

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN REGULADOR DE VOLTAJE AC
UTILIZANDO UN AMPLIFICADOR LINEAL**

RAUL MYROSLAB ONTANEDA GAVIDIA

**TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO
EN LA ESPECIALIZACION ELECTRONICA Y CONTROL**

QUITO, AGOSTO DE 1992

Certifico que el presente
trabajo ha sido realizado
en su totalidad por el Sr.
Raúl M. Ontaneda G.

A handwritten signature in blue ink, consisting of stylized initials and a surname, positioned above a dashed horizontal line.

Ing. Bolívar Ledesma
DIRECTOR DE TESIS

*A mi querida madre
con amor y gratitud*

AGRADECIMIENTO

Agradezco a CELCO CIA. LTDA.
por su decidida colaboración
en la elaboración del presente
proyecto.

INDICE

INTRODUCCION

CAPITULO 1 .- DESCRIPCION DEL SISTEMA

1.1. Generalidades	1
1.2. Principio de funcionamiento	
1.2.1. Fundamento teórico	2
1.2.2. Análisis del modelo aproximado	4
1.3. Diagrama de bloques	
1.3.1. Sistema	11
1.3.2. Control	13

CAPITULO 2 .- DISEÑO DEL SISTEMA

2.1. Control	
2.1.1. Comparador de ventana	17
2.1.2. Adaptador de señal	20
2.1.3. Detector de sobrevoltaje	23
2.1.4. Circuitos lógicos	24
2.1.5. Control y arreglo de relés	27
2.1.6. Extractor DC	28
2.1.7. Generador de referencia	33
2.1.8. Extractor-procesador de error	34
2.1.9. Actuador	36
2.1.10. Protecciones del amplificador	37
2.1.11. Señalización	40
2.1.12. Polarización	41
2.2. Potencia	
2.2.1. Configuración del amplificador	43
2.2.2. Elementos de potencia	44
2.2.3. Disipadores y ventilación	50
2.3. Transformadores y protecciones	
2.3.1. Transformadores	
2.3.1.1. Sensores y polarización	51
2.3.1.2. Autotransformador de potencia	53
2.3.2. Protecciones	
2.3.2.1. Filtro de entrada	56
2.3.2.2. Breaker y fusible	56

CAPITULO 3 .- CONSTRUCCION DEL SISTEMA

3.1. Descripción de elementos constitutivos	
3.1.1. Tarjeta de control	
3.1.1.1. Plano electrónico	59
3.1.1.2. Diseño del impreso	59
3.1.1.3. Base	62

3.1.2. Módulo de potencia	62
3.1.2.1. Plano electrónico	62
3.1.2.2. Diseño de impresos	63
3.1.2.3. Armado y pruebas	63
3.1.3. Varios	65
3.2. Montaje	
3.2.1. Diagrama de interconexión de partes . .	66
3.2.2. Diagrama de montaje	66
3.2.3. Diseño del mueble	66
3.2.4. Cableado y pruebas	67
3.3. Análisis técnico-económico	69
3.3.1. Definición del proyecto	70
3.3.2. Costos	
3.3.2.1. Costos directos	71
3.3.2.2. Costos indirectos	73
3.3.3. Programación y control en la fabricación	73

CAPITULO 4 .- PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1. Operación con diferentes tipos de cargas	
4.1.1. Cargas lineales	78
4.1.1.1. Carga resistiva	78
4.1.1.2. Carga inductiva	80
4.1.2. Cargas no lineales	83
4.2. Regulación y rendimiento	87
4.2.1. Carga resistiva	87
4.2.2. Carga inductiva	92
4.2.3. Carga no lineal	94
4.2.4. Potencia de salida mínima	96
4.2.5. Rendimiento	97
4.3. Respuesta transitoria	99
4.3.1. Perturbación en la carga	99
4.3.2. Perturbación en la entrada	101
4.4. Distorsión armónica	102
4.5. Protecciones	
4.5.1. Protecciones del amplificador	105
4.5.2. Bypass	105
4.5.3. Sobretemperatura	106
4.6. Comparación con otros tipos de reguladores . .	107

CAPITULO 5 .- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 110

ANEXOS

ANEXO A.- PLANOS	i
ANEXO B.- CALCULO DE COSTOS	xviii

APENDICES

APENDICE A .- TABLAS DE TROQUELES
APENDICE B .- CATALOGOS

BIBLIOGRAFIA

INTRODUCCION

El progreso de la humanidad en las últimas décadas en gran parte se debe al fácil acceso a la energía eléctrica, que actualmente se emplea a todo nivel: En la producción de bienes, provisión de servicios, en la educación e investigación, etc. , convirtiéndola en otras formas de energía según se requiera.

Hay una tendencia a la automatización de procesos favorecida por el empleo de la electrónica y es así que cada vez se crean aparatos más sofisticados pero más sensibles también; éstos se conocen como cargas críticas.

Existen los tipos más variados de cargas eléctricas. Muchas al funcionar provocan alteraciones en las redes de alimentación con el consecuente perjuicio a cargas críticas que requieren -para desarrollar un trabajo normal- de una red libre de perturbaciones de voltaje, entendiéndose como perturbaciones a variaciones lentas o bruscas respecto a un rango pre-establecido y considerado como seguro.

Para garantizar un suministro apropiado de energía eléctrica se han diseñado y comercializado equipos que acondicionan el voltaje de la red; los hay de diferentes marcas, fabricados en el país e importados, con distintos principios de funcionamiento, tecnologías y especificaciones. En nuestro medio hay disponibles equipos importados de buena calidad y con buenas especificaciones pero son demasiado costosos.

Por lo anotado resulta útil desarrollar prototipos buscando alternativas técnica y económicamente viables. El diseño

y construcción de uno de estos prototipos, específicamente el de un regulador de voltaje, es el principal objetivo del presente trabajo.

Es necesario aclarar que, como en cualquier trabajo de investigación, las metas propuestas no siempre son alcanzadas enfocando al problema desde determinado ángulo; esto no representa en modo alguno pérdida de tiempo o inversión vana de esfuerzos y recursos, sino por el contrario, se espera contribuir en la búsqueda por encontrar el camino correcto.

1 DESCRIPCION DEL SISTEMA

1.1.

GENERALIDADES

La función básica del sistema planteado es entregar un voltaje regulado y acondicionado independientemente de las condiciones de la entrada o de la carga aplicada al mismo. Para ello se ha escogido como elemento controlable a un amplificador de potencia adecuadamente polarizado que asegura una salida de voltaje estable absorbiendo cualquier variación; evacuando la energía resultante de ello en forma de calor¹.

A diferencia del método tradicional de regular el voltaje utilizando interruptores electromecánicos (relés) o electrónicos (triacs), en éste caso se realiza una regulación continua y no a pasos, evitando cambios bruscos que podrían perjudicar a cargas críticas.

La tecnología utilizada impone siempre limitaciones a la operación de un sistema. Se anticipa como restricciones más importantes a:

- La potencia a manejarse
- El rendimiento y
- El rango permisible de voltaje de entrada;

Pues será la capacidad de disipación de potencia del amplificador la que defina valores máximos y mínimos para estos parámetros. Así mismo será el amplificador de potencia y su control quienes más influyan tanto en el costo como en el tamaño final del prototipo; se espera sin embargo no superar - como costo de producción - 0.5 dólares norteamericanos por

vatio, con el fin de hacer competitivo al proyecto frente a equipos comerciales que realizan funciones similares.

La siguiente tabla resume las especificaciones esperadas para el equipo según los requerimientos más comunes de las cargas críticas, la aplicabilidad al medio y valores estándar de equipos similares:

VOLTAJE DE ENTRADA	115 V (+15% -20%)
VOLTAJE DE SALIDA	115 V (ajustable \pm 5%)
REGULACION	\pm 1,5% del valor ajustado
POTENCIA	500 W
FRECUENCIA	60 Hz
TIEMPO TOTAL DE RESPUESTA	menor a 4 ciclos
DISTORSION ARMONICA TOTAL	menor al 5%

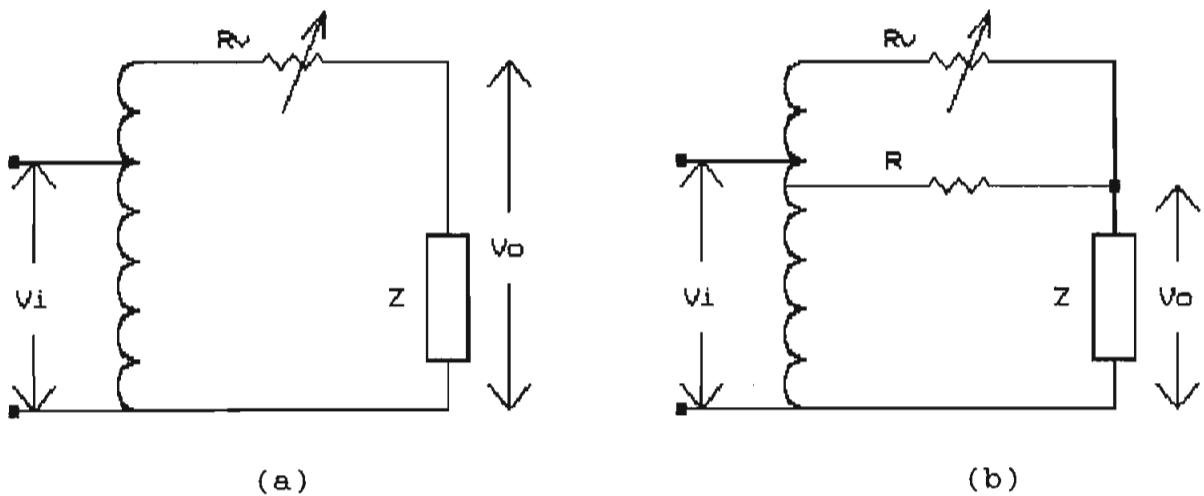
Estas especificaciones esperadas representan objetivos y por lo tanto son decisivas durante el dimensionamiento y definición de partes del equipo.

1.2 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

1.2.1. FUNDAMENTO TEORICO

El proceso de regulación se inicia con la elevación del voltaje de entrada con un autotransformador; luego mediante un arreglo - del que forma parte un amplificador lineal de potencia - se controla el voltaje aplicado a la carga .

El amplificador de potencia, con sus transistores trabajando en la región activa normal, se comporta como una fuente de corriente². Sin embargo, asumiendo linealidad, éste puede ser representado como una resistencia variable controlada electrónicamente R_v . En las figuras 1.1.a y 1.1.b se muestran dos configuraciones posibles :



V_i = Voltaje de entrada

$R_v \equiv$ Amplificador

Z = Carga aplicada

R = Resistencia de potencia

V_o = Voltaje de salida

figura 1.1. Posibles configuraciones equivalentes

Para valores altos de V_i en la primera configuración (figura 1.1.a) la disipación de potencia sobre R_v es tal que reduce a niveles poco prácticos el rendimiento del sistema. En la segunda alternativa (figura 1.1.b) la resistencia de potencia R da un camino adicional a parte de la corriente de carga, o a toda ella según sea el caso, consiguiendo disminuir la di-

disipación en el amplificador para condiciones extremas, reduciendo los requerimientos de sus elementos de potencia. Este último es el esquema a estudiarse en este trabajo de tesis.

Vo será afectado por variaciones en la entrada y en la carga; para mantenerlo en niveles adecuados se hace indispensable optar por un sistema realimentado.

Teóricamente R_v puede variar desde cero hasta infinito o lo que es lo mismo, transistores trabajando en saturación (Voltaje colector-emisor tendiendo a cero) o en corte (Corriente de colector tendiendo a cero); estas condiciones podrían presentarse cuando los voltajes de entrada sean extremos respecto al margen especificado. Fuera de este rango se pierde control sobre R_v lo que implica que el equipo deja de regular y se convierte para valores pequeños de V_i en un autotransformador elevador y para valores altos de V_i en un autotransformador reductor con un divisor de voltaje conectado a el, constituido por R y Z.

Para valores intermedios de voltajes de entrada el amplificador trabajará en la región activa normal (voltaje colector-emisor y corriente de colector distintos de cero) donde las condiciones de disipación de potencia son elevadas; esto producirá disipación de calor que debe ser evacuada mediante disipadores apropiados y ventilación forzada.

1.2.2. ANALISIS DEL MODELO APROXIMADO

Se hace necesario cuantificar los parámetros que intervienen en el modelo simplificado del regulador de voltaje:

a factor de elevación del autotransformador,
b factor de reducción del autotransformador,
R resistencia de potencia.

La figura 1.2. muestra valores adicionales involucrados:
V_o voltaje de salida del regulador (supuesto constante)
R_l carga resistiva, asumida así por simplicidad en ésta primera parte del análisis.

I_{Rl} corriente por R_l

I_R corriente por R

I_{Rv} corriente por R_v

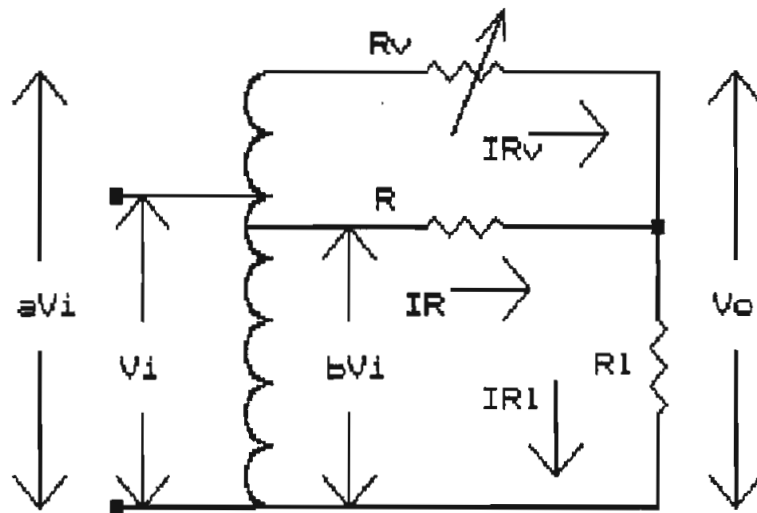


figura 1.2. Análisis con carga resistiva

Las ecuaciones que regirán el comportamiento del circuito de la figura 1.2. serán³ :

$$I_{Rv} = (aV_i - V_o)/R_v \quad (1.1)$$

$$I_R = (bV_i - V_o)/R \quad (1.2)$$

$$IRL = IR_v + IR = V_o/R_l \quad (1.3)$$

Reemplazando (1.1) y (1.2) en (1.3)

$$(V_o/R_l) = (R(aV_i - V_o) + R_v(bV_i - V_o))/R * R_v$$

Despejando R_v

$$R_v = (R_l * R(aV_i - V_o)) / (R * V_o + R_l(V_o - bV_i)) \quad (1.4)$$

De (1.4), R_v tenderá a cero cuando $(aV_i - V_o)$ tienda a cero y esta condición definirá el mínimo valor de a si el voltaje de entrada es mínimo y el de salida es el máximo ajustable:

$$aV_{i\min} > V_{o\max}$$

$$a > V_{o\max} / V_{i\min}$$

$$a > 121 / 109 = 1,32$$

Se escoge $a = 1,34$ para neutralizar caídas de voltaje intrínsecas al sistema, entonces queda descartada la posibilidad de que R_v sea igual a cero. Matemáticamente pueden obtenerse resultados negativos para R_v esto se interpreta físicamente como tendencia al infinito de R_v o lo que es lo mismo $IR_v = 0$.

Siendo R_v el elemento que permite mantener a V_o constante, al perder su control el regulador dejará de trabajar como tal. Esto ocurrirá con cargas pequeñas o cuando el denominador de (1.4) cambie de signo; entonces la $R_{l\max}$ o carga mínima que garantiza regulación se obtiene de la siguiente igualdad:

$$R * V_o = R_{l\max}(bV_i - V_o)$$

$$R_{l\max} = R * V_o / (bV_i - V_o) \quad (1.5)$$

La condición se produce para valores altos de voltajes de entrada ($bV_i > V_o$).

La potencia de la carga mínima que garantiza regulación será:

$$P_{o\min} = V_o^2 / R_{l\max}$$

$$P_{o\min} = V_o(bV_i - V_o) / R \quad (1.6)$$

La potencia que disipa R_v será igual a:

$$PR_v = (aV_i - V_o)^2 / R_v \quad (1.7)$$

Donde si R_v tiende al infinito, $PR_v = 0$

La potencia que disipa R será:

$$PR = (bV_i - V_o)^2 / R \quad (1.8)$$

Al asumir que las únicas pérdidas en el regulador son las disipaciones en R_v y en R se obtendrán resultados de rendimientos bastante aproximados pues PR_v y PR son las más significativas dentro del regulador:

$$n\% = 100 * P_o / (P_o + PR_v + PR) \quad (1.9)$$

Donde P_o = potencia de salida puede variar entre 0 y 500 vatios

Con estas ecuaciones y con la ayuda de una hoja de cálculo⁴ se estructuran cuadros de datos (cuadro 1.1. hasta cuadro 1.12) con el fin de determinar los valores más adecuados de b y de R .

En los cuadros 1.1 y 1.2 se puede apreciar ya numéricamente los efectos de tener una resistencia R bastante alta o lo que es lo mismo no incluirla en la configuración. Para valores altos de V_i la disipación sobre R_v supera los 300 vatios y el rendimiento baja del 62% aunque por otro lado el regulador actúa desde vacío a plena carga.

En los cuadros 1.3. y 1.4 se ha escogido un valor tan bajo de R (5 Ω) que para $V_o = 109$ V la carga mínima que garantiza regulación es la nominal del regulador y ni siquiera para $V_o = 121$ V puede conseguirse que por lo menos a partir de media carga el regulador trabaje.

En los cuadros 1.5 y 1.6 con $b=1$ y $R=10$ Ω se consigue que el rendimiento no baje del 70% y que la carga mínima que garantiza regulación esté siempre sobre la media carga nominal.

