2977;0.375;0.468];

% fuente: K. Kit Sum, "Switch Mode Power Conversion", Ed. Marcel Dekker,
% 1984, pp. 324 (pag. ref. 107).

% fin

```

```

funcion [AP, NP, WA, AC, WT, WTPE, MLT, prov]=BRIMEX
% Aquí se almacena la información sobre los núcleos toroidales de ferrita
% (configuración POWDER CORE) que fabrica Brimex. Esta información
% abarca las medidas geométricas de dichos núcleos. A partir de estos
% datos se calculan los siguientes parámetros: Wa (área de la ventana),
% Ac (área transversal del núcleo), Ap (producto de áreas), MLT (longitud
% promedio por vuelta), NP (nombre de parte de los núcleos, WT (peso total
% aproximado del inductor o transformador, WTPE (peso aproximado del núcleo).
% Finalmente se incluye el nombre del proveedor. Las tablas se ordenan en
% orden creciente del producto de áreas de los núcleos.
% Formato: [AP, NP, WA, AC, WT, WTPE, MLT, prov]=BRIMEX

```

```

% ***** INFORMACION DEL CATALOGO DE BRIMEX *****

```

```

% OD -diametro externo-, ID -diametro interno-, ET -ancho del nucleo-
% ODbr, IDbr, ETbr tienen como unidades de longitud pulgadas
% cada renglón corresponde a un tipo de núcleo y contiene el valor mínimo
% y máximo.

```

```

ODbr=[0.095,0.105;
      0.15,0.16;
      0.225,0.235;
      0.225,0.235;
      0.367,0.383;
      0.49,0.51;
      0.49,0.51;
      0.49,0.51;
      0.81,0.84;
      0.81,0.84;
      0.86,0.89;
      0.855,0.885;
      1.195,1.255;
      1.22,1.28;
      0.975,1.025;
      0.975,1.025;
      0.975,1.025;
      1.112,1.172;
      1.112,1.172;
      1.160,1.160;
      1.160,1.160;
      0.594,0.594;
      0.235,0.235;
      0.8,0.8;
      0.38,0.38];

```

```

IDbr=[0.065,0.075;
      0.083,0.093;
      0.115,0.125;
      0.115,0.125;
      0.182,0.192;
      0.274,0.289;
      0.243,0.257;
      0.243,0.257;
      0.508,0.532;
      0.508,0.532;
      0.488,0.512;
      0.528,0.552;
      0.730,0.77;
      0.730,0.77;
      0.488,0.512;
      0.590,0.63;
      0.590,0.63;
      0.728,0.768;
      0.728,0.768;
      0.725,0.725;
      0.725,0.725;
      0.3,0.3;
      0.115,0.115;
      0.5,0.5;
      0.2,0.2];

```

```

HTbr={0.025,0.035;
       0.045,0.055;
       0.055,0.065;
       0.115,0.125;
       0.12,0.13;
       0.183,0.193;
       0.243,0.257;
       0.485,0.515;
       0.243,0.257;
       0.452,0.484;
       0.24,0.26;
       0.243,0.257;
       0.3,0.324;
       0.383,0.387;
       0.24,0.26;
       0.24,0.26;
       0.308,0.332;
       0.284,0.306;
       0.53,0.56;
       0.3,0.3;
       0.65,0.65;
       0.25,0.25;
       0.056,0.056;
       0.3,0.3;
       0.15,0.15};

```

```

% nombre de parte de los nucleos

```

```

NP={ 'T025x017x007';
      'T039x022x012';
      'T058x030x015';
      'T058x030x030';
      'T095x047x031';
      'T127x071x047';
      'T127x079x063';
      'T127x079x127';
      'T209x132x063';
      'T209x132x118';
      'T222x127x063';
      'T221x137x063';
      'T311x190x079';
      'T317x190x095';
      'T254x127x063';
      'T254x154x063';
      'T254x154x081';
      'T290x190x074';
      'T290x190x138';
      'CINCINATInor';
      'CINCINATIdob';
      'TIJUANA';
      '*235x115x056';
      '*800x500x300';
      '*380x200x150' };

```

```

% *****

```

```

% WA unidades en cm al cuadrado
% AC unidades en cm al cuadrado
% AP unidades en cm a la cuarta potencia
% WT unidades en gramos
% WT unidades en gramos
% WTFE unidades en gramos
% MLT unidades en cm

```

```

n = length(NP);
for i=1:n,

```

```

% ***** CALCULO DE LA MATRIZ DE AREAS DE VENTANA (WA) *****

```

```

WA(i)=6.4516*pi*((IDbr(i,1)+IDbr(i,2))/4)^2 ;
% ***** CALCULO DE LA MATRIZ DEL AREA TRANSVERSAL DEL NUCLEO (AC) *****
AC(i)=6.4516*(ODbr(i,1)+ODbr(i,2)-IDbr(i,1)-IDbr(i,2))*(HTbr(i,1)+HTbr(i,2))/8;
AC(i)=0.635*AC(i);
% el factor 0.635 presente en la fórmula de cálculo de Ac fue obtenido
% de la comparación de los datos de otros fabricantes y representa un promedio
% de la forma real del área transversal del núcleo con respecto al área
% del rectángulo formado por HT * (OD-ID)/2

% ***** CALCULO DE LA MATRIZ DE PRODUCTOS DE AREA (AP) *****
AP(i)=WA(i)*AC(i);

% ***** CALCULO DE LA MATRIZ DE PESO TOTAL (WT) *****
% El peso total del inductor o transformador (Wt) se calcula, en forma
% aproximada, a partir del producto de áreas y de una constante experimental
% (Kw, la constante Kw para configuraciones POWDER CORE es 58.8), como:
%
%           0.75
%           Wt = Kw Ap
WT(i) = 58.8*AP(i)^0.75;

% ***** CALCULO DE LA MATRIZ DE PESO DEL NUCLEO (WTPE) *****
% El peso del núcleo corresponde en forma aproximada a al 55%, en forma
% conservadora, del peso total del inductor, el dato anterior se obtuvo
% al analizar los datos de fabricante para núcleos toroidales de aleación
% Hely-Permalloy.
WTPE(i) = 0.55*WT(i);

% ***** CALCULO DE LA MATRIZ DE LONGITUD MEDIA POR VUELTA (MLT) *****
% La longitud media por vuelta MLT del bobinado puede calcularse a partir
% del producto de áreas y de una constante experimental Km, como:
%
%           0.25
%           MLT = Km AP
% El valor de la constante Km se obtuvo analizando los datos de fabricante para
% núcleos toroidales de aleación Hely-Permalloy, utilizando el método de mínimos
% cuadrados.
Km = 3.473;
MLT(i) = Km*AP(i)^0.25;
end

% ***** REACOMODO DE LAS MATRICES EN ORDEN CRECIENTE DE AP *****
n = length(NP);
for i=1:(n-1)
    for j=(i+1):n;
        min=AP(i);
        aux1=NP(i,1:12);
        aux2=WA(i);
        aux3=AC(i);
        aux4=WT(i);
        aux5=WTPE(i);

```

```

aux6=MLT(i);
if AP(j)<min;
AP(i)=AP(j);
min=AP(j);
NP(i,1:12)=NP(j,1:12);
NP(j,1:12)=aux1;
aux1=NP(i,1:12);
WA(i)=WA(j);
WA(j)=aux2;
aux2=WA(i);
AC(i)=AC(j);
AC(j)=aux3;
aux3=AC(i);
WT(i)=WT(j);
WT(j)=aux4;
aux4=WT(i);
WTPE(i)=WTPE(j);
WTPE(j)=aux5;
aux5=WTPE(i);
MLT(i)=MLT(j);
MLT(j)=aux6;
aux6=MLT(i);

```

```

end
end

```

```

§ *** NOMBRE DEL PROVEEDOR ***
prov='BRIMEX';

```

```

§ Fuente: Catálogo Brimex 1985

```

```

§ PIN BRIMEX

```



```

'1.15-1.4 ;
'1.15-1.4 ;
'0.66-0.82 ;
'0.66-0.82 ;
'0.66-0.82 ;
'0.65-0.82 ;
'0.45-0.5 ;
'0.45-0.5 ;
'0.45-0.5 ;
'0.33 ;
'0.28 ;
'0.24 ;
'0.27 ;
'0.23 ;
];

```

% CAMPO MAGNETIZANTE, DC COERCIVE FORCE [Amp-Turn/cm], H :

```

HDC = [ '0.18-0.44 ;
'0.18-0.44 ;
'0.5-0.75 ;
'0.5-0.75 ;
'0.5-0.75 ;
'0.5-0.75 ;
'0.125-0.25 ;
'0.125-0.25 ;
'0.125-0.25 ;
'0.062-0.187 ;
'0.062-0.187 ;
'0.062-0.187 ;
'0.025-0.82 ;
'0.025-0.82 ;
'0.025-0.82 ;
'0.0037-0.01 ;
'0.25 ;
'0.25 ;
'0.25 ;
'0.38 ;
'1.6 ;
'1.76 ;
'2.14 ;
'2.64 ;
];

```

% Temperatura de Curie °C:

```

CURIE = [ 930;
930;
750;
750;
750;
750;
750;
500;
500;
500;
480;
480;
480;
460;
460;
460;
400;
250;
250;
250;
160;
200;
250;
280;
320 ];

```

‡ Fuente: Colonel Wm. T. Mclyman. "Transformer and Inductor Design  
‡ Handbook". Ed. Marcel Dekker. New York. 1978. pp. 428. pags. 4, 237

‡ PIN CARMAG

```

% COMPOMAG.H
% Calculo de los parámetros de construcción de los componentes magnéticos

% CALCULO DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DE L1
clc
fprintf('CALCULO DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DE L1\n');
[Ap1,AWG1,N1,Sg1,rL1,Pfe1,Pcu1,nucleo1,mat1,prov1,num1]=inductor(L1min,Iemax,D1emax,fc);
r1 = rL1*num1; % [ohms]
fprintf('\nOprima cualquier tecla para continuar');pause

% CALCULO DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DE L2
clc
fprintf('CALCULO DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DE L2\n');
[Ap2,AWG2,N2,Sg2,rL2,Pfe2,Pcu2,nucleo2,mat2,prov2,num2]=inductor(L2min,I2max,D2max,fc);
r2 = rL2*num2; % [ohms]
fprintf('\nOprima cualquier tecla para continuar');pause

% CALCULO DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DEL TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO
clc
fprintf('CALCULO DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DEL TRANSFORMADOR\n');
fprintf('DE AISLAMIENTO\n');
[Ap,AWGp,AWGs,Np,Ns,Pfe,Pcu,efcalc,nucleo,mat,prov]=transfor(a,Vs,I2max,fc);
fprintf('\nOprima cualquier tecla para continuar');pause

% FIN DE CALCULO DE COMPONENTES MAGNETICOS

```

```

% COMPOPAS.M
% Este programa calcula los valores de los componentes pasivos del convertidor
% CD-CD, así como los parámetros de construcción de los componentes magnéticos

```

```

% CALCULO DE LA INDUCTANCIA L1
L1min = Vemax*DH*T/DIemax; % [H]

```

```

% CALCULO DE LA INDUCTANCIA L2
L2mina = Vemax*DH*T/(a*2*Ismín); % L2mina, valor mínimo de la inductancia de
% L2 para cumplir con la condición de
% conducción continua
L2minb = Vemax*DH*T/(a*DIsmáx); % L2minb, valor mínimo de la inductancia de
% L2 para cumplir con la condición de
% rizo de corriente

```

```

if L2mina > L2minb,
    L2min = L2mina; % [H] % Se escoge el valor de L2min mayor
else
    L2min = L2minb; % [H]
end

```

```

% CALCULO DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DE LOS COMPONENTES MAGNETICOS
% (inductancias de alisamiento de corriente y transformador de aislamiento)
componaq

```

```

% CALCULO DE LA CAPACITANCIA DE SALIDA, C
Cmin = Vemax*T^2*DH/(8*a*L2min*DVs); % [F]
VCmax = Vs; % Tensión de directa máxima para C [V]
ICrms = DIsmáx*sqrt(1/3); % valor rms de la corriente de rizo en C [Arms]

```

```

% CALCULO DE LAS CAPACITANCIAS DE TRANSFERENCIA DE ENERGIA, Ca y Cb
DVcb = 2*a*DVT/(1+a^2); % Se busca que los capacitores de transferencia
DVca = 2*DVT/(1+a^2); % de energía sean iguales
Camin = Ismáx*DH*T/(a*DVca);
VCamax = Vemax; % Tensión de directa máxima para Ca
Iarrms = sqrt(Vemax/(Vs*a))*(Ismáx/a+Iemáx); % Rizo de corriente rms máxima para Ca
Cbmin = Ismáx*DH*T/DVcb; % Para separar los polos (al menos 2 décadas)
VCbmax = Vs; % Tensión de directa máxima para Cb
Ibrrms = sqrt(Vemax/(Vs*a))*((1-DH)*r1/(Rmin+r2)); % Para tener un sistema de fase mínima

```

```

opc = 1;
while opc == 0;

```

```

% RECOMENDACIONES SOBRE EL VALOR DE Ca y Cb
Ce = Camín*Cbmin*a^2/(Camin*a^2+Cbmin); % Cálculo de la capacitancia equivalente
Cerec1 = (a^2*(r1/Rmin))/(L1min*fe^2*3*pi^2); % Para atenuar el rizo del voltaje de entrada
Cerec2 = (L2min*le4*Cmin/L1min)*(a^2+r1/Rmin); % Para separar los polos (al menos 2 décadas)
Cerec3 = (L2min*le2*Cmin/L1min)*(a^2+r1/Rmin); % Para separar los polos (al menos 1 década)
Cerec4 = L1min*DH^2/((1-DH)*r1*(Rmin+r2)); % Para tener un sistema de fase mínima

```

```

clc
fprintf('Valor de Ca = %g, le6*Camin); fprintf(' [%F]\n');
fprintf('Valor de Cb = %g, le6*Cbmin); fprintf(' [%F]\n');
fprintf('Valor de Ce = %g, le6*Ce); fprintf(' [%F]\n');

fprintf('Para atenuar el ruido de la señal de entrada, se recomienda un valor de %g\n');
fprintf('Ce mayor que: %g, le6*Cerec1); fprintf(' [%F]\n');

fprintf('Para que la función simplificada sea representativa, se necesita que Ce %g\n');
fprintf('sea mucho mayor que C, cuyo valor mínimo es de: %g, le6*Cmin); fprintf(' [%F]\n');

fprintf('Para tener un sistema de fase mínima, se recomienda un valor de Ce mayor %g\n');
fprintf('que: %g, le6*Cerec4); fprintf(' [%F]\n');

```

```

fprintf('Para separar los polos, al menos una década, se recomienda un valor de Ce\n');
fprintf('mayor o igual que: %g',1e6*Cerec3);fprintf(' [\u00b5F]\n\n');

fprintf('Para separar los polos, al menos dos décadas, se recomienda un valor de Ce\n');
fprintf('mayor o igual que: %g',1e6*Cerec2);fprintf(' [\u00b5F]\n\n');

Ceprop = input('Dame el nuevo valor que deseas para Ce, en microfarads = ');
Ceprop = 1e-6*Ceprop; % [F]
razon = Ceprop/Ce;
Camin = razon*Camin; % nuevo valor de Ca
Cbmin = razon*Cbmin; % nuevo valor de Cb
Cemin = Ceprop % nuevo valor de Ce

DVCa = Ismax*DH*T/(a*Camin); % Cálculo del nuevo valor de DVT
DVCh = Ismax*DH*T/Cbmin;
DVT = (DVCa+a*DVCh)/2;

clc
fprintf('Nuevo valor de Camin = %g',1e6*Camin);fprintf(' [\u00b5F]\n');
fprintf('Nuevo valor de Cbmin = %g',1e6*Cbmin);fprintf(' [\u00b5F]\n\n');
fprintf('Te parece un valor apropiado para las capacitancias Ca y Cb?\n');
fprintf('0 Si\n');fprintf('1 No\n');
opc = input('opcion = ');

end
fprintf('\nOprima cualquier tecla para continuar');pause

% CALCULO DE LAS CONDICIONES DE OPERACION DEL CAPACITOR C
VComax = Vemax; % [V]
ICorax = sqrt(1/3)*DIemax; % [Arms]

% VALORES DE LAS RESISTENCIAS EQUIVALENTES EN SERIE DE LOS CAPACITORES

ra = 0.01;
rb = 0.01;
r = 0.01;
opc = 0;
while opc ~=1 & opc ~=2
    clc
    fprintf('Los valores típicos de las resistencias equivalentes en serie\n');
    fprintf('de los capacitores son de 0.01 para\n');
    fprintf('ambas.\n\n');
    fprintf('OPCIONES:\n');
    fprintf('1... Valores típicos\n');
    fprintf('2... Otro valor\n');
    opc=input('¿Opción? = ');
    if opc == 2,
        r = input('r = ');
        ra = input('ra = ');
        rb = input('rb = ');
    end
end
end

% FIN DE CALCULO DE COMPONENTES PASIVOS

```

```

function (Kj,x,Kw,Ku,Ks,Top)=conf
% CONSTANTES DE LAS CONFIGURACIONES DE LOS NUCLEOS
% se pide que se elija una configuración y una temperatura de operación.
% Una vez dados dichos valores se obtienen los valores correspondientes
% de las siguientes constantes: x, K, Kw, Ku, Ks
% formato: [K],x,Kw,Ku,Ks,Top]=conf
clc
fprintf('ESCOJA UNA CONFIGURACION DE NUCLEO\n\n');
fprintf('POT CORE (en forma de cazuela) ...1\n');
fprintf('POWDER CORE (nucleo de polvo) ...2\n');
fprintf('E-I LAMINATION (E-I laminado) ...3\n');
fprintf('C CORE (en forma de C) ...4\n');
fprintf('SINGLE COIL (sabe) ...5\n');
fprintf('TAPE WOUND CORE (con cubierta) ...6\n');
config=input('Configuración = ');
fprintf('\n\n');
fprintf('ESCOJA UNA TEMPERATURA DE OPERACION\n\n');
fprintf('T = 25 C ...1\n');
fprintf('T = 50 C ...2\n');
Top=input('Temperatura = ');

KJ=[ 433,632;
     403,590;
     366,534;
     323,468;
     395,569;
     250,365 ];

X = [-0.17;
     -0.12;
     -0.12;
     -0.14;
     -0.14;
     -0.13 ];

KW = [48;
     58.8;
     68.2;
     66.6;
     76.6;
     82.3 ];

KU = [ 0.32;
     0.4;
     0.4;
     0.4;
     0.4;
     0.4 ];

KS = [ 33.8;
     32.5;
     41.3;
     39.2;
     44.5;
     50.9 ];

Kj = KJ(config,Top);
x = X(config);
Kw = KW(config);
Ku = KU(config);
Ks = KS(config);

% Fuente: Colonel Wm. T. McLyman, "Transformer and Inductor Handbook"
% serie Electrical Engineering and Electronics vol 7. Ed. Marcel Dekker
% 1978, pp 425. pag. 37, 372 y 416

% fin

```

```

function [Wn,anort]=dampMOD(L1,L2,Ca,Cb,C,r1,r2,ra,rb,r,a,d,R,vi)
% version modificada de la función damp
% entrega las frecuencias naturales y los factores de amortiguamiento
% de Vo(s)/Vi(s) y Vo(s)/D(s).
% Formato: [Wn,anort]=dampMOD(L1,L2,Ca,Cb,C,r1,r2,ra,rb,r,a,d,R,vi)

```

```

Ca = Ca*Cb*a^2/(Ca*a^2+Cb) ;
re = rb+ra/a^2 ;

```

```

% lo que sigue es el cálculo de las matriz A
% de la representación promedio de estado

```

```

A = zeros(4,4);

```

```

do = 1-d ;

```

```

A(1,1) = -r1/L1-do*re*a^2/L1 ;
A(1,2) = -do*a/L1 ;
A(2,1) = do*a/Ce ;
A(2,3) = -d/Ce ;
A(3,2) = d/L2 ;
A(3,3) = -d*re/L2-(r2+r)/L2 ;
A(3,4) = -1/L2 ;
A(4,3) = 1/C ;
A(4,4) = -1/(C*R) ;

```

```

[Wn,anort]=damp(A);

```

```

% FIN DAMPMOD

```

```

% DISCON.M
% Este programa permite calcular los valores de los componentes del sensor
% de tensión y del modulador de ancho de pulso, el valor de ganancia mínima
% para un controlador proporcional de acuerdo con requisitos de regulación
% en estado estacionario de la fuente ante las variaciones del voltaje de
% entrada. Si es necesario se incluye una red de compensación de adelanto.

% VOLTAJE MAXIMO DEL PWM
clc
fprintf('En los moduladores de ancho de pulso (PWM) del tipo rampa (o diente de\n');
fprintf('sierra) y comparador se establece un voltaje máximo de la rampa (Vm)\n');
fprintf('que permite definir la siguiente relación entre el ciclo de trabajo\n');
fprintf('y la señal de comando (Vc) del PWM:\n\n');
fprintf('d = Vc/Vm\n\n');
fprintf('El valor de Vm es, generalmente, proporcionado por los fabricantes de\n');
fprintf('circuitos moduladores\n\n');
Vm = input('Voltaje máximo de la rampa del PWM, (Volts), Vm = ');

% VOLTAJE DE REFERENCIA
clc
fprintf('Si la electrónica de control se realiza en forma analógica\n');
fprintf('es necesario establecer un voltaje de referencia\n');
fprintf('se recomienda establecer este voltaje de referencia con algún\n');
fprintf('dispositivo sencillo tal como un diodo zener.\n\n');
Vref = input('Voltaje de referencia, (Volts), Vref = ');
fprintf('\n\nOprima cualquier tecla para continuar');pause
clc;fprintf('Espere por favor');

% CALCULO DEL DIVISOR DE TENSION
% El sensor del voltaje de salida consiste de un divisor de tensión (beta) y
% un filtro paso bajas para atenuar el ruido de la frecuencia de conmutación.
beta = Vref/Vs;

% VALOR CORRIMIENTO, Voff
% Valor de corrimiento para que el error en estado estacionario (regulación)
% se de alrededor del valor nominal de salida.
Voff = Vm*Dnom;

% *** CONTROL PROPORCIONAL Y RED DE COMPENSACION ****

% CALCULO DE LA GANANCIA MINIMA (Kmin) PARA CUMPLIR CON REQUISITO DE REGULACION
clc
fprintf('Las variaciones del voltaje de entrada a la fuente son de:\n\n');
fprintf('%g, 100*(Vemax-Vemin)/Venom);fprintf(' o/o\n\n');
fprintf('Para dichas variaciones, especifique el porcentaje de regulación impuesto\n');
fprintf('sobre Vs:\n\n');
Reg = input('Reg (tanto por ciento) = ');
Kmin = (Vm*Dn/(Beta*Vs))*(100*(Vemax-Vemin)/Venom)/Reg;
fprintf('\n\nOprima cualquier tecla para continuar');pause
clc;fprintf('Espere por favor');

% VALORES INICIALES DEL COMPENSADOR DE ADELANTO
alfa = 1;
TC = 1;
red = 0; % bandera, red=1 significa que la red de compensación no es
% necesaria, red = 0 significa que sí lo es

opc = 0;
vez = 1;
while opc == 1,

% CALCULO DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DE LAZO ABIERTO
% (SIN COMPENSAR LA PRIMERA VEZ)
[Aq11,Bq11,Cq11,Dq11]=FTLA(Lzmin,Lzmin,Camin,Cbmin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DL,Rmin,Vemin,w,Kmin,beta,Vm,alfa,T
C);

```

```

C); [Ag12,Bg12,Cg12,Dg12]=FTLA(L1win,L2win,Cwin,Cbwin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DL,Rmin,Vemax,w,Kmin,beta,Vm,alfa,T
C); [Ag13,Bg13,Cg13,Dg13]=FTLA(L1win,L2win,Cwin,Cbwin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DL,Rmax,Vemin,w,Kmin,beta,Vm,alfa,T
C); [Ag14,Bg14,Cg14,Dg14]=FTLA(L1win,L2win,Cwin,Cbwin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DL,Rmax,Vemax,w,Kmin,beta,Vm,alfa,T
C); [Ag15,Bg15,Cg15,Dg15]=FTLA(L1win,L2win,Cwin,Cbwin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DB,Rmin,Vemin,w,Kmin,beta,Vm,alfa,T
C); [Ag16,Bg16,Cg16,Dg16]=FTLA(L1win,L2win,Cwin,Cbwin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DB,Rmin,Vemax,w,Kmin,beta,Vm,alfa,T
C); [Ag17,Bg17,Cg17,Dg17]=FTLA(L1win,L2win,Cwin,Cbwin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DB,Rmax,Vemin,w,Kmin,beta,Vm,alfa,T
C); [Ag18,Bg18,Cg18,Dg18]=FTLA(L1win,L2win,Cwin,Cbwin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DB,Rmax,Vemax,w,Kmin,beta,Vm,alfa,T

```

```

% GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE LA GANANCIA DE LAZO

```

```

m1,p1=bode(Ag11,Bg11,Cg11,Dg11,1,w);
m2,p2=bode(Ag12,Bg12,Cg12,Dg12,1,w);
m3,p3=bode(Ag13,Bg13,Cg13,Dg13,1,w);
m4,p4=bode(Ag14,Bg14,Cg14,Dg14,1,w);
m5,p5=bode(Ag15,Bg15,Cg15,Dg15,1,w);
m6,p6=bode(Ag16,Bg16,Cg16,Dg16,1,w);
m7,p7=bode(Ag17,Bg17,Cg17,Dg17,1,w);
m8,p8=bode(Ag18,Bg18,Cg18,Dg18,1,w);
Hmax=max( max( max(m1,m2),max(m3,m4) ),max( max(m5,m6),max(m7,m8) ) );
Hmin=min( min( min(m1,m2),min(m3,m4) ),min( min(m5,m6),min(m7,m8) ) );
Pmax=max( max( max(p1,p2),max(p3,p4) ),max( max(p5,p6),max(p7,p8) ) );
Pmin=min( min( min(p1,p2),min(p3,p4) ),min( min(p5,p6),min(p7,p8) ) );
Hmax=20*log10(Hmax);
Hmin=20*log10(Hmin);
clg
subplot(211)
semilog(w,Hmax,w,Hmin);
if vez == 1
    title('magnitud de la ganancia de lazo');
else
    title('magnitud de la ganancia de lazo compensada');
end
xlabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
subplot(212)
semilog(w,Pmax,w,Pmin);
if vez == 1
    title('fase de la ganancia de lazo');
else
    title('fase de la ganancia de lazo compensada');
end
xlabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
meta % almacena grafica
pause
subplot

```

```

% ANALISIS DE LOS MARGENES DE GANANCIA Y FASE

```

```

[Gm,Pm,Wm,Wcp]=margin(Hmax,Pmax,w);
if abs(Gm) < 1000,
    GM(1) = Gm;
    WCG(1) = Wm;
else
    GM(1) = 1000;
    WCG(1) = 0;
end
if abs(Pm) < 360,
    PH(1) = Pm;
    WCP(1) = Wcp;
else
    PH(1) = 360;
    WCP(1) = 0;
end
[Gm,Pm,Wm,Wcp]=margin(Hmax,Pmin,w);
if abs(Gm) < 1000,
    GM(2) = Gm;
    WCG(2) = Wm;
else
    GM(2) = 1000;
    WCG(2) = 0;
end

```

```
if abs(Pn) < 360,  
  PH(2) = Pn;
```



```

    WCP(2) = Wcp;
else
    PM(2) = 360;
    WCP(2) = 0;
end
[GM, Pm, Wm, Wcp]=margin(Hmin,Pmax,w);
if abs(GM) < 1000,
    GM(3) = GM;
    WCG(3) = Wm;
else
    GM(3) = 1000;
    WCG(3) = 0;
end
if abs(Pm) < 360,
    PM(3) = Pm;
    WCP(3) = Wcp;
else
    PM(3) = 360;
    WCP(3) = 0;
end
[GM, Pm, Wm, Wcp]=margin(Hmin,Pmin,w);
if abs(GM) < 1000,
    GM(4) = GM;
    WCG(4) = Wm;
else
    GM(4) = 1000;
    WCG(4) = 0;
end
if abs(Pm) < 360,
    PM(4) = Pm;
    WCP(4) = Wcp;
else
    PM(4) = 360;
    WCP(4) = 0;
end

% BUSQUEDA DEL MARGEN DE GANANCIA MAS REDUCIDO
k=1;
GM = GM(1);
for i = 1:4
    if GM(i) < GM,
        GM = GM(i);
    end
end