DATOS		CALCULOS					
	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV	
Vo= 109 V	92	6.1	33.2	1	88.1	2.3	
	95	7.9	42.5	0	85.4	2.3	
a=1.34	100	10.8	57.8	0	81.2	2.3	
	105	13.8	73	0	77.4	2.3	
b= 1	110	16.8	88	0	74	2.3	
	115	19.8	103	0	70.8	2.3	
R= 500 OHM	120	22.8	118	0	68	2.3	
	125	25.9	132	1	65.3	2.3	
Po= 250 W	130	29.0	147	1	62.9	2.3	
	132	30.2	153	1	61.9	2.2	
RL=47.5 OHM							
					Pomin=5.81 W		

Cuadro 1.1

DATOS		CALCULOS					
	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV	
Vo= 121 V	92	0.5	19.55	2	197.8	4.2	
	95	1.5	26.4	0	194.9	4.2	
a=1.34	100	3.1	54.3	0	198.2	4.2	
	105	4.7	82	0	185.9	4.2	
b= 1	110	6.4	110	0	82	4.2	
	115	8.0	137	0	78.5	4.1	
R= 500 OHM	120	9.6	165	0	75.2	4.1	
	125	11.3	192	1	72.2	4.1	
Po= 500 W	130	12.9	219	1	69.5	4.1	
	132	13.6	230	1	68.4	4.1	
RL=29.3 OHM							
					Pomin=2.66 W		

Cuadro 1.2

DATOS		CALCULOS					
	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV	
Vo= 109 V	92	1.8	114	50	174.4	8.0	
	95	2.5	135	39	174.1	7.4	
a=1.34	100	3.9	160	16	74	6.4	
	105	5.9	171	3	74.2	5.4	
b= 1	110	8.8	168	0	74.8	4.4	
	115	13.3	153	7	75.8	3.4	
R= 5 OHM	120	21.7	124	24	77.2	2.4	
	125	42.2	81.1	51	79.1	1.4	
Po= 500 W	130	168.4	25.2	88	81.5	0.4	
	132	*****	0	105	82.6	0.0	
RL=23.0 OHM							
					Pomin= 501 W		

Cuadro 1.3

DATOS		CALCULOS					
	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV	
Vo= 121 V	92	0.2	22.6	168	172.4	9.9	
	95	0.7	50.8	135	72	9.3	
a=1.34	100	1.6	100	88	171.0	8.3	
	105	2.7	144	51	171.9	7.3	
b= 1	110	4.2	167	24	172.3	6.3	
	115	6.2	176	7	173.1	5.3	
R= 5 OHM	120	9.2	172	0	174.3	4.3	
	125	14.0	155	3	76	3.3	
Po= 500 W	130	22.8	124	16	178.1	2.3	
	132	28.9	100	24	179.1	1.9	
RL=29.3 OHM							
					Pomin= 266 W		

Cuadro 1.4

DATOS		CALCULOS					
	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV	
Vo= 109 V	92	2.3	89.8	29	88.8	6.3	
	95	3.1	110	20	79.5	6.0	
a=1.34	100	4.6	137	0	77.5	5.5	
	105	6.4	158	2	75.8	5.0	
b= 1	110	8.6	172	0	74.4	4.5	
	115	11.3	180	4	73.2	4.0	
R= 10 OHM	120	14.9	101	12	72.2	3.5	
	125	19.6	175	26	71.4	3.0	
Po= 500 W	130	26.2	162	44	70.8	2.5	
	132	29.7	155	53	70.6	2.3	
RL=23.0 OHM							
					Pomin= 251 W		

Cuadro 1.5

DATOS		CALCULOS					
	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV	
Vo= 121 V	92	0.3	16	84	83.3	7.0	
	95	0.9	42.4	68	82	6.7	
a=1.34	100	2.1	81	44	80	6.2	
	105	3.4	113	26	78.3	5.7	
b= 1	110	5.0	138	12	76.9	5.2	
	115	7.0	157	4	75.7	4.7	
R= 10 OHM	120	9.4	168	0	74.0	4.2	
	125	12.5	174	2	74.1	3.7	
Po= 500 W	130	16.5	172	8	73.5	3.2	
	132	18.4	169	12	73.4	3.0	
RL=29.3 OHM							
					Pomin= 133 W		

Cuadro 1.6

DATOS		CALCULOS					
	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV	
Vo= 109 V	92	2.9	78.2	69	64.3	4.9	
	95	3.9	85	55	64.1	4.6	
a=1.34	100	6.0	105	36	63.9	4.2	
	105	8.5	119	21	64.2	3.7	
b= 0.9	110	11.7	126	10	64.7	3.3	
	115	15.9	128	3	65.6	2.8	
R= 10 OHM	120	21.6	124	0	66.8	2.4	
	125	30.1	114	1	68.5	1.9	
Po= 250 W	130	43.7	97.4	6	70.7	1.5	
	132	51.7	89.2	10	71.7	1.3	
RL=47.5 OHM							
			Pomin= 107 W				

Cuadro 1.7

DATOS		CALCULOS					
	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV	
Vo= 121 V	92	0.3	18.1	146	75.3	8.0	
	95	0.8	48.4	55	82.8	7.7	
a=1.34	100	1.8	94	36	79.4	7.2	
	105	2.9	134	21	76.4	6.8	
b= 0.9	110	4.2	167	10	73.8	6.3	
	115	5.6	195	3	71.7	5.9	
R= 10 OHM	120	7.3	216	0	69.8	5.4	
	125	9.3	232	1	68.2	5.0	
Po= 500 W	130	11.7	241	6	66.9	4.5	
	132	12.8	243	10	66.4	4.4	
RL=29.3 OHM							
			Pomin= 0 W				

Cuadro 1.8

	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV
Vo= 109 V	92	2.1	98.3	48	77.4	6.9
	95	2.8	120	35	76.3	6.6
a=1.34	100	4.1	151	19	74.7	6.0
	105	5.8	174	7	73.3	5.5
b=0.96	110	7.7	191	1	72.3	5.0
	115	10.2	200	0	71.4	4.4
R= 9 OHM	120	13.3	202	4	70.0	3.9
	125	17.4	197	13	70.4	3.4
Po= 500 W	130	23.0	185	20	70.2	2.8
	132	25.9	178	35	70.2	2.6
RL=23.8 OHM						
			Pomin= 215 W			

Cuadro 1.9

	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV
Vo= 121 V	92	0.3	17.7	119	78.6	7.8
	95	0.8	46.9	99	77.5	7.4
a=1.34	100	1.9	89.8	69	75.8	6.9
	105	3.1	126	45	74.5	6.4
b=0.96	110	4.5	154	26	73.5	5.8
	115	6.2	176	12	72.6	5.3
R= 9 OHM	120	8.3	190	4	72.1	4.8
	125	11.0	197	0	71.7	4.2
Po= 500 W	130	14.3	197	2	71.5	3.7
	132	16.0	195	4	71.5	3.5
RL=29.3 OHM						
			Pomin=76.9 W			

Cuadro 1.10

	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV
Vo= 109 V	92	2.0	101	52	76.6	7.1
	95	2.7	123	38	75.6	6.7
a=1.34	100	4.1	154	20	74.2	6.2
	105	5.7	177	8	73	5.6
b=0.96	110	7.7	192	1	72.1	5.0
	115	10.2	199	0	71.5	4.4
R= 8.3 OHM	120	13.5	199	5	71.1	3.8
	125	17.9	191	15	70.9	3.3
Po= 500 W	130	24.3	175	30	70.9	2.7
	132	27.7	166	38	71	2.5
RL=23.8 OHM						
			Pomin= 233 W			

Cuadro 1.11

	Vi	RV	PRV	PR	N %	IRV
Vo= 121 V	92	0.3	18.4	129	77.3	8.1
	95	0.8	48.7	107	76.3	7.7
a=1.34	100	1.8	92.9	75	74.8	7.1
	105	3.0	129	49	73.7	6.6
b=0.96	110	4.4	158	29	72.8	6.0
	115	6.1	179	14	72.2	5.4
R= 8.3 OHM	120	8.2	192	4	71.8	4.8
	125	10.9	198	0	71.6	4.3
Po= 500 W	130	14.5	195	2	71.7	3.7
	132	16.2	192	4	71.8	3.4
RL=29.3 OHM						
			Pomin=83.4 W			

Cuadro 1.12

Los cuadros 1.7 y 1.8 muestran la influencia de b sobre el sistema; para $b=0,9$ se consigue reducir drásticamente P_{\min} pero a costa del rendimiento.

En los cuadros 1.9 al 1.12 se escogen valores de b y R más adecuados, obteniendo para el caso de $b=0,96$ y $R=8,3 \Omega$ los mejores resultados: Regularidad en el rendimiento o lo que es lo mismo, valores prácticamente independientes del voltaje de entrada; rendimiento superior al 70%; P_{\min} mayor a 250 vatios y disipación en R_v menor a 200 vatios.

Por lo tanto los valores ideales finales que se utilizarán para el diseño del regulador serán:

$$a= 1,34$$

$$b= 0,96$$

$$R= 8,3 \Omega$$

Definidos a , b y R ; la segunda parte del análisis, para cargas inductivas, es más sencilla y rápida. De las ecuaciones (1.1), (1.2) y (1.3); utilizando variables complejas y reemplazando los valores de $[Z]$ = módulo de la impedancia de carga, $[V_o]$ = módulo del voltaje de salida, f_p = factor de potencia de la carga y $[V_i]$ = módulo del voltaje de entrada; se obtiene:

$$A*[V_i]=((f_p/[Z])+B+(1/R_v)+0.12)*([V_o]/(1+C^2)^{1/2}) \quad (1.10)$$

$$\text{Re}\{V_o\}=[V_o]/(1+C)^{1/2} \quad (1.11)$$

donde

$$A=(1.34/R_v) + 0.116$$

$$B=8.3R_v(1-f_p)^2/([Z]([Z](8.3+R_v)+8.3R_v*f_p))$$

$$C=8.3R_v(1-f_p)^{1/2}/([Z](8.3+R_v)+8.3R_v*f_p)$$

Resolviendo (1.10) y (1.11), para diferentes valores de $[V_i]$, $[V_o]$, $[Z]$ y f_p se observa que :

-El desfase existente entre V_o e I_o produce un desfase entre V_i y V_o . El retorno de potencia reactiva a la red, se produce a través de la resistencia R .

-El desfase entrada-salida aumenta: al disminuir $[V_i]$, al incrementar la carga efectiva y al reducir fp .

1.3

DIAGRAMAS DE BLOQUES

Para describir al regulador en bloques son suficientes dos diagramas. Uno que represente al sistema en su conjunto poniendo énfasis al interconexionado de potencia y otro enfocando específicamente la parte del control.

1.3.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA.-

En la figura 1.2 se muestran los bloques fundamentales que conforman el regulador:

El **filtro de entrada** evita que pasen ruidos indeseables y picos destructivos.

El **transformador elevador** sube el voltaje de entrada que es luego reducido a niveles adecuados por el **arreglo amplificador + resistencia**.

El **control** toma decisiones en función del estado del sistema.

Los **indicadores luminosos** mantienen informado al usuario de lo que ocurre dentro y fuera del equipo.

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA

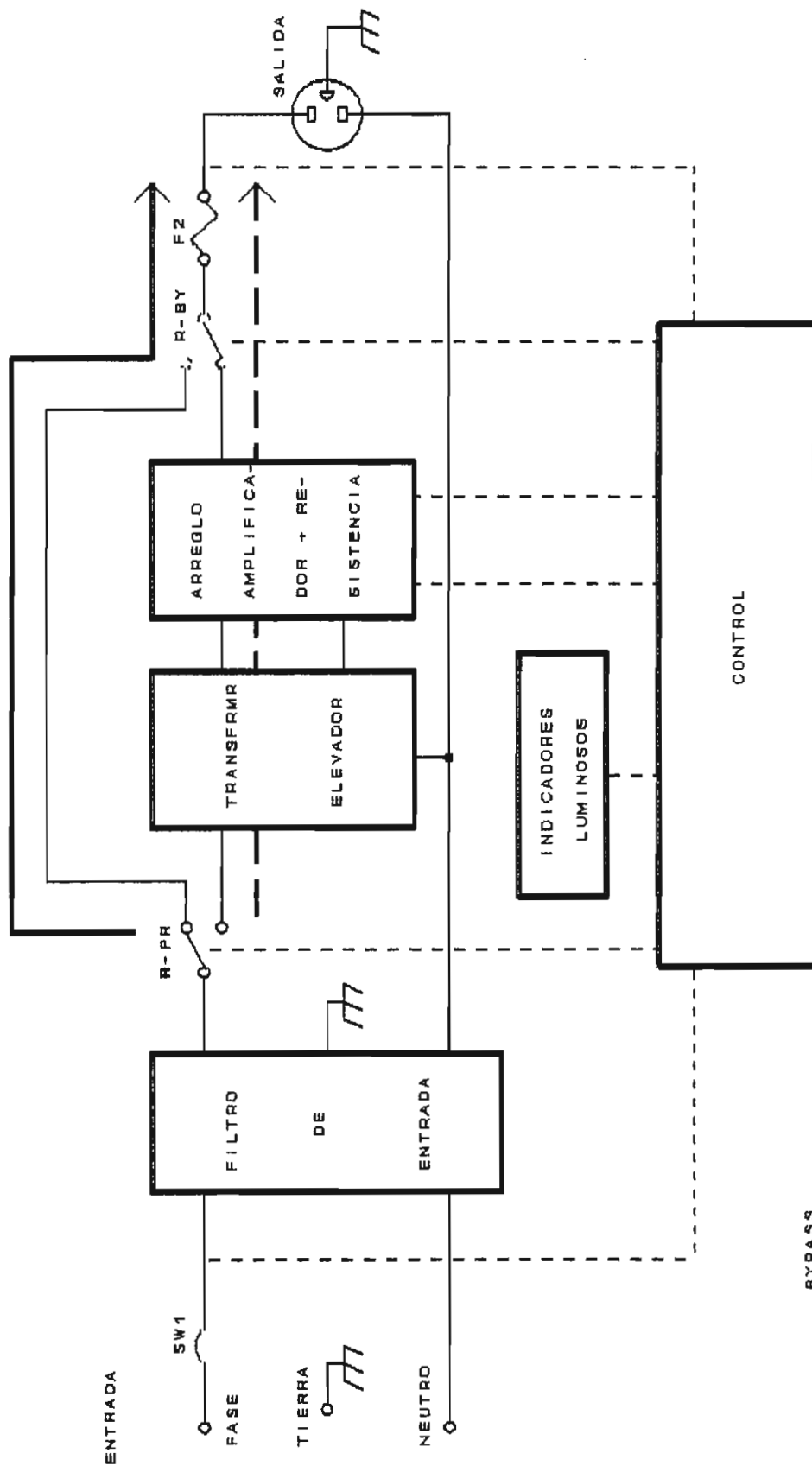


Figure 1.2

Respecto al interconexión y demás elementos:

La alimentación llega mediante tres líneas; fase, neutro y tierra.

El "breaker" **SW1** y el fusible **F2** son protecciones de entrada y salida respectivamente. **SW1** actúa también como control de encendido.

Hay dos modos de funcionamiento: normal y bypass. Los contactos del relé principal **R-PR** y del relé de bypass **R-BY** aseguran que durante el funcionamiento en bypass el arreglo amplificador + resistencia quede desenergizado y la salida se alimente directamente de la entrada. El equipo hace el cambio a bypass ante falla en el amplificador evitando que pasen a la carga voltajes excesivos y que la resistencia de potencia **R** del "arreglo amplificador + resistencia " se destruya por excesiva disipación.

1.3.2. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL

El control visto como un todo es un sistema de lazo cerrado con realimentación negativa que interactúa además con casi todos los componentes del regulador. La figura 1.3. proporciona su representación en bloques:

La **polarización** genera los niveles de voltaje indispensables para el funcionamiento de la electrónica de todos los bloques.

El **comparador de ventana** monitorea la entrada y da aviso cuando ésta sale de especificaciones al bloque **circuitos lógicos**, que es el encargado de generar las señales de control para los relés.

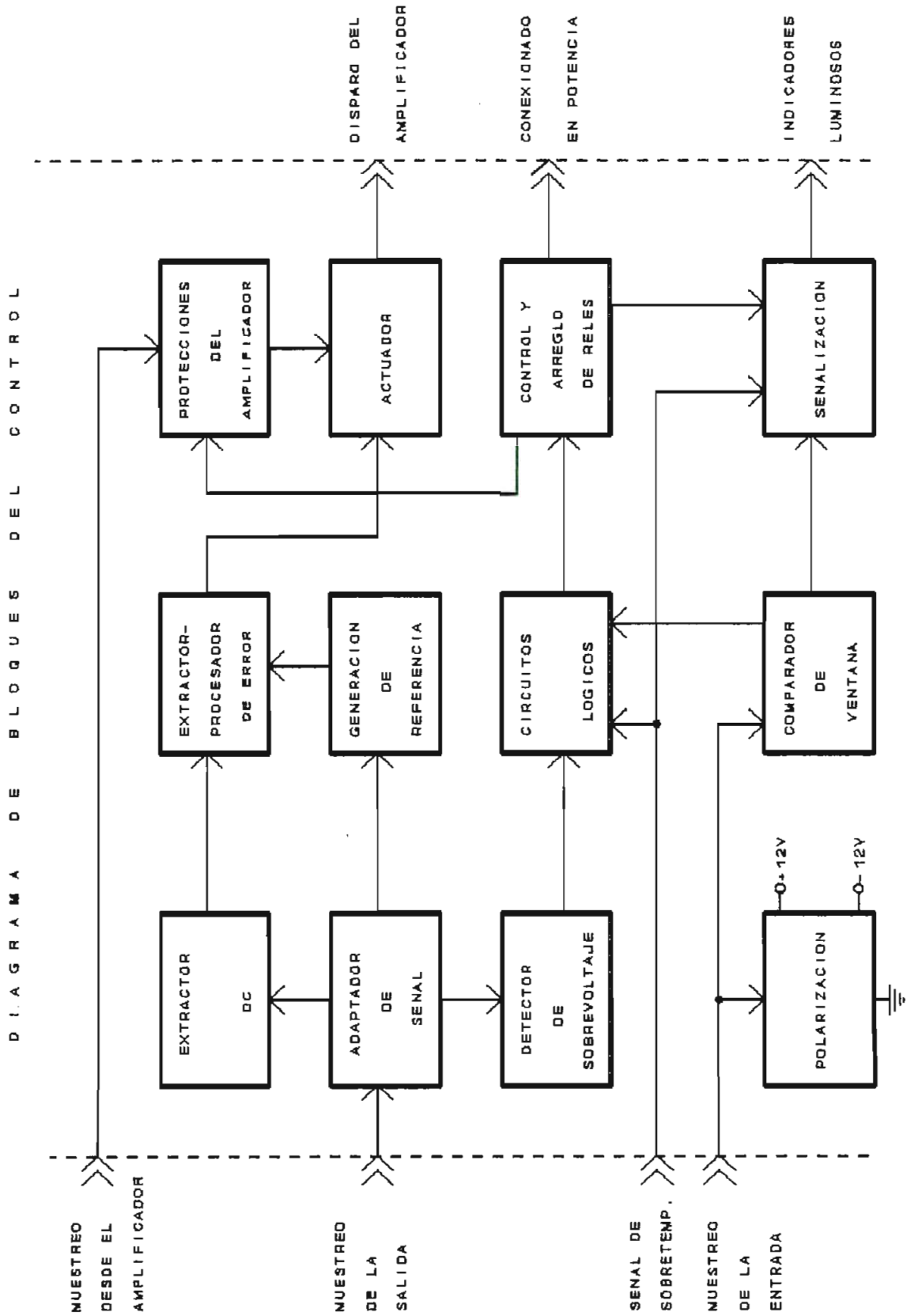


figura 1.3

El **detector de sobrevoltaje** reacciona cuando el voltaje de salida se eleva demasiado e informa al bloque "circuitos lógicos", mismo que requiere del aviso adicional de sobrettemperatura; para decidir si conectar el relé principal o el de bypass, o desconectarlos a ambos.

El **control y arreglo de relés** incluye los contactos de potencia representados como R-PR y R-BY en la figura 1.2. En un relé, la bobina de control y los contactos de potencia físicamente están juntos.

El **adaptador de señal** rectifica y escala adecuadamente la salida de voltaje.

El **extractor DC** es un filtro activo que obtiene el valor medio de la salida rectificada con el mínimo retardo y la máxima atenuación al rizado posibles.

El **extractor-procesador de error** compara la señal proveniente del "extractor DC" con el nivel de voltaje producido en el **generador de referencia** y a la vez introduce las acciones de control necesarias sobre el error obtenido. La especificación esperada de tiempo total de respuesta menor a cuatro ciclos brinda la posibilidad de no emplear comparación punto a punto lo que exigiría circuitería adicional para generar una referencia senoidal sincronizada a la red.

El **actuador** reacciona en función del error dando la corriente de control apropiada para los elementos de potencia del amplificador; estos últimos deben siempre trabajar en el área de operación segura, y de esto se encargan las **protecciones del amplificador** en función del voltaje colector-emisor y de la corriente de colector.

El "comparador de ventana" y el "control y arreglo de relés" mandan a **señalización** que indicador luminoso -LED- activar.

El muestreo de la entrada y la salida del regulador se realiza través de transformadores sensores, que escalan estos voltajes y proporcionan aislamiento.

REFERENCIAS.-

1. PUTZ, Reinhold Netzspannungs-Konstanthalter mit MOSFETs
Elektronik 2/23. pp. 57-62 1.1987
2. CUTLER, Phillip Análisis de Circuitos con Semiconductores
McGraw-Hill México 1982
3. VASS, Helena Solucionario de Circuitos Eléctricos I
Colección E.P.N. Quito 1986
4. ARROBO, Rodrigo Notas de LOTUS 1-2-3
E.P.N 1986

2 DISEÑO DEL SISTEMA

2.1

CONTROL

2.1.1. COMPARADOR DE VENTANA

Su función es monitorear la entrada al regulador y si ésta sale de especificaciones cambiar un nivel lógico; la figura 2.1 detalla los mínimos componentes necesarios para lograr esto. El muestreo de la entrada se lo realiza mediante un transformador reductor (TS1) mismo que cumple con la función primaria de proporcionar energía para la polarización de todos los circuitos electrónicos. Su factor de reducción f_1 se calcula considerando el voltaje máximo que puede recibir un regulador para polarización (35 V).

En el secundario de TS1 el máximo valor de voltaje $V_{s_{max}}$ se obtendrá cuando el voltaje de entrada V_i sea máximo es decir igual a 133 voltios, en valores pico esto representa $133 * 1.414 = 188 \text{ V}$.

$$f_1 > V_{ip_{max}} / V_{s_{max}} = 188 / 35 = 5.37$$

Se escoge $f_1 = 5.45$; recalculando:

$$f_1 = 5.45 = V_{ip_{max}} / V_{s_{max}}$$

$$V_{s_{max}} = 188 / 5.45 = 34.49 \text{ V}$$

Entonces el voltaje máximo V_p después de D1 será:

$$V_p = V_{s_{max}} - 0.6 = 34.49 - 0.6 = 33.89 \text{ V}.$$

Para alimentar al comparador de ventana formado por UC y UD es necesario filtrar y escalar el voltaje rectificado a media onda por D1; estas funciones las realiza el filtro

COMPARADOR DE VENTANA.

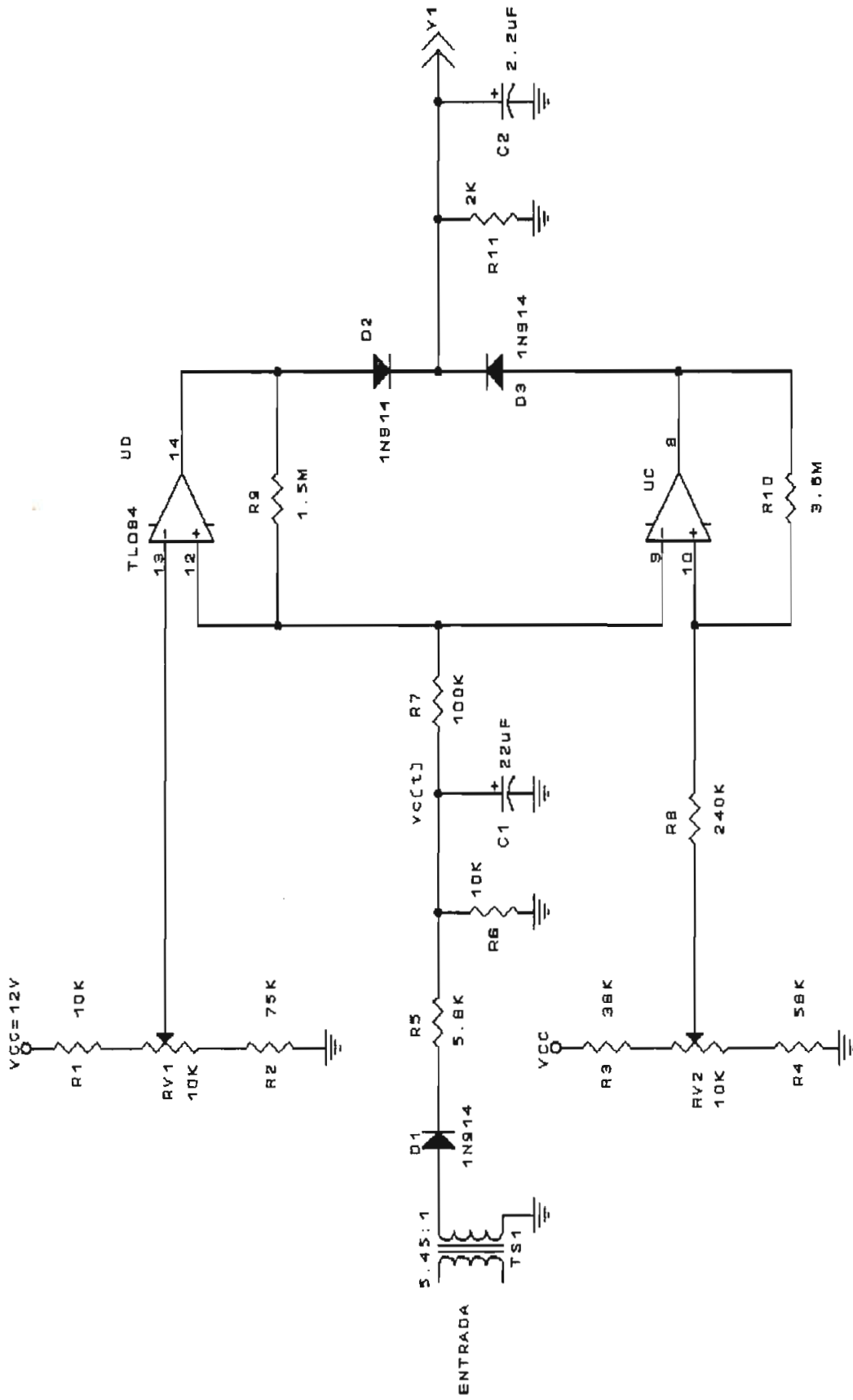


Figure 2.1

pasabajos constituido por R5, R6 y C1. Con R5= 5.6K, R6= 10K y C1= 22uF se obtienen los siguientes resultados para Vp=33.89 V

Voltaje medio sobre C1 $V_{dc} = 10.2 \text{ V} < 12 \text{ V}$

Voltaje de rizado sobre C1 $V_r = 0.46 \text{ V} < 5\% \text{ de } V_{dc}$

La relación entre Vi y Vdc es:

$$V_i/V_{dc} = 133/10.2 = 13.04 .$$

Se la asume constante para valores cercanos y alrededor de 133 voltios de entrada. Los valores límites para el ajuste de sobrevoltaje serán:

$$140 \text{ V} > V_{imax} = 133 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad V_{dc} = 140/13.04 = 10.73 \text{ V}$$

$$123 \text{ V} > V_{omax} = 121 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad V_{dc} = 123/13.04 = 9.43 \text{ V}$$

Con estos dos valores medios, se determinan R1 y R2 .Por disponibilidad RV1 y RV2 son iguales a 10K

Entonces R2 = 75K y R1 = 10K .

En cuanto a la histéresis para UD, ésta debe neutralizar el efecto del voltaje de rizado Vr y además considerar un intervalo de voltajes de entrada. Un valor razonable para el caso de sobrevoltaje es 4 voltios rms esto equivale a $4/13.04 = 0.31$ voltios dc. Vr reduce la franja de histéresis H en su valor entonces la franja total será:

$$H = 0.31 + V_r = 0.31 + 0.46 = 0.77 \text{ V}$$

$$H = V_{cc} * R_7 / (R_7 + R_9) \quad \pm$$

Para no cargar al filtro, R7 debe ser mucho mayor que la impedancia vista hacia TS1 entonces:

$$R_7 \gg 3.58K$$

$$\text{Sea } R_7 = 100K \quad \Rightarrow \quad R_9 = 1.5M$$

Si Vi= 92 V

$$V_{sp} = 92 * (2)^{1/2} / 5.45 = 23.87 \text{ V}$$

$$\Rightarrow V_p = 23.87 - 0.6 = 23.27 \text{ V}$$

$$V_{dc} = 6.99 \text{ V} \quad V_r = 0.32 \text{ V}$$

$$V_i / V_{dc} = 92 / 6.99 = 13.16$$

Los valores límites para el ajuste de bajo voltaje son:

$$102 \text{ V} < V_{omin} = 109 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad V_{dc} = 102 / 13.16 = 7.75 \text{ V}$$

$$86 \text{ V} < V_{imin} = 92 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad V_{dc} = 86 / 13.16 = 6.53$$

Entonces $R_4 = 56\text{K}$ y $R_3 = 36\text{K}$

El intervalo de voltajes de histéresis para la desconexión se toma igual a 6 voltios rms considerando la recuperación del voltaje de fuente que alimenta al regulador debido a la desconexión de este último. 6 voltios rms equivalen a $6 / 13.16 = 0.45$ voltios dc entonces:

$$H = 0.45 + 0.32 = 0.77 \text{ V}$$

$$R_8 \gg 25.2\text{K} \quad \Rightarrow \quad R_8 = 240\text{K}$$

$$\Rightarrow R_{10} = 3.6\text{M}$$

Sea $R_{11} = 2\text{K}$ no muy bajo para no exigir a la polarización

$C_2 = 2.2\mu\text{F}$ introduce un retardo superior al medio ciclo de red, el suficiente para obviar la inestabilidad durante la inicialización.

Los diodos D_1 , D_2 y D_3 tienen bajos requerimientos en cuanto a corrientes y voltajes. Por ello se escogen diodos 1N914. ²

U_C , U_D constituyen 1/2 TL084 ³ chip de 16 pines, de bajo consumo y con salidas protegidas ante sobrecarga.

2.1.2. ADAPTADOR DE SEÑAL

Rectifica la señal de salida del regulador y proporciona niveles aptos a otras etapas del control.

En la figura 2.2.a TS2 proporciona aislamiento; se escoge

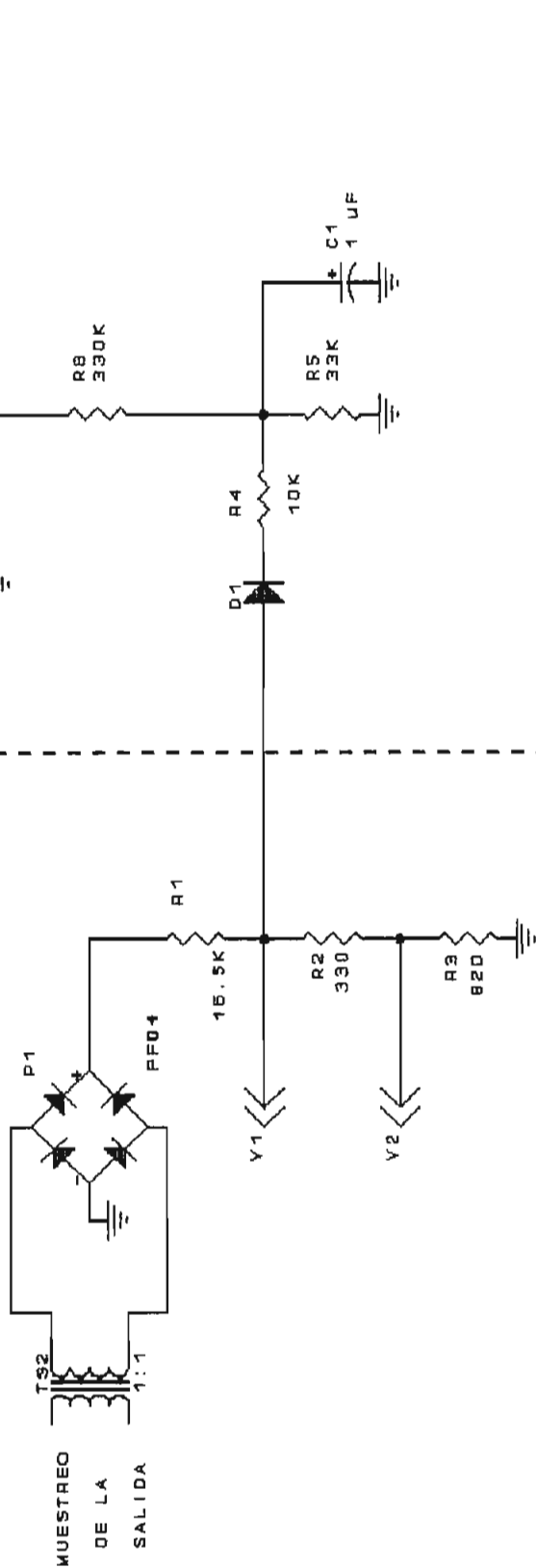


FIG 2.2.6

FIG 2.2.6

como relación de transformación 1 : 1 para así poder despreciar la caída de voltaje en los diodos del rectificador, en este caso la alinealidad introducida desde V_{min} hasta V_{max} genera un error de 0.08% mientras que si se escogiese por ejemplo una reducción 10 : 1 el error sería 0.8% y esto frente a la especificación de regulación del equipo $\pm 1.5\%$ es considerable.

P1 es el elemento rectificador, sus especificaciones en voltaje deben superar al valor pico máximo que puede existir a la salida de TS2 (V_{spmax}) ; se escoge un PF05.

R1, R2 y R3 forman un divisor de voltaje donde

$$R1 \gg (R2+R3)$$

$$V1p = V_{sp} * (R2+R3) / (R1+R2+R3) .$$

En condiciones límites $V1p$ no debe superar los 12 ± 0.6 V pues $V1$ llega a los demás bloques siempre a través de diodos

$$12.6 = 188 * (R2+R3) / R1$$

$$R1 / (R2+R3) > 14.92$$

=> por seguridad

$$R1 / (R2+R3) = 15.3$$

(R2+R3) definen la impedancia de una fuente equivalente que genera $V1$. Sea $(R2+R3) < 1.5K$ entonces $R1 < 22.9K$

$R1 > 14.3K$ For restricciones de disipación de potencia

Entonces $14.3K < R1 = 16.5K < 22.9K$ por disponer de resistencias de 33K 1W.

$$\Rightarrow R2+R3 = 16.5 / 15.3 = 1.1K$$

$V2$ alimenta al extractor DC. Se escoge que para un voltaje de salida de 120 voltios rms, el valor medio de $V2$ sea igual a 5 V. Para $V_s = 120$ V el valor medio de $V2$ será:

$$V2_{dc} = (R3 / (16.5K + (R2+R3))) * (2 * V_s * (2)^{1/2}) / \pi$$

Reemplazando $R2+R3 = 1.1K$ y $V2_{dc} = 5V$

$$R3 = 814 \Omega \quad \Rightarrow \quad R3 = 820 \Omega$$

$$R2 = 1100 - 820 = 280 \Omega \quad \Rightarrow \quad R2 = 330 \Omega$$

$$V1p = Vsp * (330 + 820) / (330 + 820 + 16.5K)$$

$$V1p = 0.065 * Vsp \quad (2.1)$$

$$V2dc = 0.043 * Vs \quad (2.2)$$

2.1.3. DETECTOR DE SOBREVOLTAJE

Su función es dar aviso de si existe una condición permanente de sobrevoltaje a la salida del regulador. En la figura 2.2.b ;D1 aísla el circuito de escalamiento y filtrado de la fuente V1 (fig 2.2.a) evitando distorsionarla, además si la impedancia de salida de V1 es $R2 + R3 = 1.1K$ entonces $R4 \gg 1.1K$.

Para poder calcular $R4$, $R5$ y $C1$ independientemente debe cumplirse que $R8 \gg R4$. D2 asegura que durante la inicialización el voltaje en el pin 6 de UB es mayor que aquel del pin 5.

La especificación esperada de V_{imax} es 133 V. En bypass este será el máximo voltaje permitido en la carga y es el valor que se utiliza para diseñar el bloque.

$$\text{Si } V_s = 133 \text{ V} \Rightarrow V_{sp} = 188 \text{ V} \quad \text{en (2.1)}$$

$$V1p = 0.065 * 188 = 12.2 \text{ V}$$

$$V_p = 12.2 - 0.6 = 11.6 \text{ V}$$

Con $R4 = 10K$, $R5 = 36K$ y $C1 = 1\mu F$ a la salida del filtro pasabajos se tendrá:

$V_{dc} = 6.1 \text{ V}$ y $V_r = 0.53 \text{ V}$ con un tiempo de respuesta menor a 4 ciclos.

$$\text{Sea } R8 = 300 \text{ K} \gg R4 = 10 \text{ K}$$

Puesto que 6.1V es aproximadamente la mitad de V_{cc} se

escogen R_6 y R_7 iguales. Para no degradar el voltaje de comparación la impedancia equivalente debe ser mucho menor a R_8

$$R_6 = R_7 \quad \Rightarrow \quad R_6/2 \ll 300 \text{ K}$$

Sea $R_6 = R_7 = 10 \text{ K}$

El factor que relaciona el voltaje en el secundario de TS2 con el voltaje medio en el condensador C1 es:

$$133 / 6.1 = 21.8 \text{ V}$$

La caída de voltaje en D3 proporciona un margen posible de ajustes de $0.6 * 21.8 = 13 \text{ V}$ alrededor de 133 voltios rms. Es decir, aproximadamente entre 126 y 140 voltios, será el rango de calibración del paso a bypass por sobrevoltaje.