% BUSQUEDA DEL MARGEN DE FASE MAS REDUCIDO
k=1;
Pm = PM(1);
for i = 1:4
    if PM(i) < Pm,
        Pm = PM(i);
        k = i;
    elseif k <= 2,
        mag = Mmax;
    else
        mag = Mmin;
    end
end
if vez == 1,
    PmSC = Pm;    % Margen de fase sin compensador
    magSC = mag;  % Margen de ganancia sin compensador
end
clc
fprintf('El margen de fase más reducido es\n');
Pm
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar');pause
clc;fprintf('Espere por favor');

clc
fprintf('%cCálculo de la red de compensación?\n');

```

```

opc = input('Si(0), No(1)');
if opc==0;
if Pm < 45,

    % MARGEN RECOMENDADO DE FASE
    clc
    fprintf('En general se recomienda para fuentes conmutadas un margen\n');
    fprintf('de fase de al menos 45 grados\n\n');
    fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar\n');
    pause
    clc
    fprintf('Espere, por favor');

    Phi = 45 - PmSC + 5*vez; % [grados]
    Phi = (pi*Phi)/180; % [rad]
    alfa = (1-sin(Phi))/(1+sin(Phi));
    for i = 1:length(magSC)
        if magSC(i) > -20*log10(1/sqrt(alfa)),
            Wm = w(i);
        end
    end
    TC = 1/(sqrt(alfa)*Wm);
    Kmin = Kmin/alfa;

    clc
    fprintf('Kmin = %g',Kmin);
    fprintf('\nTC = %g',TC);
    fprintf('\nalfa = %g',alfa);
    fprintf('\n\nOprima cualquier tecla para continuar');
    pause
    clc;fprintf('Espere por favor');

    vez = vez + 1;

else
    if vez==1,
        red = 1;
    end
    opc = 1;
end
end

end

% FIN DE DISEÑO DEL CONTROLADOR

```

```

function [V]=escala(X,Y,minN,maxN,xy)
% formato [V]=escala(X,Y,minN,maxN,xy)
if xy == 1, % modifica el rango de graficación de (x). Escala el de (y)
    V(1)=minN;
    V(2)=maxN;
    j=1;
    for i=1:length(X),
        if X(i) <= minN,
            j=j+1;
        end
    end
    k=1;
    for i=length(X):-1:1,
        if X(i) >= maxN,
            k=k+1;
        end
    end
    V(3)=Y(j);
    V(4)=Y(k);
    for i=j:k,
        if Y(i) <= V(3),
            V(3)=Y(i);
        end
        if Y(i) >= V(4),
            V(4)=Y(i);
        end
    end
end
elseif xy == 0. % modifica el rango de graficación de (y). Escala el de (x)
    V(3)=minN;
    V(4)=maxN;
    j=1;
    for i=1:length(Y),
        if Y(i) <= minN,
            j=j+1;
        end
    end
    k=1;
    for i=length(Y):-1:1,
        if Y(i) >= maxN,
            k=k+1;
        end
    end
    V(1)=Y(j);
    V(2)=Y(k);
    for i=j:k,
        if Y(i) <= V(1),
            V(1)=Y(i);
        elseif Y(i) >= V(2),
            V(2)=Y(i);
        end
    end
end
else
    fprintf('Error. xy solo puede valer uno o cero');
end
end

```

```

function [Agl,Bgl,Cgl,Dgl]=FTLA(L1,L2,Ca,Cb,C,r1,r2,ra,rb,r,a,d,R,vi,w,K,beta,Vm,alfa,TC)
% Función de transferencia de lazo abierto de la fuente:
% Formato:
% [Agl,Bgl,Cgl,Dgl]=FTLA(L1,L2,Ca,Cb,C,r1,r2,ra,rb,r,a,d,R,vi,w,K,beta,Vm,alfa,TC)
% Donde:
% En una realización del tipo dx/dt = Ax+Bu y =Cx +Du:
% Agl - matriz A de la fuente en lazo abierto; Bgl - matriz B de la fuente en
% lazo abierto; Cgl - matriz C de la fuente en lazo abierto; Dgl - matriz D
% de la fuente en lazo abierto.

```

```

Ce = Ca*Cb*a^2/(Ca*a^2+Cb) ;
re = rb*ra/a^2 ;
do = 1-d ;

```

```

% lo que sigue es el cálculo de las matrices A1, b1, c1 y d1
% que forman la representación de estado del circuito cuando
% el conmutador conduce (d)

```

```

A1 = zeros(4,4) ;
A1(1,1) = -r1/L1 ;
A1(2,3) = -1/Ce ;
A1(3,2) = 1/L2 ;
A1(3,3) = -(re+r2+r)/L2 ;
A1(3,4) = -1/L2 ;
A1(4,3) = 1/C ;
A1(4,4) = -1/(C*R) ;
b1=[1/L1;0;0;0] ;
c1=[0,0,r,1] ;
D1=[0] ;

```

```

% lo que sigue es el cálculo de las matrices A2, b2, c2 y d2
% que forman la representación de estado del circuito cuando
% el conmutador no conduce (do)

```

```

A2 = zeros(4,4);
A2(1,1) = -(r1+re*a^2)/L1 ;
A2(1,2) = -a/L1 ;
A2(2,1) = a/Ce ;
A2(3,3) = -(r2+r)/L2 ;
A2(3,4) = -1/L2 ;
A2(4,3) = 1/C ;
A2(4,4) = -1/(C*R) ;
b2 = b1 ;
c2 = c1 ;
D2 = D1 ;

```

```

% lo que sigue es el cálculo de las matrices A, b, c y d
% que forman la representación promedio de estado

```

```

A = zeros(4,4);
A(1,1) = -r1/L1-do*re*a^2/L1 ;
A(1,2) = -do*a/L1 ;
A(2,1) = do*a/Ce ;
A(2,2) = -d/Ce ;
A(3,3) = d/L2 ;
A(3,4) = -d*re/L2-(r2+r)/L2 ;
A(3,4) = -1/L2 ;

```

```
A(4,3) = 1/C ;  
A(4,4) = -1/(C*R) ;
```

```
b = b1 ;  
c = c1 ;  
D = D1 ;
```

```
% ** FUNCION DE TRANSFERENCIA DE vs(s)/d(s) **  
BB = -(A1-A2)*inv(A)*b*v1;  
[num,den] = ss2tf(A,BB,c,D,1);
```

```
% ** FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL COMPENSADOR DE ADELANTO **  
numC = [1,1/TC];  
denC = [1,1/(alfa*TC)];  
numC = (K*beta/Vm)*numC;  
[Ac,Bc,Cc,Dc]=tf2ss(numC,denC);
```

```
% ** FUNCION DE TRANSFERENCIA DE LAZO ABIERTO  
numLA = conv(num,numC);  
denLA = conv(den,denC);  
[Aq1,Bq1,Cq1,Dq1]=series(Ac,Bc,Cc,Dc,A,BB,c,D);
```

```
% FIN FTLA
```

```

% FUENTE.M
% Este programa calcula, para una fuente conmutada de tipo Cuk con
% transformador de aislamiento:
% Los valores máximos y mínimos del ciclo de trabajo.
% Los valores mínimos de los componentes pasivos.
% Los parámetros de construcción de los inductores y del transformador
% de aislamiento.
% Las condiciones de operación máximas para los semiconductores de potencia.
% Presenta los resultados de simulaciones en el dominio de la frecuencia.
% Permite calcular los parámetros de un controlador proporcional
% para la regulación de la fuente,
% incluyendo si es necesario una red de compensación.

```

```

% DATOS DE OPERACION

```

```

clc
fprintf('DATOS DE OPERACION\n\n');
fprintf('Voltaje de salida deseado, (Volts DC)\n');
Vs = input('Vs = ');
fprintf('\n\nCorriente máxima a la salida, (Ampers CD)\n');
Ismax = input('Ismax = ');
fprintf('\n\nCorriente mínima a la salida, (Ampers CD)\n');
Imin = input('Imin = ');
fprintf('\n\nEficiencia mínima propuesta, ( 0 ≤ efin ≤ 1 )\n');
efin = input('efin = ');
fprintf('\n\nOprima cualquier tecla para continuar');pause;clc
fprintf('Espere, por favor. ');

```

```

% CALCULO DE LA ETAPA DE ENTRADA A LA FUENTE
aliment

```

```

% CALCULO DE CONDICIONES DE OPERACION

```

```

Rmax = Vs/(Imin); % Cálculo de la carga resistiva máxima
Rmin = Vs/(Ismax); % Cálculo de la carga resistiva mínima
Rnom = (Rmax+Rmin)/2; % Cálculo de la carga resistiva nominal
Vnom = Vopow; % Voltaje de entrada nominal
Dnom = Dop; % Ciclo de trabajo nominal

```

```

% PRESENTACION DE RESULTADOS 1

```

```

% (condiciones de operación calculadas y datos de la alimentación)
present1
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar');pause

```

```

% PARAMETROS DE DISEÑO, RIZOS DE CORRIENTE Y VOLTAJE
paradis

```

```

opcF = 1;
while opcF == 2,

```

```

% PARAMETROS DE DISEÑO, FRECUENCIA DE CONMUTACION, fc
clc

```

```

fprintf('Frecuencia de conmutación, (kHz)\n');
fc = input('fc = '); % [kHz]
fc = fc*1e3; % [Hz]
T = 1/fc; % Periodo de conmutación, [s]
fprintf('\n\nOprima cualquier tecla para continuar');pause

```

```

% CALCULO DE LOS VALORES DE LOS COMPONENTES PASIVOS
compapas

```

```

% PRESENTACION DE RESULTADOS 2

```

```

% (Datos de los componentes pasivos)
present2

```

```

fprintf('\nOprima cualquier tecla para continuar');pause

% VERIFICACION DE LA CONDICION PARA EL USO DE LAS TECNICAS
% DE ANALISIS APROXIMADAS
fc = fc*2*pi; % [rad/s];
if fc < 20*sqrt((1-DL)^2*a^2/(Llmin*Ce)+DH^2*r1/(Rmin*Llmin*Ce)),
% si esta condición se cumple la frecuencia de corte del filtro He(s) no está
% lo suficientemente alejada, al menos una decada de la mitad de la frecuencia
% de conmutación
clc
fprintf('Para poder aplicar la técnica de análisis aproximado\n');
fprintf('de Representación Promedio de Estado, se\n');
fprintf('requiere que la frecuencia de conmutación sea bastante más\n');
fprintf('grande que la frecuencia de corte del filtro He(s). Se recomienda\n');
fprintf('que la mitad de la frecuencia de conmutación se encuentre alejada\n');
fprintf('al menos una o dos décadas de la frecuencia de corte de He(s).\n');
fprintf('Advertencia: La condición mencionada arriba no se cumple\n');
fprintf('Frecuencia de corte de He(s) aproximada = %g',sqrt((1-DL)^2*a^2/(Llmin*Ce)+DH^2*r1/(Rmin*Llmin*Ce
)));
fprintf(' [rad/s]\n');
fprintf('Mitad del valor de la frecuencia de conmutación = %g',fc/2);
fprintf(' [rad/s]\n');
fprintf('¿Desea volver a calcular los componentes de la fuente?\n');
fprintf('1... Si\n');
fprintf('2... No\n');
opcF = input('Opción = ');
else
opcF = 2;
end

end

fc = fc/(2*pi); % [Hz]

% SIMULACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA
opcD = 0;
while opcD == 1,
clc
fprintf('SIMULACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA\n');
simula
opcD = input('Otra simulación, si(0) no(1) =');
end

% DISEÑO DEL CONTROLADOR
discon

% CALCULO DE LAS CONDICIONES MAXIMAS DE OPERACION PARA LOS
% SEMICONDUCTORES DE POTENCIA
semipot

% PRESENTACION E IMPRESION DE RESULTADOS
presenta

% FIN DE PROGRAMA FUENTE

```

```

function [Ap,AWG,N,Sg,rp,Pfe,Pcu,nucleo,mat,prov,num]=inductor(L,Imax,DI,f)
% Este programa calcula los parámetros de construcción de un inductor para
% alisamiento de corriente
% formato: [Ap,AWG,N,Sg,rp,Pfe,Pcu,nucleo,mat,prov,num]=inductor(L,Imax,DI,f)
% Donde:
% L - inductancia [Henrys], Imax - corriente máxima en el inductor [A]
% DI - rizo de corriente en el inductor [A], f - frecuencia del rizo de
% corriente [kHz].
% num - número de inductores en serie que componen el inductor principal.
% Datos de cada inductor que compone el inductor principal:
% Ap - producto de áreas [cm^4], AWG - calibre AWG del alambre del embobinado
% N - número de vueltas del embobinado, Sg - entrehierro del núcleo [W]
% rp - resistencia parásita [Ω], Pfe - pérdidas magnéticas [W], Pcu - pérdidas
% eléctricas [W], nucleo - nombre de parte del núcleo, prov - nombre del
% proveedor.

```

```

opc1 = 0;
div = 0;
num = 1;

```

```

% CALCULO DE LA CORRIENTE PICO EN EL INDUCTOR, I_pico
fprintf('\n\nfactor de seguridad para el calculo de la corriente pico\n');
fprintf('en tanto por ciento. Se recomienda un valor de alrededor del\n');
fprintf('10 por ciento\n\n');
fs = input('fs = ');
I_pico = Imax*(1+fs/100); % [A]

```

```

while opc1 == 0

```

```

L = L*num;
if div == 0
    % DIVISION DEL INDUCTOR
    clc
    fprintf('\n\n¿En cuantos inductores quieres dividir el inductor principal?\n');
    fprintf('Número actual de inductores = ');fprintf('%g\n\n',num);
    num = input('num = ');
end
L = L/num;

```

```

% SELECCION DE LA CONFIGURACION DEL NUCLEO

```

```

[K],x,Kw,Ku,Ks,Top] = conf;
clc;fprintf('Espere, por favor.');
```

```

% SELECCION DE LA DENSIDAD DE FLUJO MAGNETICO DE SATURACION MAXIMA

```

```

[NOMBRE,COMP,BSAT,HDC]=carmag;
clc
fprintf('SELECCION DE LA DENSIDAD DE SATURACION MAXIMA\n\n\n');
fprintf('\n\n');
fprintf('Si el tamaño del nucleo es el factor más importante a considerar,\n');
fprintf('debe buscarse el material con la densidad de flujo de saturación,\n');
fprintf('(Bsat), mayor.\n');
fprintf('Si las pérdidas magnéticas son el factor más importante a considerar\n');
fprintf('debe buscarse el material con la fuerza de coerción de DC,(H), menor.\n\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar.');
```

```

pause
long = 10;
max = ceil(length(NOMBRE)/long);
i = 1;
opc = 1;
n = 1;
while opc == 3
    clc
    fprintf('CARACTERISTICAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:\n\n');
    fprintf('NOMBRE          COMPOSICION          Bmax(Teslas)    H(Amp-vuelta/cm)\n');
    while i <= (long*n) & i <= length(NOMBRE)
        fprintf(NOMBRE(i,1:14));fprintf(' ');
        fprintf(COMP(1,1:28));fprintf(' ');
    
```

```

        fprintf(BSAT(i,1:9));fprintf(' ');
        fprintf(BDC(i,1:11));fprintf(' ... %g\n',i);
        i = i+1;
    end
    fprintf('\n\n');
    fprintf('página siguiente ... 1\n');
    fprintf('página anterior ... 2\n');
    fprintf('selección ... 3\n');
    opc = input('¿Opción? = ');
    if opc == 3,
        Bmax=input('¿Densidad máxima de saturación?, Bmax(Teslas) = ');
    end
    if opc == 1,
        n = n+1;
    else
        n = n-1;
    end
    if n == 0,
        n = 1;
    end
    if n > max,
        n = max;
    end
    i = long*n-(long-1);
end
clc;fprintf('Espere, por favor.');
```

% SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE LA VENTANA (Ku) PARA EL CALCULO  
 % DEL PRODUCTO DE AREAS (AP)

```

clc
fprintf('SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)\n\n');
fprintf('El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de\n');
fprintf('la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por\n');
fprintf('el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes\n');
fprintf('factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor\n');
fprintf('de llenado (dependiente de como se acomoden las capas de alambre\n');
fprintf('del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido\n');
fprintf('entre las capas de alambres del embobinado.\n\n');
fprintf('Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar.');
```

```

pause
while opc ==1 & opc ==2
    clc
    fprintf('Para el cálculo del producto de áreas, si se quiere hacer un cálculo\n');
    fprintf('conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos suficientes\n');
    fprintf('se recomienda un valor de Ku de 0.4\n\n');
    fprintf('ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida,\n');
    fprintf('el valor recomendado de Ku es = %g',Ku);fprintf('\n\n');
    fprintf('OPCIONES:\n');
    fprintf('1... Valor recomendado\n');
    fprintf('2... Otro valor\n');
    opc=input('¿Opción? = ');
    if opc == 2,
        Ku=input('Ku= ');
    end
end
clc;fprintf('Espere, por favor');
```

% CALCULO DEL PRODUCTO DE AREAS MINIMO, A<sub>pin</sub>  
 $A_{pin} = ((L * (I_{pico}^2) * 1E4) / (B_{max} * K_j * K_u))^{1/(1+x)}$ ; % [cm<sup>4</sup>]

```

% *****
% SELECCION DEL PROVEEDOR
% [AP, NP, WA, AC, WT, WTE, Mit, prov] = BRIMEX;
% ***** por el momento hay un sólo proveedor *****
```

% BUSQUEDA DE UN VALOR RECOMENDABLE DE AP

```

i = 1;
while AP(i) < Apmín & i < length(AP),
    i = i+1;
end
rec = i;
AP = AP(rec);

% SELECCION DEL NUCLEO
clc
fprintf('SELECCION DEL NUCLEO\n\n');
fprintf('\n\n');
fprintf('Debe elegirse un núcleo con producto de área mayor o igual al\n');
fprintf('producto de área mínimo (Apmín).\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar.');
```

pause

```

long = 8;
max = ceil(length(AP)/long);
i = 1;
opc = 1;
n = 1;
while opc ~= 3 & opc ~= 4,
    clc
    fprintf('DATOS DEL CATALOGO DE '); fprintf('prov'); fprintf('\n\n');
    fprintf('          NOMBRE          Ap[cm^4]\n');
    while i <= (long*n) & i <= length(AP)
        fprintf(' %g, i); fprintf('... ');
        fprintf(NP(1,1:12)); fprintf(' ');
        fprintf(' %g\n', AP(i));
        i = i+1;
    end
    fprintf('\n\n');
    fprintf('Producto de áreas mínimo, Apmín = %g, Apmín); fprintf('[cm^4]\n');
    fprintf('núcleo recomendado = '); fprintf(NP(rec,1:12));
    fprintf(' '); fprintf(' Ap = %g, AP(rec)); fprintf(' [cm^4]\n\n');
    fprintf('... '); fprintf(' ');
    fprintf(' página siguiente ... 1\n');
    fprintf(' página anterior ... 2\n');
    fprintf(' núcleo recomendado ... 3\n');
    fprintf(' otro núcleo ... 4\n');
    opc = input('¿Opción? = ');
    if opc == 3,
        sel = rec;
    end
    if opc == 4,
        sel = input('Núcleo seleccionado ¿1,2,3,...? = ');
        if sel > length(AP),
            opc = 5;
        end
    end
    if opc == 1,
        n = n+1;
    elseif opc == 2,
        n = n-1;
    end
    if n == 0,
        n = 1;
    end
    if n > max,
        n = max;
    end
    i = long*n - (long-1);
end
nucleo = NP(sel,1:12); % nombre del núcleo
AP = AP(sel); % [cm^4]
Ac = Ac(sel); % [cm^2]
Wa = Wa(sel); % [cm^2]
Wfe = Wfe(sel); % gr
MLT = MLT(sel); % [cm]
clc; fprintf('Espere, por favor.');
```

```
% CALCULO DEL NUMERO DE VUELTAS DEL EMBOBINADO
N=ceil(L*Ipico*1E4/(Bmax*Ac));
```

```
% CALCULO DEL ENTREHIERRO TOTAL
Sq=(N^2)*1.2566E-6*Ac*1E-4/L; % [m]
```

```
% CALCULO DEL AREA MINIMA DEL ALAMBRE
J=Kj*Ap^X;
Awmin=Ipico/J; % [cm-2]
```

```
% SELECCION DEL CALIBRE DEL ALAMBRE SEGUN ESTANDAR AWG
% La regla de selección dice que si el tamaño calculado para
% el área del alambre no está cerca de la de los alambres listados
% en la tabla de alambres comerciales se seleccione el tamaño más pequeño
% que le siga.
```

```
[AWGnum,AWGarea,AWGohm,AWGpeso]=awgnatr; % datos de alambres comerciales
r=0;
```

```
i=1;
while r==0
    if (AWGarea(i)*1e-3) >= Awmin,
        r=1;
    elseif i==35,
        r=1;
    else
        i=i+1;
    end
    if i < 35,
        if (AWGarea(i)+0.66*(AWGarea(i+1)-AWGarea(i)))*1e-3 >= Awmin,
            r=1;
        end
    end
end
```

```
end
AWG=AWGnum(i);
Aw=AWGarea(i)*1e-3;
```

```
if (AWGarea(i)+0.66*(AWGarea(i+1)-AWGarea(i)))*1e-3 < Awmin,
    clc
    fprintf('ADVERTENCIA\n\n');
    fprintf('El área transversal del alambre calculado es mucho\n\n');
    fprintf('menor que la mínima requerida\n\n');
    fprintf('Área transversal requerida = %g',Awmin);
    fprintf(' [cm^2]\n\n');
    fprintf('Área transversal seleccionada = %g',Aw);
    fprintf(' [cm^2]\n\n');
    fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar');pause
    clc;fprintf('Espere por favor');
end
```

```
% SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku) PARA EL CALCULO
% DEL AREA DE LA VENTANA NECESARIA (Wanec)
```

```
clc
fprintf('SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)\n\n');
fprintf('El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de\n\n');
fprintf('la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por\n\n');
fprintf('el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes\n\n');
fprintf('factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor\n\n');
fprintf('de llenado (dependiente de como se acomodan las capas de alambre\n\n');
fprintf('del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido\n\n');
fprintf('entre las capas de alambres del embobinado.\n\n');
fprintf('Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar.');
```

```
pause
while opc ==1 & opc ==2
    clc
    fprintf('Para el cálculo área de ventana necesaria, si se quiere hacer un\n\n');
    fprintf('cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos\n\n');
```

```

fprintf('suficientes se recomienda un valor de Ku de 0.4\n\n');
fprintf('Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida,\n');
fprintf('el valor recomendado de Ku es = %g',Ku);fprintf('\n\n\n');
fprintf('OPCIONES:\n');
fprintf('1... Valor recomendado\n');
fprintf('2... Otro valor\n');
opc=input('¿Opción? ');
if opc == 2;
    Ku=input('Ku= ');
end
end
clc;fprintf('Espere, por favor');

% CALCULO DEL AREA DE VENTANA NECESARIA, Wanec
Wanec=N*Aw/Ku; % [cm^2]
Wa; % [cm^2]

if Wanec > Wa,
    clc
    fprintf('ADVERTENCIA\n\n');
    fprintf('El área de ventana del núcleo seleccionado es menor que la\n');
    fprintf('necesaria\n');
    fprintf('Área de ventana necesaria = %g',Wanec);
    fprintf(' [cm^2]\n\n');
    fprintf('Área de ventana del núcleo seleccionado = %g',Wa);
    fprintf(' [cm^2]\n\n\n');
    fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar');pause
    clc;fprintf('Espere por favor');
end

% CALCULO DE LAS PERDIDAS ELECTRICAS, Pcu
rl=AWGohm(1);
rp=MLT*N*rl*IE-6;
Pcu=rp*Imax2; % [W]

% CALCULO DE UN VALOR RECOMENDABLE DE PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO
Pfe#wrec = 1000*Pcu/Wtfe; % [W/kg]
clc
fprintf('SELECCION DEL MATERIAL MAGNETICO DEL NUCLEO CON BASE EN LAS\n');
fprintf('PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO\n\n\n');
fprintf('La condición para el diseño óptimo de elementos magnéticos establece pérdidas\n');
fprintf('magnéticas y eléctricas iguales.\n\n');
fprintf('Para que dicha condición se cumpla debe buscarse, entonces, un material\n');
fprintf('con pérdidas magnéticas por peso lo más cercanas a %g',Pfe#wrec);
fprintf(' [W/kg]\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar. ');
pause
clc;fprintf('Espere, por favor');

% CALCULO DE LAS PERDIDAS MAGNETICAS, Pfe
Bca=Bmax*(DI/Imax);
[PFEW,TIPO] = perdmag(Bca,f);
long = 10;
max = ceil(length(PFEW)/long);
i = 1;
opc = 1;
n = 1;
while opc == 3
    clc
    fprintf('PERDIDAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:\n\n');
    fprintf('NOMBRE PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO [W/kg]\n');
    while i <= (long*n) & i <= length(PFEW)
        fprintf('%g',i);fprintf('... ');
        fprintf(TIPO(1,1:37));
        fprintf(' %g\n',PFEW(i));
        i = i+1;
    end
    fprintf('\n');
end

```

```

fprintf('Valor óptimo de pérdidas magnéticas por peso = %g',PfeWrec);
fprintf(' [W/kg]\n\n');
fprintf(' página siguiente ... 1\n');
fprintf(' página anterior ... 2\n');
fprintf(' selección ... 3\n');
opc = input('¿Opción? = ');
if opc == 3
    k=input('material escogido (1,2,3,...? ');
    if k > length(PFEW),
        opc = 4;
    end
end
if opc == 1,
    n = n+1;
else
    n = n-1;
end
if n == 0,
    n = 1;
end
if n > max,
    n = max;
end
i = long*n-(long-1);
end
mat=TIPO(k,1:37); % nombre del material escogido
Pfe=PFEW(k)*Wtfe*1e-3; % [W]
clc;fprintf('Espere, por favor!);

% CALCULO DE LAS PERDIDAS TOTALES, Ptot
Ptot=Pcu+Pfe;

% PERDIDAS
clc
fprintf('Pérdidas magnéticas = %g',Pfe);fprintf(' [W]\n');
fprintf('Pérdidas eléctricas = %g',Pcu);fprintf(' [W]\n');
fprintf('Pérdidas totales = %g',Ptot);fprintf(' [W]\n');

opc1=input('Repetir el cálculo, No(1) Si (0)= ');
div = 1;
end

% FIN DE INDUCTOR

```

```

% PARDIS.M
% PARAMETROS DE DISEÑO PARA EL CALCULO DE LOS COMPONENTES
% PASIVOS

% PARAMETROS DE DISEÑO, CORRIENTE DE SALIDA, Is
clc
fprintf('Corriente máxima a la salida, Ismax = %g', Ismax); fprintf(' [A DC]\n');
fprintf('Corriente mínima a la salida, Ismin = %g', Ismin); fprintf(' [A DC]\n\n');
fprintf('Rizo de corriente máximo permisible en el inductor L2, (Amperes)\n');
DIsmax=input('DIsmax = ');
fprintf('\nOprima cualquier tecla para continuar');pause

% PARAMETROS DE DISEÑO, VOLTAJE DE SALIDA, Vs
clc
fprintf('Voltaje de salida, Vs = %g', Vs); fprintf(' [V DC]\n\n');
fprintf('Rizo de voltaje a la salida máximo permisible (Volts)\n');
DVs = input('DVs = ');
fprintf('\nOprima cualquier tecla para continuar');pause

% PARAMETROS DE DISEÑO, CORRIENTE DE ENTRADA, Ie
clc
fprintf('Corriente máxima a la entrada, Iemax = %g', Iemax); fprintf(' [A DC]\n');
fprintf('Corriente mínima a la entrada, Iemin = %g', Iemin); fprintf(' [A DC]\n\n');
fprintf('Rizo de corriente máximo permisible en el inductor L1, (Amperes)\n');
DIemax=input('DIemax = ');
fprintf('\nOprima cualquier tecla para continuar');pause

% PARAMETROS DE DISEÑO, VOLTAJES EN LOS CAPACITORES DE TRANSFERENCIA DE ENERGIA
clc
fprintf('Contribucion al voltaje de bloqueo en el conmutador\n');
fprintf('dependiente del rizo de tensión en Ca y Cb, (Volts)\n');
DVT = input('DVT = ');
fprintf('\nOprima cualquier tecla para continuar');pause
clc; fprintf('Espere por favor');

% FIN DE PARAMETROS DE DISEÑO

```

```

function [PFEW,TIPO]=perdmag(B,f)
% Esta función ayuda a encontrar las pérdidas magnéticas por peso, para las
% condiciones de operación: f (frecuencia de operación [Hertz]) y
% B (densidad de flujo magnético de operación [Teslas]).
% TIPO es el vector que contiene los nombres de las diferentes clases de
% aleaciones comerciales para el material del núcleo.
% PFEW es el vector de pérdidas magnéticas por peso.
% Formato: [PFEW,TIPO]=perdmag(B,f)

```

```

TIPO = { 'ARMO, SILICON STEEL 14 mil      ';;
         'MAGNETICS, SUPERMENDUR 4 mil   ';;
         'ARNOLD ENG., PERMALLOY 2 mil, C CORES';;
         'MAGNETICS, ALLOY 48 4 mil      ';;
         'SIEMENS, SIFERRIT N27          ';;
         'FERROXUBE, 3CB                  ';;
         'MAGNETICS, SUPERMENDUR 2 mil   ';;
         'MAGNETICS, MAGNESIL 2 mil      ';;
         'MAGNETICS, ORTHONOL, 2 mil     ';;
         'ARNOLD, SILECTRON 2 mil        ';;
         'BRIMEX, FERRITA NF-83          ';;
         'BRIMEX, FERRITA B-80           ';;
         'BRIMEX, FERRITA F-200         ';;
         'BRIMEX, FERRITA M-84          ';;
         'BRIMEX, FERRITA C-1           '};

```

```

% PARA LOS MATERIALES DE BRIMEX NO HAY DATOS DE LOS PARAMETROS
% X,Y,Z PARA EL CALCULO DE LAS PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO.
% POR EL MOMENTO SE LES ASIGNARAN LOS PARAMETROS DEL MATERIAL
% TIPO 5 QUE TAMBIEN ES UNA FERRITA.

```

```

% Las pérdidas magnéticas por kilogramo, Pfe/Wtfe, se calculan con
% la siguiente fórmula:
%  $Pfe/Wtfe = x*f^y*B^z$ 
% donde: f = frecuencia de operación; B = densidad de flujo magnético
% x,y,z = parámetros obtenidos a partir de datos
% experimentales para cada tipo de material.

```

```

% en la matriz llamada PARAM, cada renglón corresponde a un tipo
% de material en el orden de la tabla anterior y sus columnas son
% los parámetros x,y,z correspondientes

```

```

PARAM = [ 0.557e-3,1.68,1.86;
          5.64e-3,1.27,1.36;
          0.351e-3,1.41,2.13;
          0.281e-3,1.57,1.95;
          0.262e-3,1.39,2.19;
          1.01e-3,1.35,2.12;
          23.6e-3,1.05,1.3;
          25.9e-3,1.04,1.63;
          0.559e-3,1.41,1.27;
          5.97e-3,1.26,1.73;
          0.262e-3,1.39,2.19;
          0.262e-3,1.39,2.19;
          0.262e-3,1.39,2.19;
          0.262e-3,1.39,2.19;
          0.262e-3,1.39,2.19 ];

```

```

for i=1:15,
PFEW(i) = PARAM(i,1)*f^PARAM(i,2)*B^PARAM(i,3);
end

```

```

% fuentes:
% K. Kit Sum, "Switch Mode Power Conversion", Ed. Marcel Dekker,
% 1984, pp. 324.
% Brimex, CATALOGO, 1985, pp. 32.

```

```

% fin

```

```

% PRESENTA.M
% PRESENTACION E IMPRESION DE RESULTADOS FINAL

```

```

clc
fprintf('PRESENTACION E IMPRESION DE RESULTADOS\n');
fprintf('TECLEE SHIPT-PRTSC EN CADA PANTALLA Y DESPUES QUE IMPRIMA, RETURN\n');
fprintf('\nOprima cualquier tecla para continuar');pause

```

```

% PRESENTACION DE RESULTADOS 1
% (Datos de la alimentación y de las condiciones de operación)
clc
present1 % (Datos de la alimentación)

```

```

% PRESENTACION DE CONDICIONES DE OPERACION
fprintf('Voltaje de salida, Vs = %g',Vs);fprintf(' [V]\n');
fprintf('Corriente máxima a la salida, Ismax = %g',Ismax);fprintf(' [A]\n');
fprintf('Corriente mínima a la salida, Ismin = %g',Ismin);fprintf(' [A]\n');
fprintf('Rizo de corriente máximo en el inductor L2, Dismax = %g',Dismax);fprintf(' [A]\n');
fprintf('Rizo de corriente máximo en el inductor L1, Diemax = %g',Diemax);fprintf(' [A]\n');
fprintf('Rizo de voltaje a la salida maximo, DVS = %g',DVS);fprintf(' [V]\n');
fprintf('Frecuencia de conmutacion, fc = %g',fc/1000);fprintf(' [kHz]\n');
fprintf('Carga resistiva máxima, Rmax = %g',Rmax);fprintf(' [Ω]\n');
fprintf('Carga resistiva nominal, Rpon = %g',Rpon);fprintf(' [Ω]\n');
fprintf('Carga resistiva mínima, Rmin = %g',Rmin);fprintf(' [Ω]\n');
pause
clc

```

```

% PRESENTACION DE RESULTADOS 2
% (Datos de los componentes pasivos)
clc
present2
pause
clc

```

```

% PRESENTACION DE RESULTADOS 3
% (Parámetros de construcción de los elementos magnéticos)

```

```

% DATOS DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DEL INDUCTOR
% DE ALISAMIENTO DE CORRIENTE L1
clc
fprintf('INDUCTOR DE ENTRADA, L1\n');
fprintf('Inductancia L1 = %g',L1min*1e3);fprintf(' [mH]\n');
fprintf('Formado por %g',num1);fprintf(' inductores en serie\n');
fprintf('con las siguientes características:\n\n');
fprintf('Inductancia = %g',L1min*1e3/num1);fprintf(' [mH]\n');
fprintf('Núcleo: ');fprintf('nucleol');
fprintf('\nProducto de áreas, Apl = %g',Apl);fprintf(' [cm^4]\n');
fprintf('Material magnético: ');fprintf('matl');
fprintf('\nProveedor: ');fprintf('prov');
fprintf('\nEntrehierro, Sgl = %g',Sgl);fprintf(' [m] ');
fprintf('%g',Sgl*3.937*1e4);fprintf(' [mils]\n');
fprintf('Número de vueltas del devanado, N1 = %g',N1);
fprintf('\nCalibre del alambre, AWG1 = %g',AWG1);fprintf(' [AWG]\n');
fprintf('Resistencia parásita, rL1 = %g',rL1);fprintf(' [Ω]\n');
fprintf('Pérdidas magnéticas, Pfel = %g',Pfel);fprintf(' [W]\n');
fprintf('Pérdidas eléctricas, Pcul = %g',Pcul);fprintf(' [W]\n');
fprintf('Resistencia parásita total, rti = %g',num1*rL1);fprintf(' [Ω]\n');
fprintf('Pérdidas totales = %g',num1*(Pfel+Pcul));fprintf(' [W]\n');
fprintf('Nota: en el cálculo del inductor no se tomó en cuenta el efecto\n');
fprintf('del flujo de dispersión (fringing flux) por lo que un ajuste\n');
fprintf('experimental del número de vueltas será recomendable\n');
pause

```

```

% DATOS DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DEL INDUCTOR
% DE ALISAMIENTO DE CORRIENTE L2

```

```

clc
fprintf('INDUCTOR DE SALIDA, L2\n');
fprintf('Inductancia L2 = %g',L2min*1e3);fprintf(' [mH]\n');
fprintf('Formado por %g',num2);fprintf(' inductores en serie\n');

```

```

fprintf('con las siguientes características:\n\n');
fprintf('Inductancia = %g',L2*min*1e3/num2);fprintf(' [mH]\n');
fprintf('Núcleo: ');fprintf(nucleo2);
fprintf('\nProducto de áreas, Ap2 = %g',Ap2);fprintf(' [cm^4]\n');
fprintf('Material magnético: ');fprintf(mat2);
fprintf('\nProveedor: ');fprintf(prov2);
fprintf('\nEntrehierro, Sg2 = %g',Sg2);fprintf(' [m] ');
fprintf('%g',Sg2*3.937*1e4);fprintf(' mils)\n');
fprintf('Número de vueltas del devanado, N2 = %g',N2);
fprintf('\nCalibre del alambre, AWG2 = %g',AWG2);fprintf(' [AWG]\n');
fprintf('Resistencia parásita, rL2 = %g',rL2);fprintf(' [Ω]\n');
fprintf('Pérdidas magnéticas, Pfe2 = %g',Pfe2);fprintf(' [W]\n');
fprintf('Pérdidas eléctricas, Pcu2 = %g',Pcu2);fprintf(' [W]\n');
fprintf('Resistencia parásita total, rT2 = %g',num2*rL2);fprintf(' [Ω]\n');
fprintf('Pérdidas totales = %g',num2*(Pfe2+Pcu2));fprintf(' [W]\n\n');
fprintf('Nota: en el cálculo del inductor no se tomó en cuenta el efecto\n');
fprintf('del flujo de dispersión (Fringing flux) por lo que un ajuste\n');
fprintf('experimental del número de vueltas será recomendable\n\n');
pause

```

```

% DATOS DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DEL TRANSFORMADOR
% DE AISLAMIENTO

```

```

clc
fprintf('TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO\n');
fprintf('Relacion de transformacion, a = %g\n',a);
fprintf('Núcleo: ');fprintf(nucleo);
fprintf('\nProducto de áreas, Ap = %g',Ap);fprintf(' [cm^4]\n');
fprintf('Material magnético: ');fprintf(mat);
fprintf('\nProveedor: ');fprintf(prov);
fprintf('\nNúmero de vueltas del devanado primario, Np = %g',Np);
fprintf('\nNúmero de vueltas del devanado secundario, Ns = %g',Ns);
fprintf('\nCalibre del alambre del devanado primario, AWGp = %g',AWGp);fprintf(' [AWG]\n');
fprintf('Calibre del alambre del devanado secundario, AWGs = %g',AWGs);fprintf(' [AWG]\n');
fprintf('Pérdidas magnéticas, Pfe = %g',Pfe);fprintf(' [W]\n');
fprintf('Pérdidas eléctricas, Pcu = %g',Pcu);fprintf(' [W]\n');
fprintf('Eficiencia calculada, efcalc = %g',efcalc);
fprintf('\n\nNota: cuando se utilizan transformadores en convertidores CD-CD se\n');
fprintf('recomienda incorporar en el núcleo un pequeño entrehierro de unos\n');
fprintf('2 mils aproximadamente\n\n');
pause

```

```

% PRESENTACION DE RESULTADOS 4

```

```

% (Condiciones de operación de los semiconductores de potencia)

```

```

clc

```

```

fprintf('CONDICIONES DE OPERACION DEL CONVERTIDOR\n');
fprintf('Voltaje en bloqueo máximo = %g',Vbloqmax);fprintf(' [V]\n');
fprintf('Corriente máxima en conducción = %g',Icondmax);fprintf(' [A]\n\n');
fprintf('CONDICIONES DE OPERACION DEL DIODON');
fprintf('Voltaje de inversa máximo, Vdmax = %g',VDmax);fprintf(' [V]\n');
fprintf('Corriente de directa máxima, Idmax = %g',IDmax);fprintf(' [A]\n\n');
fprintf('CONDICIONES DE OPERACION DEL PUENTE RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA\n');
fprintf('Corriente promedio de CD máxima, IFNavg = %g',IFNavg);fprintf(' [A]\n');
fprintf('Pico repetitivo de tensión de CD máximo, Vpicorep = %g',Vpicorep);fprintf(' [V]\n\n');
pause

```

```

% DATOS DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO:

```

```

% DATOS DEL SENSOR

```

```

clc

```

```

fprintf('DATOS DEL SENSOR:\n');
fprintf('Divisor de tensión, beta = %g\n',beta);

```

```

% DATOS DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO (PWM)

```

```

fprintf('DATOS DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO\n');
fprintf('Voltaje pico a pico de la rampa del PWM, Vm = %g',Vm);fprintf(' [V]\n\n');

```

```

% VOLTAJE DE REFERENCIA

```

```
fprintf('VOLTAJE DE REFERENCIA:\n');
fprintf('Voltaje de referencia, Vref = %g',Vref);fprintf(' [V]\n\n');
```

```
% REGULACION DE LA FUENTE
fprintf('REGULACION DE LA FUENTE\n');
fprintf('Regulación de la fuente = %g',Reg);fprintf(' o/o\n\n');
```

```
% DATOS DEL CONTROLADOR
fprintf('DATOS DEL CONTROLADOR:\n');
fprintf('ganancia del controlador, Kmin = %g',Kmin);
fprintf('\nvoltaje de corrimiento, Voff = %g',Voff);fprintf(' [V]');
if red == 0
    fprintf('\nValores de los parámetros de la red de adelanto:');
    fprintf('\nTC = %g',TC);
    fprintf('\nalfa= %g',alfa);
else
    fprintf('\nNo es necesaria una red de compensación');
end
```

```
% MARGENES DE GANANCIA Y FASE DE LA FUENTE EN LAZO ABIERTO
fprintf('\nMARGENES DE GANANCIA Y FASE DE LA FUENTE EN LAZO ABIERTO:\n');
if Pm <= 180
    fprintf('Margen de fase mínimo de la fuente en lazo abierto = %g',Pm);fprintf(' grados\n');
else
    fprintf('Margen de fase indefinido, La curva de ganancia no cruza por 0 dB\n');
end
if Gm < 1000
    fprintf('Margen de ganancia mínimo de la fuente en lazo abierto = %g',Gm);fprintf(' dB\n');
else
    fprintf('Margen de ganancia indefinido, La curva de fase no cruza 180 grados\n');
end
pause
```

```
% FIN DE PRESENTACION DE RESULTADOS
```

```

% PRESENT1.M
% PRESENTACION DE RESULTADOS 1
clc
fprintf('DATOS DE LA ALIMENTACION:\n');
if opcAlim == 2,
    fprintf('Alimentación trifásica\n');
else
    fprintf('Alimentación monofásica\n');
end
fprintf('Voltaje de línea, Vca = %g',Vca);fprintf(' + %g', Regpos);fprintf(' °/o - %g',Regneg);fprintf(' °/o (V
ms)\n');
fprintf('Frecuencia de la línea, fl = %g',fl);fprintf(' [Hz]\n');
fprintf('Voltaje de entrada a la fuente máximo, Vemax = %g',Vemax);fprintf(' [V]\n');
fprintf('Voltaje de entrada a la fuente promedio, Veprom = %g',Veprom);fprintf(' [V]\n');
fprintf('Voltaje de entrada a la fuente mínimo, Vemin = %g',Vemin);fprintf(' [V]\n');
fprintf('CONDICIONES DE OPERACION:\n');
fprintf('Ciclo de trabajo máximo, DH = %g\n',DH);
fprintf('Ciclo de trabajo de operación -nominal-, Dop = %g\n',Dop);
fprintf('Ciclo de trabajo mínimo, DL = %g\n',DL);
fprintf('Relación de transformación del transformador de aislamiento,');
fprintf(' a = %g\n',a);

```

```

% FIN PRESENTACION DE RESULTADOS 1

```

```

‡ PRESENT2.M
‡ PRESENTADOR DE RESULTADOS 2
‡ (Datos de los componentes pasivos)

```

```

clc
fprintf('DATOS DE LOS COMPONENTES PASIVOS: \n\n');
fprintf('CAPACITOR DE SALIDA, C\n');
fprintf('Capacitancia mínima, Cmin = %g', Cmin*1e6); fprintf(' [μF]\n');
fprintf('Resistencia equivalente en serie, r = %g', r); fprintf(' [Ω]\n');
fprintf('Tensión de directa máxima = %g', Vcmax); fprintf(' [V]\n');
fprintf('Rizo de corriente rms máxima = %g', ICrms); fprintf(' [Arms]\n\n');
fprintf('CAPACITORES DE TRANSFERENCIA DE ENERGÍA, \n');
fprintf('Ca\n');
fprintf('Capacitancia mínima, Cmin = %g', Cmin*1e6); fprintf(' [μF]\n');
fprintf('Resistencia equivalente en serie, ra = %g', ra); fprintf(' [Ω]\n');
fprintf('Tensión de directa máxima, VCmax = %g', VCmax); fprintf(' [V]\n');
fprintf('Rizo de corriente rms máxima, Iarms = %g', Iarms); fprintf(' [Arms]\n');
fprintf('Cb\n');
fprintf('Capacitancia mínima, Cmin = %g', Cmin*1e6); fprintf(' [μF]\n');
fprintf('Resistencia equivalente en serie, rb = %g', rb); fprintf(' [Ω]\n');
fprintf('Tensión de directa máxima, VCmax = %g', VCmax); fprintf(' [V]\n');
fprintf('Rizo de corriente rms máxima, Ibrms = %g', Ibrms); fprintf(' [Arms]\n');
fprintf('Ce\n');
fprintf('Capacitancia mínima, Cmin = %g', Cmin*1e6); fprintf(' [μF]\n');
fprintf('Resistencia equivalente en serie, re = %g', re); fprintf(' [Ω]\n\n');
if opcAlia == 1,
    pause
    fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar');
    clc
    fprintf('CAPACITOR DE ENTRADA, Co\n');
    fprintf('Capacitancia mínima, Cmin = %g', Cmin*1e6); fprintf(' [μF]\n');
    fprintf('Tensión de directa máxima, VCmax = %g', VCmax); fprintf(' [V]\n');
    fprintf('Corriente rms máxima, ICrms = %g', ICrms); fprintf(' [Arms]\n');
end

```

```

‡ FIN DE PRESENTACION DE RESULTADOS 2

```

```

% presenta simulaciones en el dominio de la frecuencia de una fuente
% conmutada basada en un convertidor tipo Cuk con transformador de
% aislamiento para los valores de los elementos que se pudieron adquirir
% formato: prueba

```

```

% PRUEBA CON LOS VALORES DE LOS ELEMENTOS PASIVOS
% QUE SE PUDIERON ADQUIRIR

```

```

opc = 0;
vez = 1;
while opc ~= 1,

```

```

    clc
    Llmin = input('L1 (mH) = '); Llmin=Llmin*1e-3; % [H]
    r1 = input('Resistencia parasita de L1, r1 (Ω) = '); % [Ω]
    L2min = input('L2 (mH) = '); L2min=L2min*1e-3; % [H]
    r2 = input('Resistencia parasita de L2, r2 (Ω) = '); % [Ω]
    Camin = input('Ca (μF) = '); Camin=Camin*1e-6; % [F]
    ra = input('Resistencia parasita de Ca, ra (Ω) = '); % [Ω]
    Cbmin = input('Cb (μF) = '); Cbmin=Cbmin*1e-6; % [F]
    rb = input('Resistencia parasita de Cb, rb (Ω) = '); % [Ω]
    Cmin = input('C (μF) = '); Cmin=Cmin*1e-6; % [F]
    r = input('Resistencia parasita de C, r (Ω) = '); % [Ω]
    a = input('Relación de transformación, a = ');
    DH = input('DH = ');
    Dnom = input('Dnom = ');
    DL = input('DL = ');
    Rmax = input('Rmax (Ω) = '); % [Ω]
    Rnom = input('Rnom (Ω) = '); % [Ω]
    Rmin = input('Rmin (Ω) = '); % [Ω]
    Venom = input('Venom (Volts) = '); % [V]
    Vemom = input('Vemom (Volts) = '); % [V]
    Vemin = input('Vemin (Volts) = '); % [V]
    Vs = input('Vs (Volts) = '); % [V]
    fc = input('Frecuencia de conmutación, fc (kHz) = '); fc=fc*1000; % [Hz]
    fe = input('Frecuencia de la señal de alimentación, fe (Hz) = '); % [Hz]

```

```

% SIMULACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

```

```

opcD = 0;
while opcD ~= 1,
    clc
    fprintf('SIMULACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA\n\n');
    simula
    opcD = input('Otra simulación, si(0) no(1) = ');
end

```

```

% DISEÑO DEL CONTROLADOR
discon

```

```

clc
fprintf('¿Desea correr prueba de nueva cuenta?\n');
opc = input('Si(0), No(1)');
end

```

```

% PRESENTACION DE DATOS DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO:

```

```

% DATOS DEL SENSOR

```

```

clc
fprintf('DATOS DEL SENSOR:\n');
fprintf('Divisor de tensión, beta = %g\n\n',beta);

```

```

% DATOS DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO (PWM)

```

```

fprintf('DATOS DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO:\n');
fprintf('Voltaje pico a pico de la rampa del PWM, Vm = %g,Vm);fprintf(' [V]\n\n');

```

```

% VOLTAJE DE REFERENCIA
fprintf('VOLTAJE DE REFERENCIA:\n');
fprintf('Voltaje de referencia, Vref = %g',Vref);fprintf(' [V]\n\n');

```

```

% REGULACION DE LA FUENTE
fprintf('REGULACION DE LA FUENTE\n');
fprintf('Regulación de la fuente = %g',Reg);fprintf(' o/o\n\n');

```

```

% DATOS DEL CONTROLADOR
fprintf('DATOS DEL CONTROLADOR:\n');
fprintf('ganancia del controlador, Kmin = %g',Kmin);
fprintf('voltage de corrimiento, Voff = %g',Voff);fprintf(' [V]');
if red == 0
    fprintf('\nValores de los parámetros de la red de adelanto:');
    fprintf('\nTC = %g',TC);
    fprintf('\nalfa= %g',alfa);
else
    fprintf('\nNo es necesaria una red de compensación');
end

```

```

% MARGENES DE GANANCIA Y FASE DE LA FUENTE EN LAZO ABIERTO
fprintf('\nMARGENES DE GANANCIA Y FASE DE LA FUENTE EN LAZO ABIERTO:\n');
if Pm <= 180
    fprintf('Margen de fase mínimo de la fuente en lazo abierto = %g',Pm);fprintf(' grados\n');
else
    fprintf('Margen de fase indefinido, La curva de ganancia no cruza por 0 dB\n');
end
if Gm < 1000
    fprintf('Margen de ganancia mínimo de la fuente en lazo abierto = %g',Gm);fprintf(' dB\n');
else
    fprintf('Margen de ganancia indefinido, La curva de fase no cruza 180 grados\n');
end
pause

```

```

% FIN DE PROGRAMA

```

```

% SEMIPOT.M
% Cálculo de las condiciones máximas de operación para los
% semiconductores de potencia.

% SELECCION DE FACTOR DE SEGURIDAD PARA EL CALCULO DE LAS
% CONDICIONES MAXIMAS DE OPERACION DE LOS SEMICONDUCTORES
% DE POTENCIA
clc
opcj=3;
while opcj == 2 & opcj == 1
    fprintf('Para el cálculo de las condiciones máximas de operación\n');
    fprintf('de los semiconductores de potencia se recomienda introducir\n');
    fprintf('un factor de seguridad del 25 por ciento\n\n');
    % Switch Mode Power Conversion, K. Kit Sum, Ed. Marcel Dekker, pág. 39
    fprintf('Opciones:\n\n');
    fprintf('1. Factor de seguridad recomendado\n');
    fprintf('2. Otro factor\n\n');
    opcj=input('Opción = ');
    if opcj == 2,
        clc
        fprintf('Factor de seguridad, en tanto por ciento.\n\n');
        fs=input('fs = ');
        fs=1+fs/100;
    end
    if opcj == 1,
        fs=1.25;
    end
    clc;fprintf('Espere, por favor.');
```

```

% CALCULO DE LAS CONDICIONES MAXIMAS DE OPERACION DEL CONMUTADOR
Vbloqmax = fs*(Vemax+a*Vs+DVT); % [V]
Icondmax = fs*(Ismax/a+Iemax); % [A]

% CALCULO DE LAS CONDICIONES MAXIMAS DE OPERACION DEL DIODO
VDmax = fs*(Vs+Vemax/a+DVT/a); % [V]
IDmax = fs*(Ismax+a*Iemax); % [A]

% CALCULO DE LAS CONDICIONES MAXIMAS DE OPERACION PARA EL PUENTE RECTIFICADOR
if opcAlim == 3
    IFMav = fs*(Iemax+DIemax/2)/3; % [V] caso trifásico
else
    IFHav = fs*(Iemax+DIemax/2); % [V] caso monofásico
end
Vpicorep = fs*Vemax; % [V]

% FIN DEL CALCULO DE LAS CONDICIONES MAXIMAS DE OPERACION PARA LOS
% SEMICONDUCTORES DE POTENCIA
```

```

function [mag1,phase1,mag2,phase2]=simFS(L1,L2,Ca,Cb,C,r1,r2,ra,rb,r,a,d,R,Ve,w)
% Simulación en el dominio de la frecuencia de las funciones de
% transferencia simplificadas vs(s)/ve(s) y vs(s)/d(s) para una
% fuente conmutada tipo Cuk con transformador de aislamiento
% Formato:
% [mag1,phase1,mag2,phase2]=simFS(L1,L2,Ca,Cb,C,r1,r2,ra,rb,r,a,d,R,Ve,w)
% Donde:
% mag1 y phase1 son los vectores para el diagrama de Bode de magnitud y fase,
% respectivamente, de la función de transferencia vs(s)/ve(s).
% mag2 y phase2 son los vectores para el diagrama de Bode de magnitud y fase,
% respectivamente, de la función de transferencia vs(s)/d(s).

```

```

Ce = Ca*Cb*a^2/(Ca*a^2+Cb) ;
re = rb+ra/a^2 ;
do = 1-d ;

```

```

numHe = [(a^2*do^2*r)/(L1*L2*Ce),(a^2*do^2)/(L1*L2*Ce+C)];

```

```

h1 = (r1+do*a^2*re)/L1;
h2 = d^2/(Ce*R);
j1 = do^2*a^2/(L1*Ce);
j2 = d^2*r1/(L1*Ce*R);
l1 = r2/L2;
l2 = 1/(C*R);
m1 = 1/(C*L2);
m2 = r2/(C*L2*R);

```

```

den1 = [1,h1+h2,j1+j2];
den2 = [1,l1+l2,m1+m2];

```

```

denHe = conv(den1,den2);

```

```

Hi = d/(a*do) ;

```

```

aux1 = Ve*R*L1*Ce/(a^3*do^3*(R+r2)+d^2*do*r1);
aux2 = aux1*(r1*(R+r2)/(L1*R)-d^2/(Ce*R*do));
aux3 = aux1*(a^2*do*(R+r2)/(L1*Ce*R)-r1*d^2/(L1*Ce*R*do));

```

```

Hc = {aux1,aux2,aux3};
% **** vs(s)/ve(s) ****

```

```

numVsVe = Hi*numHe;
denVsVe = denHe;

```

```

% **** vs(s)/d(s) ****

```

```

numVsd = conv(Hc,numHe);
denVsd = denHe;

```

```

[mag1,phase1] = bode(numVsVe,denVsVe,w);
[mag2,phase2] = bode(numVsd,denVsd,w);

```

```

mag1=20*log10(mag1);
mag2=20*log10(mag2);

```

```

% FIN SIMULA FUNCIONES DE TRANSFERENCIA SIMPLIFICADAS

```

```

funcion [mag1,phase1,mag2,phase2]=simRPE(L1,L2,Ca,Cb,C,r1,r2,ra,rb,r,a,d,R,Ve,w)
% Simulación en el dominio de la frecuencia de la Representación Promedio
% de Estado para una fuente conmutada tipo Cuk con transformador de
% aislamiento, para las funciones de transferencia de lazo abierto de la
% fuente: vs(s)/ve(s), vs(s)/d(s)
% Formato:
% [mag1,phase1,mag2,phase2]=simRPE(L1,L2,Ca,Cb,C,r1,r2,ra,rb,r,a,d,R,Ve,w)
% donde:
% mag1 y phase 1 son los vectores para el diagrama de Bode de magnitud y fase,
% respectivamente, de la función de transferencia vs(s)/ve(s).
% mag2 y phase 2 son los vectores para el diagrama de Bode de magnitud y fase,
% respectivamente, de la función de transferencia vs(s)/d(s).

```

```

Ce = Ca*Cb*a^2/(Ca*a^2+Cb) ;
re = rb*ra/a^2 ;

```

```

% lo que sigue es el cálculo de las matrices A1, b1, c1 y d1
% que forman la representación de estado del circuito cuando
% el conmutador conduce (d)

```

```

A1 = zeros(4,4) ;
A1(1,1) = -r1/L1 ;
A1(2,3) = -1/Ce ;
A1(3,2) = 1/L2 ;
A1(3,3) = -(re+r2+r)/L2 ;
A1(3,4) = -1/L2 ;
A1(4,3) = 1/C ;
A1(4,4) = -1/(C*R) ;
b1=[1/L1;0;0;0] ;
c1=[0,0,r,1] ;
D1=[0] ;

```

```

% lo que sigue es el cálculo de las matrices A2, b2, c2 y d2
% que forman la representación de estado del circuito cuando
% el conmutador no conduce (do)

```

```

A2 = zeros(4,4);
A2(1,1) = -(r1+re*a^2)/L1 ;
A2(1,2) = -a/L1 ;
A2(2,1) = a/Ce ;
A2(3,3) = -(r2+r)/L2 ;
A2(3,4) = -1/L2 ;
A2(4,3) = 1/C ;
A2(4,4) = -1/(C*R) ;
b2 = b1 ;
c2 = c1 ;
D2 = D1 ;

```

```

% lo que sigue es el cálculo de las matrices A, b, c y d
% que forman la representación promedio de estado

```