2.1.4. CIRCUITOS LOGICOS

Si aparece una condición permanente de sobrevoltaje de salida ($V_3 = 0$), lo más probable es que se deba a una falla en los elementos de potencia del amplificador; el bloque circuitos lógicos almacena esta condición y a partir de dos señales más de entrada decide si el regulador trabaja normalmente o en bypass.

En la figura 2.3.a., el elemento de memoria -un flip-flop RS- ⁴ esta conformado por las compuertas NAND UC y UD

La señal de "RESET" R está definida por dos redes que evitan en conjunto que durante la inicialización se almacenen en el flip-flop condiciones no deseadas esto se logra haciendo que $R = 0$, así: R2 y C1 mantienen a R en 0 hasta después de cierto tiempo de que V_{cc} es aplicado; este tiempo está definido por la constante $R_2 * C_1$, en este caso se la escoge tal que $R_2 * C_1 = 0.030 \text{ s}$

CIRCUITOS LOGICOS

CONTROL Y ARREGLO DE RELES

CONEXIONES PARA POTENCIA

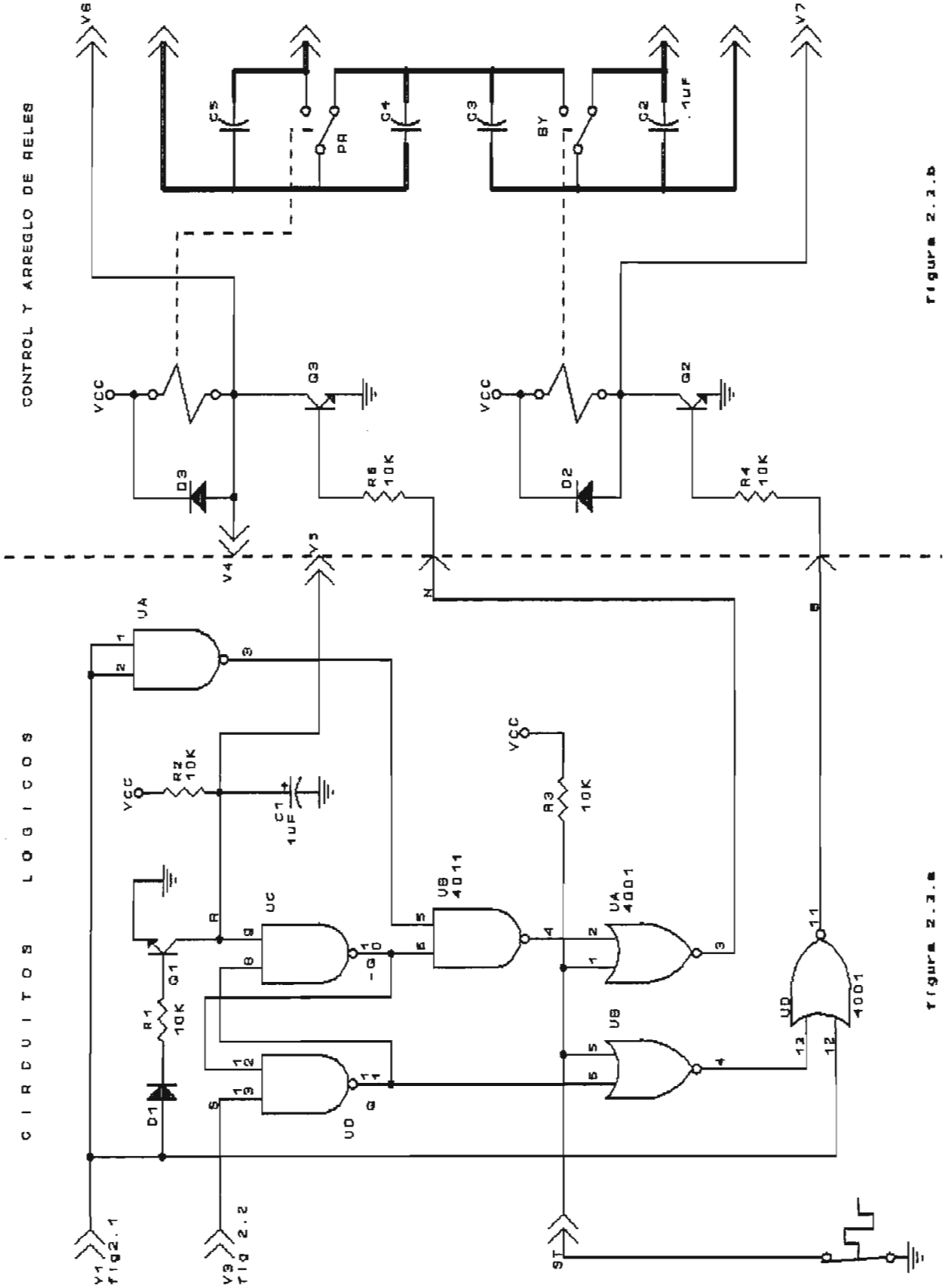


Figura 2.3.B

Figura 2.3.A

Si $R2 = 10K \Rightarrow C1 = 1\mu F$

$V1 = 1$ cuando la entrada al regulador está fuera de rango. $D1$, $R1$ y $Q1$ aplican a R la negación de $V1$ esto hace que $R=1$ solamente después que se ha verificado a la entrada como adecuada. $D1$ asegura que $Q1$ se corte cuando $V1=0$ pues el nivel en bajo de $V1$ supera los 0.6 voltios. Sea $Q1$ un 2N2222; $R1 = 10K$ evita que la corriente de colector de $Q1$ supere su especificación y además permite una corriente de descarga a $C1$ tal que el tiempo de transición alto-bajo en R es despreciable.

Luego del arranque del regulador si no existe sobrevoltaje de salida $R=1$ y $S=1$ entonces se memoriza la condición $Q=0 / -Q=1$ lo que significa que el sistema está habilitado para trabajar normalmente. Cuando siendo $R=1$, $S=0$ los niveles de Q y $-Q$ cambian a $Q=1 / -Q=0$ el sistema queda habilitado para pasar a bypass, manteniéndose así hasta resetear el sistema apagándolo.

La señal de sobret temperatura ST proviene de contactos normalmente cerrados de relés térmicos. Con $R3 = 10K$ se asegura que ST tenga un nivel activo en alto.

La tabla 2.1 muestra los valores lógicos que deben tener las variables correspondientes a BYPASS (B) y a NORMAL (N). Se cumple que -con las siguientes prioridades- si la red está fuera de rango ($V1=1$) tanto B como N sean cero; si hay un aviso de sobret temperatura ($ST=1$) deberá haber un cambio a bypass ($B=1$, $N=0$). Evaluando por mintérminos se obtiene:

$$N = (-V1) * (-ST) * (-Q) = (-ST) * ((-V1) * (-Q))$$

$$N = -(-((-ST) * ((-V1) * (-Q))))$$

$$N = -(ST + (-((-V1) * (-Q))))$$

Esto representa una operación NAND entre $-V1$ y $-Q$ y a este

resultado aplicar un operador NOR con ST. En la figura 2.3.a la negación de V1 la hace UA de un chip 4011[®], la operación NAND la hace UB del mismo chip y la operación NOR la realiza UA de un chip CD4001. Se escogieron compuertas NAND y NOR para el diseño por la facilidad de implementación.

$$B = (-V1) * (ST) + (-V1) * Q = (-V1) * (ST + Q)$$

$$B = -(-((-V1) * (ST + Q)))$$

$$B = -(V1 + (-(ST + Q)))$$

Esto representa una operación NOR entre ST y Q y a este resultado aplicar otro operador NOR con V1. En la figura 2.3.a la primera operación NOR la realiza UB del chip 4001 y la segunda UD. Los pines mostrados no necesariamente son los definitivos pues la distribución final tanto para amplificadores operacionales como para compuertas lógicas dependerá del diseño del circuito impreso.

V1	ST	-Q	N	Q	B
0	0	1	1	0	0
0	0	0	0	1	1
0	1	1	0	0	1
0	1	0	0	1	1
1	0	1	0	0	0
1	0	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0
1	1	0	0	1	0

tabla 2.1

2.1.5. CONTROL Y ARREGLO DE RELES

En la figura 2.3.b. los transistores Q3 y Q2 activan a

los relés principal y de bypass a partir de las señales N y B provenientes del bloque circuitos lógicos.

Se ha escogido relés T70L5D con las siguientes especificaciones: *

Bobina.-

Resistencia interna 400 Ω

Voltaje de trabajo 12 .. 24 V

Contactos.-

Configuración dos posiciones

Capacidad 10 A

La corriente máxima de colector exigida a Q2 y Q3 será de:

$I_c = 12/400 = 30 \text{ mA} \Rightarrow$ se escogen transistores 2N2222. Las resistencias de base R4 y R6 deben permitir a Q2 y Q3 trabajar en saturación y no exigir demasiada corriente a las salidas del chip CD4011

$\Rightarrow R4 = R6 = 10K$

Los contactos de los relés están interconectados según el diagrama de bloques del sistema (fig 1.2). C2..C5 reducen los arcos que puedan formarse durante las conexiones y desconexiones $C2 = C3 = C4 = C5 = 0.1 \mu F / 250 V$.

2.1.6. EXTRACTOR DC

Se pretende que la salida de este bloque -la componente continua de su entrada- presente a la vez el mínimo retardo y el mínimo voltaje de rizado posibles; tratando de cumplir con estos requerimientos se plantea la configuración de la figura 2.4.a donde la entrada v2 es una senoidal rectificada en onda

completa y puede ser representada matemáticamente como:

$$v_2(t) = V_{2dc} + v_2'(t)$$

donde:

V_{2dc} valor medio igual a $2*V_p/\pi$ si V_p valor pico de la senoidal

$v_2'(t)$ suma de todos los armónicos

$$V_{2dc} = v_2(t) - v_2'(t)$$

El extractor DC obtiene el valor medio de $v_2(t)$ con el criterio dado por esta última ecuación, donde:

$v_2'(t)$ es hallada por un seguidor AC a partir de $v_2(t)$; el seguidor AC es un circuito que bloquea la componente continua, su único elemento activo es el amplificador operacional UA que para este caso requiere de doble polarización y,

La resta $v_2(t) - v_2'(t)$ la realiza el amplificador diferencial constituido por UB, R3, R4, R5, R6.

A continuación se analizará la función de transferencia del bloque con el fin de determinar los valores de los elementos involucrados. En el amplificador operacional UA de la figura 2.4.a puede aplicarse el criterio de tierra virtual. Con esta consideración las ecuaciones que definen al seguidor AC en el dominio "s" serán:

$$V_2 - V_2' = I_1/s * C_1$$

$$V_2' - V_a = I_1 * R = I_2/s * C_2$$

$$V_2' = 2 * I_1 * R + I_2 * R$$

Donde $R = R_1 = R_2$, combinando estas tres ecuaciones se obtiene:

$$V_2' / V_2 = ((R^2 C_1 C_2) s^2 + (2RC_1) s) / (1 + (2RC_1) s + (R^2 C_1 C_2) s^2) \quad (2.3)$$

En el amplificador diferencial si $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ su

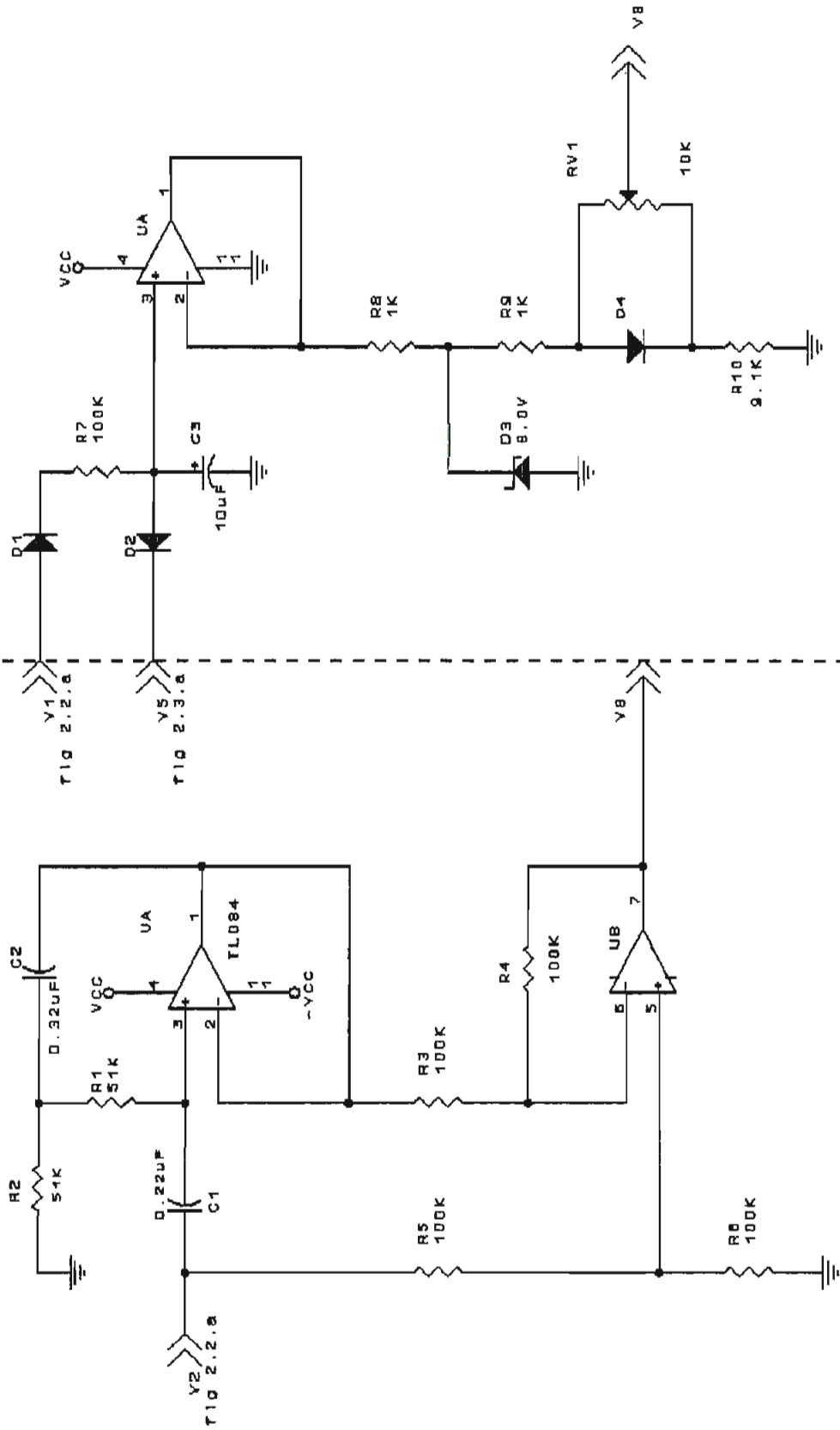


figura 2.4.a

figura 2.4.b

ganancia será la unidad y puede escribirse que:

$$V_8 = V_2 - V_2' \quad (2.4)$$

Se escoge el valor de estas resistencias igual a 100K para tener una alta resistencia de entrada.

Por definición la función de transferencia FT(s) es:

$$FT(s) = V_8 / V_2$$

Reemplazando (2.4)

$$FT(s) = 1 - (V_2' / V_2) \quad (2.5)$$

(2.3) en (2.5)

$$FT(s) = 1 / (1 + (2RC1)s + (C1C2R^2)s^2) \quad (2.6)$$

Esta es la típica función de transferencia de un sistema de segundo orden: [Ⓢ]

$$FT(s) = 1 / (1 + (2\epsilon/W_n)s + (1/W_n^2)s^2) \quad (2.7)$$

$$2RC1 = 2\epsilon/W_n$$

$$C1C2R^2 = 1/W_n^2$$

Para que la respuesta transitoria del bloque no contenga excesivo sobreimpulso $\epsilon > 0.8$. Entonces, el tiempo de crecimiento t_r será el tiempo de respuesta.

En (2.7) calculando el módulo de FT(jw) obtendremos la ganancia en w:

$$[FT(jw)] = 1 / ((1 - (w/W_n)^2)^2 + 4\epsilon^2(w/W_n)^2)^{1/2} \quad (2.8)$$

Se requiere una atenuación para la componente a 120 Hz es decir un rizado menor al 3.5% esto implica una ganancia de 0.035

$$0.035 > 1 / ((w/W_n)^2)^2 + 4\epsilon^2(w/W_n)^2)^{1/2} \quad (2.9)$$

para $w = 753.98 \text{ rad/s}$ ($f = 120 \text{ Hz}$)

En un sistema de segundo orden W_n , ϵ y el tiempo t_r están relacionados mediante la siguiente expresión:

$$W_n * (1 - \epsilon^2)^{1/2} * t_r = \pi - \beta \quad (2.10)$$

donde $\tan \beta = (1-\epsilon^2)^{1/2}/\epsilon$

El tiempo de respuesta debe ser mayor a un ciclo para no atentar contra el principio causa-efecto y menor a dos ciclos para poder cumplir con la especificación esperada de tiempo de respuesta total del regulador. El tratar de conseguir máxima atenuación a 120 Hz obliga a escoger el máximo tiempo de respuesta permitido, entonces $t_r = 2$ ciclos.

$t_r = 0.033$ s

De (2.10)

$$(1-\epsilon^2)^{1/2}/\epsilon = \tan(\pi - 0.033 * \omega_n (1-\epsilon^2)^{1/2}) \quad (2.11)$$

Sea $\epsilon = 0.83 > 0.8$

entonces $\omega_n = 138.53$ rad/s

Desarrollando (2.21) para $\omega/\omega_n = 5.44$

$0.035 > 0.032 \Rightarrow$ cumple con la condición de atenuación

Con estos valores de $\epsilon = 0.83$ y $\omega_n = 138.53$ rad/s se obtiene:

Si $C_1 = 0.22\mu\text{F}$ \Rightarrow $C_2 = 0.32\mu\text{F}$ $R = 27\text{K}$

Descomponiendo en Series de Fourier una senoidal rectificad a onda completa se obtienen los siguientes factores:

$$V_p(120\text{Hz})/V_{dc} = 0.6723 \quad G = 0.032$$

$$V_p(240\text{Hz})/V_{dc} = 0.1344$$

El factor a 240 Hz se vuelve despreciable frente al de 120 Hz si consideramos que la ganancia del bloque tiene una pendiente de -40 dB/dec.

El valor porcentual del rizado respecto al valor medio V_{dc} será:

$$V_{rpp}/V_{dc} (\%) = 2 * 0.6723 * G * 100 = 4.3\%$$

En resumen el bloque extrae el valor medio con un rizado del 4.3% y un tiempo de respuesta de dos ciclos.

2.1.7. GENERADOR DE REFERENCIA

Este bloque provee el nivel de referencia necesario para poder constituir un sistema realimentado. La toma brusca por parte del regulador de cargas frías puede resultar perjudicial, se elimina este riesgo durante los arranques del regulador al incluir un arranque suave haciendo crecer lentamente la referencia hasta alcanzar su valor nominal.