```

A = zeros(4,4);
do = 1-d ;
A(1,1) = -r1/L1-do*re*a^2/L1 ;
A(1,2) = -do*a/L1 ;
A(2,1) = do*a/Ce ;
A(2,3) = -d/Ce ;
A(3,2) = d/L2 ;

```

```
 $\lambda(3,3) = -d*re/L2-(r2+r)/L2 ;$   
 $\lambda(3,4) = -1/L2 ;$   
 $\lambda(4,3) = 1/C ;$   
 $\lambda(4,4) = -1/(C*R) ;$ 
```

```
b = b1 ;  
c = c1 ;  
D = D1 ;
```

```
{          ** Vs(s)/Ve(s) **
```

```
[mag1,phase1]=bode(A,b,c,D,1,w);  
mag1=20*log10(mag1);
```

```
{          ** Vs(s)/D(s) **
```

```
BB = -(A1-A2)*inv(A)*b*Ve;
```

```
[mag2,phase2]=bode(A,BB,c,D,1,w);  
mag2=20*log10(mag2);
```

```
{ FIN SIMRPE
```

```

% SIMULA.M
% Presenta los diagramas de Bode de magnitud y fase de las funciones de
% transferencia de señal pequeña ; vs(s)/ve(s) y vs(s)/d(s) para la
% representación de estado promedio y las funciones simplificadas bajo las
% condiciones nominales.
% Para el caso de la representación de estado promedio se presentan también
% los diagramas de Bode máximos y mínimos de la combinación de los valores
% extremos de las variables sobre las que se lleva a cabo el modelo de señal
% pequeña.

```

```

% *****

```

```

% DIAGRAMA DE BODE INICIAL
% REPRESENTACION DE ESTADO PROMEDIO
% CONDICIONES NOMINALES

```

```

clc
fprintf('ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA\n\n');
fprintf('DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE INICIALES\n\n');
fprintf('FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:\n');
fprintf('Vs(s)/Ve(s) y Vs(s)/D(s)\n\n');
fprintf('REPRESENTACION PROMEDIO DE ESTADO\n\n');
fprintf('CONDICIONES NOMINALES\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar');pause;
clc;fprintf('Espere por favor.');
```

```

[Wn,amort]=dampMOD(L1min,L2min,Camin,Cbain,Cwin,r1,r2,ra,rb,r,a,Dnom,Rnom,Venom);
if amort(1) < 1/sqrt(2)
    Wr1 = sqrt(1-2*amort(1)^2)*Wn(1);
end
if amort(3) < 1/sqrt(2)
    Wr2 = sqrt(1-2*amort(3)^2)*Wn(3);
end

```

```

Wnmax = max(Wn); % encuentra la frecuencia natural más grande
fc = fc*2*pi; % rad/s
fe = fe*2*pi; % rad/s
fmax = max(Wnmax,max(fc,fe)); % encuentra la frecuencia más grande

```

```

d1 = 0;
d2 = 1;
while 10^d2 <= fmax,
    d2=d2+1;
end

```

```

w=logspace(d1,d2);
[mag1,phase1,mag2,phase2]=simRPE(L1min,L2min,Camin,Cbain,Cwin,r1,r2,ra,rb,r,a,Dnom,Rnom,Venom,w);

```

```

% GRAPICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE

```

```

clc
m1= 'Magnitud, Vs(s)/Ve(s)'; m2= 'Fase, Vs(s)/Ve(s)';
m3= 'Magnitud, Vs(s)/D(s)'; m4= 'Fase, Vs(s)/D(s)';
% GRAPICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE Vs(s)/Ve(s)
% magnitud
aten3dB = (mag1(1)-3)*ones(w); % atenuacion de 3 dB
semilogx(w,mag1,w,aten3dB);title(m1);
xlabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
text(mean(w),aten3dB(1),'-3 dB');
text(fc,mean(mag1),'fc');
y1=min(mag1);{max(mag1)-min(mag1)}/100:max(mag1);
x1=fc*ones(y1);
text(x1,y1,'');
text(fe,mean(mag1),'fe');
x2=fe*ones(y1);
text(x2,y1,'');
if amort(1) < 1/sqrt(2)
    text(Wr1,min(mag1),'Wr1');
    x3=Wr1*ones(y1);
    text(x3,y1,'');
end

```

```

else
    text(Wn(1),min(mag1),'Wn1');
    x3=Wn(1)*ones(y1);
end

```

```

    text(x3,y1,'. ');
end
if amort(3) < 1/sqrt(2)
    text(Wr2,min(mag1),'Wr2');
    x4=Wr2*ones(y1);
    text(x4,y1,'. ');
else
    text(Wn(3),min(mag1),'Wn2');
    x3=Wn(3)*ones(y1);
    text(x3,y1,'. ');
end
meta % almacena gráfica
pause
clf
% fase
semilogx(w,phase1);title(m2);
xlabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
meta % almacena gráfica
pause

% GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE vs(s)/d(s)
clf
semilogx(w,mag2);title(m3);
ylabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
meta % almacena gráfica
pause
clf
semilogx(w,phase2);title(m4);
ylabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
fc = fc/(2*pi); % [Hz]
fe = fe/(2*pi); % [Hz]
meta % almacena gráfica
pause

% *****

% SELECCION DEL RANGO DE FRECUENCIAS PARA LAS SIMULACIONES SIGUIENTES
clc;fprintf('Selección del rango de frecuencias para la simulación\n');
d1=input('Potencia de diez de inicio de bode [rad/seg] = ');
d2=input('Potencia de diez de fin de bode [rad/seg] = ');
w=logspace(d1,d2);

% *****

% CONDICIONES NOMINALES (REPRESENTACION DE ESTADO PROMEDIO)
clc
fprintf('ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA\n');
fprintf('DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE\n\n');
fprintf('FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:\n');
fprintf('Vs(s)/Ve(s) y Vs(s)/D(s)\n\n');
fprintf('REPRESENTACION PROMEDIO DE ESTADO\n\n');
fprintf('CONDICIONES NOMINALES\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar');pause
clc;fprintf('Espere por favor. ');
[mag1,phase1,mag2,phase2]=simrpe(L1min,L2min,Camin,Cbain,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,Dnom,Rnom,Venon,w);

% TITULOS DE LA GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE
clc
m1='Magnitud, Vs(s)/Ve(s)';m2='Fase, Vs(s)/Ve(s)';
m3='Magnitud, Vs(s)/D(s)';m4='Fase, Vs(s)/D(s)';

% GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE vs(s)/ve(s)
semilogx(w,mag1);title(m1);
xlabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
meta % almacena gráfica
pause
semilogx(w,phase1);title(m2);

```

```

xlabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
meta % almacena gráfica
pause

% GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE vs(s)/d(s)
semilogx(w,maq2);title(m3);
xlabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
meta % almacena gráfica
pause
semilogx(w,phase2);title(m4);
xlabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
meta % almacena gráfica
pause

% *****

% CONDICIONES NOMINALES (FUNCION SIMPLIFICADA)
clc
fprintf('ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA\n');
fprintf('DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE\n\n');
fprintf('FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SENAL PEQUEÑA:\n');
fprintf('Vs(s)/Ve(s) y Vs(s)/D(s)\n\n');
fprintf('FUNCIONES SIMPLIFICADAS\n\n');
fprintf('CONDICIONES NOMINALES\n\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar.');
```

pause

```

[maq3,phase3,maq4,phase4]=simFS(L1in,L2in,Cain,Cbin,Cuin,r1,r2,ra,rb,r,a,Dnom,Rnom,Venom,w);
% GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE
clc
m1='Magnitud, Vs(s)/Ve(s)';m2='Fase, Vs(s)/Ve(s)';
m3='Magnitud, Vs(s)/D(s)';m4='Fase, Vs(s)/D(s)';

% GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE vs(s)/ve(s)
semilogx(w,maq3);title(m1);
xlabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
meta % almacena gráfica
pause
semilogx(w,phase3);title(m2);
xlabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
meta % almacena gráfica
pause

% GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE vs(s)/d(s)
semilogx(w,maq4);title(m3);
xlabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
meta % almacena gráfica
pause
semilogx(w,phase4);title(m4);
xlabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
meta % almacena gráfica
pause

% *****

% CONDICIONES NOMINALES (REPRESENTACION DE ESTADO PROMEDIO VS. FUNCION SIMPLIFICADA)
clc
fprintf('ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA\n');
fprintf('DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE\n\n');
fprintf('FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SENAL PEQUEÑA:\n');
fprintf('Vs(s)/Ve(s) y Vs(s)/D(s)\n\n');
fprintf('REPRESENTACION PROMEDIO DE ESTADO V.S. FUNCIONES SIMPLIFICADAS\n\n');
fprintf('CONDICIONES NOMINALES\n\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar.');
```

pause

```

[maq1,phase1,maq2,phase2]=simRP(L1in,L2in,Cain,Cbin,Cuin,r1,r2,ra,rb,r,a,Dnom,Rnom,Venom,w);
[maq3,phase3,maq4,phase4]=simFS(L1in,L2in,Cain,Cbin,Cuin,r1,r2,ra,rb,r,a,Dnom,Rnom,Venom,w);

```

§ TITULOS PARA LA GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE

```
clc
m1='Magnitud, Vs(s)/Ve(s)';m2='Fase, Vs(s)/Ve(s)';
m3='Magnitud, Vs(s)/D(s)';m4='Fase, Vs(s)/D(s)';
```

§ GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE Vs(s)/Ve(s)

```
semilogx(w,maq1,w,maq3);title(m1);
xlabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
meta % almacena grafica
pause
semilogx(w,phasel,w,phase3);title(m2);
xlabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
meta % almacena grafica
pause
```

§ GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE Vs(s)/D(s)

```
semilogx(w,maq2,w,maq4);title(m3);
xlabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
meta % almacena grafica
pause
semilogx(w,phase2,w,phase4);title(m4);
xlabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
meta % almacena grafica
pause
```

§ \*\*\*\*\*

§ CONDICIONES MAXIMAS Y MINIMAS, REPRESENTACION DE ESTADO PROMEDIO

```
clc
fprintf('ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA\n');
fprintf('(DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE)\n\n');
fprintf('FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUENA:\n');
fprintf('Vs(s)/Ve(s) y Vs(s)/D(s)\n\n');
fprintf('REPRESENTACION PROMEDIO DE ESTADO\n\n');
fprintf('CONDICIONES MAXIMAS Y MINIMAS\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar.\n\n');pause
clc;fprintf('Espera por favor:');
[m1,p1,m10,p10]=sinRPE(Lmin,L2min,Camin,Cbmin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DL,Rain,Vemin,w);
[m2,p2,m20,p20]=sinRPE(Lmin,L2min,Camin,Cbmin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DL,Rain,Vemax,w);
[m3,p3,m30,p30]=sinRPE(Lmin,L2min,Camin,Cbmin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DL,Rmax,Vemax,w);
[m4,p4,m40,p40]=sinRPE(Lmin,L2min,Camin,Cbmin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DL,Rmax,Vemax,w);
[m5,p5,m50,p50]=sinRPE(Lmin,L2min,Camin,Cbmin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DH,Rain,Vemin,w);
[m6,p6,m60,p60]=sinRPE(Lmin,L2min,Camin,Cbmin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DH,Rain,Vemax,w);
[m7,p7,m70,p70]=sinRPE(Lmin,L2min,Camin,Cbmin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DH,Rmax,Vemin,w);
[m8,p8,m80,p80]=sinRPE(Lmin,L2min,Camin,Cbmin,Cmin,r1,r2,ra,rb,r,a,DH,Rmax,Vemax,w);
P1max=max max(m1,m2),max(m3,m4)},max max(m5,m6),max(m7,m8)};
P1min=min min(m1,m2),min(m3,m4)},min min(m5,m6),min(m7,m8)};
P2max=max max(p1,p2),max(p3,p4)},max max(p5,p6),max(p7,p8)};
P2min=min min(p1,p2),min(p3,p4)},min min(p5,p6),min(p7,p8)};
M2max=max max(m10,m20),max(m30,m40)},max max(m50,m60),max(m70,m80)};
M2min=min min(m10,m20),min(m30,m40)},min min(m50,m60),min(m70,m80)};
P2max=max max(p10,p20),max(p30,p40)},max max(p50,p60),max(p70,p80)};
P2min=min min(p10,p20),min(p30,p40)},min min(p50,p60),min(p70,p80)};
};
```

§ TITULOS DE LA GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE

```
clc
m1='Magnitud, Vs(s)/Ve(s)';m2='Fase, Vs(s)/Ve(s)';
m3='Magnitud, Vs(s)/D(s)';m4='Fase, Vs(s)/D(s)';
```

§ GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE vs(s)/ve(s)

```
semilogx(w,P1max,w,P1min);title(m1);
xlabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
meta % almacena grafica
pause
semilogx(w,P2max,w,P2min);title(m2);
xlabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
meta % almacena grafica
pause
```

```
% GRAFICA DE BODE DE MAGNITUD Y FASE DE vs(s)/d(s)
semilogx(w,M2max,w,M2min);title(m3);
xlabel('rad/s');ylabel('Decibeles');grid
meta % almacena gráfica
pause
semilogx(w,P2max,w,P2min);title(m4);
xlabel('rad/s');ylabel('Grados');grid
meta % almacena gráfica
pause
```

```
% FIN DE SIMULA
```

```

function [Ap,AWGp,AWGs,Np,Ns,Pfe,Pcu,efcalc,nucleo,mat,prov]=transfor(a,Vs,Is,f)
% este programa calcula los parámetros de construcción de un transformador
% monofásico.
% Formato: [Ap,AWGp,AWGs,Np,Ns,Pfe,Pcu,efcalc,nucleo,mat,prov]=transfor(a,Vs,f)
% Donde:
% a - relación de transformación, Vs - tensión en el secundario [V],
% Is - corriente en el secundario, f - frecuencia de operación,
% Ap - producto de áreas del núcleo, AWGp - calibre del alambre del embobinado
% primario, AWGs - calibre del alambre del embobinado secundario, Np - número
% de vueltas del embobinado primario, Ns - número de vueltas del embobinado
% secundario, Pfe - pérdidas magnéticas [W], Pcu - pérdidas eléctricas [W]
% efcalc - eficiencia calculada, nucleo - nombre de parte del núcleo,
% mat - material magnético del núcleo, prov - nombre del proveedor

```

```

opcA =0;
while opcA ==0

```

```

% CALCULO DE LA POTENCIA TOTAL QUE MANEJARA EL TRANSFORMADOR

```

```

clc
fprintf('\n\neficiencia propuesta para el transformador en tanto por\n');
efprop=input('ciento (valor recomendado: 95 por ciento) = ');
Po=Vs*Is;
Pt=100*(Po+Po)/efprop;

```

```

% SELECCION DE LA CONFIGURACION DEL NUCLEO

```

```

[K],x,Kw,Ku,Ks,Top)=conf;
clc;fprintf('Esperé, por favor.');
```

```

% SELECCION DE LA DENSIDAD DE FLUJO MAGNETICO DE SATURACION MAXIMA

```

```

[NOMBRE,COMP,BSAT,HDC]=carmag;
clc
fprintf('SELECCION DE LA DENSIDAD DE SATURACION MAXIMA\n\n');
fprintf('tips:\n');
fprintf('Si el tamaño del nucleo es el factor más importante a considerar,\n');
fprintf('debe buscarse el material con la densidad de flujo de saturacion,\n');
fprintf('BSAT, mayor.\n');
fprintf('Si las pérdidas magnéticas son el factor más importante a considerar\n');
fprintf('debe buscarse el material con la fuerza de coerción de DC,(H), menor.\n\n');
fprintf('oprima cualquier tecla para continuar');
```

```

pause
long = 10;
max = cell(length(NOMBRE)/long);
i = 1;
opc = 1;
n = 1;
while opc == 3

```

```

clc
fprintf('CARACTERISTICAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:\n\n');
fprintf('NOMBRE COMPOSICION Bmax(Teslas) H(Amp-vuelta/cm)\n');
while i <= (long*n) & i <= length(NOMBRE)
fprintf(NOMBRE(1,1:14));fprintf(' ');
fprintf(COMP(1,1:28));fprintf(' ');
fprintf(BSAT(1,1:9));fprintf(' ');
fprintf(HDC(1,1:11));fprintf(' ...%g\n',i);
i = i+1;
end

```

```

fprintf('\n\n');
fprintf('página siguiente ... 1\n');
fprintf('página anterior ... 2\n');
fprintf('Selección ... 3\n');
```

```

opc = input('¿Opción? = ');
if opc == 3,
Bmax=input('¿Densidad máxima de saturación?, Bmax(Teslas) = ');
end

```

```

if opc == 1,
n = n+1;
else
n = n-1;
end

```

```

end
if n == 0,
    n = 1;
end
if n > max,
    n = max;
end
i = long*n-(long-1);
end
clc;fprintf('Espere, por favor.');
```

```

% SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE LA VENTANA (Ku) PARA EL CALCULO
% DEL PRODUCTO DE AREAS (AP)
```

```

clc
fprintf('SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)\n\n');
fprintf('El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de\n');
fprintf('la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por\n');
fprintf('el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 factores\n');
fprintf('factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor\n');
fprintf('de llenado (dependiente de como se acomodan las capas de alambre\n');
fprintf('del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido\n');
fprintf('entre las capas de alambres del embobinado.\n\n');
fprintf('Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar.');
```

pause

```

while opc == 1 & opc == 2
    clc
    fprintf('Para el cálculo del producto de áreas, si se quiere hacer un cálculo\n');
    fprintf('conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos suficientes\n');
    fprintf('se recomienda un valor de Ku de 0.4\n\n');
    fprintf('Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida,\n');
    fprintf('el valor recomendado de Ku es = %g',Ku);fprintf('\n\n\n');
    fprintf('OPCIONES:\n');
    fprintf('1... Valor recomendado\n');
    fprintf('2... Otro valor\n');
    opc=input('Opción? ');
    if opc == 2,
        Ku=input('Ku= ');
    end
end
clc;fprintf('Espere, por favor');
```

```

% SELECCION DEL TIPO DE SEÑAL QUE MANEJARA EL TRANSFORMADOR
% El valor de K, depende del tipo de señal que debe manejar el transformador.
% Para señal sinusoidal K=4.44, para señal cuadrada K=4
```

```

opc=3;
while opc == 3
    clc
    fprintf('Indique el tipo de señal que va a manejar el transformador:\n\n');
    fprintf('Señal sinusoidal ... 1\n');
    fprintf('Señal cuadrada ... 2\n\n');
    opc=input('Señal = ');
    if opc == 1,
        K=4.44;
    elseif opc == 2,
        K=4;
    else
        opc=3;
    end
end
clc;fprintf('Espere, por favor');
```

```

% CALCULO DEL PRODUCTO DE AREAS MINIMO, Apmin
Apmin=(Pt*1e4/(K*f*Bmax*Ku*Kj))^(1/(1+x)); % [cm^4]
```

```

% *****
% SELECCION DEL PROVEEDOR
```

```
{AP,NP,WA,AC,WT,WTFE,HLT,prov}=BRINEX;
% **** por el momento hay un sólo proveedor *****
```

```
% BUSQUEDA DE UN VALOR RECOMENDABLE DE AP
i=1;
while AP(i) < Apmin & i < length(AP),
    i=i+1;
end
rec=i;
AP=AP(rec);
```

```
% SELECCION DEL NUCLEO
```

```
clc
fprintf('SELECCION DEL NUCLEO\n\n\n');
fprintf('\n\n');
fprintf('Debe elegirse un núcleo con producto de área mayor o igual al\n');
fprintf('producto de área mínimo (Apmin).\n\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar. ');
pause
long = 8;
max = ceil(length(AP)/long);
i = 1;
opc = 1;
n = 1;
while opc == 3 & opc == 4,
    clc
    fprintf('DATOS DEL CATALOGO DE '); fprintf(prov); fprintf('\n\n');
    fprintf('          NOMBRE          Ap[cm^4]\n\n');
    while i <= (long*n) & i <= length(AP)
        fprintf('%g, ', i); fprintf('... ');
        fprintf(NP(1,i:12)); fprintf(' ');
        fprintf('%g\n', AP(i));
        i = i+1;
    end
    fprintf('\n\n');
    fprintf('Producto de áreas mínimo, Apmin = %g, Apmin); fprintf('[cm^4]\n\n');
    fprintf('núcleo recomendado = '); fprintf(NP(rec,1:12));
    fprintf(' '); fprintf('Ap = %g, AP(rec)); fprintf('[cm^4]\n\n');
    fprintf('página siguiente ... 1\n');
    fprintf('página anterior ... 2\n');
    fprintf('núcleo recomendado ... 3\n');
    fprintf('otro núcleo ... 4\n');
    opc = input('¿Opción? = ');
    if opc == 3,
        sel = rec;
    end
    if opc == 4,
        sel=input('Núcleo seleccionado ¿1,2,3,...? = ');
        if sel > length(AP),
            opc = 5;
        end
    end
    if opc == 1,
        n = n+1;
    elseif opc == 2,
        n = n-1;
    end
    if n == 0,
        n = 1;
    end
    if n > max,
        n = max;
    end
    i = long*n-(long-1);
end
nucleo=NP(sel,1:12); % nombre del núcleo seleccionado
Ap=AP(sel); % [cm^4]
Ac=AC(sel); % [cm^2]
Wa=Wa(sel); % [cm^2]
Wtf=WTFE(sel); % [qr]
```

```
MLT=MLT(sel);          % [cm]
clc;fprintf('Espere, por favor');
```

```
% CALCULO DEL NUMERO DE VUELTAS DE LOS EMBOBINADOS
Ns=ceil(Vs*le4/(K*f*Bmax*Ac));
Np=ceil(a*Ns);
```

```
% CALCULO DEL AREA MINIMA DEL ALAMBRE DEL SECUNDARIO
J=Kj*Ap*x;
Awmn=Is/J;
```

```
% SELECCION DEL CALIBRE DEL ALAMBRE SEGUN ESTANDAR AWG
% La regla de selección dice que si el tamaño calculado para
% el área del alambre no está cerca de la de los alambres listados
% en la tabla de alambres comerciales se seleccione el tamaño
% que le siga.
[AWGnum,AWGarea,AWGohm,AWGpeso]=awgmatr; % datos de alambres comerciales
r=0;
i=1;
while r==0
    if (AWGarea(i)*1e-3) >= Awmn,
        r=1;
    elseif i==35,
        r=1;
    else
        i=i+1;
    end
    if i < 35,
        if (AWGarea(i)+0.66*(AWGarea(i+1)-AWGarea(i)))*1e-3 >= Awmn,
            r=1;
        end
    end
end
end
AWG=AWGnum(i);
Awm=AWGarea(i)*1e-3;
if (AWGarea(i)+0.66*(AWGarea(i+1)-AWGarea(i)))*1e-3 < Awmn,
    clc
    fprintf('ADVERTENCIA\n\n');
    fprintf('El área transversal del alambre calculado es mucho\n');
    fprintf('menor que la mínima requerida\n\n');
    fprintf('Área transversal requerida = %g',Awmn);
    fprintf(' [cm^2]\n\n');
    fprintf('Área transversal seleccionada = %g',Awm);
    fprintf(' [cm^2]\n\n\n');
    fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar');pause
    clc;fprintf('Espere por favor');
```

```
end
```

```
% CALCULO DEL AREA MINIMA DEL ALAMBRE DEL EMOBINADO PRIMARIO
Ip=Is/a;
Awpn=Ip/J;
```

```
% SELECCION DEL CALIBRE DEL ALAMBRE SEGUN ESTANDAR AWG
% La regla de selección dice que si el tamaño calculado para
% el área del alambre no está cerca de la de los alambres listados
% en la tabla de alambres comerciales se seleccione el tamaño más pequeño
% que le siga.
[AWGnum,AWGarea,AWGohm,AWGpeso]=awgmatr; % datos de alambres comerciales
r=0;
j=1;
while r==0
    if (AWGarea(j)*1e-3) >= Awpn,
        r=1;
```

```

elseif j==35,
    r=1;
else
    j=j+1;
end
if j < 35,
    if (AWGarea(j)+0.66*(AWGarea(j+1)-AWGarea(j)))*1e-3 >= Awpmin,
        r=1;
    end
end
end
AWGp = AWGmun(j);
Awp = AWGarea(j)*1e-3;

if (AWGarea(j)+0.66*(AWGarea(j+1)-AWGarea(j)))*1e-3 < Awpmin,
    clc
    fprintf('ADVERTENCIA\n\n');
    fprintf('El área transversal del alambre calculado es mucho\n');
    fprintf('menor que la mínima requerida\n\n');
    fprintf('Área transversal requerida = %g,Awpmin);
    fprintf(' [cm^2]\n\n');
    fprintf('Área transversal seleccionada = %g',Awp);
    fprintf(' [cm^2]\n\n');
    fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar');pause
    clc;fprintf('Espere por favor');
end

```

```

% SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku) PARA EL CALCULO
% DEL AREA DE LA VENTANA NECESARIA (Wanec)

```

```

clc
fprintf('SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)\n\n');
fprintf('El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de\n');
fprintf('la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por\n');
fprintf('el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes\n');
fprintf('factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor\n');
fprintf('de llenado (dependiente de como se acomodan las capas de alambre\n');
fprintf('del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido\n');
fprintf('entre las capas de alambres del embobinado.\n\n');
fprintf('Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.\n\n');
fprintf('Oprima cualquier tecla para continuar. ');
pause
while opc ==1 & opc ==2
    clc
    fprintf('Para el cálculo de área de ventana necesaria, si se quiere hacer\n');
    fprintf('un cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen\n');
    fprintf('datos suficientes se recomienda un valor de Ku de 0.4\n\n');
    fprintf('ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida,\n');
    fprintf('el valor recomendado de Ku es = %g',Ku);fprintf('\n\n');
    fprintf('OPCIONES:\n');
    fprintf('1... Valor recomendado\n');
    fprintf('2... Otro valor\n');
    opc=input('¿Opción? = ');
    if opc == 2
        Ku=input('Ru= ');
    end
end
end
clc;fprintf('Espere, por favor');

```

```

% CALCULO DEL AREA DE VENTANA NECESARIA Wanec
Wanec=(Ns*Aws+Hp*Awp)/Ku;

```

```

if Wanec > Wa,
    clc
    fprintf('ADVERTENCIA\n\n');
    fprintf('El área de ventana del núcleo seleccionado es menor que la\n');
    fprintf('necesaria\n');
    fprintf('Área de ventana necesaria = %g',Wanec);
    fprintf(' [cm^2]\n\n');

```

```

fprinf('Area de ventana del núcleo seleccionado = %g',Wa);
fprinf(' [%m^2]\n\n');
end

% CALCULO DE LAS PERDIDAS ELECTRICAS, Pcu
rlp=AWCohm(j);
rls=AWCohm(l);
Rp=MLT*No*rlp*1e-6;
Rs=MLT*Ns*rls*1e-6;
Pcu=Rp*Ip^2+Rs*Is^2; % [W]

```

```

% CALCULO DE UN VALOR RECOMENDABLE DE PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO
PfeWrec = 1000*Pcu/Wtfe; % [W/kg]
clc
fprinf('SELECCION DEL MATERIAL MAGNETICO DEL NUCLEO CON BASE EN LAS\n');
fprinf('PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO\n\n');
fprinf('La condición para el diseño óptimo de elementos magnéticos establece pérdidas\n');
fprinf('magnéticas y eléctricas iguales.\n\n');
fprinf('Para que dicha condición se cumpla debe buscarse, entonces, un material\n');
fprinf('con pérdidas magnéticas por peso lo más cercanas a %g',PfeWrec);
fprinf(' [%W/kg]\n\n');
fprinf('Oprima cualquier tecla para continuar. ');
pause
clc;fprinf('Espere, por favor');

```

```

% CALCULO DE LAS PERDIDAS MAGNETICAS, Pfe
[PFEW,TIPO] = perdmag(Bmax,f);
long = 10;
max = cell(length(PFEW)/long);
i = 1;
opc = 1;
n = 1;
while opc ~= 3
    clc
    fprinf('PERDIDAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:\n\n');
    fprinf('NOMBRE PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO [W/kg]\n\n');
    while i <= (long*n) & i <= length(PFEW)
        fprinf('%g',i);fprinf('... ');
        fprinf(TIPO(i,1:37));
        fprinf(' %g\n',PFEW(i));
        i = i+1;
    end
    fprinf('\n\n');
    fprinf('Valor óptimo de pérdidas magnéticas por peso = %g',PfeWrec);
    fprinf(' [%W/kg]\n\n');
    fprinf('página siguiente ... 1\n');
    fprinf('página anterior ... 2\n');
    fprinf('selección ... 3\n');
    opc = input('¿Opción? = ');
    if opc == 3
        k=input('material escogido ¿1,2,3,...? ');
        if k > length(PFEW),
            opc = 4;
        end
    end
    if opc == 1,
        n = n+1;
    else
        n = n-1;
    end
    if n == 0,
        n = 1;
    end
    if n > max,
        n = max;
    end
    i = long*n-(long-1);
end
mat=TIPO(k,1:37); % nombre del material magnético escogido

```

```

Pfe=PFEW(k)*Wtfe*1e-3; % [W]
clc;fprintf('Espere, por favor');

% CALCULO DE LAS PERDIDAS TOTALES, Ptot
Ptot=Pcu+Pfe;

% CALCULO DE LA EFICIENCIA
efcalc=Po/(Po+Pcu+Pfe);

% PERDIDAS Y EFICIENCIA
clc
fprintf('Pérdidas magnéticas = %g',Pfe);fprintf(' [W]\n\n');
fprintf('Pérdidas eléctricas = %g',Pcu);fprintf(' [W]\n\n');
fprintf('Pérdidas totales = %g',Ptot);fprintf(' [W]\n\n\n');
fprintf('\n\nEficiencia propuesta = %g',efprop);
fprintf('\n\nEficiencia calculada = %g',efcalc);fprintf('\n\n\n');

opca = input('Repetir el cálculo, No (1) Si (0)= ');
end

% FIN TRANSFORMADOR

```

```

CONTINUOUS SYSTEM fuentel
TIME t
OUTPUT vs vvs
STATE i2 v i1 vce ii2 vy iil vyce
DER di2 dv dil dvce dii2 dvv diil dvvce

```

```

* ESTE PROGRAMA INSTRUMENTA LA SIMULACION DE UN CONVERTIDOR TIPO CUK CON
* TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO.
* EL OBJETIVO DE ESTA SIMULACION ES COTEJAR LA RESPUESTA DE UN MODELO DE
* ESTRUCTURA VARIANTE (MEV) CONTRA UNA REPRESENTACION DE ESTADO PROMEDIO
* (REP).

```

```

* MODELO DE ESTADOS DE ESTRUCTURA VARIABLE

```

```

Ce = a^2*Ca*Cb/(a^2*Ca+Cb)
re = ra/a^2 + rb

```

```

dil = -(r1+f2*a^2*re)/L1*i1 - f2*a/L1*vce + 1/L1*vce
dvce = f2*a/Ce*i1 - d/Ce*i2
di2 = f1/L2*vce -(r2+rc+f1*re)/L2*i2 -1/L2*v
dv = 1/C*i2 -1/(C*R)*v

```

```

vs = i2*rc+v

```

```

f1 = IF (MOD(t,P)/P)<d THEN 1 ELSE 0
f2 = IF (MOD(t,P)/P)<d THEN 0 ELSE 1

```

```

* i1 -corriente en el inductor L1 (ampers) (MEV)
* i2 -corriente en el inductor L2 (ampers) (MEV)
* v -voltaje en el capacitor C (farads) (MEV)
* vce -voltaje en el capacitor Ce (farads) (MEV)
* vs -voltaje de salida de la fuente (volts) (MEV)
* ve -voltaje de entrada de la fuente (volts)
* p -periodo de conmutación (segundos)
* f1 -vale 1 si el conmutador conduce y cero si el conmutador está en bloqueo
* f2 -vale 1 si el conmutador está en bloqueo y cero si el conmutador conduce

```

```

* MODELO DE REPRESENTACION DE ESTADO PROMEDIO

```

```

do = 1-d

```

```

diil = -(r1+do*a^2*re)/L1*ii1 - do*a/L1*vvcce + 1/L1*vce
dvvcce = do*a/Ce*ii1 - d/Ce*ii2
dii2 = d/L2*vvcce -(r2+rc+d*re)/L2*ii2 -1/L2*v
dvv = 1/C*ii2 -1/(C*R)*vv

```

```

vvs = ii2*rc+vv

```

```

* ii1 -corriente en el inductor L1 (ampers) (REP)
* ii2 -corriente en el inductor L2 (ampers) (REP)
* vv -voltaje en el capacitor C (farads) (REP)
* vvcce -voltaje en el capacitor Ce (farads) (REP)
* vvs -voltaje de salida de la fuente (volts) (REP)
* ve -voltaje de entrada de la fuente (volts)

```