En la figura 2.4.b este trabajo lo realizan D1, D2, R7, C3 y UA; D1 evita injerencia sobre la fuente V1 por parte de la red R7, C3 que es la que define la duración del arranque suave.

Por la configuración en potencia del regulador, aún cuando el amplificador no trabaje existe voltaje en la salida que llega a la carga a través de R. Aprovechando esto tomamos de V_o la muestra V1 que alimenta a la red R7, C3; en el peor de los casos y por consideraciones hechas en el diseño de V1 el voltaje aplicado será 12 V. El tiempo que tarda C3 en cargarse desde 0 hasta 6 V que es el voltaje del diodo zener escogido D3 será aproximadamente igual a 2.5 s para $R3 = 100K$ $C3 = 10\mu F$.

D2 descarga bruscamente C3 preparándolo para un nuevo arranque cada vez que v_5 cambia a bajo.

El seguidor de voltaje conectado a C3 evita descargarlo actuando como acoplador de impedancias; a su salida R8 polariza D3 asegurando una corriente mínima tal que el zener regule.

En 2.1.2 $V_{ip} = 12V$ para $V_{sp} = 188 V$. Asumiendo linealidad para $V_s = 109 V \Rightarrow V_{sp} = 154 V \Rightarrow V_{ip} = 9.5 V$
Entonces 9.5 V será la mínima salida del seguidor de voltaje considerando que se C3 se carga al valor pico aplicado. $R8 = 1K$

asegura la adecuada polarización del diodo zener.

En 2.1.2. se escogió que para $V_o = 120 \text{ V rms}$ $V_{2dc} = 5 \text{ V} \Rightarrow$

$$V_o = 121 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad V_{2dc} = 5.04 \text{ V}$$

$$V_o = 109 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad V_{2dc} = 4.54 \text{ V}$$

Si el voltaje sobre R_{10} es igual a $4.47 \text{ V} < 4.54 \text{ V}$ entonces el voltaje en el ánodo de D_4 será:

$$4.47 + 0.6 = 5.07 \text{ V} > 5.04 \text{ V}$$

$$\text{Si } R_{10} = 9.1\text{K} \quad \Rightarrow \quad R_9 = 2\text{K}$$

Recalculando V_9

$$V_{9\text{max}} = 5.1 \text{ V} > 5.04 \text{ V} \quad \text{y} \quad V_{9\text{min}} = 4.5 \text{ V} < 4.54 \text{ V}$$

El potenciómetro RV_1 de 10K está conectado de tal forma que el voltaje entre sus extremos es siempre 0.6 V con niveles extremos respecto a la referencia dados por $V_{9\text{max}}$ y $V_{9\text{min}}$.

2.1.8 EXTRACTOR-PROCESADOR DE ERROR

Para conseguir un sistema estable, la realimentación debe ser negativa. En la figura 2.5.a V_8 es la representación del voltaje de salida del regulador y V_9 es el voltaje de referencia, el bloque obtiene la diferencia $V_9 - V_8$ y posteriormente aplica a esta las acciones de control necesarias. El tipo de control escogido es el PI por las siguientes razones:

V_8 contiene un voltaje de rizado en el orden del 4.3% mientras que V_9 es un nivel dc puro entonces la diferencia $V_9 - V_8$ contendrá un rizado lo que limita la ganancia proporcional K_p a valores tales que el rizado en V_c no introduzca inestabilidad. Si K_p fuese menor o igual a 3 el voltaje de rizado final sería menor o igual al 12.9% ; con K_p tan bajos difícilmente se conseguirán las especificaciones esperadas de regulación si se

EXTRACTOR- PROCESADOR DE ERROR

ACTUADOR

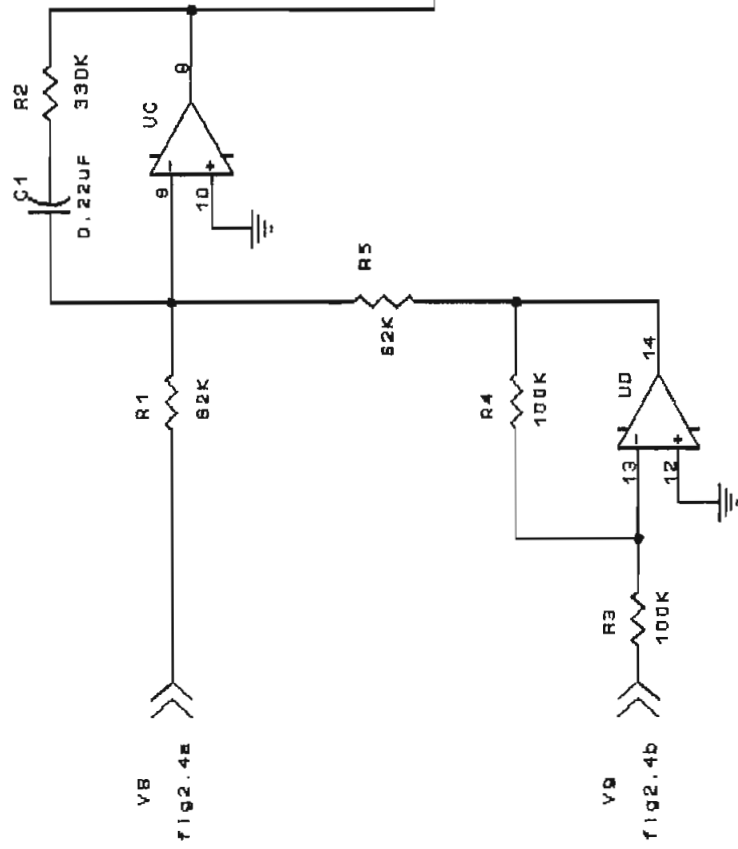


Figura 2.5.a

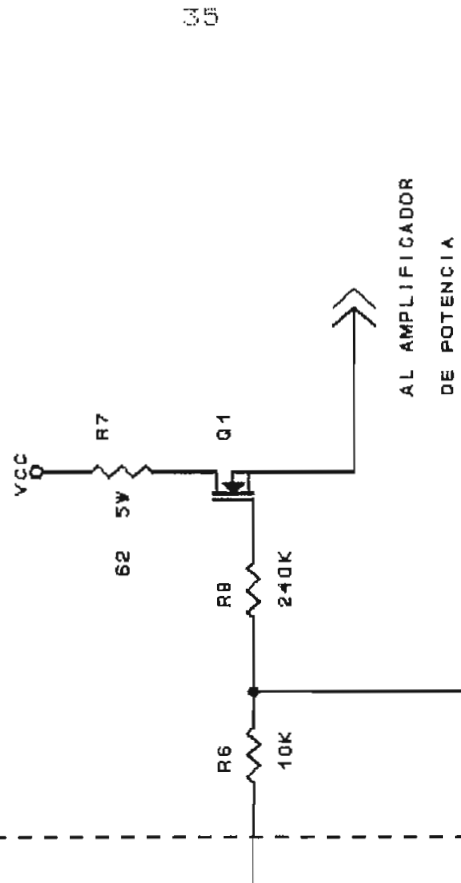


Figura 2.5.b

opta por un control netamente proporcional, pues el error de posición sería muy grande; se hace indispensable entonces introducir la acción integral para que lo reduzca.

UD, R3 y R4 constituyen un amplificador con inversión con ganancia unitaria entonces $R3 = R4 = 100K$ obteniendo así en el pin 14 de UD un voltaje igual a $-V9$. Si $R1 = R5$ Vc estará definido por la ecuación en "s" :

$$Vc = (V9 - V8) * Kp (1 + 1/Ti * s) \quad (2.12)$$

donde Ti tiempo de la acción correctora integral:

$$Ti = R2C1 \quad y$$

$$Kp = R2/R1$$

El bloque EXTRACTOR DC introduce un retardo de dos ciclos de red en el sistema entonces Ti debe ser mayor al tiempo correspondiente a dos ciclos y menor al correspondiente a cuatro ciclos o máximo retardo del sistema:

$$0.033 < Ti < 0.0667 \text{ s}$$

$$\text{Sea } C1 = 0.22 \text{ uF, para } R2 = 240K$$

$$Ti = 0.22 * 0.24 = 0.0528 \text{ s}$$

valor que cumple con la condición y corresponde aproximadamente a tres ciclos.

Para limitar el rizado en Vc a menos del 10% $Kp=3$

$$R2/R1 = 3$$

$$R1 = 240K/3 = 80K \quad \Rightarrow \quad R1 = R5 = 82K$$

Reemplazando en (2.12)

$$Vc = (V8 - V9) * 2.93 (1 + 1/0.0528 * s) \quad (2.13)$$

2.1.9 ACTUADOR

Este bloque (figura 2.5.b) utiliza al mosfet canal n Q1 como resistencia controlada por el voltaje Vc proveniente del

extractor-procesador de error de esta manera se provee al amplificador a través de R7 de la corriente de base necesaria

V10 es una señal que deshabilita a Q1 bajo ciertas condiciones fijando su compuerta en 0 V.

R6 limitará la corriente exigida al extractor-procesador de error ante destrucción de Q1 o cuando V10= 0. Sea R6=10K

Si se evita que los transistores del amplificador de potencia trabajen en saturación profunda puede conseguirse una ganancia de corriente hfe mayor a 70. En el cuadro 1.12 la máxima corriente rms que circula por los transistores es 8.1 A lo que representa una corriente pico de 11.4 A; la corriente de base necesaria en estas condiciones extremas será:

$$I_{bmax} = 11.4 / 70 = 0.163 \text{ A}$$

Para I_{bmax}, considerando a las caídas de voltaje en el control del amplificador iguales a 1 V :

$$R7 = (V_{cc}-1) / 0.163 = 67 \Omega \quad \Rightarrow \quad R7 = 62 \Omega$$

La potencia que disipará R7 en las peores condiciones será:

$$P_d = (V_{cc}-1)^2 / 62 = 1.95 \text{ W} \quad \Rightarrow \quad R7 = 62 \Omega / 5W$$

R8 sirve de aislamiento entre la salida del LM324 que proporciona el voltaje de control y la compuerta del mosfet. Se escoge R8= 300K

Por disponibilidad se escoge a Q1 como un IRF730 " elemento que supera las especificaciones mínimas requeridas:

$$V_{ds} > 25 \text{ V}$$

$$I_{ds} > 0.5 \text{ A}$$

$$P_d > 5 \text{ W}$$

2.1.10. PROTECCIONES

Este bloque impide la inyección de corriente de base a

los transistores de potencia del amplificador ante tres condiciones:

- Si el voltaje colector-emisor V_{ce} supera cierto nivel,
- Si la corriente de colector I_c es mayor a determinado valor y
- Hasta instantes después de la activación del relé principal.

Las dos primeras condiciones mantienen a los transistores trabajando dentro del área de operación segura evitando su destrucción por sobrecorriente o disipación de potencia.

En la figura 2.6.b UD compara la muestra de voltaje con un nivel (pin 13) de 6V equivalente a un $V_{ce} = 115V$ (según 2.2.2). Entonces $R_1 = R_2 = 10K$; D2 conduce si el voltaje de salida de UD es $-V_{cc}$ impidiendo que a la juntura base-emisor de Q1 se apliquen $-12V$; D4, D5 y D6 suman las tres condiciones activando a Q1 si cualquiera de ellas se presenta; $R_6 = R_7 = R_8 = 10K$ limitan la corriente de base de Q1 a 1 mA suficiente para saturarlo.

UA compara la muestra de corriente con un nivel de 0.4 V equivalente a $I_c = 4A$ (según 2.2.2). Si $R_5 = 10K$ entonces;

$$R_4 = 10K(12/0.4 - 1) = 290K \quad \Rightarrow \quad R_4 = 300K$$

La muestra de corriente no es mas que la caída de voltaje en una resistencia de potencia de bajo valor por la que circula la corriente de colector de los transistores del amplificador de potencia, $R_3 = 100K$ aisla el circuito de potencia de UA.

Al actuar la protección de sobrecorriente la corriente por el amplificador se hace cero lo que inhibe la condición original que activó la protección provocando inestabilidad en el sistema si de alguna manera no se memoriza dicha condición; C5 desempeña esta función pues cuando la salida de UA cambia a

POLARIZACION

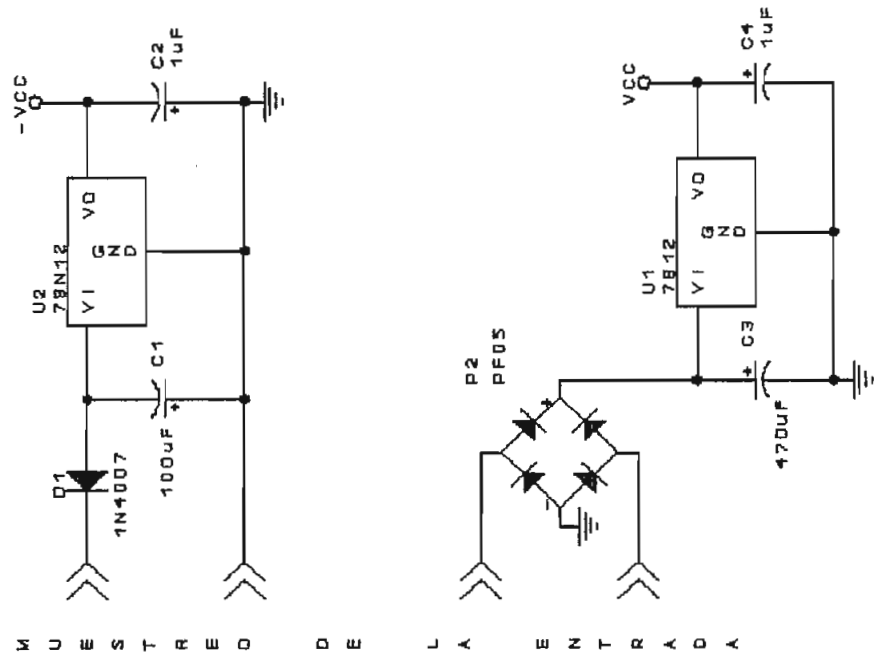


Figura 2.5.a

PROTECCIONES

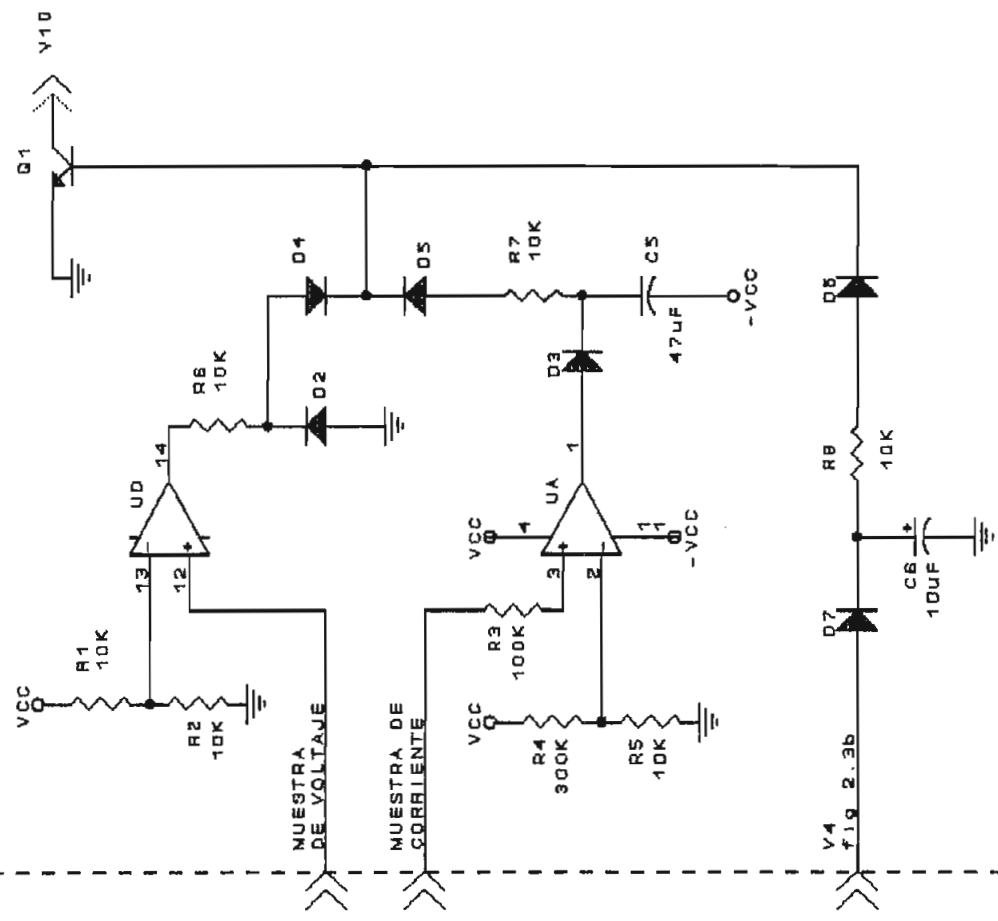


Figura 2.5.b

bajo después de haber estado en alto C5 empezará una descarga lenta a través de R7. D3 impide una descarga brusca; la red de descarga estará formada por C5, R7, D5 y la juntura base-emisor de Q1 introducirá un tiempo de retardo t a la desconexión de Q1 de aproximadamente $3 \cdot C5 \cdot R7$; sea $t = 1.5$ s

$$C5 = 1.4 / (3 \cdot 10K) = 50 \mu F \quad \Rightarrow \quad C5 = 47 \mu F$$

$t = 1.5$ s da el tiempo necesario ante una sobrecarga o cortocircuito a que el fusible de salida se funda antes de que el amplificador entre nuevamente a funcionar.

La última condición hace que el amplificador no entre en funcionamiento sino tiempo después de que el relé principal se ha activado evitando que los transitorios producidos por la energización inicial produzcan picos de voltaje destructivos a la salida. Para no alterar lo anteriormente calculado $R8 = 10K$. Cuando el relé se ha activado $V4 = 0$, formándose una red de retardo a la desconexión de Q1 entre R8 y C6 el tiempo de retardo t será aproximadamente igual a $3 \cdot R8 \cdot C6$.

Sea $t = 500$ ms tiempo suficiente para que pasen los transitorios $C6 = 0.5 / (3 \cdot 10K) = 16 \mu F \quad \Rightarrow \quad C6 = 10 \mu F$

Por disponibilidad se escoge a Q1 como un 2N2222, todos los diodos por manejar señales de control son 1N914.

2.1.11. SEÑALIZACION

Para el monitoreo del estado de funcionamiento del equipo existen cuatro indicadores luminosos led's:

Led verde indicador de funcionamiento normal,

Led rojo indicador de funcionamiento en bypass,

con sus señales de activado provenientes del bloque control y

arreglo de relés (fig. 2.3.b) en una configuración ánodo común
 Led amarillo indicador de sobrevoltaje de entrada,
 Led amarillo indicador de bajo voltaje de entrada,
 con sus señales de activado provenientes del bloque comparador
 de ventana (fig 2.1) reemplazando para ello a D2 por el led
 indicador de sobrevoltaje y a D3 por el led indicador de bajo-
 voltaje en una configuración cátodo común.