```

* PWM

```

```

ct = IF daux < DL THEN DL ELSE daux
d = IF ct > DH THEN DH ELSE ct

```

```

* ve -voltaje de entrada (volts)
* R -resistencia de carga (ohms)
* d -ciclo de trabajo
* daux -variable auxiliar para el calculo del ciclo de trabajo

```

\* ct -variable auxiliar para el cálculo del ciclo de trabajo  
\* DH -valor máximo del ciclo de trabajo  
\* DL -valor mínimo del ciclo de trabajo

R : 132.81  
dauX : 0.5  
DH : 0.56  
DL : 0.396

\* VALORES DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR

\* L1 -inductor de aislamiento de corriente a la entrada del convertidor (henrys)  
\* r1 -resistencia parásita de L1 (ohms)  
\* L2 -inductor de aislamiento de corriente a la salida del convertidor (henrys)  
\* r2 -resistencia parásita de L2 (ohms)  
\* Ca -capacitor de transferencia de energía del lado primario del transformador de aislamiento (farads)  
\* ra -resistencia parásita de Ca (ohms)  
\* Cb -capacitor de transferencia de energía del lado secundario del transformador de aislamiento (farads)  
\* rb -resistencia parásita de Cb (ohms)  
\* C -capacitor de aislamiento del rizo de voltaje a la salida (farads)  
\* rc -resistencia parásita de C (ohms)  
\* a -relación de transformación del transformador de aislamiento

L1 : 0.58E-3  
r1 : 0.21  
L2 : 0.27E-3  
r2 : 0.082  
Ca : 5.5E-3  
ra : 0.1  
Cb : 5.5E-3  
rb : 0.1  
C : 0.26E-6  
rc : 0.1  
a : 1.1

\* VALOR DEL VOLTAJE DE ALIMENTACION AL CONVERTIDOR:

\* ve -voltaje de CD no regulado de entrada al convertidor (volts)  
ve : 169.5

\* PERIODO DE CONMUTACION

P : 0.25E-5

END

CONTINUOUS SYSTEM fuente2  
 TIME t  
 OUTPUT vs  
 STATE i2 v il vce x1  
 DER di2 dv dil dvce dx1

- ESTE PROGRAMA INSTRUMENTA UNA SIMULACION DE UNA FUENTE CONMUTADA
- BASADA EN UN CONVERTIDOR TIPO CUK CON TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO.
- SE UTILIZA UNA ACCION DE CONTROL PROPORCIONAL Y UNA RED DE COMPENSACION

▪ MODELO DE REPRESENTACION DE ESTADO PROMEDIO DEL CONVERTIDOR:

$$C_e = a^2 * C_a * C_b / (a^2 * C_a + C_b)$$

$$r_e = r_a / a^2 + r_b$$

$$d_o = 1 - d$$

$$di1 = -((r1 + d_o * a^2 * r_e) / L1) * i1 - (d_o * a / L1) * v_{ce} + (1 / L1) * v_e$$

$$dv_{ce} = (d_o * a / C_e) * i1 - (d / C_e) * i2$$

$$di2 = (d / L2) * v_{ce} - ((r2 + r_c + d * r_e) / L2) * i2 - (1 / L2) * v$$

$$dv = (1 / C) * i2 - (1 / (C * R)) * v$$

$$v_s = i2 * r_c + v$$

- i1 -corriente en el inductor L1 (ampers)
- i2 -corriente en el inductor L2 (ampers)
- v -voltaje en el capacitor C (farads)
- vce -voltaje en el capacitor Ce (farads)
- vs -voltaje de salida de la fuente (volts)
- ve -voltaje de entrada de la fuente (volts)
- p -periodo de conmutación (segundos)
- f1 -vale 1 si el conmutador conduce y cero si el conmutador está en bloqueo
- f2 -vale 1 si el conmutador está en bloqueo y cero si el conmutador conduce

▪ RETROALIMENTACION :

▪ error

$$e = V_{ref} - \beta * v_s$$

▪ ley de control

$$v_c = k_p * e + V_{off}$$

▪ red de compensación

$$dx1 = -1 / (\alpha * T_T) * red * x1 + (\alpha - 1) / (\alpha * T_T) * red * v_c$$

$$v_{comp} = x1 * red + v_c$$

▪ PWM

$$ct = \text{IF } v_{comp} / V_m < DL \text{ THEN } DL \text{ ELSE } v_{comp} / V_m$$

$$d = \text{IF } ct > DH \text{ THEN } DH \text{ ELSE } ct$$

- ve -voltaje de entrada (volts)
- R -resistencia de carga (ohms)
- Vref -voltaje de referencia (volts)
- beta -divisor de tension
- kp -ganancia del controlador
- Voff -voltaje de corrimiento (volts)
- e -error (volts)
- vc -voltaje de control (volts)
- vcomp -voltaje de control compensado (volts)

- \* x1 -variable auxiliar de la red de compensación
- \* Vm -voltaje pico a pico de la rampa del PWM (volts)
- \* d -ciclo de trabajo
- \* ct -variable auxiliar para el cálculo del ciclo de trabajo
- \* red -bandera, 1 significa que se usa red de comp. y 0 que no
- \* alfa -factor de atenuación
- \* TT -periodo de la frecuencia de transición de la red
- \* DH -Valor máximo del ciclo de trabajo
- \* DL -valor mínimo del ciclo de trabajo

R : 132.81  
 Vref : 5.1  
 beta : 0.04  
 kp : 3  
 Voff : 1.55  
 Vm : 3.1  
 DH : 0.56  
 DL : 0.396  
 alfa : 0.999  
 TT : 0.999  
 red : 0

\* VALORES DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR

- \* L1 -inductor de alisamiento de corriente a la entrada del convertidor (henrys)
- \* r1 -resistencia parasita de L1 (ohms)
- \* L2 -inductor de alisamiento de corriente a la salida del convertidor (henrys)
- \* r2 -resistencia parasita de L2 (ohms)
- \* Ca -capacitor de transferencia de energía del lado primario del transformador de aislamiento (farads)
- \* ra -resistencia parasita de Ca (ohms)
- \* Cb -capacitor de transferencia de energía del lado secundario del transformador de aislamiento (farads)
- \* rb -resistencia parasita de Cb (ohms)
- \* C -capacitor de alisamiento del rizo de voltaje a la salida (farads)
- \* rc -resistencia parasita de C (ohms)
- \* a -relación de transformación del transformador de aislamiento

L1 : 0.58E-3  
 r1 : 0.21  
 L2 : 0.27E-3  
 r2 : 0.082  
 Ca : 5.5E-3  
 ra : 0.1  
 Cb : 5.5E-3  
 rb : 0.1  
 C : 0.26E-6  
 rc : 0.1  
 a : 1.1

\* VALOR DEL VOLTAJE DE ALIMENTACION AL CONVERTIDOR:

- \* ve -voltaje de CD no regulado de entrada al convertidor (volts)

ve : 169.5

END

**ANEXO B**  
**MEMORIA TÉCNICA DEL EJEMPLO DE DISEÑO**

## ÍNDICE ANEXO B

Pantallas del programa FUENTE.M	1
Pantallas del programa PRUEBA.M	62

A continuación se presentan las pantallas generadas en la ejecución de los programas FUENTE.M y PRUEBA.M para el ejemplo del capítulo octavo. Cada pantalla está separada de las otras por medio de una barra de doble línea. Se han omitido los letreros que avisan al usuario que debe esperar mientras el algoritmo efectúa algún cálculo. Los datos que se introducen se denotan con caracteres subrayados.

Las pantallas que contienen textos se obtuvieron utilizando la opción DIARY del paquete MATLAB (Ref.10) y las gráficas provienen del archivo FUENTE.MET generado durante la ejecución del programa (a excepción de las gráficas del programa prueba que se vierten a un archivo llamado MATLAB.MET), como se explica en el capítulo sexto.

Pantallas del programa FUENTE.M:

---

#### DATOS DE OPERACION

Voltaje de salida deseado, (Volts DC)

Vs = 125

Corriente máxima a la salida, (Ampers CD)

Ismax = 8

Corriente mínima a la salida, (Ampers CD)

Ismin = 0.5

Eficiencia mínima propuesta, (  $0 \leq \text{efmin} \leq 1$  )

efmin = 0.8

Oprima cualquier tecla para continuar

---

#### DATOS DE LA ALIMENTACION DE LA LINEA

Indique el tipo de alimentación de CA

- 1... Monofásica
- 2... Trifásica

Tipo de alimentación = 1

Valor del voltaje de alimentación, (Volts RMS)

Vca = 127

frecuencia de la línea, (Hertz)

f1 = 60

Regulación de la línea:

incremento positivo porcentual del voltaje de entrada = 15  
incremento negativo porcentual del voltaje de entrada = 15

Oprima cualquier tecla para continuar

---

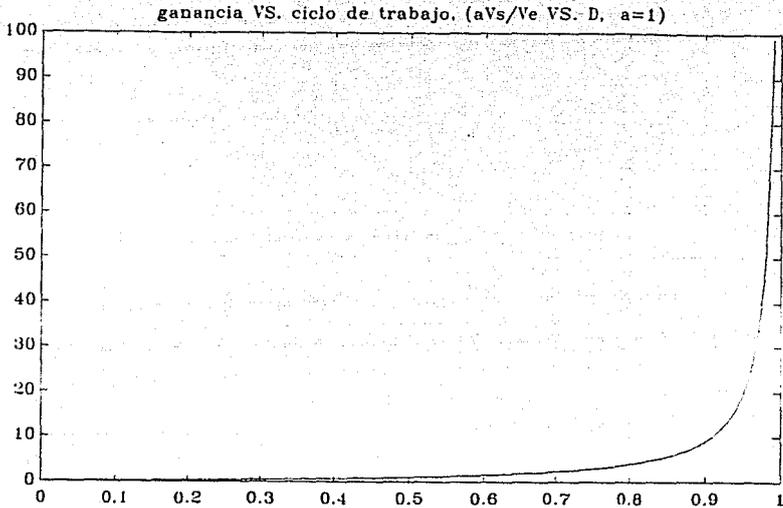
PUNTO DE OPERACION DEL CICLO DE TRABAJO, Dop

En este nivel del diseño se tienen como variables la variación permisible del voltaje de entrada al convertidor, la relación de transformación del transformador de aislamiento y el punto de operación del ciclo de trabajo. Se comenzará por definir un punto de operación para el ciclo de trabajo. El punto de operación del ciclo de trabajo se establece para las condiciones nominales de operación de la fuente (Veprom)

Se recomiendan valores cercanos a 0.5 para el punto de operación del ciclo de trabajo.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---



---

¿Desea cambiar el rango de  $D$  con el que se presentan las graficas?

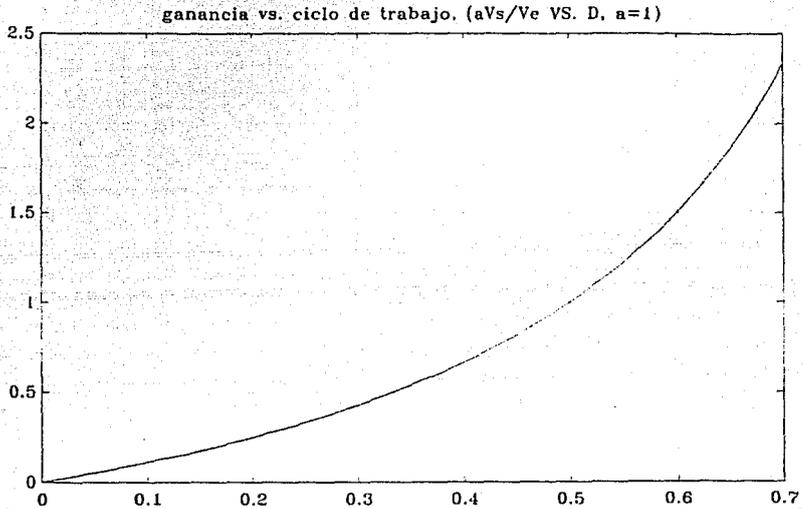
- 1... Si
- 2... No

Opción = 1

Valor máximo = 1

Nuevo valor máximo = 0.7

---



---

¿Desea cambiar el rango de  $D$  con el que se presentan las graficas?

1... Si

2... No

Opción = 2

---

Punto de operacion del ciclo de trabajo,  $D_{op} =$ 0.5

---

Si la alimentación de la línea es monofásica, la etapa de entrada consistirá de un puente rectificador de onda completa y un filtro capacitivo a la salida

Oprima cualquier tecla para continuar

---

#### SELECCION DEL VALOR DE CAPACITOR DE ENTRADA, $C_o$

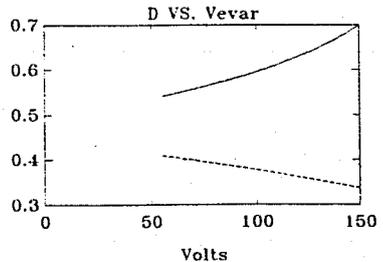
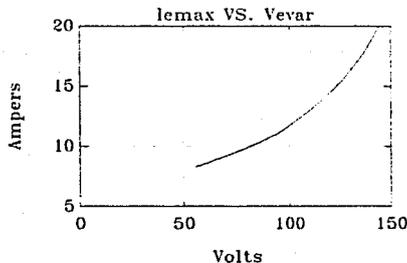
Para ayudar en la selección del capacitor de entrada ( $C_o$ ) se presentarán a continuación una serie de graficas de: corriente de entrada máxima ( $I_{emax}$ ), límites de ciclo de trabajo (DH y DL), y valores mínimos para la capacitancia de entrada ( $C_o$ ) en función de la variación en el voltaje de entrada a la fuente permisible ( $V_{evar}$ ).

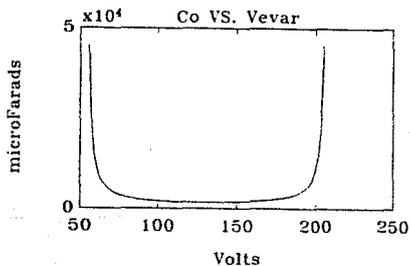
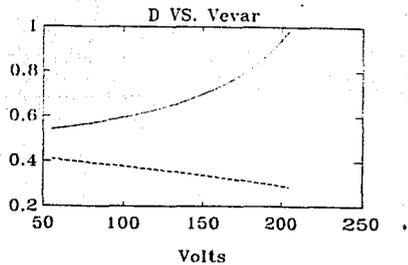
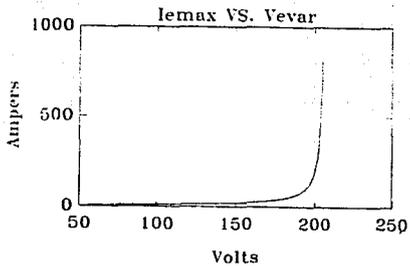
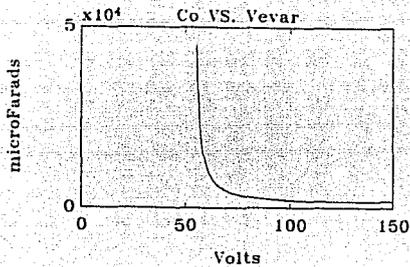
Debido a la naturaleza no lineal de la ganancia de corriente directa de  $V_e$  a  $V_s$ , se tiene que después de cierto valor de variación del voltaje de entrada su disminución no provoca una disminución del valor del capacitor  $C_o$  sino el efecto contrario, dicho valor determina un límite superior práctico a la variación del voltaje de entrada permisible. Una primera serie de graficas mostrará todo el espectro posible de variación del voltaje de entrada, la segunda serie mostrará los límites recomendables de acuerdo con la limitación anteriormente señalada.

Una vez presentada una serie de graficas, oprima cualquier tecla cuando desee ver la siguiente serie

Oprima cualquier tecla para continuar.

---





¿Desea cambiar el rango de Vevar con el que se presentan las gráficas?

- 1... S1
- 2... Nc

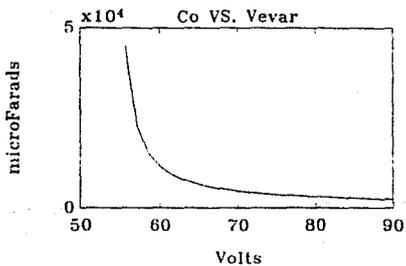
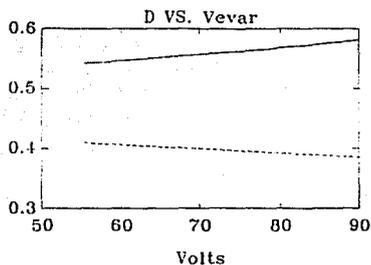
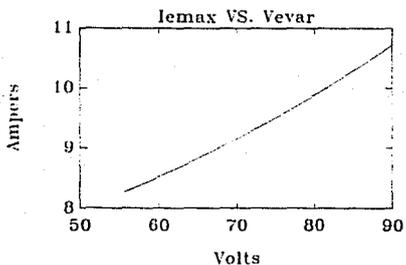
Opción = 1

Valor máximo = 130.213714

Valor mínimo = 0

Nuevo valor máximo = 90

Nuevo valor mínimo = 50



---

¿Desea cambiar el rango de Vevar con el que se presentan las gráficas?

1... Si

2... No

Opción = 2

---

#### CALCULO DEL VALOR DEL CAPACITOR DE ENTRADA, Co

La variación del voltaje de entrada (V<sub>var</sub>) debe ser mayor que 53.881537 [V]  
y, se recomienda, menor que 130.213714 [V]

Valor de la variación del voltaje de entrada, V<sub>var</sub> (Volts) = 74

El valor mínimo de la capacitancia de entrada es,  
C<sub>min</sub> = 3906.318894 [μF]

¿Desea calcular de nuevo el valor de Co?, si(0),no(1) 1

---

#### DATOS DE LA ALIMENTACION:

Alimentación monofásica

Voltaje de línea, V<sub>ca</sub> = 127 + 15 % - 15 % [V rms]

Frecuencia de la línea, f<sub>l</sub> = 60 [Hz]

Voltaje de entrada a la fuente máximo, V<sub>max</sub> = 206.545891 [V]

Voltaje de entrada a la fuente promedio, V<sub>prom</sub> = 169.545891 [V]

Voltaje de entrada a la fuente mínimo, V<sub>min</sub> = 132.545891 [V]

#### CONDICIONES DE OPERACION:

Ciclo de trabajo máximo, D<sub>H</sub> = 0.56124

Ciclo de trabajo de operación -nominal-, D<sub>op</sub> = 0.5

Ciclo de trabajo mínimo, D<sub>L</sub> = 0.396387

Relación de transformación del transformador de aislamiento, a = 1.085094

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Corriente máxima a la salida, I<sub>smax</sub> = 8 [A DC]

Corriente mínima a la salida, I<sub>smin</sub> = 0.5 [A DC]

Rizo de corriente máximo permisible en el inductor L2, (Ampers)

D<sub>Ismax</sub> = 1

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Voltaje de salida, V<sub>s</sub> = 125 [V DC]

Rizo de voltaje a la salida máximo permisible (Volts),

DVs = 1.2

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Corriente máxima a la entrada,  $I_{emax} = 9.430696$  [A DC]  
Corriente mínima a la entrada,  $I_{emin} = 0.242077$  [A DC]

Rizo de corriente máximo permisible en el inductor L1, (Amperes)

$D_{Iemax} =$ 0.5

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Contribucion al voltaje de bloqueo en el conmutador dependiente del rizo de tensión en Ca y Cb, (Volts)

DVT = 10

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Frecuencia de conmutacion, (kHz)

$f_c =$ 400

Oprima cualquier tecla para continuar

---

CALCULO DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DE L1

factor de seguridad para el calculo de la corriente pico en tanto por ciento. Se recomienda un valor de alrededor del 10 por ciento

$f_s =$ 10

---

ESCOJA UNA CONFIGURACION DE NUCLEO

POT CORE (en forma de cazuela)	...1
POWDER CORE (nucleo de polvo)	...2
E-I LAMINATION (E-I laminado)	...3

C CORE (en forma de C) ...4  
 SINGLE COIL (sabe) ...5  
 TAPE WOUND CORE (con cubierta) ...6

Configuracion = 2

ESCOJA UNA TEMPERATURA DE OPERACION

T = 25°C ...1

T = 50°C ...2

Temperatura = 2

SELECCION DE LA DENSIDAD DE SATURACION MAXIMA

Si el tamaño del nucleo es el factor más importante a considerar, debe buscarse el material con la densidad de flujo de saturación, (Bsat), mayor.

Si las pérdidas magnéticas son el factor más importante a considerar debe buscarse el material con la fuerza de coerción de DC, (H), menor.

Oprima cualquier tecla para continuar.

CARACTERISTICAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	COMPOSICION	Bmax(Teslas)	H(Amp-vuelta/cm)	
Supermendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44	...1
Permendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44	...2
Magnesil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...3
Silectron	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...4
Microsil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...5
Supersil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...6
Deltamax	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...7
Orthonol	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...8
49 Sq Mu	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...9
Allegheny 4750	48% Ni, 52% Fe	1.15-1.4	0.062-0.187	...10

página siguiente ... 1  
 página anterior ... 2  
 selección ... 3

¿Opción? = 1

---

CARACTERISTICAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	COMPOSICION	Bmax(Teslas)	H(Amp-vuelta/cm)	
48 Alloy	48% Ni, 52% Fe	1.15-1.4	0.062-0.187	...11
Carpenter 49	48% Ni, 52% Fe	1.15-1.4	0.062-0.187	...12
4-79 Permalloy	79% Ni, 17% Fe	0.66-0.82	0.025-0.82	...13
Sp Permalloy	79% Ni, 17% Fe	0.66-0.82	0.025-0.82	...14
80 Sq Mu 79	79% Ni, 17% Fe	0.66-0.82	0.025-0.82	...15
Supermalloy	78% Ni, 17% Fe, 5% Mo	0.65-0.82	0.0037-0.01	...16
Ferrites: F	Mn, Zn	0.45-0.5	0.25	...17
Ferrites: N27	Mn, Zn	0.45-0.5	0.25	...18
Ferrites: 3C8	Mn, Zn	0.45-0.5	0.25	...19
Ferrita: NF-83	Mn, Zn	0.33	0.38	...20

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 1

---

CARACTERISTICAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	COMPOSICION	Bmax(Teslas)	H(Amp-vuelta/cm)	
Ferrita: B-80	Mn, Zn	0.28	1.6	...21
Ferrita: F-200	Mn, Zn	0.24	1.76	...22
Ferrita: M-84	Mn, Zn	0.27	2.14	...23
Ferrita: C-1	Mn, Zn	0.23	2.64	...24

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 3

¿Densidad máxima de saturación?, Bmax(Teslas) = 0.2

---

SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de

la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de  $K_u$ , depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomodan las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de  $K_u$  oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

Para el cálculo del producto de áreas, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un  $K_u$  bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de  $K_u$  de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de  $K_u$  es = 0.4

#### OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

#### SELECCION DEL NUCLEO

Debe elegirse un núcleo con producto de área mayor o igual al producto de área mínimo ( $A_{pmin}$ ).

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

#### DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

	NOMBRE	$A_p[cm^4]$
1...	T025x017x007	4.577276e-005
2...	T039x022x012	0.000269
3...	*235x115x056	0.000922
4...	T058x030x015	0.000986
5...	T058x030x030	0.001973
6...	T095x047x031	0.008529
7...	*380x200x150	0.01121

Producto de áreas mínimo,  $Apmin = 18.790502[\text{cm}^4]$   
nucleo recomendado = CINCINATIdob,  $Ap = 1.542578 [\text{cm}^4]$

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
nucleo recomendado ... 3  
otro nucleo ... 4

¿Opción? = 3

---

#### SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomoden las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.

Opriima cualquier tecla para continuar.

---

Para el cálculo área de ventana necesaria, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de Ku de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de Ku es = 0.4

#### OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

#### ADVERTENCIA

El área de ventana del núcleo seleccionado es menor que la necesaria  
Area de ventana necesaria = 21.463  $[\text{cm}^2]$

Area de ventana del núcleo seleccionado = 2.663381 [cm<sup>2</sup>]

Oprima cualquier tecla para continuar

---

SELECCION DEL MATERIAL MAGNETICO DEL NUCLEO CON BASE EN LAS  
PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO

La condición para el diseño óptimo de elementos magnéticos establece pérdidas magnéticas y eléctricas iguales.

Para que dicha condición se cumpla debe buscarse, entonces, un material con pérdidas magnéticas por peso lo más cercanas a 417.077112 [W/kg]

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

PERDIDAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO [W/kg]
1... ARMCO, SILICON STEEL 14 mil	305.256286
2... MAGNETICS, SUPERMENDUR 4 mil	151.535993
3... ARNOLD ENG., PERMALLOY 2 mil, C CORES	1.731544
4... MAGNETICS, ALLOY 48 4 mil	24.750285
5... SIEMENS, SIFERRIT N27	0.760176
6... FERROXCUBE, 3C8	2.404748
7... MAGNETICS, SUPERMENDUR 2 mil	48.771726
8... MAGNETICS, MAGNESIL 2 mil	10.493874
9... MAGNETICS, ORTHONOL, 2 mil	137.608683
10... ARNOLD, SILECTRON 2 mil	26.218585

Valor óptimo de pérdidas magnéticas por peso = 417.077112 [W/kg]

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 1

---

PERDIDAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO [W/kg]
11... BRIMEX, FERRITA NF-83	0.760176
12... BRIMEX, FERRITA B-80	0.760176
13... BRIMEX, FERRITA F-200	0.760176
14... BRIMEX, FERRITA M-84	0.760176

15... BRIMEX, FERRITA C-I

0.760176

Valor óptimo de pérdidas magnéticas por peso = 417.077112 [W/kg]

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 3  
material escogido ¿1,2,3,...? 11

---

Pérdidas magnéticas = 0.034028 [W]  
Pérdidas eléctricas = 18.669888 [W]  
Pérdidas totales = 18.703916 [W]

Repetir el cálculo, No(1) Si (0)= 0

---

¿En cuantos inductores quiere dividir el inductor principal?  
Número actual de inductores = 1

num = 8

---

ESCOJA UNA CONFIGURACION DE NUCLEO

POT CORE (en forma de cazuela) ...1  
POWDER CORE (nucleo de polvo) ...2  
E-I LAMINATION (E-I laminado) ...3  
C CORE (en forma de C) ...4  
SINGLE COIL (sabe) ...5  
TAPE WOUND CORE (con cubierta) ...6

Configuracion = 2

ESCOJA UNA TEMPERATURA DE OPERACION

T = 25°C ...1  
T = 50°C ...2

Temperatura = 2

---

SELECCION DE LA DENSIDAD DE SATURACION MAXIMA

Si el tamaño del núcleo es el factor más importante a considerar, debe buscarse el material con la densidad de flujo de saturación, (Bs<sub>at</sub>), mayor.

Si las pérdidas magnéticas son el factor más importante a considerar debe buscarse el material con la fuerza de coerción de DC, (H), menor.

Oprima cualquier tecla para continuar.

#### CARACTERISTICAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	COMPOSICION	B <sub>max</sub> (Teslas)	H(Amp-vuelta/cm)
Supermendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44 ...1
Permendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44 ...2
Magnesil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...3
Silectron	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...4
Microsil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...5
Supersil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...6
Deltamax	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25 ...7
Orthonol	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25 ...8
49 Sq Mu	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25 ...9
Allegheny 4750	48% Ni, 52% Fe	1.15-1.4	0.062-0.187 ...10

página siguiente ... 1  
 página anterior ... 2  
 selección ... 3

¿Opción? = 3

¿Densidad máxima de saturación?, B<sub>max</sub>(Teslas) = 0.2

#### SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomoden las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

Para el cálculo del producto de áreas, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un  $K_u$  bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de  $K_u$  de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de  $K_u$  es = 0.4

OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

SELECCION DEL NUCLEO

Debe elegirse un núcleo con producto de área mayor o igual al producto de área mínimo ( $A_{pmin}$ ).

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

	NOMBRE	$A_p[\text{cm}^4]$
1...	T025x017x007	4.577276e-005
2...	T039x022x012	0.000269
3...	*235x115x056	0.000922
4...	T058x030x015	0.000986
5...	T058x030x030	0.001973
6...	T095x047x031	0.008529
7...	*380x200x150	0.01121
8...	T127x071x047	0.033786

Producto de áreas mínimo,  $A_{pmin} = 1.768886[\text{cm}^4]$   
núcleo recomendado = CINCINATIdob,  $A_p = 1.542578 [\text{cm}^4]$

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2

nucleo recomendado ... 3  
otro nucleo ... 4

¿Opción? = 3

---

#### SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomoden las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

Para el cálculo área de ventana necesaria, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de Ku de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de Ku es = 0.4

#### OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

#### ADVERTENCIA

El área de ventana del núcleo seleccionado es menor que la necesaria

Area de ventana necesaria = 2.682875 [cm<sup>2</sup>]

Area de ventana del núcleo seleccionado = 2.663381 [cm<sup>2</sup>]

Oprima cualquier tecla para continuar

---

SELECCION DEL MATERIAL MAGNETICO DEL NUCLEO CON BASE EN LAS  
PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO

La condición para el diseño óptimo de elementos magnéticos establece pérdidas magnéticas y eléctricas iguales.

Para que dicha condición se cumpla debe buscarse, entonces, un material con pérdidas magnéticas por peso lo más cercanas a 52.134639 [W/kg]

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

PERDIDAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO [W/kg]
1... ARMCO, SILICON STEEL 14 mil	305.256286
2... MAGNETICS, SUPERMENDUR 4 mil	151.535993
3... ARNOLD ENG., PERMALLOY 2 mil, C CORES	1.731544
4... MAGNETICS, ALLOY 48 4 mil	24.750285
5... SIEMENS, SIFERRIT N27	0.760176
6... FERROXCUBE, 3C8	2.404748
7... MAGNETICS, SUPERMENDUR 2 mil	48.771726
8... MAGNETICS, MAGNESIL 2 mil	10.493874
9... MAGNETICS, ORTHONOL, 2 mil	137.608683
10... ARNOLD, SILECTRON 2 mil	26.218585

Valor óptimo de pérdidas magnéticas por peso = 52.134639 [W/kg]

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 3

material escogido ¿1,2,3,...? 11

---

Pérdidas magnéticas = 0.034028 [W]  
Pérdidas eléctricas = 2.333736 [W]  
Pérdidas totales = 2.367764 [W]

Repetir el cálculo, No(1) Si (0)= 0

---

¿En cuantos inductores quiere dividir el inductor principal?  
Número actual de inductores = 8

num = 2

---

ESCOJA UNA CONFIGURACION DE NUCLEO

POT CORE (en forma de cazuela) ...1  
POWDER CORE (nucleo de polvo) ...2  
E-I LAMINATION (E-I laminado) ...3  
C CORE (en forma de C) ...4  
SINGLE COIL (sabe) ...5  
TAPE WOUND CORE (con cubierta) ...6

Configuracion = 2

ESCOJA UNA TEMPERATURA DE OPERACION

T = 25°C ...1  
T = 50°C ...2

Temperatura = 2

---

SELECCION DE LA DENSIDAD DE SATURACION MAXIMA

Si el tamaño del nucleo es el factor más importante a considerar, debe buscarse el material con la densidad de flujo de saturación, (Bsat), mayor.

Si las pérdidas magnéticas son el factor más importante a considerar debe buscarse el material con la fuerza de coerción de DC, (H), menor.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

CARACTERISTICAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	COMPOSICION	Bmax(Teslas)	H(Amp-vuelta/cm)
Supermendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44 ...1
Permendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44 ...2
Magnesil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...3
Silectron	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...4
Microsil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...5
Supersil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...6
Deltamax	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25 ...7

Orthonol	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...8
49 Sq Mu	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...9
Allegheny 4750	48% Ni, 52% Fe	1.15-1.4	0.062-0.187	...10

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 3

¿Densidad máxima de saturación?, Bmax(Teslas) = 0.2

#### SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomoden las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

Para el cálculo del producto de áreas, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de Ku de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de Ku es = 0.4

#### OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

#### SELECCION DEL NUCLEO

Debe elegirse un núcleo con producto de área mayor o igual al producto de área mínimo (A<sub>pmin</sub>).

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

#### DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

	NOMBRE	Ap[cm <sup>4</sup> ]
1...	T025x017x007	4.577276e-005
2...	T039x022x012	0.000269
3...	*235x115x056	0.000922
4...	T058x030x015	0.000986
5...	T058x030x030	0.001973
6...	T095x047x031	0.008529
7...	*380x200x150	0.01121
8...	T127x071x047	0.033786

Producto de áreas mínimo, A<sub>pmin</sub> = 1.547291[cm<sup>4</sup>]  
núcleo recomendado = CINCINATIdob, Ap = 1.542578 [cm<sup>4</sup>]

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
núcleo recomendado ... 3  
otro núcleo ... 4

¿Opción? = 3

---

#### SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomoden las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

Para el cálculo área de ventana necesaria, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos

suficientes se recomienda un valor de  $K_u$  de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de  $K_u$  es = 0.4

OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

SELECCION DEL MATERIAL MAGNETICO DEL NUCLEO CON BASE EN LAS PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO

La condición para el diseño óptimo de elementos magnéticos establece pérdidas magnéticas y eléctricas iguales.

Para que dicha condición se cumpla debe buscarse, entonces, un material con pérdidas magnéticas por peso lo más cercanas a 46.520139 [W/kg]

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

PERDIDAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO [W/kg]
1... ARMCO, SILICON STEEL 14 mil	305.256286
2... MAGNETICS, SUPERMENDUR 4 mil	151.535993
3... ARNOLD ENG., PERMALLOY 2 mil, C CORES	1.731544
4... MAGNETICS, ALLOY 48 4 mil	24.750285
5... SIEMENS, SIFERRIT N27	0.760176
6... FERROXCUBE, 3C8	2.404748
7... MAGNETICS, SUPERMENDUR 2 mil	48.771726
8... MAGNETICS, MAGNESIL 2 mil	10.493874
9... MAGNETICS, ORTHONOL, 2 mil	137.608683
10... ARNOLD, SILECTRON 2 mil	26.218585

Valor óptimo de pérdidas magnéticas por peso = 46.520139 [W/kg]

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 3

material escogido ¿1,2,3,...? 11

---

Pérdidas magnéticas = 0.034028 [W]  
Pérdidas eléctricas = 2.082411 [W]  
Pérdidas totales = 2.116439 [W]

Repetir el cálculo, No(1) Si (0)= 1

Oprima cualquier tecla para continuar

---

#### CALCULO DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DE L2

factor de seguridad para el calculo de la corriente pico  
en tanto por ciento. Se recomienda un valor de alrededor del  
10 por ciento

fs = 10

---

#### ESCOJA UNA CONFIGURACION DE NUCLEO

POT CORE (en forma de cazuela) ...1  
POWDER CORE (nucleo de polvo) ...2  
E-I LAMINATION (E-I laminado) ...3  
C CORE (en forma de C) ...4  
SINGLE COIL (sabe) ...5  
TAPE WOUND CORE (con cubierta) ...6

Configuracion = 2

#### ESCOJA UNA TEMPERATURA DE OPERACION

T = 25°C ...1  
T = 50°C ...2

Temperatura = 2

---

#### SELECCION DE LA DENSIDAD DE SATURACION MAXIMA

Si el tamaño del núcleo es el factor más importante a considerar,

debe buscarse el material con la densidad de flujo de saturación, (Bsat), mayor.

Si las pérdidas magnéticas son el factor más importante a considerar debe buscarse el material con la fuerza de coerción de DC, (H), menor.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

#### CARACTERISTICAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	COMPOSICION	Bmax(Teslas)	H(Amp-vuelta/cm)	
Supermendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44	...1
Permendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44	...2
Magnesil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...3
Silectron	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...4
Microsil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...5
Supersil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...6
Deltamax	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...7
Orthonol	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...8
49 Sq Mu	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...9
Allegheny 4750	48% Ni, 52% Fe	1.15-1.4	0.062-0.187	...10

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 3

¿Densidad máxima de saturación?, Bmax(Teslas) = 0.2

---

#### SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomoden las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

Para el cálculo del producto de áreas, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de Ku de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de Ku es = 0.4

OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

SELECCION DEL NUCLEO

Debe elegirse un núcleo con producto de área mayor o igual al producto de área mínimo (A<sub>pmin</sub>).

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

	NOMBRE	Ap[cm <sup>4</sup> ]
1...	T025x017x007	4.577276e-005
2...	T039x022x012	0.000269
3...	*235x115x056	0.000922
4...	T058x030x015	0.000986
5...	T058x030x030	0.001973
6...	T095x047x031	0.008529
7...	*380x200x150	0.01121
8...	T127x071x047	0.033786

Producto de áreas mínimo, A<sub>pmin</sub> = 5.359944[cm<sup>4</sup>]  
núcleo recomendado = CINCINATIdob, Ap = 1.542578 [cm<sup>4</sup>]

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
núcleo recomendado ... 3  
otro núcleo ... 4

¿Opción? = 3

---

### SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomoden las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

Para el cálculo área de ventana necesaria, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de Ku de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de Ku es = 0.4

#### OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

#### ADVERTENCIA

El área de ventana del núcleo seleccionado es menor que la necesaria

Area de ventana necesaria = 8.378825 [cm<sup>2</sup>]

Area de ventana del núcleo seleccionado = 2.663381 [cm<sup>2</sup>]

Oprima cualquier tecla para continuar

---

#### SELECCION DEL MATERIAL MAGNETICO DEL NUCLEO CON BASE EN LAS PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO

La condición para el diseño óptimo de elementos magnéticos establece pérdidas

magnéticas y eléctricas iguales.

Para que dicha condición se cumpla debe buscarse, entonces, un material con pérdidas magnéticas por peso lo más cercanas a 117.165982 [W/kg]

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

PERDIDAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO [W/kg]
1... ARMCO, SILICON STEEL 14 mil	1504.819453
2... MAGNETICS, SUPERMENDUR 4 mil	486.512166
3... ARNOLD ENG., PERMALLOY 2 mil, C CORES	10.760289
4... MAGNETICS, ALLOY 48 4 mil	131.802462
5... SIEMENS, SIFERRIT N27	4.973399
6... FERROXCUBE, 3CS	14.816144
7... MAGNETICS, SUPERMENDUR 2 mil	148.729461
8... MAGNETICS, MAGNESIL 2 mil	42.470206
9... MAGNETICS, ORTHONOL, 2 mil	408.978245
10... ARNOLD, SILECTRON 2 mil	115.612857

Valor óptimo de pérdidas magnéticas por peso = 117.165982 [W/kg]

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 3

material escogido ¿1,2,3,...? 11

---

Pérdidas magnéticas = 0.222627 [W]  
Pérdidas eléctricas = 5.244775 [W]  
Pérdidas totales = 5.467403 [W]

Repetir el cálculo, No(1) Si (0) = 0

---

¿En cuantos inductores quiere dividir el inductor principal?  
Número actual de inductores = 1

num = 4

---

ESCOJA UNA CONFIGURACION DE NUCLEO

POT CORE (en forma de cazuela) ...1  
 POWDER CORE (nucleo de polvo) ...2  
 E-I LAMINATION (E-I laminado) ...3  
 C CORE (en forma de C) ...4  
 SINGLE COIL (sabe) ...5  
 TAPE WOUND CORE (con cubierta) ...6

Configuracion = 2

ESCOJA UNA TEMPERATURA DE OPERACION

T = 25°C ...1

T = 50°C ...2

Temperatura = 2

SELECCION DE LA DENSIDAD DE SATURACION MAXIMA

Si el tamaño del nucleo es el factor más importante a considerar, debe buscarse el material con la densidad de flujo de saturación, (Bsat), mayor.

Si las pérdidas magnéticas son el factor más importante a considerar debe buscarse el material con la fuerza de coerción de DC, (H), menor.

Oprima cualquier tecla para continuar.

CARACTERISTICAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	COMPOSICION	Bmax(Teslas)	H(Amp-vuelta/cm)
Supermendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44 ...1
Permendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44 ...2
Magnesil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...3
Silectron	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...4
Microsil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...5
Supersil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75 ...6
Deltamax	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25 ...7
Orthonol	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25 ...8
49 Sq Mu	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25 ...9
Allegheny 4750	48% Ni, 52% Fe	1.15-1.4	0.062-0.187 ...10

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 3

¿Densidad máxima de saturación?, Bmax(Teslas) = 0.2

---

#### SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomodan las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

Para el cálculo del producto de áreas, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de Ku de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de Ku es = 0.4

#### OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

#### SELECCION DEL NUCLEO

Debe elegirse un núcleo con producto de área mayor o igual al producto de área mínimo (A<sub>pmin</sub>).

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

	NOMBRE	Ap[cm <sup>4</sup> ]
1...	T025x017x007	4.577276e-005
2...	T039x022x012	0.000269
3...	*235x115x056	0.000922
4...	T058x030x015	0.000986
5...	T058x030x030	0.001973
6...	T095x047x031	0.008529
7...	*380x200x150	0.01121
8...	T127x071x047	0.033786

Producto de áreas mínimo,  $A_{pmin} = 1.109178[\text{cm}^4]$   
nucleo recomendado = T290x190x138,  $A_p = 1.246994 [\text{cm}^4]$

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
nucleo recomendado ... 3  
otro nucleo ... 4

¿Opción? = 1

---

DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

	NOMBRE	Ap[cm <sup>4</sup> ]
9...	T127x079x063	0.040544
10...	TIJUANA	0.068659
11...	T127x079x127	0.081088
12...	T209x132x063	0.214001
13...	*800x500x300	0.233534
14...	T222x127x063	0.243265
15...	T221x137x063	0.249695
16...	T254x127x063	0.324353

Producto de áreas mínimo,  $A_{pmin} = 1.109178[\text{cm}^4]$   
nucleo recomendado = T290x190x138,  $A_p = 1.246994 [\text{cm}^4]$

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
nucleo recomendado ... 3  
otro nucleo ... 4

¿Opción? = 1

---

DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

	NOMBRE	Ap[cm <sup>4</sup> ]
17...	T254x154x063	0.376559
18...	T209x132x118	0.400609
19...	T254x154x081	0.481995
20...	T290x190x074	0.674978
21...	CINCINATInor	0.711959
22...	T311x190x079	0.865245
23...	T317x190x095	1.094693
24...	T290x190x138	1.246994

Producto de áreas mínimo,  $A_{pmin} = 1.109178[\text{cm}^4]$   
nucleo recomendado = T290x190x138,  $A_p = 1.246994 [\text{cm}^4]$

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
nucleo recomendado ... 3  
otro nucleo ... 4

¿Opción? = 1

---

DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

	NOMBRE	Ap[cm <sup>4</sup> ]
25...	CINCINATIdob	1.542578

Producto de áreas mínimo,  $A_{pmin} = 1.109178[\text{cm}^4]$   
nucleo recomendado = T290x190x138,  $A_p = 1.246994 [\text{cm}^4]$

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
nucleo recomendado ... 3  
otro nucleo ... 4

¿Opción? = 4

Núcleo seleccionado ¿1,2,3,...? = 25

---

SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes

factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomoden las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

Para el cálculo área de ventana necesaria, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de Ku de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de Ku es = 0.4

OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

SELECCION DEL MATERIAL MAGNETICO DEL NUCLEO CON BASE EN LAS PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO

La condición para el diseño óptimo de elementos magnéticos establece pérdidas magnéticas y eléctricas iguales.

Para que dicha condición se cumpla debe buscarse, entonces, un material con pérdidas magnéticas por peso lo más cercanas a 29.435789 [W/kg]

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

PERDIDAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO [W/kg]
1... ARMCO, SILICON STEEL 14 mil	1504.819453
2... MAGNETICS, SUPERMENDUR 4 mil	486.512166
3... ARNOLD ENG., PERMALLOY 2 mil, C CORES	10.760289
4... MAGNETICS, ALLOY 48 4 mil	131.802462
5... SIEMENS, SIFERRIT N27	4.973399
6... FERROXCUBE, 3C8	14.816144
7... MAGNETICS, SUPERMENDUR 2 mil	148.729461
8... MAGNETICS, MAGNESIL 2 mil	42.470206

9... MAGNETICS, ORTHONOL, 2 mil  
10... ARNOLD, SILECTRON 2 mil

408.978245  
115.612857

Valor óptimo de pérdidas magnéticas por peso = 29.435789 [W/kg]

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 3

material escogido ¿1,2,3,...? 11

---

Pérdidas magnéticas = 0.222627 [W]  
Pérdidas eléctricas = 1.317653 [W]  
Pérdidas totales = 1.54028 [W]

Repetir el cálculo, No(1) Si (0) = 1

Oprima cualquier tecla para continuar

---

#### CALCULO DE LOS PARAMETROS DE CONSTRUCCION DEL TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO

eficiencia propuesta para el transformador en tanto por

cientos (valor recomendado: 95 por ciento) = 95

---

#### ESCOJA UNA CONFIGURACION DE NUCLEO

POT CORE (en forma de cazuela) ...1  
POWDER CORE (núcleo de polvo) ...2  
E-I LAMINATION (E-I laminado) ...3  
C CORE (en forma de C) ...4  
SINGLE COIL (sabe) ...5  
TAPE WOUND CORE (con cubierta) ...6

Configuración = 2

#### ESCOJA UNA TEMPERATURA DE OPERACION

T = 25°C ...1  
T = 50°C ...2

Temperatura = 2

---

### SELECCION DE LA DENSIDAD DE SATURACION MAXIMA

tips:

Si el tamaño del nucleo es el factor mas importante a considerar, debe buscarse el material con la densidad de flujo de saturacion, (Bsat), mayor.

Si las perdidas magneticas son el factor más importante a considerar debe buscarse el material con la fuerza de coerción de DC, (H), menor.

oprima cualquier tecla para continuar

---

### CARACTERISTICAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	COMPOSICION	Bmax(Teslas)	H(Amp-vuelta/cm)	
Supermendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44	...1
Permendur	49% Co, 49% Fe, 2% V	1.9-2.2	0.18-0.44	...2
Magnesil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...3
Silectron	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...4
Microsil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...5
Supersil	3% Si, 97% Fe	1.5-1.8	0.5-0.75	...6
Deltamax	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...7
Orthonol	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...8
49 Sq Mu	50% Ni, 50% Fe	1.4-1.6	0.125-0.25	...9
Allegheny 4750	48% Ni, 52% Fe	1.15-1.4	0.062-0.187	...10

página siguiente ... 1

página anterior ... 2

selección ... 3

¿Opción? = 3

¿Densidad maxima de saturación?, Bmax(Teslas) = 0.2

---

### SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor

de llenado (dependiente de como se acomoden las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de  $K_u$  oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

Para el cálculo del producto de áreas, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un  $K_u$  bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de  $K_u$  de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de  $K_u$  es = 0.4

OPCIONES:

- 1... Valor recomendado
- 2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

Indique el tipo de señal que va a manejar el transformador:

- Señal sinusoidal ... 1
- Señal cuadrada ... 2

Señal = 2

---

SELECCION DEL NUCLEO

Debe elegirse un núcleo con producto de área mayor o igual al producto de área mínimo ( $A_{pmin}$ ).

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

NOMBRE

$A_p[cm^4]$

1...	T025x017x007	4.577276e-005
2...	T039x022x012	0.000269
3...	*235x115x056	0.000922
4...	T058x030x015	0.000986
5...	T058x030x030	0.001973
6...	T095x047x031	0.008529
7...	*380x200x150	0.01121
8...	T127x071x047	0.033786

Producto de áreas mínimo,  $A_{min} = 0.234205 [cm^4]$   
 nucleo recomendado = T222x127x063,  $A_p = 0.243265 [cm^4]$

página siguiente ... 1  
 página anterior ... 2  
 nucleo recomendado ... 3  
 otro nucleo ... 4

¿Opción? = 1

---

#### DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

	NOMBRE	$A_p [cm^4]$
9...	T127x079x063	0.040544
10...	TIJUANA	0.068659
11...	T127x079x127	0.081088
12...	T209x132x063	0.214001
13...	*800x500x300	0.233534
14...	T222x127x063	0.243265
15...	T221x137x063	0.249695
16...	T254x127x063	0.324353

Producto de áreas mínimo,  $A_{min} = 0.234205 [cm^4]$   
 nucleo recomendado = T222x127x063,  $A_p = 0.243265 [cm^4]$

página siguiente ... 1  
 página anterior ... 2  
 nucleo recomendado ... 3  
 otro nucleo ... 4

¿Opción? = 1

---

#### DATOS DEL CATALOGO DE BRIMEX

	NOMBRE	$A_p [cm^4]$
17...	T254x154x063	0.376559
18...	T209x132x118	0.400609

19...	T254x154x081	0.481995
20...	T290x190x074	0.674978
21...	CINCINATInor	0.711959
22...	T311x190x079	0.865245
23...	T317x190x095	1.094693
24...	T290x190x138	1.246994

Producto de áreas mínimo,  $A_{pmin} = 0.234205 [cm^4]$   
nucleo recomendado = T222x127x063,  $A_p = 0.243265 [cm^4]$

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
nucleo recomendado ... 3  
otro nucleo ... 4

¿Opción? = 4

Núcleo seleccionado ¿1,2,3,...? = 21

#### SELECCION DEL FACTOR DE UTILIZACION DE VENTANA (Ku)

El factor de utilización de la ventana (Ku), es un índice de la proporción del área de la ventana que puede ser ocupada por el alambre del embobinado. El valor de Ku, depende de 4 diferentes factores: 1.- aislamiento del alambre del embobinado, 2.- factor de llenado (dependiente de como se acomodan las capas de alambre del embobinado), 3.- área útil del núcleo, y 4.- aislamiento requerido entre las capas de alambres del embobinado.

Generalmente, los valores de Ku oscilan entre 0.4 y 0.6.

Oprima cualquier tecla para continuar.

Para el cálculo de área de ventana necesaria, si se quiere hacer un cálculo conservador debe buscarse un Ku bajo, si no se tienen datos suficientes se recomienda un valor de Ku de 0.4

Ahora bien, de tablas y de acuerdo con la configuración de núcleo elegida, el valor recomendado de Ku es = 0.4

#### OPCIONES:

1... Valor recomendado  
2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

SELECCION DEL MATERIAL MAGNETICO DEL NUCLEO CON BASE EN LAS  
PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO

La condición para el diseño óptimo de elementos magnéticos establece pérdidas magnéticas y eléctricas iguales.

Para que dicha condición se cumpla debe buscarse, entonces, un material con pérdidas magnéticas por peso lo más cercanas a 35.602808 [W/kg]