Un quinto indicador opcional es el de sobretemperatura y
 puede derivarse de su correspondiente señal lógica.

Los cuatro led's mencionados inicialmente por ser indica-
 dores estarán ubicados en una zona muy visible.

2.1.12. POLARIZACION

Este bloque genera a partir de la entrada al equipo los
 voltajes de polarización +12 V, -12 V indispensables para el
 trabajo de la circuitería de control.

En la figura 2.6.a la alimentación para $-V_{cc}$ y V_{cc} es
 independiente y proviene del transformador reductor de entrada
 TS1; V_{cc} es la fuente más exigida y la que más distorsiona su
 alimentación. Es por esto que se aprovecha la alimentación
 de $-V_{cc}$ en el semiciclo descargado para utilizarla como la
 señal de entrada al bloque comparador de ventana.

Para $-V_{cc}$ representan cargas únicamente los amplifica-
 dores operacionales doblemente polarizados lo que en conjunto
 no superan los 10 mA entonces con una rectificación a media
 onda es más que suficiente, D1 la realiza; C1 define el rizado
 que tendrá el voltaje de entrada a U2 un regulador de voltaje
 7912 (-12 V 0.1A), C2=C4= 0.1 uF eliminan ruido de alta

frecuencia.

De la teoría de filtros capacitivos: ¹⁰

$$V_{r_{rms}} = I_1 / (3.46fC) \quad \text{a media onda} \quad (2.14)$$

$$V_{r_{rms}} = I_1 / (6.93fC) \quad \text{a onda completa} \quad (2.15)$$

donde:

V_{rrms} voltaje de rizado rms

I_1 corriente de carga al filtro

f frecuencia

C capacitancia de entrada

Un voltaje de rizado pico-pico igual a 1.5 V que es el máximo que se permitirá corresponde a un $V_{r_{rms}} = 1.5/2.83 = 0.5$ V

De (2.14)

$$0.5 = 0.01 / (3.46 * 60 * C_1)$$

$$C_1 = 96 \mu F \quad \Rightarrow \quad C_1 = 100 \mu F$$

Se necesita que D1 tenga una especificación de corriente pico tal que pueda cargar bruscamente a C_1 un 1N4007 cumple con este requerimiento.

Las cargas más significativas conectadas a V_{cc} son la resistencia del actuador 62Ω y la resistencia de la bobina del relé 400Ω

$$R_1 = 62 * 400 / (62 + 400) = 53 \Omega$$

$$I_1 = V_{cc} / 53 = 12 / 53 = 0.23 \text{ A}$$

Se requiere de rectificación en onda completa, P1 es un puente rectificador de 1A (PF05).

De (2.15)

$$0.5 = 0.23 / (6.93 * 60 * C_3)$$

$$C_3 = 1110 \mu F \quad \Rightarrow \quad C_3 = 1000 \mu F$$

U1 es un regulador de voltaje 7812 de 12V 1A que en las peores condiciones cuando el voltaje de entrada sea el máximo espera-

do (28 V) disipará:

$$P_d = (28 - 12) * 0.23 = 3.7 \text{ W} < P_{dmax} = 15 \text{ W}$$

2.2.

POTENCIA

En este numeral se diseña el arreglo amplificador + resistencia, parte del diagrama de bloques del sistema.

La resistencia de potencia R se escogió igual a 8.3Ω en análisis realizado en 1.2.2. En el cuadro 1.12 se observa que $P_{rmax} = 130\text{W}$ por lo tanto:

$$R = 8.3\Omega / 130\text{W} .$$

2.2.1. CONFIGURACION DEL AMPLIFICADOR

En el capítulo 1, figura 1.2. se representa al amplificador de potencia como una resistencia variable. Para ello se asume comportamiento lineal, lo que en la práctica no ocurre; aún en estas condiciones el circuito que ve el amplificador puede calcularse mediante el Teorema de Thevenin ¹¹ obteniendo el diagrama de la figura 2.7.a .

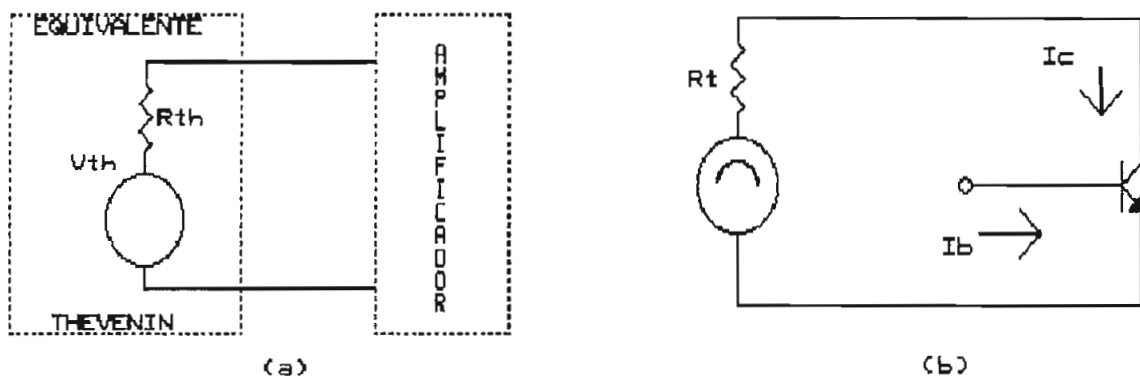


figura 2.7 Circuito equivalente visto desde el amplificador

Donde:

$$R_t = R \cdot R_L / (R + R_L)$$

$$V_t = V_i \cdot (a - b R_L / (R + R_L))$$

$a=1.34$, $b=0.96$ y $R=8.3 \Omega$ y además del cuadro 1.11 se obtiene que $R_{Lmin}= 23.8 \Omega$; entonces:

$$R_t = 6.15 \Omega \quad \text{y} \quad V_t = 0.63 \cdot V_i$$

En la figura 2.7.a se observa que el bloque amplificador maneja voltaje y corriente alternos; con un rectificador tipo puente se conseguirá que el o los transistores de potencia del amplificador estén polarizados adecuadamente en todo momento.

La figura 2.7.b muestra el circuito equivalente final, la forma de onda de la fuente es una senoidal rectificada en onda completa; el transistor Q es comandado por el actuador que define la corriente de base I_b misma que a su vez limita el valor máximo de la corriente de colector I_c , por lo tanto I_c tendrá una distorsión por saturación y V_{ce} en consecuencia una distorsión por cruce por cero ¹² . Sin embargo esta configuración es la que menos distorsión introduce a la carga.

2.2.2 ELEMENTOS DEL AMPLIFICADOR

Desarrollando el circuito equivalente de la figura 2.7.b se llega al circuito detallado mostrado en la figura 2.8. Los elementos involucrados son:

P1 rectificador tipo puente con las siguientes especificaciones:

Del cuadro 1.12 la corriente máxima por el amplificador es 8.1 A rms lo que equivale a 7.3 A promedio entonces :

$$I_o > 7.3 \text{ A}$$

ELEMENTOS DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA

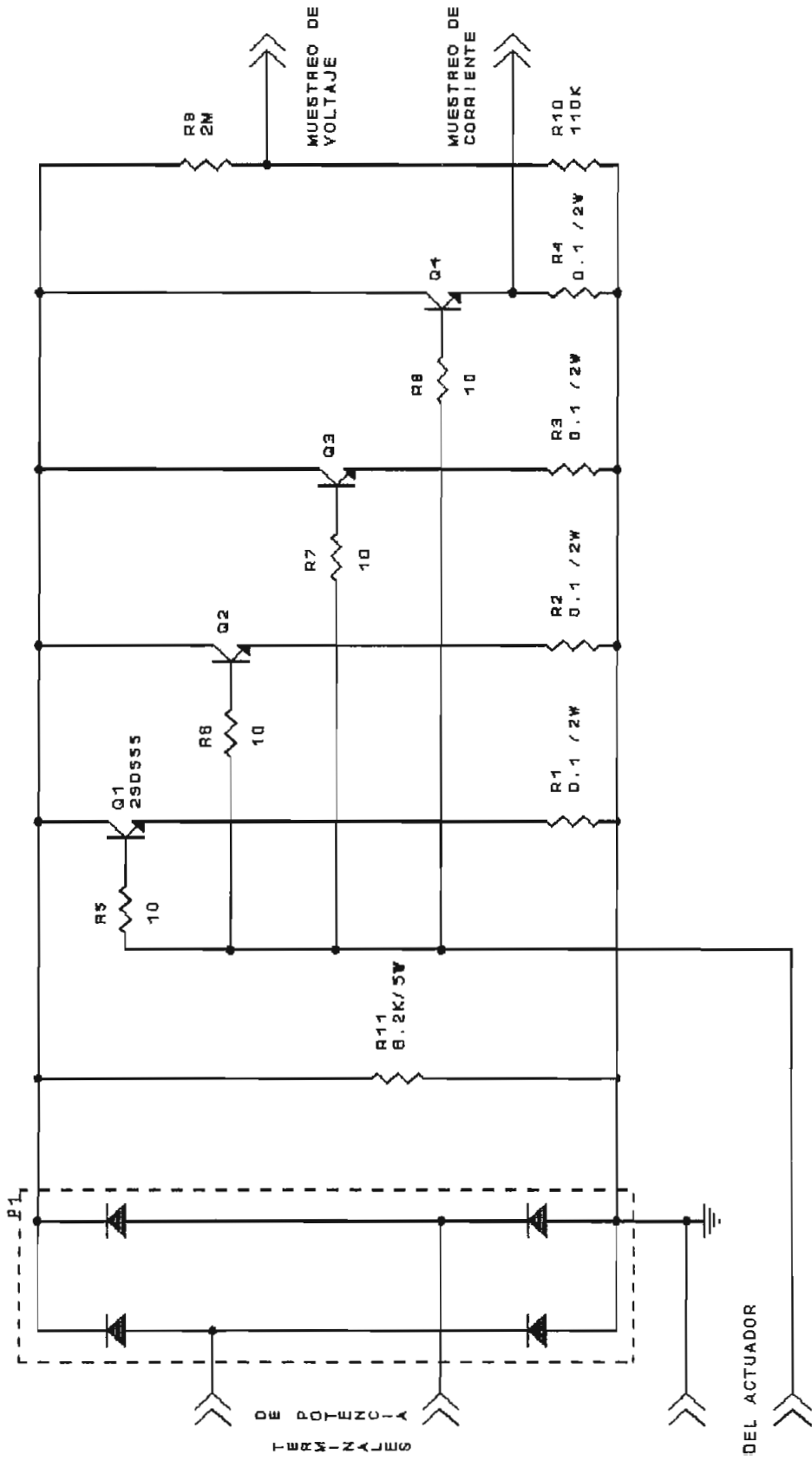


Figura 2.8

Si a la salida del regulador se produjese un cortocircuito, para un voltaje de entrada máximo, se aplicaría a F1 un voltaje de $132 * 1.414 * 1.34 = 250 \text{ V}$

PRV > 250 V voltaje reverso pico

Se escoge a F1 como 2* ECG5314 es decir dos puentes en paralelo garantizando el funcionamiento normal a altas temperaturas.

El número de transistores necesarios esta en función de la máxima disipación de potencia esperada. Del cuadro 1.12

Prms max = 200 W

=> Pdc max \leq 200 W

El tipo de empaquetado TO-3 es el más común para estas aplicaciones y el valor típico de su resistencia térmica es

$R_{j-c} = 1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ ¹³ .

Para el silicio la temperatura de juntura máxima es 150 °C

La resistencia térmica empaquetado-disipador en el mejor de los casos (pasta-mica-pasta) puede reducirse hasta :

$R_{c-h} = 0.4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

$R_{j-h} = R_{j-c} + R_{c-h} = 1 + 0.4 = 1.4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

Para n transistores en paralelo la resistencia térmica equivalente será: $1.4/n \text{ } ^\circ\text{C/W}$

Para máxima disipación, por seguridad se escoge $T_{jmax} = 130 \text{ } ^\circ\text{C}$

Del equivalente térmico :

$T_j - T_h = R_{j-h} * P_{dc}$ (2.16)

donde T_h temperatura del disipador .

Reemplazando valores y despejando T_h

$T_h = 130 - 1.4 * 200/n$

La temperatura ambiente máxima de operación es de 40 °C

Para n=2 $T_h = -10 \text{ } ^\circ\text{C}$ no es posible

Para n=3 $T_h = 36.6 \text{ } ^\circ\text{C} < 40 \text{ } ^\circ\text{C}$ no es posible

Para $n=4$ $T_h = 60\text{ }^\circ\text{C} > 40\text{ }^\circ\text{C}$

$$R_{\theta h-a} = (60 - 40)/200 = 0.10\text{ }^\circ\text{C}$$

este valor puede obtenerse con ventilación forzada

Por lo tanto el número de transistores será mínimo 4, se escoge $n=4$.

Q1, Q2, Q3 y Q4 son los transistores de potencia NPN con las siguientes especificaciones mínimas por elemento, al igual que para P1

$$BV_{ceo}, BV_{cbo} > 250\text{ V}$$

$$I_c > 2\text{ A}$$

Cada transistor disipará $200/4 = 50\text{ W}$ a $T_j = 130\text{ }^\circ\text{C}$

$$\text{lo que equivale a } T_c = 130 - 50 * R_{\theta j-c} = 130 - 50 * 1 = 80\text{ }^\circ\text{C}$$

$$P_d(80^\circ\text{C}) > 50\text{ W}$$

La capacidad de disipación se especifica por lo general para $T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$. El decremento de P_d es lineal con T_c a partir de $25\text{ }^\circ\text{C}$ y en el extremo $P_d=0$ para $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$

Sea X la mínima capacidad de disipación a $25\text{ }^\circ\text{C}$

$$X = 50 * (150 - 25) / (150 - 80)$$

$$X = 89.3\text{ W} \quad \Rightarrow \quad P_d(25^\circ\text{C}) > 89.3\text{ W}$$

Se escoge al 2SD555 = EC687 cuyas especificaciones son:

$$BV_{ceo}, BV_{cbo} = 250\text{ V}$$

$$I_c = 10\text{ A}$$

$$P_d = 200\text{ W}$$

$$h_{FEmin} = 20$$

El actuador impone como restricción que $h_{FEmin} > 70$. El 2SD555 por pruebas realizadas tiene una ganancia de 100 en la región activa normal ; h_{FE} disminuye con el incremento de I_c y la reducción de V_{ce} . Normalmente la corriente por transistor no supera los 2 A lo que representa el 20% de la corriente

nominal y además $V_{ce} > 1V$ estas condiciones aseguran que h_{FE} no baje de 70.

Aún cuando se escogen transistores con ganancias muy parecidas se requieren de resistencias equalizadoras que reduzcan al mínimo el efecto de cualquier diferencia haciendo iguales sus disipaciones. $R_1=R_2=R_3=R_4= 0.1 \Omega$ con una disipación de :

$$0.1*(1.8)^2= 0.32 W \quad \Rightarrow \quad R_1=R_2=R_3=R_4= 0.1\Omega/2W$$

R_5, R_6, R_7, R_8 son resistencias de base de bajo valor para evitar inestabilidad térmica; necesarias sin embargo para ajustar las diferencias en h_{FE} cuando el efecto de R_1, R_2, R_3 y R_4 es insuficiente. Sea $R_5=R_6=R_7=R_8= 10\Omega$ entonces el paralelo será $10/4 = 2.5\Omega$ valor mucho menor al fijado por el actuador como resistencia mínima de base (62Ω).

R_{11} polariza a P_1 cuando los transistores están en corte definiendo V_{ce} necesario para el muestreo de voltaje.

$R_{11} \gg 8.3\Omega \quad \Rightarrow \quad R_{11}= 8.2K / 5W \quad$ Para evitar su destrucción ante cortocircuito.

El muestreo de corriente puede hacerse en cualquiera de las resistencias equalizadoras. En este caso se escoge R_4 . Según el cuadro 1.12 $I_{RVmax}= 8.1A$ lo que equivale a $0.3 V$ en valor pico sobre R_4 ; el nivel en el que actúe la protección de corriente debe estar sobre este valor. Se escoge $0.5 V$ que representa un 60% mas del máximo valor pico de corriente en régimen estable.

R_9 y R_{10} realizan el muestreo de V_{ce} , $R_{10} \gg R_{11}$

Sea $R_{10}= 110K$

En operación normal (del cuadro 1.11)

$$V_{cemax}= R_v * I_{rv}= 27.7 * 2.5 = 69 V_{rms}$$

$$V_{cep} = 69 * 1.114 = 97.9 \text{ V}$$

El nivel en el que actúe la protección de sobrevoltaje debe estar sobre V_{cep} , sea dicho nivel $115 \text{ V} > 97.9 \text{ V}$. Con fines de muestreo se escoge factor de reducción de 115 a 6 V

$$6 = 115 * 110\text{K} / (110\text{K} + R9)$$

$$R9 = 1.99\text{M} \quad \Rightarrow \quad R9 = 2\text{M}$$

Los cuatro transistores del amplificador en conjunto pueden disipar 800 W a 25 °C y conducir 40 A en forma continua esto asegura el trabajo normal en las peores condiciones sin embargo el punto de operación crítico permitido es:

$$V_{ce} = 115 \text{ V} \quad I_c = 5 * 4 = 20 \text{ A}$$

Niveles en donde actúan las protecciones asumiendo que ambas condiciones se presentan a la vez, estas condiciones pueden aparecer por una falla a la salida, una sobrecarga o la adición brusca de una carga con un alto factor de cresta.

$$P_{dp} = 115 * 20 = 2300 \text{ W} > 800 \text{ W}$$

Debe considerarse que P_{dp} es una exigencia instantánea que en el peor de los casos durará menos de 1/2 ciclo con un tiempo de repetición de 1500 ms $> 100 * 8.8 = 88 \text{ ms}$, el tiempo de repetición es el retardo introducido por la protección de corriente; puede entonces aplicarse el criterio de trabajo en el modo de potencia pico que para un pulso de 9 ms permite disipaciones pico de hasta 3 veces el valor nominal es decir que $P_{dp} = 2300 \text{ W}$ está dentro de las especificaciones de los transistores.

El caso del cortocircuito franco a la salida es algo diferente pues V_{ce} puede alcanzar valores cercanos a los 250 V pero la duración del pulso de P_{dp} es menor.

Por la velocidad de respuesta del equipo, el control no

incrementa I_c significativamente ante una falla.

2.2.3. DISIPADORES Y VENTILACION

Para mantener a la temperatura de juntura T_j de los transistores de potencia del amplificador bajo los $130\text{ }^\circ\text{C}$ se necesitan disipadores. Los cuatro transistores irán montados por parejas sobre dos disipadores iguales ensamblados de manera que formen un ducto por donde circulará aire forzado indispensable para conseguir la resistencia térmica requerida que según se vió en el literal anterior es:

$$R_{\theta h-a} \leq 0.1\text{ }^\circ\text{C/W}$$

Al tener dos disipadores evacuando igual cantidad de calor cada uno la $R_{\theta h-a}$ necesaria por disipador será:

$$R_{\theta h-a} \leq 0.1 * 2 = 0.2\text{ }^\circ\text{C/W}$$

Como un dato práctico, el aire forzado moderado reduce $R_{\theta h-a}$ a un 20% aproximadamente de su valor para convección natural entonces, $R_{\theta h-a}$ necesaria por disipador será:

$$R_{\theta h-a} \leq 0.2 / 0.2 = 1\text{ }^\circ\text{C/W}$$

Se disponen de disipadores cuyo perfil y medidas se muestran en el anexo A, plano 1-09 recurriendo a tablas y para el perfil más aproximado se verifica la condición $R_{\theta h-a} \simeq 1.0\text{ }^\circ\text{C/W}$.

El ventilador a utilizarse debe ser silencioso, estar alimentado con 115 VAC, y mover el mayor volumen de aire posible. Por construcción se escogen dos ventiladores con las siguientes especificaciones: ¹⁴

Marca: IMC PEWEE BOXER

Modelo: AB115ACA5

32 CFM

115 VAC

0.07 A

La temperatura de disipador en las peores condiciones se calculó en el literal anterior:

$$T_{hmax} = 64 \text{ } ^\circ\text{C}$$

El accionamiento de los relés térmicos que sensa sobre-temperatura deberá producirse sobre los $60 \text{ } ^\circ\text{C}$ y bajo un valor que garantice que $T_j \leq 150 \text{ } ^\circ\text{C}$. Se escogen relés cuyo contacto normalmente cerrado abre a $T = 75 \text{ } ^\circ\text{C} > 60 \text{ } ^\circ\text{C}$

Para $T_h = 75 \text{ } ^\circ\text{C}$ según 2.30 para 4 transistores

$$T_j = T_h + R_{\theta j-c} * P_{dc}$$

$$T_j = 75 + (1.4/4)*200 = 140 \text{ } ^\circ\text{C} < 150 \text{ } ^\circ\text{C}$$

2.3 TRANSFORMADORES Y PROTECCIONES

2.3.1. TRANSFORMADORES

Para su cálculo se utilizarán procedimientos y fórmulas establecidos ¹⁹, el criterio de diseño será para una elevación máxima de temperatura sobre la ambiente; que en la peor condición se considera $40 \text{ } ^\circ\text{C}$.

El voltaje de entrada para el diseño será el nominal del regulador (115 V) y el rendimiento esperado el 95% .

2.3.1.1. SENSORES

Para sus diseños se dispone del troquel EI160 , con un $B_{max} = 1T$. El incremento máximo de temperatura sobre la ambiente esperado será de $25 \text{ } ^\circ\text{C}$ pues para $T_a = 40 \text{ } ^\circ\text{C}$ la temperatura final de los transformadores sería $65 \text{ } ^\circ\text{C}$

a) Entrada-polarización .- TS1

Este transformador sensa la entrada y alimenta al bloque

polarización (2.1.12) mediante dos bobinados secundarios.

Al primer bobinado según 2.1.12 se le exige 0.01 A con un factor de reducción de 5.45 según 2.1.1 entonces para

$$E_p = 115 \text{ V} \qquad E_{o1} = 21.1 \text{ V}$$

Para el diseño se escoge $I_{o1} = 0.03$ A .

Al segundo bobinado alimenta un regulador de 12V a través de un rectificador tipo puente ($V_d = 1.2\text{V}$), se le exige una corriente de 0.23 A con un voltaje de salida que para $E_p = 92\text{V}$ debe ser mayor a 16 V considerando el rizado, el voltaje mínimo de entrada al regulador y la regulación de TS1

factor de reducción $\leq 92/16 = 5.75$.

Sea factor de reducción = 5.6 entonces

$$\text{para } E_p = 115\text{V} \qquad E_{o2} = 20.6 \text{ V}$$

En resumen los datos para el diseño serán:

1. E_o , 21.1V $V_d=0.6\text{V}$, 20.6 A $V_d=1.2\text{V}$
2. I_o , 0.03 , 0.3 A
3. E_i , 115 V
4. f , 60 Hz senoidal
5. T_{max} , $25 \text{ }^\circ\text{C}$
6. n , 95%

Obteniendo como resultados:

$$N_p = 900 \text{ esp} \quad 2 \times 36 \text{ AWG} \quad 26.5 \text{ g}$$

$$N_{s1} = 170 \text{ esp} \quad 1 \times 36 \text{ AWG} \quad 2.5 \text{ g}$$

$$N_{s2} = 170 \text{ esp} \quad 1 \times 22 \text{ AWG} \quad 62.5 \text{ g}$$

$$a = 3 \text{ cm} \quad 349 \text{ g de hierro en troquel EI160}$$

b) Salida.- TS2

Este transformador provee aislamiento con relación 1 : 1 se le exige una corriente muy pequeña por lo que se recurre a

restricciones constructivas ($a \geq 1.3 \text{ cm}$)

Sea $a = 1.3 \text{ cm}$

Escogiendo la mayor sección de conductor posible según el área disponible se obtienen los siguientes resultados:

$N_p = 2000$ 1* #36 AWG 20.5 g

$N_s = 2000$ 1* #36 AWG 20.5 g

$a = 1.3$ 151 g de hierro en troquel EI160.

2.3.1.2 AUTOTRANSFORMADOR DE POTENCIA

Se dispone del troquel EIP112 con $B_m = 1 \text{ T}$. Del apéndice b
 $W_a = 5.715 * 1.905 = 10.88 \text{ cm}^2$, $A_c = 3.81 * a \text{ cm}^2$.

Si bien el diseño es el de un autotransformador elevador, se lo hará por bobinas separadas. Del cuadro 1.12 si $V_i = 115 \text{ V}$
 $n = 72.2\%$ o lo que es lo mismo $n = 0.722$

$n = P_o / P_i$ rendimiento del regulador

$P_o = 500 \text{ W}$ $P_i = V_i * I_i$ si $f_p = 1$

entonces $P_i = 500 / 0.722 = 692.52 = 115 * I_i$

$I_i = 6.02 \text{ A}$ corriente de entrada

$I_l = P_o / V_o$ corriente de carga

$I_l = 500 / 121 = 4.13 \text{ A}$

$I_r^2 = V_r / 8.3 = 14 / 8.3$ corriente por R

$I_r = 1.3 \text{ A}$

De la figura 1.2 y del cuadro 1.12

$I_p = I_i - I_l$ corriente por el bobinado primario

$I_p = 6.02 - 4.13 = 1.45 \text{ A}$

$I_{rv} = 5.4 \text{ A}$ corriente por el amplificador

$E_o = (a-1) * V_i$

a ideal es 1.34 pero para neutralizar la regulación se escoge

$a=1.38$ lo que representa un 3% de incremento, por conveniencia se mantienen los valores de corrientes calculados anteriormente.

$$E_o = (1.38 - 1) * 115 = 43.7 \text{ V}$$

$$I_o = I_{rv} = 5.4 \text{ A}$$

$$P_o = I_o * E_o = 5.4 * 43.7 = 236 \text{ W}$$

$$P = I_p * E_p = 1.45 * 115 = 166 \text{ W}$$

$$P_t = 415 \text{ W}$$

$$A_p = (415 * 10,000 / (4.44 * 1 * 60 * 0.4 * 366))^{1.14} = 204.51 \text{ cm}^2$$

$$A_p = W_a * A_c = 10.88 * 3.81 * a = 41.48 * a$$

$$\Rightarrow 204.5 = 41.48 * a$$

$a \geq 4.9 \text{ cm}$ se escoge $a = 5.5 \text{ cm}$ para mejorar la regulación.

$$A_c = 3.81 * 5.5 = 20.95 \text{ cm}^2$$

$$A_p = 41.48 * 5.5 = 228.1 \text{ cm}^2$$

$$N_p = 115 * 10,000 / (4.44 * 1 * 20.95 * 60) = 206 \text{ espiras}$$

$$\Rightarrow N_p = 200 \text{ esp}$$

Se debe incluir una derivación a $b = 0.96$ lo que equivale a $200 * 0.96 = 192$ espiras, 8 espiras menos antes de terminar el bobinado.

Para el dimensionamiento de conductores se utilizarán las corrientes máximas esta condición ocurre cuando $V_i = 92 \text{ V}$ cuadro 1.12. Al ser una condición extrema se permitirá un incremento máximo de temperatura sobre la ambiente de 50°C

El cálculo de corrientes se realiza igual que para condiciones nominales:

$$n = 0.773, I_{11} = 4.13 \text{ A}, I_{rv} = I_s = 8.1 \text{ A}$$

$$P_i = 500 / 0.773 = 92 * I_i$$

$$I_i = 7.44 \text{ A}$$

máxima corriente de entrada

$$I_r^2 = 129/8.3 = 3.94 \text{ A}$$

$$I_p = I_i - I_l = 7.44 - 4.13 = 3.31 \text{ A} \quad \text{m\u00e1xima corriente de primario}$$

$$J = K_j * A_p^n = 534 * (228.1)^{-0.12} = 278.33 \text{ A/cm}^2$$

$$A_{wp} = I_p / J = 3.31 / 278.33 = 11.9 \text{ (10}^{-3} \text{ cm}^2)$$

Se escoge 1* #16 AWG con un \u00e1rea de 13.07 > 11.9

$$\# 16 \text{ AWG} \quad 40.73 \text{ (esp/cm}^2) \quad 0.1184 \text{ (g/cm)}$$

El bobinado primario ocupa un \u00e1rea de:

$$200/40.73 = 4.91 \text{ cm}^2$$

Por facilidad de fabricaci\u00f3n este bobinado ir\u00e1 sobre el secundario entonces :

$$MLT = (3.81 + 1.5 * 1.905) * 2 + (5.5 + 1.5 * 1.905) * 2 = 30 \text{ cm}$$

La cantidad de cobre empleado es:

$$200 * 30 * 0.1184 = 710.4 \text{ g}$$

$$N_s = N_p * (E_s / E_p) = 200 * 0.38 = 76 \text{ esp}$$

$$A_{ws} = I_s / J = 8.1 / 278.33 = 29.1 \text{ (10}^{-3} \text{ cm}^2)$$

Se escoge 1* #12 AWG con una secci\u00f3n de 33.08 > 29.1

$$\# 12 \text{ AWG} \quad 16.81 \text{ (esp/cm}^2) \quad 0.2977 \text{ (g/cm)}$$

El bobinado secundario ocupa un \u00e1rea de:

$$76/16.81 = 4.16 \text{ cm}^2$$

Este bobinado se ubicar\u00e1 debajo del primario pues el hilo #12 es mas r\u00edgido que el #16 entonces:

$$MLT = (3.8 + 0.95) * 2 + (5.5 + 0.95) * 2 = 22.4 \text{ cm}$$

La cantidad de cobre empleado es:

$$76 * 22.4 * 0.2977 = 506.8 \text{ g}$$

En conjunto los dos bobinados ocupan:

$$4.91 + 4.16 = 9.07 \text{ cm}^2 < W_a = 10.88 \text{ cm}^2$$

Puesto que $F = 667.46 \text{ g/cm}$, la cantidad de hierro utilizada es:

$$5.5 * 667.46 = 3670 \text{ g}$$

En resumen, los datos constructivos de T1 son:

Np= 200 esp	1* #16 AWG	710 g	Np'= 192 esp
Ns= 76 esp	1* #12 AWG	507 g	
a= 5.5 cm	3670 g de hierro del troquel EIP112 .		

2.3.2. PROTECCIONES

2.3.2.1. FILTRO DE ENTRADA

Como bloque se muestra en el diagrama de la figura 1.2 , está compuesto de un filtro RFI y un supresor de picos y transientes.

Si bién el equipo no genera energía electromagnética en frecuencias usadas para radiocomunicaciones (RFI), debe funcionar adecuadamente para aplicaciones en medio ambiente con niveles significativos de ella. Se requiere por tanto del filtro RFI que controle efectivamente el ruido línea-tierra. Se escoge un APF600CEE filtro de propósito general cuyas especificaciones están acordes a esta aplicación:¹⁶

120/250 VAC	50/60 Hz	6A
-------------	----------	----

Para la supresión de picos y transientes se utilizan varistores metal-óxido MOV que funcionan como impedancias variables no lineales absorbiendo grandes cantidades de energía en pequeños instantes de tiempo.

En este caso de entrada monofásica con tierra debe conectarse un varistor entre fase y neutro, otro entre neutro y tierra y un último entre fase y tierra.¹⁷ Se escogen varistores radiales de la serie LA con un voltaje nominal de 130 V rms > 115 V 130LA20 .

2.3.2.2 BREAKER Y FUSIBLE

De la figura 1.2. SW1 libera fallas cuyo origen esté dentro del regulador, para su dimensionamiento se recurre al valor máximo de la corriente de entrada en condiciones normales de operación este fué calculado en el literal 2.3.1.2 $I_{max} = 7.4 \text{ A}$.

Debe escogerse un breaker cuya I_n este lo más cerca posible por encima de este valor. El AIRPAX 203-2-3907-1 ¹⁰ de 8 A y 250 V satisface esta condición.

El fusible de salida F2 protege al equipo ante cortocircuitos en la carga. Del cuadro 1.11 se obtiene la corriente de salida nominal más alta esperada; 4.6 A

=> Se escoge un fusible de 5 A.

El tipo de fusible dependerá de la corriente mínima de falla esperada y el máximo tiempo de fusión permitido. Se escoge un fusible de acción rápida LITTLEFUSE de 5A 250V cuyo tiempo de fusión para el 200% de la corriente nominal es de 5 s.

REFERENCIAS.-

- | | |
|-----------------------|--|
| 1. E.P.N. | Apuntes de Electrónica de Potencia II
Ingeniería Eléctrica 1987 |
| 2. Philips ECG | ECG Semiconductor Master Replacement Guide
Philips ECG October 1987 |
| 3. MOTOROLA INC. | Linear and Interface Integrated Circuits
Motorola Inc. 1985 |
| 4. CELLERI, Carlos | Control Industrial
E.P.N. marzo 1984 |
| 5. RCA Corporation | CMDS Integrated Circuits
RCA Corporation, 1983 |
| 6. NEWARK ELECTRONICS | Catalog Number 111
NEWARK Electronics, 1990 |

- | | |
|--|---|
| 7. MILLMAN, Jacob
HALKIAS, Christos | Electrónica Integrada
Barcelona 1976 |
| 8. OGATA, Katsuhiko | Ingeniería de Control Moderno
Prentice-Hall Internacional 1974 |
| 9. RCA Corporation | Solid State Power MOSFETs
RCA Corporation, 1986 |
| 10. E.P.N. | Apuntes de Electrónica I
Ingeniería Eléctrica 1985 |
| 11. VAN VALKENBURG, M.E. | Análisis de Redes
Editorial Limusa 1979 |
| 12. CUTLER, Phillip | Análisis de Circuitos con Semiconductores
McGRAW-HILL México 1982 |
| 13. NUHRMANN, Dieter | Das große werkbuch elektronik
Franzsis-Verlag Munchen 1989 |
| 14. ICO-RALLY Corp. | INTERFAN
Catalog |
| 15. McLYMAN, T | Transformer and Inductor design Handbook
Marcel Dekker, 1978 |
| 16. CORCOM | RFI Power Line Filters
Catalog 871G |
| 17. RCA | GE-MOV Metal Oxide Varistors
Transient Voltage Suppression devices |
| 18. AMERICAN DESIGN
COMPONENTS | Catalog |

3 CONSTRUCCION DEL SISTEMA

3.1 DESCRIPCION DE ELEMENTOS CONSTITUTIVOS

Para facilitar el proceso de construcción, conviene definir bloques o módulos que físicamente puedan ser tratados y fabricados como partes independientes.

3.1.1. TARJETA DE CONTROL

Reúne dentro de un circuito impreso a todo lo diseñado en 2.1. . Se requerirá adicionalmente de una base para su sujeción e incorporación al equipo.

3.1.1.1. PLANO ELECTRONICO

El plano con referencia 1-01 se forma a partir de las figuras 2.1 a 2.6 y muestra a todos los elementos involucrados con sus respectivas interconexiones. Se ha adoptado la nomenclatura Ci-j para los puntos de conexión hacia y desde la tarjeta:

C por control

i número del conjunto de conectores o del conector

j número del conector o del pin

C1 1 conector de 8 pines para indicadores

C2 7 conectores para señales de entrada a la tarjeta

C3 2 conectores para señales de control del amplificador

C4 4 conectores de potencia.

3.1.1.2. DISEÑO DEL IMPRESO

Con ayuda del paquete de computación "tango"¹ se diseña y dibuja el circuito impreso a partir del plano electrónico; encontrando que el tamaño óptimo es 10x15 cm pues en esta área, a doble lado, caben todos los elementos y se evita el desperdicio de material.

La ubicación de componentes se realiza considerando:

- Bloques circuitales definidos durante el diseño del control por ejemplo: polarización, comparador de ventana, etc.
- Señales de entrada/salida, por ejemplo "control y arreglo de relés" ocupa separadamente la zona derecha del impreso pues a los contactos de los relés se les aplican y exigen voltajes y corrientes altos.
- Tipo de componentes, por ejemplo en lo posible, resistencias van en una zona, circuitos integrados en otra, potenciómetros en otra, etc.
- Simplicidad circuital.

El resultado del diseño se muestra en los planos con referencias 1-02, 1-03 y 1-04. Con los artes de los lados de soldadura y componentes se encarga la fabricación de los impresos, y con el detalle de la ubicación de componentes más la lista descriptiva de los mismos (tabla 3.1) se ensambla la tarjeta. Dentro del ensamblaje conviene recalcar lo siguiente:

- Las partes "macho" de todos los conectores se fijan hacia el lado de soldadura.
- Los puntos de prueba +12V, -12V y 0V se fijan hacia el lado de componentes.
- Engrosar con estaño los caminos que tengan que ver con el conector C4 para aumentar sus ampacidades.