Oprima cualquier tecla para continuar.

---

PERDIDAS MAGNETICAS DE LOS MATERIALES:

NOMBRE	PERDIDAS MAGNETICAS POR PESO [W/kg]
1... ARMCO, SILICON STEEL 14 mil	71983.303312
2... MAGNETICS, SUPERMENDUR 4 mil	8228.034179
3... ARNOLD ENG., PERMALLOY 2 mil, C CORES	902.413524
4... MAGNETICS, ALLOY 48 4 mil	7602.369919
5... SIEMENS, SIFERRIT N27	472.52019
6... FERROXCUBE, 3C8	1216.987039
7... MAGNETICS, SUPERMENDUR 2 mil	2220.311908
8... MAGNETICS, MAGNESIL 2 mil	1259.276353
9... MAGNETICS, ORTHONOL, 2 mil	5736.202708
10... ARNOLD, SILECTRON 2 mil	4220.382492

Valor óptimo de pérdidas magnéticas por peso = 35.602808 [W/kg]

página siguiente ... 1  
página anterior ... 2  
selección ... 3

¿Opción? = 3

material escogido ¿1,2,3,...? 11

---

Pérdidas magnéticas = 11.844088 [W]

Pérdidas eléctricas = 0.892412 [W]

Pérdidas totales = 12.736501 [W]

Eficiencia propuesta = 95

Eficiencia calculada = 98.742368

Repetir el cálculo, No (1) Si (0) = 1

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Valor de Ca = 1.126225 [ $\mu\text{F}$ ]

Valor de Cb = 1.126225 [ $\mu\text{F}$ ]

Valor de Ce = 0.608998 [ $\mu\text{F}$ ]

Para atenuar el ruido de la señal de entrada, se recomienda un valor de Ce mayor que: 4819.059816 [ $\mu\text{F}$ ]

Para que la función simplificada sea representativa, se necesita que Ce sea mucho mayor que C, cuyo valor mínimo es de: 0.260417 [ $\mu\text{F}$ ]

Para tener un sistema de fase mínima, se recomienda un valor de Ce mayor que: 125.712915 [ $\mu\text{F}$ ]

Para separar los polos, al menos una década, se recomienda un valor de Ce mayor o igual que: 14.290659 [ $\mu\text{F}$ ]

Para separar los polos, al menos dos décadas, se recomienda un valor de Ce mayor o igual que: 1429.065939 [ $\mu\text{F}$ ]

Dame el nuevo valor que deseas para Ce, en microfarads = 5000

---

Nuevo valor de Camin = 9246.542936 [ $\mu\text{F}$ ]

Nuevo valor de Cbmin = 9246.542936 [ $\mu\text{F}$ ]

Te parece un valor apropiado para las capacitancias Ca y Cb?

0 Si

1 No

opcion = 1

---

Valor de Ca = 9246.542936 [ $\mu\text{F}$ ]

Valor de Cb = 9246.542936 [ $\mu\text{F}$ ]

Valor de Ce = 5000 [ $\mu\text{F}$ ]

Para atenuar el ruido de la señal de entrada, se recomienda un valor de Ce mayor que: 4819.059816 [ $\mu\text{F}$ ]

Para que la función simplificada sea representativa, se necesita que Ce

sea mucho mayor que C, cuyo valor mínimo es de: 0.260417 [ $\mu\text{F}$ ]

Para tener un sistema de fase mínima, se recomienda un valor de Ce mayor que: 125.712915 [ $\mu\text{F}$ ]

Para separar los polos, al menos una década, se recomienda un valor de Ce mayor o igual que: 14.290659 [ $\mu\text{F}$ ]

Para separar los polos, al menos dos décadas, se recomienda un valor de Ce mayor o igual que: 1429.065939 [ $\mu\text{F}$ ]

Dame el nuevo valor que deseas para Ce, en microfarads = 3000

---

Nuevo valor de Camin = 5547.925762 [ $\mu\text{F}$ ]

Nuevo valor de Cbmin = 5547.925762 [ $\mu\text{F}$ ]

Te parece un valor apropiado para las capacitancias Ca y Cb?

0 Si  
1 No

opcion = 0

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Los valores típicos de las resistencias equivalentes en serie de los capacitores son de 0.01 . Para los capacitores Ca, Cb y C que valores desea asignar de resistencias equivalentes en serie.

OPCIONES:

1... Valores típicos  
2... Otro valor

¿Opción? = 1

---

DATOS DE LOS COMPONENTES PASIVOS:

CAPACITOR DE SALIDA, C

Capacitancia mínima, Cmin = 0.260417 [ $\mu\text{F}$ ]

Resistencia equivalente en serie, r = 0.01 [ $\Omega$ ]

Tensión de directa máxima = 125 [V]

Rizo de corriente rms máxima = 0.57735 [Arms]

CAPACITORES DE TRANSFERENCIA DE ENERGIA,

Ca

Capacitancia mínima,  $C_{min} = 5547.925762$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r_a = 0.01$  [ $\Omega$ ]  
Tensión de directa máxima,  $V_{Cmax} = 206.545891$  [V]  
Rizo de corriente rms máxima,  $I_{arms} = 20.735525$  [Arms]  
 $C_b$   
Capacitancia mínima,  $C_{bmin} = 5547.925762$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r_b = 0.01$  [ $\Omega$ ]  
Tensión de directa máxima,  $V_{Cbmax} = 125$  [V]  
Rizo de corriente rms máxima,  $I_{brms} = 22.499988$  [Arms]  
 $C_e$   
Capacitancia mínima,  $C_{emin} = 3000$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r_e = 0.018493$  [ $\Omega$ ]

Oprima cualquier tecla para continuar

---

CAPACITOR DE ENTRADA,  $C_o$   
Capacitancia mínima,  $C_{omin} = 3906.318894$  [ $\mu F$ ]  
Tensión de directa máxima,  $V_{Comax} = 206.545891$  [V]  
Corriente rms máxima,  $I_{Corms} = 0.288675$  [Arms]

Oprima cualquier tecla para continuar

---

SIMULACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE INICIALES

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:

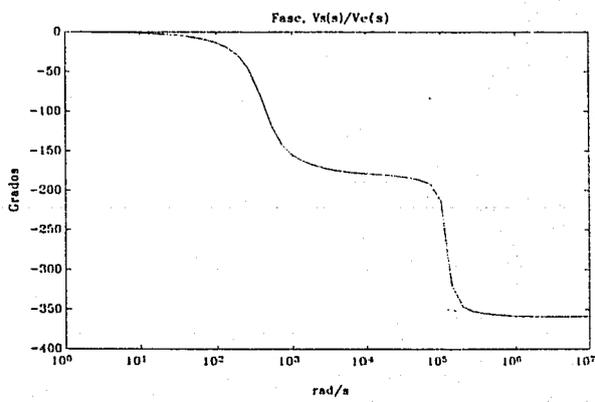
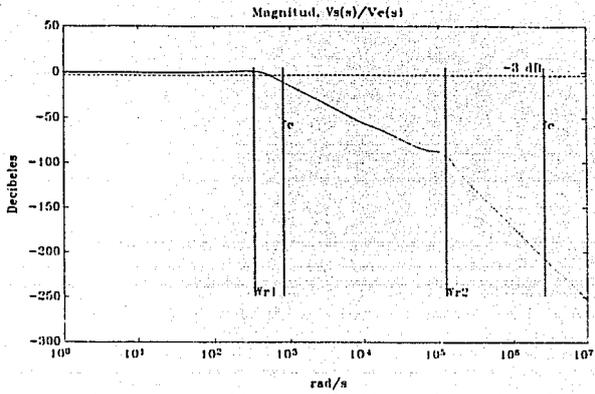
$V_s(s)/V_e(s)$  y  $V_s(s)/D(s)$

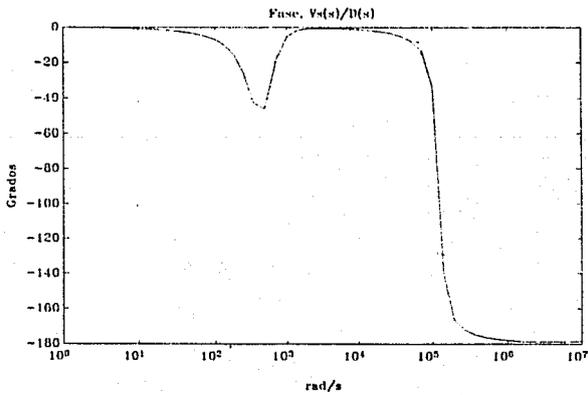
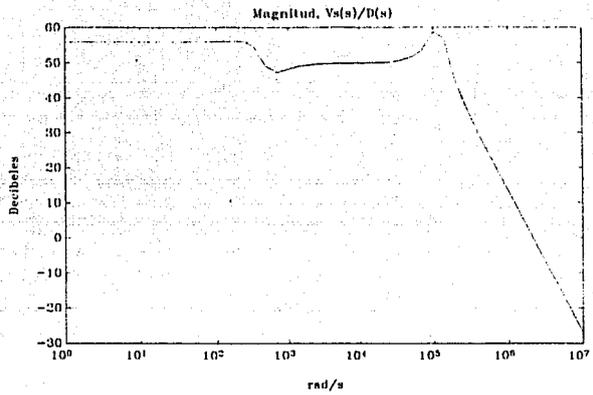
REPRESENTACION PROMEDIO DE ESTADO

CONDICIONES NOMINALES

Oprima cualquier tecla para continuar

---





---

Selección del rango de frecuencias para la simulación

Potencia de diez de inicio de bode [rad/seg] = 1

Potencia de diez de fin de bode [rad/seg] = 6

---

ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA  
(DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE)

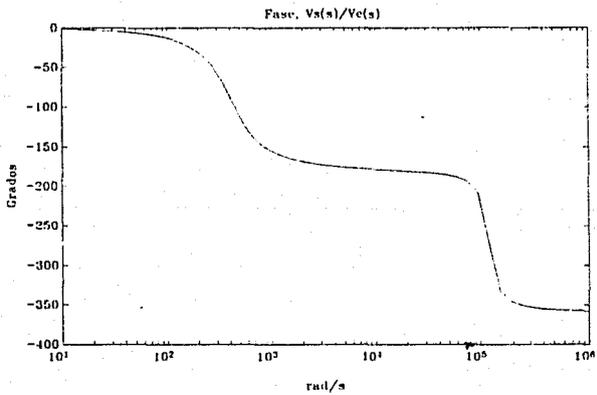
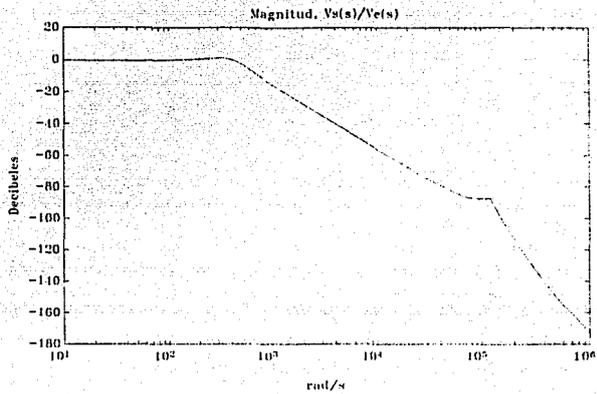
FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:  
 $V_s(s)/V_e(s)$  y  $V_s(s)/D(s)$

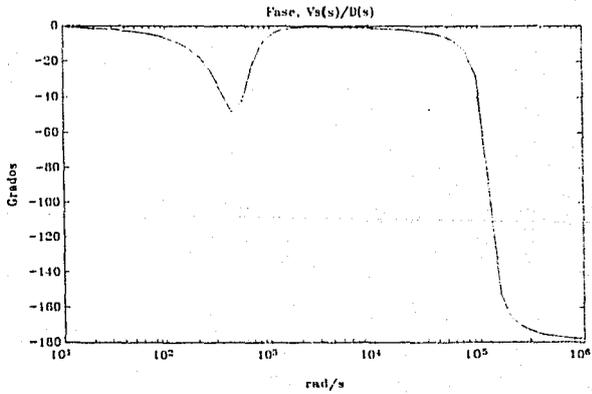
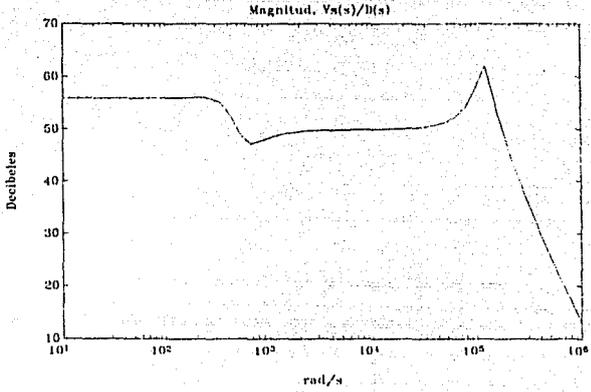
REPRESENTACIÓN PROMEDIO DE ESTADO

CONDICIONES NOMINALES

Oprima cualquier tecla para continuar

---





---

ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA  
(DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE)

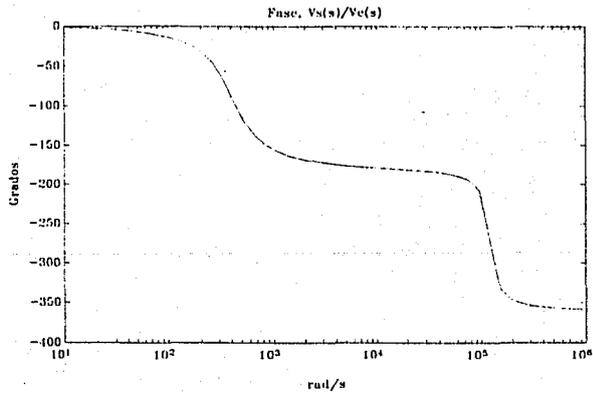
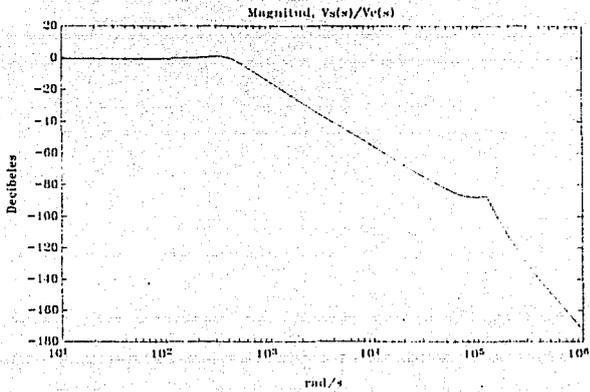
FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:  
 $V_s(s)/V_e(s)$  y  $V_s(s)/D(s)$

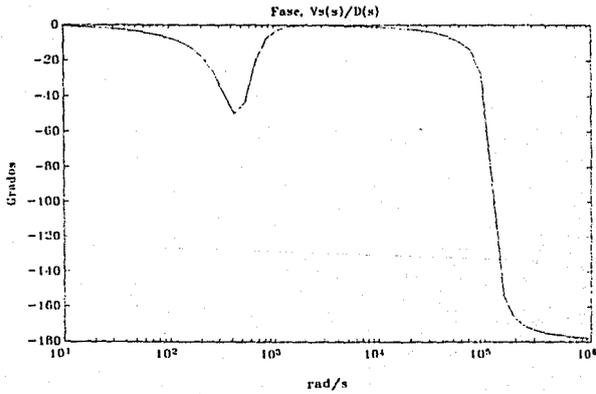
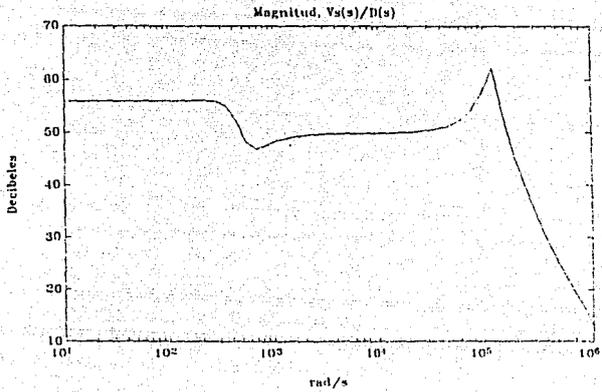
FUNCIONES SIMPLIFICADAS

CONDICIONES NOMINALES

Oprima cualquier tecla para continuar.

---





---

ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA  
(DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE)

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:

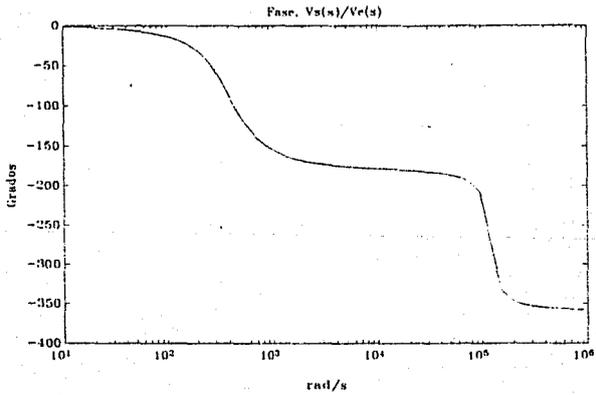
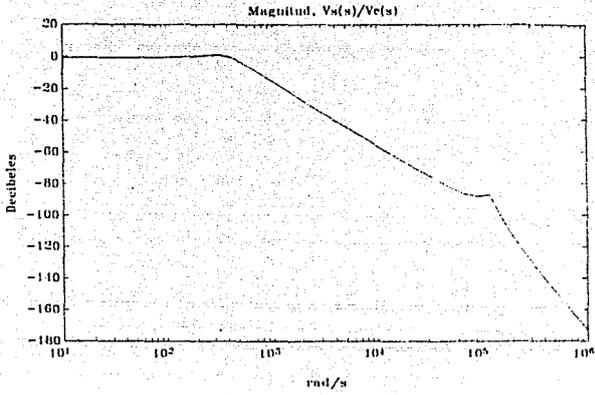
$V_s(s)/V_e(s)$  y  $V_s(s)/D(s)$

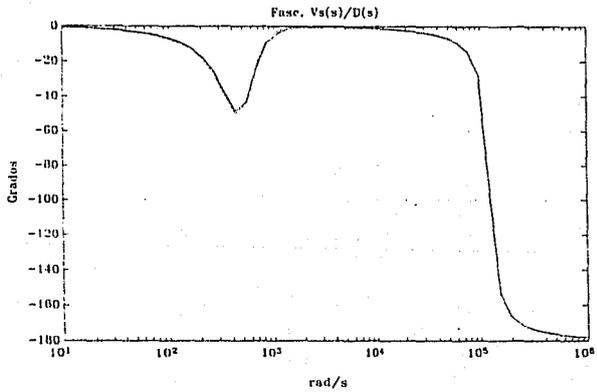
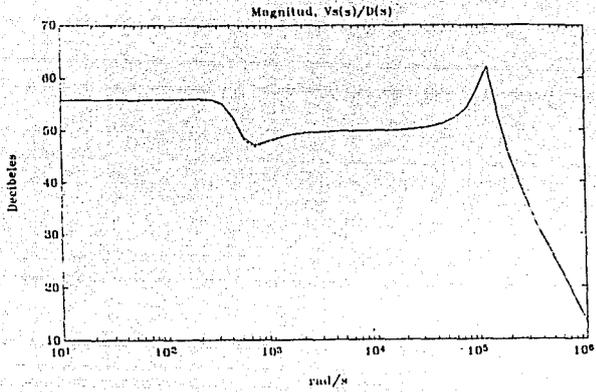
REPRESENTACION PROMEDIO DE ESTADO V.S. FUNCIONES SIMPLIFICADAS

CONDICIONES NOMINALES

Oprima cualquier tecla para continuar.

---





---

ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA  
(DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE)

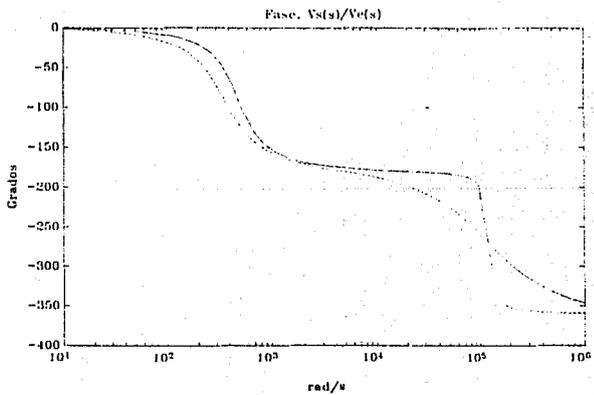
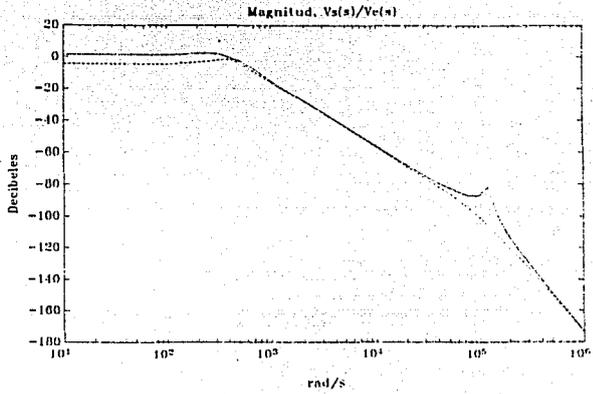
FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:  
 $V_s(s)/V_e(s)$  y  $V_s(s)/D(s)$

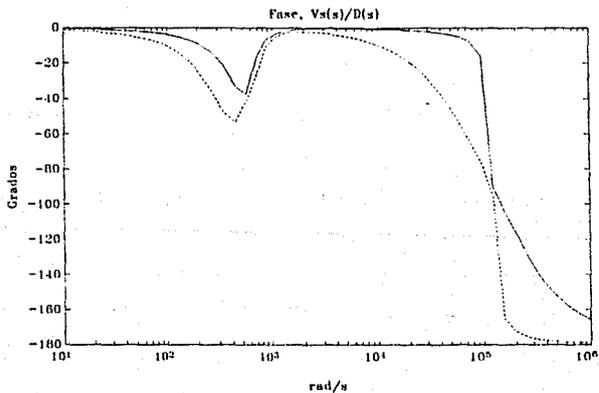
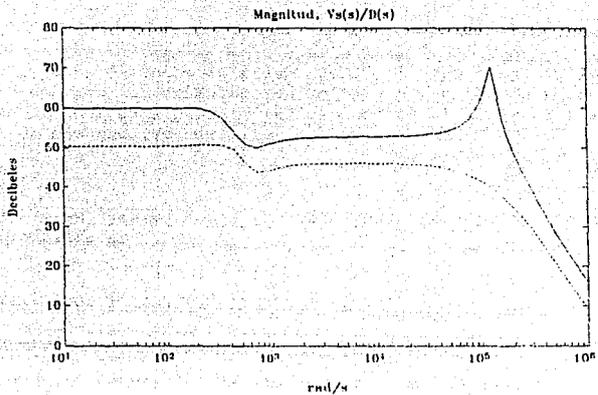
REPRESENTACION PROMEDIO DE ESTADO

CONDICIONES MAXIMAS Y MINIMAS

Oprima cualquier tecla para continuar.

---





---

Otra simulación, si(0) no(1) = 1

---

En los moduladores de ancho de pulso (PWM) del tipo rampa (o diente de sierra) y comparador se establece un voltaje máximo de la rampa ( $V_m$ ) que permite definir la siguiente relación entre el ciclo de trabajo y la señal de comando ( $V_c$ ) del PWM:

$$d = V_c/V_m$$

El valor de  $V_m$  es, generalmente, proporcionado por los fabricantes de circuitos moduladores

Voltaje máximo de la rampa del PWM, (Volts),  $V_m = \underline{3.1}$

---

Si la electrónica de control se realiza en forma analógica es necesario establecer un voltaje de referencia se recomienda establecer este voltaje de referencia con algún dispositivo sencillo tal como un diodo zener.

Voltaje de referencia, (Volts),  $V_{ref} = \underline{5.1}$

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Las variaciones del voltaje de entrada a la fuente son de:

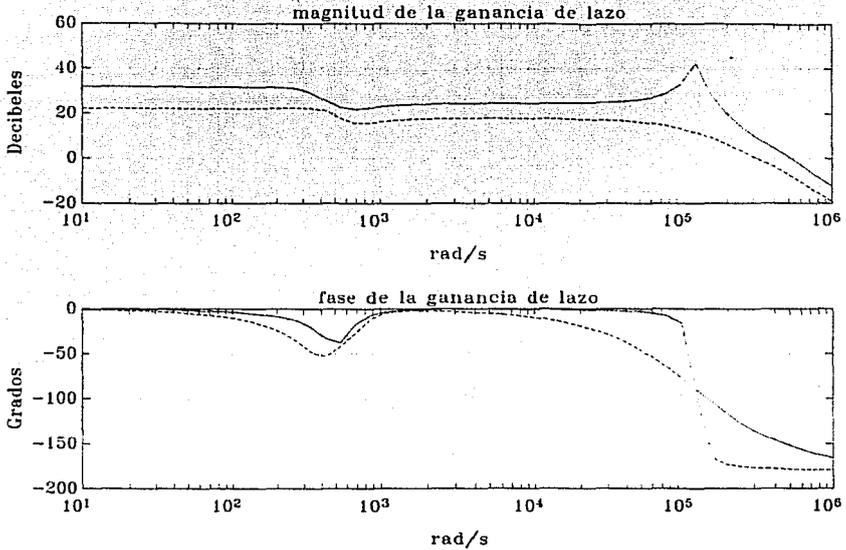
43.646 o/o

Para dichas variaciones, especifique el porcentaje de regulación impuesto sobre  $V_s$ :

Reg (tanto por ciento) = 5

Oprima cualquier tecla para continuar

---




---

Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
 Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
 Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
 Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180

---

El margen de fase más reducido es

$P_m = 2.0757$

Oprima cualquier tecla para continuar

---

¿Cálculo de la red de compensación?

Si(0), No(1) 0

---

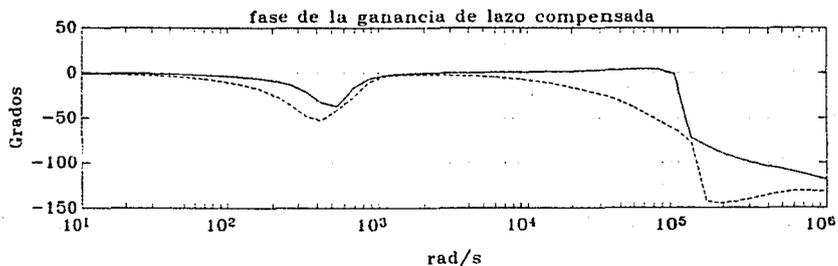
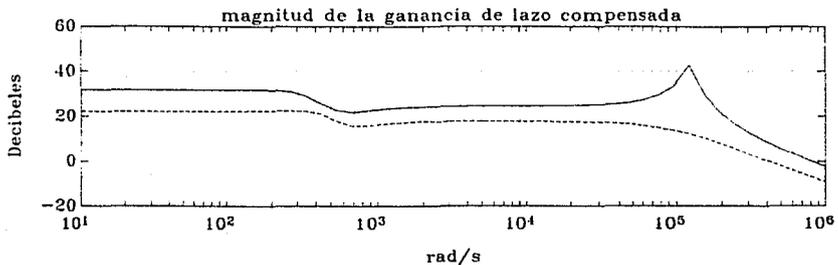
En general se recomienda para fuentes conmutadas un margen de fase de al menos 45 grados

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Kmin = 20.130083  
TC = 3.288565e-006  
alfa = 0.147934

Oprima cualquier tecla para continuar



---

Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180

---

El margen de fase más reducido es

Pm = 43.4561

Oprima cualquier tecla para continuar

---

¿Cálculo de la red de compensación?

Si(0), No(1) 1

---

Para el cálculo de las condiciones máximas de operación de los semiconductores de potencia se recomienda introducir un factor de seguridad del 25 por ciento

Opciones:

1. Factor de seguridad recomendado
2. Otro factor

Opción = 1

---

PRESENTACION E IMPRESION DE RESULTADOS  
TECLEE SHIFT-PRISC EN CADA PANTALLA Y DESPUES QUE IMPRIMA, RETURN

Oprima cualquier tecla para continuar

---

#### DATOS DE LA ALIMENTACION:

Alimentación monofásica

Voltaje de línea, Vca = 127 + 15 % - 15 % [V rms]

Frecuencia de la línea, fl = 60 [Hz]

Voltaje de entrada a la fuente máximo, Vemax = 206.545891 [V]

Voltaje de entrada a la fuente promedio, Veprom = 169.545891 [V]

Voltaje de entrada a la fuente mínimo, Vemin = 132.545891 [V]

#### CONDICIONES DE OPERACION:

Ciclo de trabajo máximo, DH = 0.56124

Ciclo de trabajo de operación -nominal-, Dop = 0.5

Ciclo de trabajo mínimo, DL = 0.396387

Relación de transformación del transformador de aislamiento, a = 1.085094

Voltaje de salida, Vs = 125 [V]

Corriente máxima a la salida, Ismax = 8 [A]

Corriente mínima a la salida, Ismin = 0.5 [A]

Rizo de corriente máximo en el inductor L2, DIsmax = 1 [A]

Rizo de corriente máximo en el inductor L1,  $DI_{max} = 0.5$  [A]  
Rizo de voltaje a la salida máximo,  $DV_s = 1.2$  [V]  
Frecuencia de conmutación,  $f_c = 400$  [kHz]  
Carga resistiva máxima,  $R_{max} = 250$  [ $\Omega$ ]  
Carga resistiva nominal,  $R_{nom} = 132.8125$  [ $\Omega$ ]  
Carga resistiva mínima,  $R_{min} = 15.625$  [ $\Omega$ ]

---

DATOS DE LOS COMPONENTES PASIVOS:

CAPACITOR DE SALIDA, C

Capacitancia mínima,  $C_{min} = 0.260417$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r = 0.01$  [ $\Omega$ ]  
Tensión de directa máxima = 125 [V]  
Rizo de corriente rms máxima = 0.57735 [Arms]

CAPACITORES DE TRANSFERENCIA DE ENERGIA,

Ca  
Capacitancia mínima,  $C_{amin} = 5547.925762$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r_a = 0.01$  [ $\Omega$ ]  
Tensión de directa máxima,  $V_{Cmax} = 206.545891$  [V]  
Rizo de corriente rms máxima,  $I_{arms} = 20.735525$  [Arms]  
Cb  
Capacitancia mínima,  $C_{bmin} = 5547.925762$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r_b = 0.01$  [ $\Omega$ ]  
Tensión de directa máxima,  $V_{Cbmax} = 125$  [V]  
Rizo de corriente rms máxima,  $I_{brms} = 22.499988$  [Arms]  
Ce  
Capacitancia mínima,  $C_{emin} = 3000$  [ $\mu F$ ]  
Resistencia equivalente en serie,  $r_e = 0.018493$  [ $\Omega$ ]

Oprima cualquier tecla para continuar

---

CAPACITOR DE ENTRADA, Co

Capacitancia mínima,  $C_{omin} = 3906.318894$  [ $\mu F$ ]  
Tensión de directa máxima,  $V_{Comax} = 206.545891$  [V]  
Corriente rms máxima,  $I_{Corms} = 0.288675$  [Arms]

---

INDUCTOR DE ENTRADA, L1

Inductancia L1 = 0.579609 [mH]  
Formado por 9 inductores en serie  
con las siguientes características:

Inductancia = 0.064401 [mH]  
Núcleo: CINCINATIdob  
Producto de áreas,  $A_{p1} = 1.542578$  [cm<sup>4</sup>]  
Material magnético: BRIMEX, FERRITA NF-83

Proveedor: BRIMEX

Entrehierro,  $Sg1 = 0.003802$  [m] (149.671745 mils)

Número de vueltas del devanado,  $N1 = 58$

Calibre del alambre,  $AWG1 = 15$  [AWG]

Resistencia parásita,  $rL1 = 0.023414$  [ $\Omega$ ]

Pérdidas magnéticas,  $Pfe1 = 0.034028$  [W]

Pérdidas eléctricas,  $Pcu1 = 2.082411$  [W]

Resistencia parásita total,  $rt1 = 0.210728$  [ $\Omega$ ]

Pérdidas totales = 19.047949 [W]

Nota: en el cálculo del inductor no se tomó en cuenta el efecto del flujo de dispersión (Fringing flux) por lo que un ajuste experimental del número de vueltas será recomendable

---

INDUCTOR DE SALIDA, L2

Inductancia L2 = 0.267078 [mH]

Formado por 4 inductores en serie

con las siguientes características:

Inductancia = 0.066769 [mH]

Núcleo: CINCINATIdob

Producto de áreas,  $Ap2 = 1.542578$  [cm<sup>4</sup>]

Material magnético: BRIMEX, FERRITA NF-83

Proveedor: BRIMEX

Entrehierro,  $Sg2 = 0.002835$  [m] (111.6192 mils)

Número de vueltas del devanado,  $N2 = 51$

Calibre del alambre,  $AWG2 = 15$  [AWG]

Resistencia parásita,  $rL2 = 0.020588$  [ $\Omega$ ]

Pérdidas magnéticas,  $Pfe2 = 0.222627$  [W]

Pérdidas eléctricas,  $Pcu2 = 1.317653$  [W]

Resistencia parásita total,  $rt2 = 0.082353$  [ $\Omega$ ]

Pérdidas totales = 6.161121 [W]

Nota: en el cálculo del inductor no se tomó en cuenta el efecto del flujo de dispersión (Fringing flux) por lo que un ajuste experimental del número de vueltas será recomendable

---

TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO

Relacion de transformacion,  $a = 1.085094$

Núcleo: CINCINATInor

Producto de areas,  $Ap = 0.711959$  [cm<sup>4</sup>]

Material magnético: BRIMEX, FERRITA NF-83

Proveedor: BRIMEX

Número de vueltas del devanado primario,  $Np = 17$

Número de vueltas del devanado secundario,  $Ns = 15$

Calibre del alambre del devanado primario,  $AWGp = 17$  [AWG]

Calibre del alambre del devanado secundario, AWGs = 16 [AWG]  
Pérdidas magnéticas, P<sub>fe</sub> = 11.844088 [W]  
Pérdidas eléctricas, P<sub>cu</sub> = 0.892412 [W]  
Eficiencia calculada, e<sub>calc</sub> = 98.742368

Nota: cuando se utilizan transformadores en convertidores CD-CD se recomienda incorporar en el núcleo un pequeño entrehierro de unos 2 mils aproximadamente

---

#### CONDICIONES DE OPERACION DEL CONMUTADOR

Voltaje en bloqueo máximo = 427.730792 [V]  
Corriente máxima en conducción = 21.004164 [A]

#### CONDICIONES DE OPERACION DEL DIODO

Voltaje de inversa máximo, V<sub>Dmax</sub> = 394.187886 [V]  
Corriente de directa máxima, I<sub>Dmax</sub> = 22.791486 [A]

#### CONDICIONES DE OPERACION DEL PUENTE RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

Corriente promedio de CD máxima, I<sub>Fmav</sub> = 12.10087 [A]  
Pico repetitivo de tensión de CD máximo, V<sub>pico rep</sub> = 258.182363 [V]

---

#### DATOS DEL SENSOR:

Divisor de tensión, beta = 0.0408

#### DATOS DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO

Voltaje pico a pico de la rampa del PWM, V<sub>m</sub> = 3.1 [V]

#### VOLTAJE DE REFERENCIA:

Voltaje de referencia, V<sub>ref</sub> = 5.1 [V]

#### REGULACION DE LA FUENTE

Regulación de la fuente = 5 o/o

#### DATOS DEL CONTROLADOR:

ganancia del controlador, K<sub>min</sub> = 20.130083  
voltaje de corrimiento, V<sub>off</sub> = 1.55 [V]  
Valores de los parámetros de la red de adelanto:  
TC = 3.288565e-006  
alfa = 0.147934

#### MARGENES DE GANANCIA Y FASE DE LA FUENTE EN LAZO ABIERTO:

Margen de fase mínimo de la fuente en lazo abierto = 43.456124 grados  
Margen de ganancia indefinido, La curva de fase no cruza 180 grados

Enseguida se presentan las pantallas de la ejecución del programa PRUEBA.M en el ejemplo del octavo capítulo:

---

L1 (mH) = 0.58  
Resistencia parásita de L1, r1 ( $\Omega$ ) = 0.31  
L2 (mH) = 0.27  
Resistencia parásita de L2, r2 ( $\Omega$ ) = 0.18  
Ca ( $\mu$ F) = 500  
Resistencia parásita de Ca, ra ( $\Omega$ ) = 0.01  
Cb ( $\mu$ F) = 500  
Resistencia parásita de Cb, rb ( $\Omega$ ) = 0.01  
C ( $\mu$ F) = 5600  
Resistencia parásita de C, r ( $\Omega$ ) = 0.01  
Relación de transformación, a = 1.1  
DH = 0.56  
Dnom = 0.5  
DL = 0.396  
Rmax ( $\Omega$ ) = 205  
Rnom ( $\Omega$ ) = 132.8  
Rmin ( $\Omega$ ) = 15.62  
Vemax (Volts) = 206.5  
Venom (Volts) = 169.5  
Vemin (Volts) = 132.5  
Vs (Volts) = 125  
Frecuencia de conmutación, fc (kHz) = 400  
Frecuencia de la señal de alimentación, fe (Hz) = 120

---

SIMULACION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE INICIALES

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:

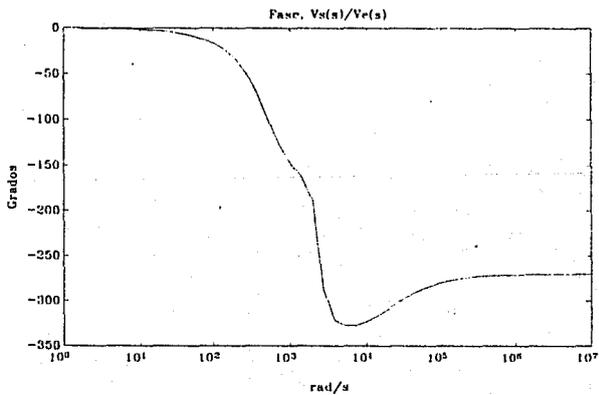
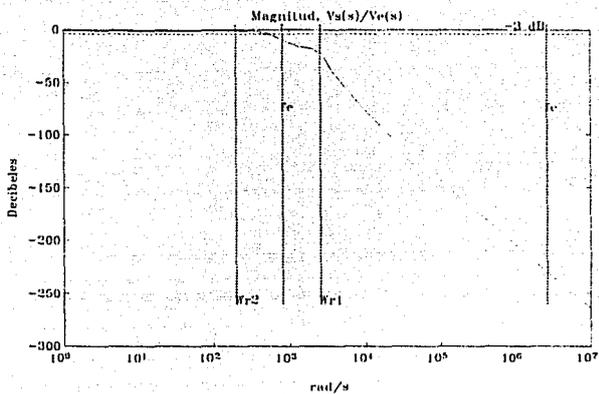
Vs(s)/Ve(s) y Vs(s)/D(s)

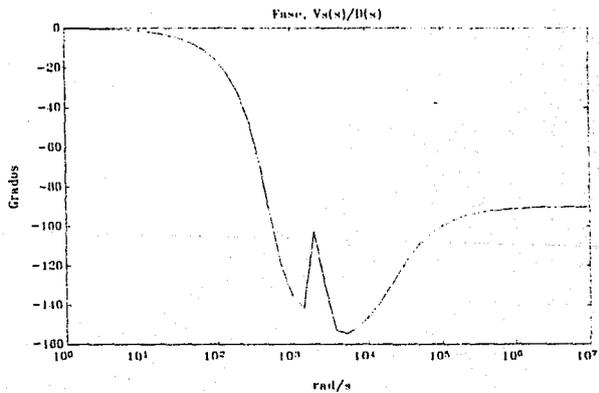
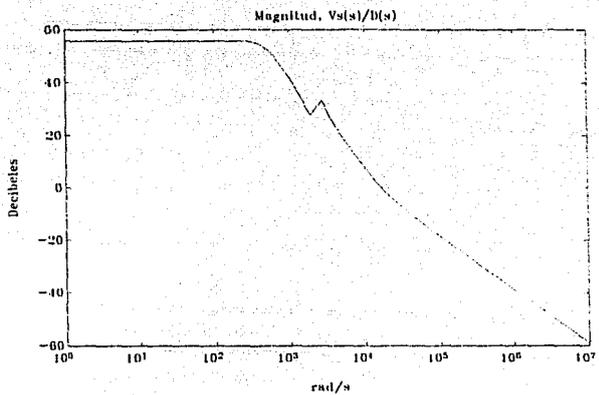
REPRESENTACION PROMEDIO DE ESTADO

CONDICIONES NOMINALES

Oprima cualquier tecla para continuar

---





---

Selección del rango de frecuencias para la simulación

Potencia de diez de inicio de bode [rad/seg] = 1

Potencia de diez de fin de bode [rad/seg] = 5

---

ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA  
(DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE)

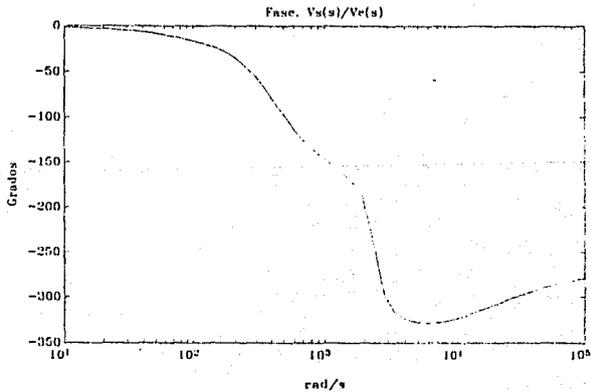
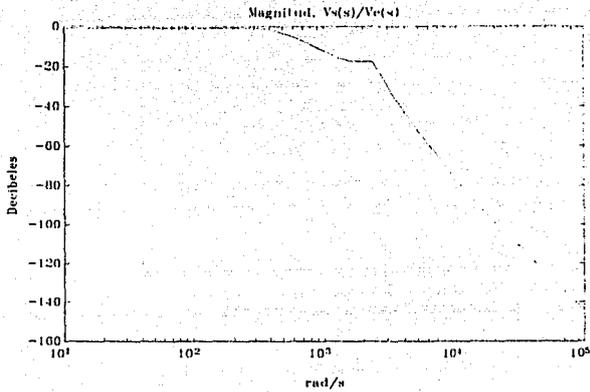
FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:  
 $V_s(s)/V_e(s)$  y  $V_s(s)/D(s)$

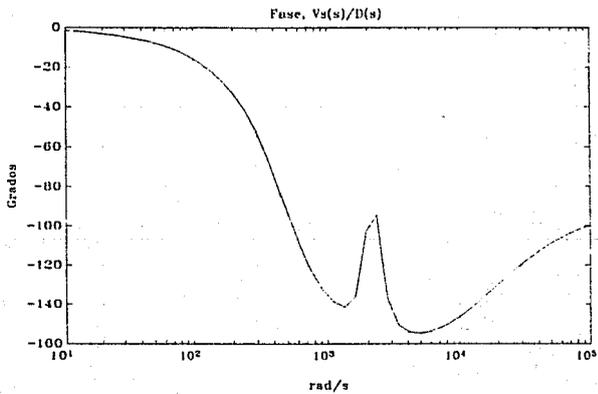
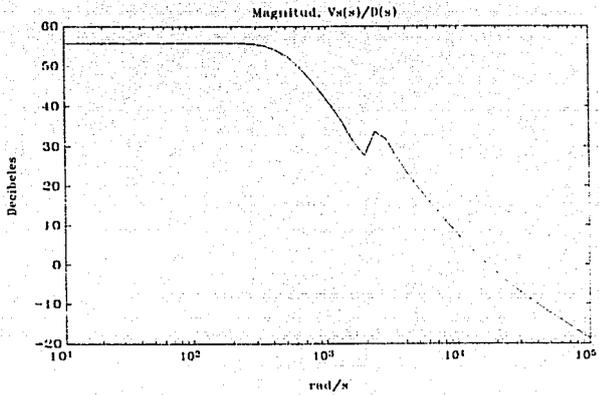
REPRESENTACIÓN PROMEDIO DE ESTADO

CONDICIONES NOMINALES

Oprima cualquier tecla para continuar

---





---

ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA  
(DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE)

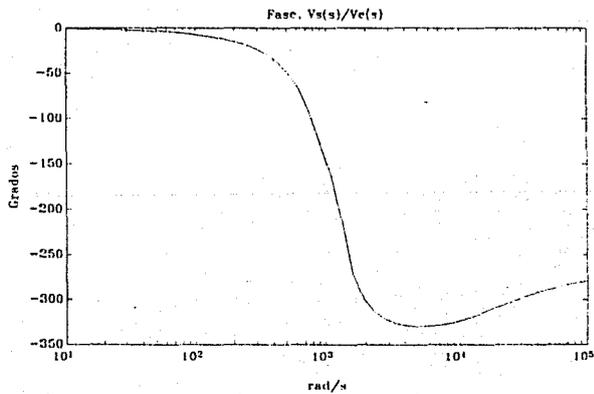
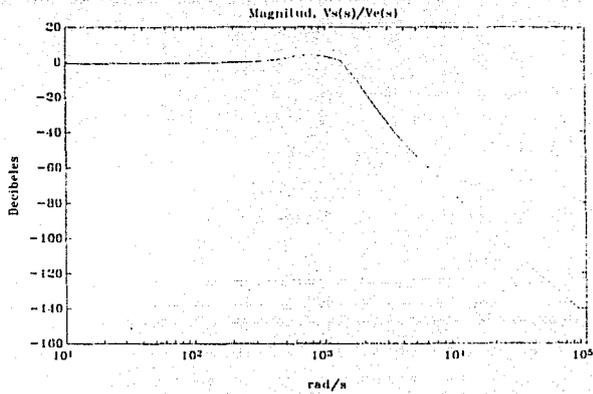
FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:  
 $V_s(s)/V_e(s)$  y  $V_s(s)/D(s)$

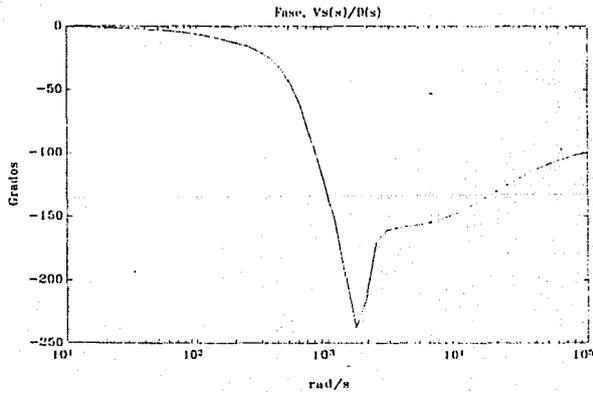
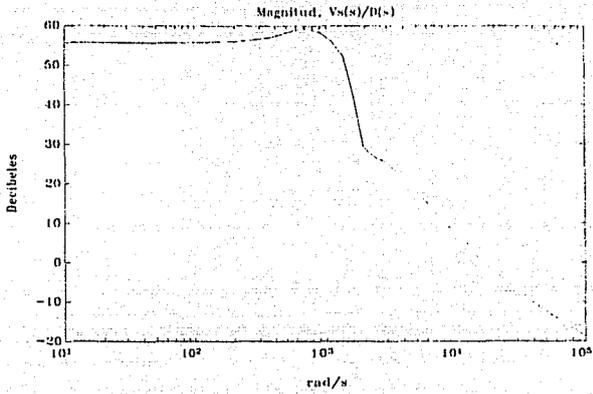
FUNCIONES SIMPLIFICADAS

CONDICIONES NOMINALES

Oprima cualquier tecla para continuar.

---





---

ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA  
(DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE)

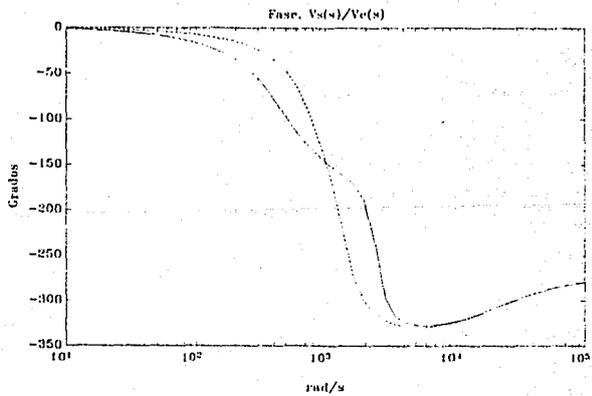
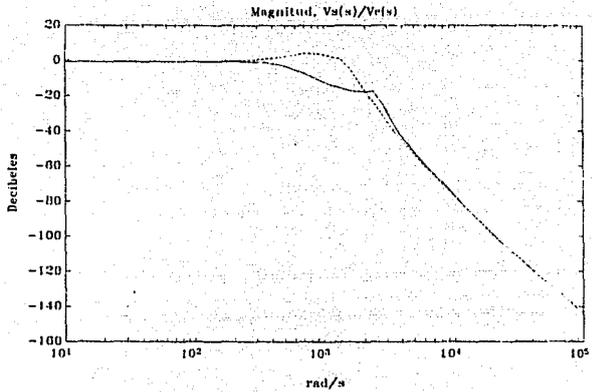
FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:  
 $V_s(s)/V_e(s)$  y  $V_s(s)/D(s)$

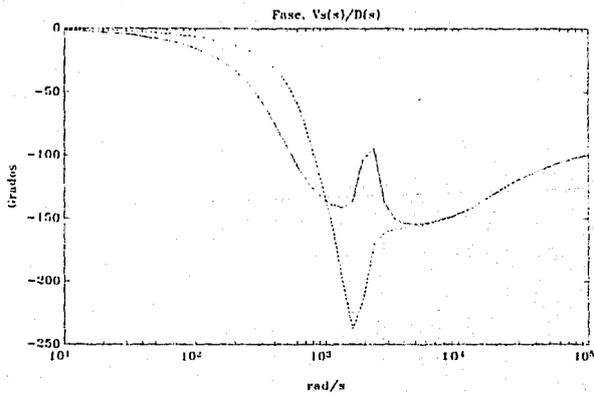
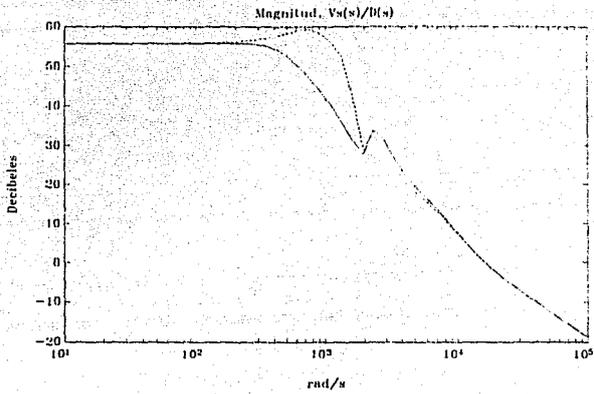
REPRESENTACION PROMEDIO DE ESTADO V.S. FUNCIONES SIMPLIFICADAS

CONDICIONES NOMINALES

Oprima cualquier tecla para continuar.

---





---

ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA  
(DIAGRAMAS DE BODE DE MAGNITUD Y FASE)

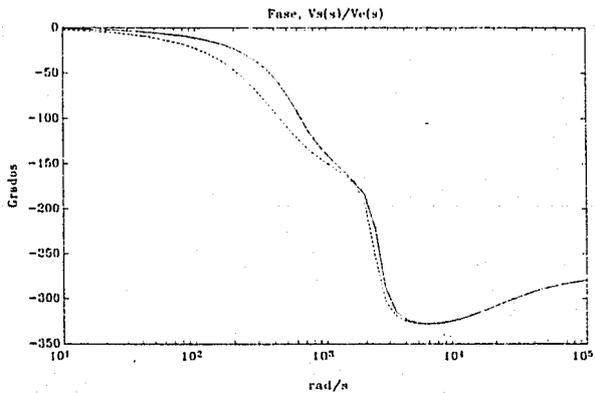
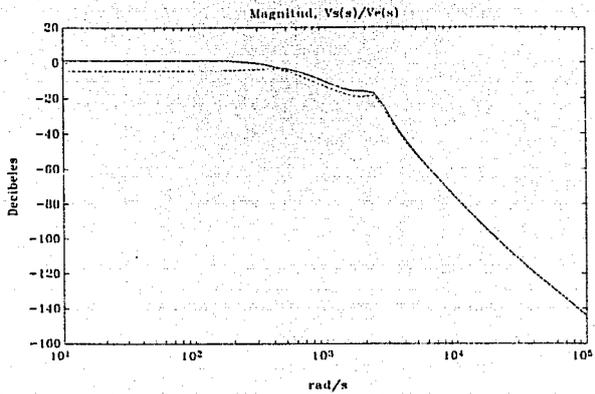
FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SEÑAL PEQUEÑA:  
 $V_s(s)/V_e(s)$  y  $V_s(s)/D(s)$

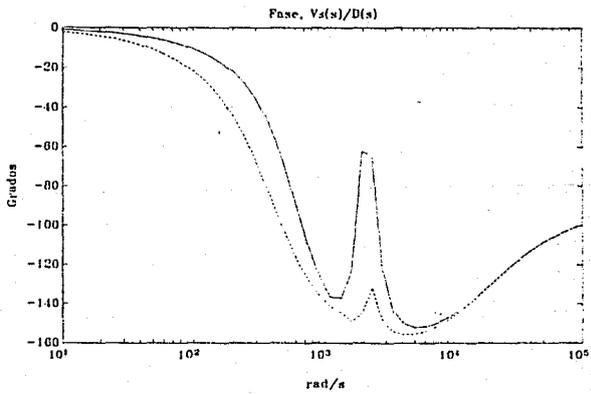
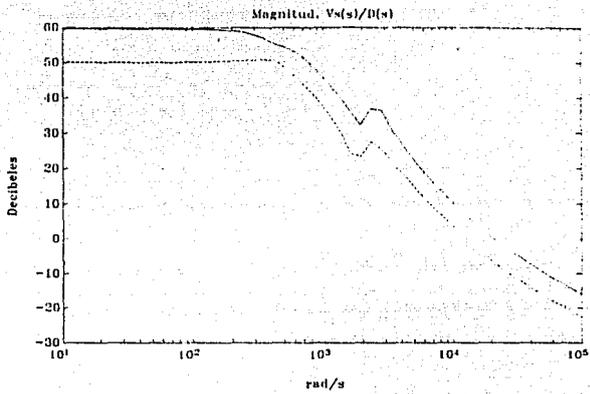
REPRESENTACION PROMEDIO DE ESTADO

CONDICIONES MAXIMAS Y MINIMAS

Oprima cualquier tecla para continuar.

---





---

Otra simulación, si(0) no(1) = 1

---

En los moduladores de ancho de pulso (PWM) del tipo rampa (o diente de sierra) y comparador se establece un voltaje máximo de la rampa ( $V_m$ ) que permite definir la siguiente relación entre el ciclo de trabajo y la señal de comando ( $V_c$ ) del PWM:

$$d = V_c/V_m$$

El valor de  $V_m$  es, generalmente, proporcionado por los fabricantes de circuitos moduladores

Voltaje máximo de la rampa del PWM, (Volts),  $V_m = \underline{3.1}$

---

Si la electrónica de control se realiza en forma analógica es necesario establecer un voltaje de referencia se recomienda establecer este voltaje de referencia con algún dispositivo sencillo tal como un diodo zener.

Voltaje de referencia, (Volts),  $V_{ref} = \underline{5.1}$

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Las variaciones del voltaje de entrada a la fuente son de:

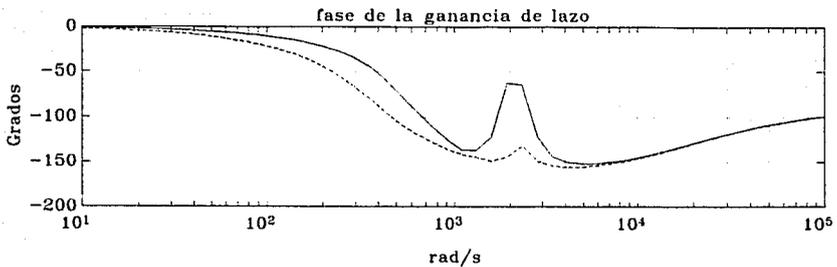
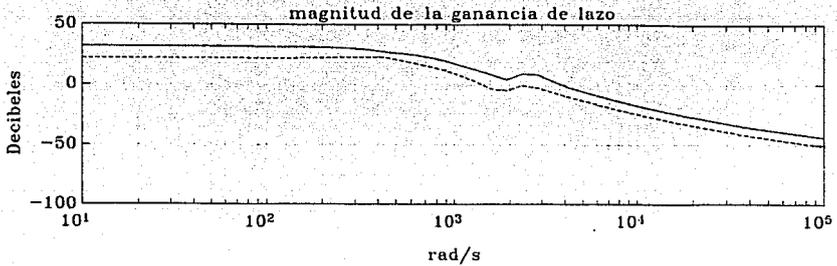
43.657817 o/o

Para dichas variaciones, especifique el porcentaje de regulación impuesto sobre  $V_s$ :

Reg (tanto por ciento) = 5

Oprima cualquier tecla para continuar

---




---

Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
 Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
 Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
 Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180

---

El margen de fase más reducido es

$P_m = 25.1275$

Oprima cualquier tecla para continuar

---

¿Cálculo de la red de compensación?

Si(0), No(1) 0

---

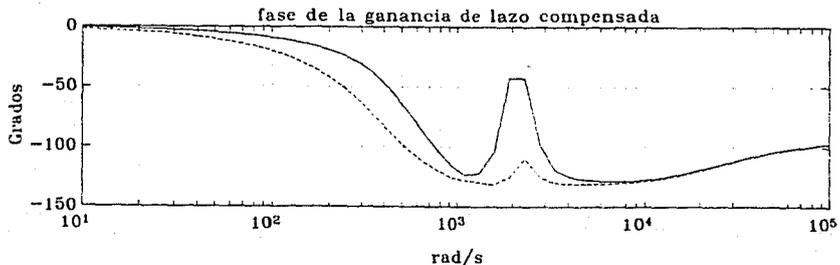
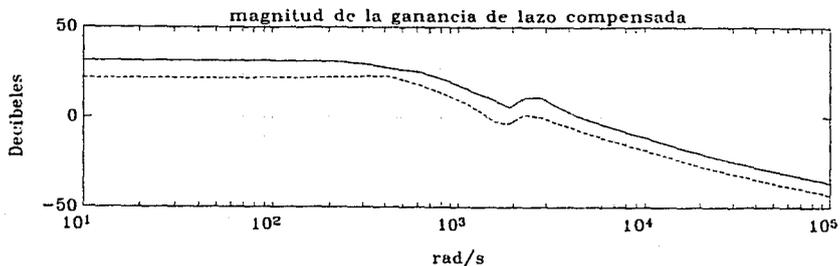
En general se recomienda para fuentes conmutadas un margen de fase de al menos 45 grados

Oprima cualquier tecla para continuar

---

Kmin = 7.287286  
TC = 0.000382  
alfa = 0.407855

Oprima cualquier tecla para continuar



---

Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180  
Warning: Gain margin undefined; phase does not cross -180

---

El margen de fase más reducido es

$P_m = 49.1363$

Oprima cualquier tecla para continuar

---

¿Cálculo de la red de compensación?

Si(0), No(1) 1

---

¿Desea correr prueba de nueva cuenta?

Si(0), No(1) 1

---

DATOS DEL SENSOR:

Divisor de tensión,  $\beta = 0.0408$

DATOS DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO

Voltaje pico a pico de la rampa del PWM,  $V_m = 3.1$  [V]

VOLTAJE DE REFERENCIA:

Voltaje de referencia,  $V_{ref} = 5.1$  [V]

REGULACION DE LA FUENTE

Regulación de la fuente = 5 o/o

DATOS DEL CONTROLADOR:

ganancia del controlador,  $K_{min} = 7.287286$

voltaje de corrimiento,  $V_{off} = 1.55$  [V]

Valores de los parámetros de la red de adelanto:

$TC = 0.000382$

$\alpha = 0.407855$

MARGENES DE GANANCIA Y FASE DE LA FUENTE EN LAZO ABIERTO:

Margen de fase mínimo de la fuente en lazo abierto = 49.136269 grados

Margen de ganancia indefinido, La curva de fase no cruza 180 grados

---