DESCRIPCION	CANT.	NOMBRE DEL COMPONENTE(S)
CONDENSADORES		
0.1 μ F / 250V	4	C15, C16, C17, C18
0.22 μ F NP	2	C10, C12
0.32 μ F NP	1	C11
100 μ F / 35V	1	C3
10 μ F	2	C13, C5
1 μ F	3	C1, C4, C6
2.2 μ F	2	C7, C8
22 μ F	1	C9
470 μ F / 25V	1	C2
47 μ F	1	C14
POT/ RESISTENCIAS		
100 K Ω	9	R2, R20, R28, R29, R30, R31, R37, R38, R50
10 K Ω	16	R11, R12, R13, R14, R15, R16, R19, R3, R41 R44, R45, R46, R47, R49, R8, R40
10 K Ω POT	4	RV1, RV2, RV3, RV4
1.5 M Ω	1	R21
33 K Ω / 1W	2	R1
1 K Ω	4	R34, R43, R51, R52
240 K Ω	2	R24, R33
27 K Ω	2	R26, R27
2 K Ω	2	R35, R5
2 M Ω	1	R4
3.6 M Ω	1	R25
300 K Ω	3	R10, R48, R42
330 Ω	1	R6
36 K Ω	2	R22, R9
5.6 K Ω	1	R18
56 K Ω	1	R23
62 Ω / 5W	1	R53
75 K Ω	1	R17
820 Ω	1	R7
82 K Ω	2	R32, R39
9.1 K Ω	1	R36
DIODOS / PUENTES		
1N914	15	D10, D11, D12, D13, D14, D15, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D16
UF4002	1	D1
PF05	2	P1, P2
6 V 1/2W	1	Z1
TRANS/ RELES		
2N2222	4	Q1, Q2, Q3, Q4
IRF730 (MOSFET)	1	Q5
T70L5D (RELE)	2	R-BY, R-PR
CHIPS/ REGULADORES		
CD4011	1	U4
CD4001	1	U3
LM324	1	U6
TL084	2	U5, U7
7812	1	U1
7912	1	U2

Tabla 3.1 Componentes del control

3.1.1.3. BASE

La tarjeta de control debe ubicarse dentro del regulador de tal forma que el lado de componentes quede totalmente accesible facilitando su mantenimiento y los ajustes de los potenciómetros; ha de considerarse además, el mejor aprovechamiento del espacio. Se escoge como la mejor alternativa la posición vertical y para ello se diseña y fabrica la base mostrada en el plano con referencia 1-05; la forma de la misma contempla el hecho de que todos los conectores "hembra" se enchufan por el lado de soldadura y que la tarjeta se fija a la base mediante cuatro sujetadores plásticos.

3.1.2. MODULO DE POTENCIA

El módulo de potencia involucra a todo lo diseñado en 2.2 es decir al "arreglo amplificador+resistencia" más disipadores y ventiladores.

3.1.2.1. PLANO ELECTRONICO

El plano con referencia 1-06 es una extensión de la figura 2.8; en el plano se divide al amplificador en parte 1 y parte 2 cada una montada en su disipador. El tipo de nomenclatura adoptada para conectores es P_i donde:

P por potencia

i número de conector

P_9 , P_{10} y P_{11} son conectores internos que unen las partes; todos los demás conectores son entradas/salidas al módulo de potencia.

3.1.2.2. DISEÑO DE IMPRESOS

Según el plano 1-06 deben diseñarse dos impresos, el de la parte 1 y el de la parte 2, ambos con dos particularidades: simpleza y manejo de corrientes significativas. La concepción del diseño es entonces diferente buscando que el área a correrse sea mucho menor que el área de caminos de conducción.

Los impresos cumplen con la función adicional de sujetar a los componentes principales (transistores y puentes) contra los disipadores, así, la ubicación de componentes dependerá de las dimensiones de estos últimos; para referencia recurrir al plano 1-09.

Las áreas de impresos necesarias y suficientes, a un solo lado, son:

Parte 1 10x8.4 cm

Parte 2 10x5.8 cm.

El plano con referencia 1-07 muestra el resultado final.

3.1.2.3. ARMADO Y PRUEBAS

El procedimiento de armado del módulo de potencia puede resumirse así:

-Preparación de disipadores haciendo las perforaciones necesarias que indican los impresos diseñados previamente.

-Armado de las partes o fijación de impresos a su respectivo disipador. Para esto es necesaria la información que proporcionan los planos con referencia 1-08 y 1-09 y la tabla 3.2.

Los elementos de potencia Q1, Q2, Q3, Q4, Pa y Pb se montan de lado contrario que los demás componentes por ir en contacto con los disipadores. Cada transistor se monta sobre su disipador colocando entre los dos aislante de mica más pasta

DESCRIPCION	CANT.	NOMBRE(S)
PARTE 1		
0.1 Ω / 2W	2	R1,R2
10 Ω / 1/4W	2	R5,R6
110 K Ω / 1/2W	1	R10
2 M Ω / 1/4W	1	R9
2SD555	2	Q1,Q2
ECG5314	2	F (Pa,Pb)
8.2 K Ω / 10W	1	R11
PARTE 2		
0.1 Ω / 2W	2	R3,R4
10 Ω / 1/4W	2	R7,R8
2SD555	2	Q3,Q4

Tabla 3.2 Componentes de potencia

para reducir la resistencia térmica y conseguir aislamiento eléctrico. La presión transistor-disipador está determinada por el torque ejercido sobre los pernos que de paso fijan al impreso sobre el disipador y sirven de conexión eléctrica del colector. Mediante separadores se evita que los impresos se acerquen demasiado a su respectivo disipador previniendo cortocircuitos. Con "espaguetti" se asegura que ni los pernos ni los terminales de base y emisor hagan contacto con el disipador.

-Preparación de la resistencia de potencia R12 pues en el mercado si bien no existe una con las especificaciones requeridas (8.3 Ω / 130W), es posible conseguir bases de cerámica y niquelina, elementos principales para la fabricación de R12. El montaje de R12 se lo hace sobre uno de los laterales

asegurándose de que exista aislamiento eléctrico según se indica en los planos 1-09 y 1-10.

-Conformación del ducto o unión de los laterales, cuya fabricación pudo haberse encargado previamente, con los disipadores; este ducto permite el máximo aprovechamiento del aire forzado proveniente de los ventiladores. Los detalles mecánicos se muestran en los planos 1-09 y 1-10.

Las pruebas que pueden realizarse a este nivel son: prueba de aislamiento impresos-disipadores y prueba de impedancia de entrada entre P1 y P2 con un óhmetro. Entre P1 y P2 en un sentido debe haber alta impedancia y en el otro conducción por los diodos de los puentes.

3.1.3. VARIOS

Por su influencia para la determinación del tamaño final del regulador destaca además de la tarjeta de control y el módulo de potencia el autotransformador T1 cuyos detalles de ensamblaje se muestran en el plano 1-11.

Para considerar a todos los componentes enumeramos a continuación a los más pequeños:

- Cordón de entrada 3x16 AWG
- Breaker de encendido SW1
- Filtro de entrada
- Transformadores sensores TS1 y TS2
- Bloque de indicadores
- Portafusible y fusible F1
- Dos tomas dobles, que para la capacidad nominal del equipo son suficientes.

3.2.1. DIAGRAMA DE INTERCONEXION DE PARTES

A partir de lo descrito en 3.1 y del diagrama de bloques (fig 1.3.) se estructura el plano de interconexión de partes con referencia 2-1 o plano esquemático que detalla y etiqueta las entradas/salidas de los bloques constructivos del regulador.

3.2.2. DIAGRAMA DE MONTAJE

Con la descripción física de todos los elementos enumerados en 3.1. se realizan montajes imaginarios hasta dar con aquel que cumpla con los siguientes requerimientos:

- Volumen ocupado mínimo
- Ruido acústico mínimo
- Tarjeta de control vertical y accesible
- Cordón de entrada, portafusible y tomas en la parte posterior
- Indicadores y Breaker SW1 en la parte frontal
- Estética

El plano 2-2 muestra el montaje ideal resultante.

3.2.3. DISEÑO DEL MUEBLE

Según el plano 2-2 el ancho del mueble no debe ser menor a 30 cm pues sólo así caben módulo de potencia, T1 y control. La profundidad no debe ser menor a 20 cm para facilitar la manipulación de la tarjeta de control. La altura del mueble

está definida por la altura de T1 (11.5 cm según plano 1-11) ,se escoge una altura igual a 12.5 cm.

En resumen las mínimas dimensiones espaciales del mueble son:

ancho : 30 cm

altura: 12.5 cm

profundidad: 20 cm

Por su simplicidad, y su costo, se escoge el diseño mostrado en los planos 2-3, 2-4, 2-5 y 2-6. El mueble está constituido por dos partes: la base y la tapa ambas hechas de tol.

Las aletas de la base (plano 2-3) sirven de refuerzo, sujeción para la tapa y mejoran la apariencia frontal y posterior. T1, TS1, TS2, Filtro de entrada y la base del control van sujetos al fondo mediante pernos. El módulo de potencia va sujetado a la parte posterior mediante 4 tornillos. La tapa se fija a la base mediante 8 tornillos.

3.2.4. CABLEADO Y PRUEBAS

Con todos los componentes fijos a la base del mueble metálico se dispone del dato de distancias entre los mismos y puede estructurarse la tabla 3.3 que describe dimensiones y tipos de alambres involucrados; todos los cables que llegan o salen de la tarjeta de control deben tener en su terminal enchufes "hembra" con esto se facilita el alambrado y también el reemplazo de la tarjeta ante eventuales daños.

Para el alambrado se utiliza como referencia el plano 2-1. La posterior conexión de una tarjeta de control no

LISTADO DE HILOS PARA EL ALAMBRADO

NOMBRE	DESDE	HASTA	LON.(CM)
CABLE N° 16 AWG			
1	Fase del cordón de entrada	Interruptor de entrada SW1	27
2	Neutro del cordón de entrada	Neutro del filtro (entrada)	30
3A	Tierra del cordón de entrada	Empalme de tierras	19
3B	Tierra del filtro (entrada)	Empalme de tierras	23
3C	Tierra de las tomas	Empalme de tierras	10
4	Interruptor de entrada SW1	Fase del filtro (entrada)	9
5A	Neutro del filtro (salida)	Empalme de neutros	26
5C*	Entrada de T1 (neutro)	Empalme de neutros	20
5F	Neutro de las tomas	Empalme de neutros	15
6A	Fase del filtro (salida)	C4-2 de la tarjeta de control	26
11	P1 del módulo de potencia	C4-4 de la tarjeta de control	25
12*	Tap elevador de T1	P2 del módulo de potencia	23
13*	Tap reductor de T1	P3 del módulo de potencia	17
20*	Entrada de T1 (fase)	C4-1 de la tarjeta de control	10
23A	C4-3 de la tarjeta de control	Fusible F1	20
24A	Fusible F1	Fase de las tomas	15
Longitud total:			315
CABLE N° 24 AWG			
50*	Entrada de TS1	Empalme de neutros	13
50*	Entrada de TS2	Empalme de neutros	13
5E	P12 del módulo de potencia	Empalme de neutros	18
60*	Entrada de TS1	Fase del filtro (salida)	10
7*	Salida de TS1 (-12V)	C2-3 de la tarjeta de control	15
8*	Salida de TS1 (-12V)	C2-4 de la tarjeta de control	15
9*	Salida de TS1 (+12V)	C2-5 de la tarjeta de control	15
10*	Salida de TS1 (+12V)	C2-6 de la tarjeta de control	15
14	C3-1 de la tarjeta de control	P4 del módulo de potencia	27
15	C3-2 de la tarjeta de control	P5 del módulo de potencia	27
16	C2-8 de la tarjeta de control	P6 del módulo de potencia	23
17	C2-9 de la tarjeta de control	P7 del módulo de potencia	23
18	P8 del módulo de potencia	C2-7 de la tarjeta de control	22
21*	Salida de TS2	C2-1 de la tarjeta de control	14
22*	Salida de TS2	C2-2 de la tarjeta de control	14
Longitud total :			264

* Este cable es parte del respectivo componente

Tabla 3.3 Hilos para el alambrado

comprobada debe realizarse por pasos a fin de evitar daños en los demás componentes:

-Con todo el equipo alambrado enchufar solamente C2-3, C2-4, C2-5, C2-6, C2-7 y C3-1; eliminar la posibilidad de cortocircuitos en los demás conectores; energizar el equipo cerrando SW1 y comprobar que los voltajes son los adecuados en los puntos de prueba +12V - 0V y -12V - 0V. En estas mismas condiciones y alimentando al equipo desde una fuente variable puede verificarse el "comparador de ventana" con sus respectivos indicadores y parte de "circuitos lógicos" y "control y arreglo de relés". Al desconectar C2-7 se simulará una condición de sobretemperatura.

-Desenergizando el equipo, enchufar todos los conectores restantes a excepción de C3-2. Cerrar SW1 y verificar: reacción del módulo de potencia. Dentro del control: "adaptador de señal de entrada", "extractor DC", "generador de referencia" y; simulando condiciones de falla en el módulo de potencia, el "detector de sobrevoltaje".

-Con el equipo apagado enchufar C3-2. Cerrar SW1 y verificar dentro del control al "extractor procesador de error" y al "actuador"; comprobar el buen funcionamiento del amplificador y del equipo en general trabajando a lazo cerrado.

Concluidas estas pruebas, el prototipo debe ser calibrado preparándolo para pruebas más rigurosas.

sin embargo si las perspectivas son producir industrialmente al regulador el mejor método de fabricación es el denominado "producción en serie". Bajo esta premisa se hace todo el análisis técnico-económico considerando como escenario una pequeña empresa cuyos recursos son limitados; algo común en nuestro medio.

3.3.1. DEFINICION DEL PROYECTO

Para poder realizar una estimación de los costos reales de producción del regulador se supondrá que se va a producir máximo 8 equipos quincenales durante esta etapa de lanzamiento del producto. La empresa que ejecutará el proyecto, por estar a su alcance, decide: arrendar un área adicional, adquirir equipo y herramientas, adquirir materiales para 50 equipos y contratar el personal técnico indispensable.

La fabricación de los impresos, del mueble metálico y de los laterales del módulo de potencia; se encarga a empresas especializadas.

Las actividades que conforman el proyecto se detallan a continuación:

- Transformadores, comprende construcción y pruebas de T1, T61 y T62 a partir de lo diseñado en 2.3.1.
- Preparación de base o fabricación del soporte para la tarjeta de control según 3.1.1.3.
- Preparación de alambrado, o corte y etiquetación de los conductores según la tabla 3.3.
- Preparación de módulo de potencia, contempla la fabricación y sujeción de R12 mas la perforación de disipadores.

-Módulo de potencia, comprende su armado y pruebas según lo descrito en 3.1.2.3.

-Fijación de componentes a la base del mueble metálico

-Alambrado o interconexión de componentes

-Fijación de componentes o armado de la tarjeta de control

-Pruebas del control en un equipo destinado a la comprobación de componentes.

-Pruebas finales, comprende: pruebas y ajustes del regulador, control final de calidad y embalaje.

Se necesitan -como recursos- 4 técnicos:

-Uno con nivel medio-superior especializado en electrónica hará las veces de jefe del taller y como tal colaborará en el proceso productivo y realizará seguimiento y control

-Dos con nivel medio especializados en electrónica

-Y uno con nivel medio que será el ayudante.

Cada técnico dispondrá de su propio juego básico de herramientas; adicionalmente estarán disponibles: un osciloscopio para pruebas, un juego básico de herramientas y equipo para la fabricación de los transformadores y demás trabajos mecánicos.

3.3.2. COSTOS

3.3.2.1. COSTOS DIRECTOS

En este literal se resumen los costos que corresponden a materiales, y los costos de recursos. Para mayores detalles, véase el anexo B.

a) Costos de materiales.-

Todos las cantidades son expresadas en sucres reales² a junio/92 . La tabla 3.4 muestra los costos por actividad y por unidad de tiempo (Ds L = día laborable). Las actividades fueron definidas en 3.3.1. El código de una actividad es un nombre corto que la identifica para facilitar su manejo.

ACTIVIDAD	CODIGO	COSTO(\$)
Transformadores	TRAFDS	37,498
Preparación de alambrado	PREP-ALAMBR	4,500
Preparación de la base del control	PREP-BASE	1,800
Preparación del módulo de potencia	PREP-MODULO	37,662
Armado del módulo de potencia	MODULO	42,284
Fijación de componentes el mueble	FIJACION	60,250
Armado de tarjeta de control	FIJ-CON	49,925
Pruebas de tarjeta de control	PRB-CON	1,000
Alambrado	ALAMBR	1,250
Pruebas finales	PRB-FIN	1,500
	Total	237,669

Tabla 3.4 Costos de materiales

Mientras hay actividades que no utilizan materiales sino solamente recursos; otras, como son las que tienen que ver con la fabricación del módulo de potencia, representan el 34% del total del equipo.

b) Costos de recursos.

Según 3.3.1. los recursos que se utilizan son: Mano de obra, equipo y herramientas. Por simplicidad, la tabla 3.5. los relaciona de acuerdo a su utilización en común.

DESCRIPCION DEL RECURSO	CANT	COD.	COSTO (\$/DIA)
Técnico electrónico nivel medio-superior + equipo + set de herramienta	1	TEC	9,165
Técnico electrónico nivel medio + set de herramienta	2	MED	7,188
Técnico nivel medio + set de herramienta	1	AY	6,118
Equipo y set de herramientas mecánicos	1	HM	473

Tabla 3.5 Costos de recursos

Dentro del personal utilizado hay dos con código "MED", para diferenciarlos uno del otro en lo futuro se los llamará MED1 y MED2.

3.3.2.2. COSTOS INDIRECTOS

Para obtener buenos resultados dentro del análisis de costos; los costos indirectos deben ser tomados en cuenta y evaluados adecuadamente. Los rubros considerados son: arriendo, energía, teléfonos y gastos administrativos.

COSTO INDIRECTO = 9,568 (\$/Ds L)

Para mayores detalles véase anexo B

3.3.3. PROGRAMACION Y CONTROL EN LA FABRICACION

El paquete "HTPM" es de gran ayuda para programar y hacer un seguimiento de lo programado. La tabla 3.6. resume en

base a la observación de procesos afines, las duraciones en función de recursos destinados por actividad.

El costo de los materiales está predefinido y no puede alterarse mayormente. El costo final que tiene que ver con recursos empleados puede controlarse, tendiendo a abaratar el producto final; así pues el principal objetivo será optimizar la utilización de recursos; para ello puede requerirse subdividir actividades previamente definidas.

Para programar se necesitan los siguientes datos:

- Definición de actividades (particiones)
- Duración estimada por actividad en días laborables (Ds L)
- Relación entre actividades
- Recursos disponibles
- Recursos destinados a cada actividad
- Costos

La duración estimada de cada actividad se la obtiene de la experiencia o de la observación de procesos afines; está ligada estrechamente con los recursos que pueden destinarse a cada actividad según la disponibilidad de los mismos. El proceso de fabricación impone restricciones que determinan la relación entre actividades. Con todos estos antecedentes y con ayuda del programa "HTPM"³ se halla el diagrama "PERT" más adecuado, (figura 3.1.) que describe paso a paso la ejecución esperada del proyecto.

Al producir bloques de reguladores quincenalmente, se dispondrá de equipos con este intervalo de tiempo, permitiendo una comercialización adecuada. Por los recursos disponibles las actividades se encaminan a preparar y construir 8 unidades.

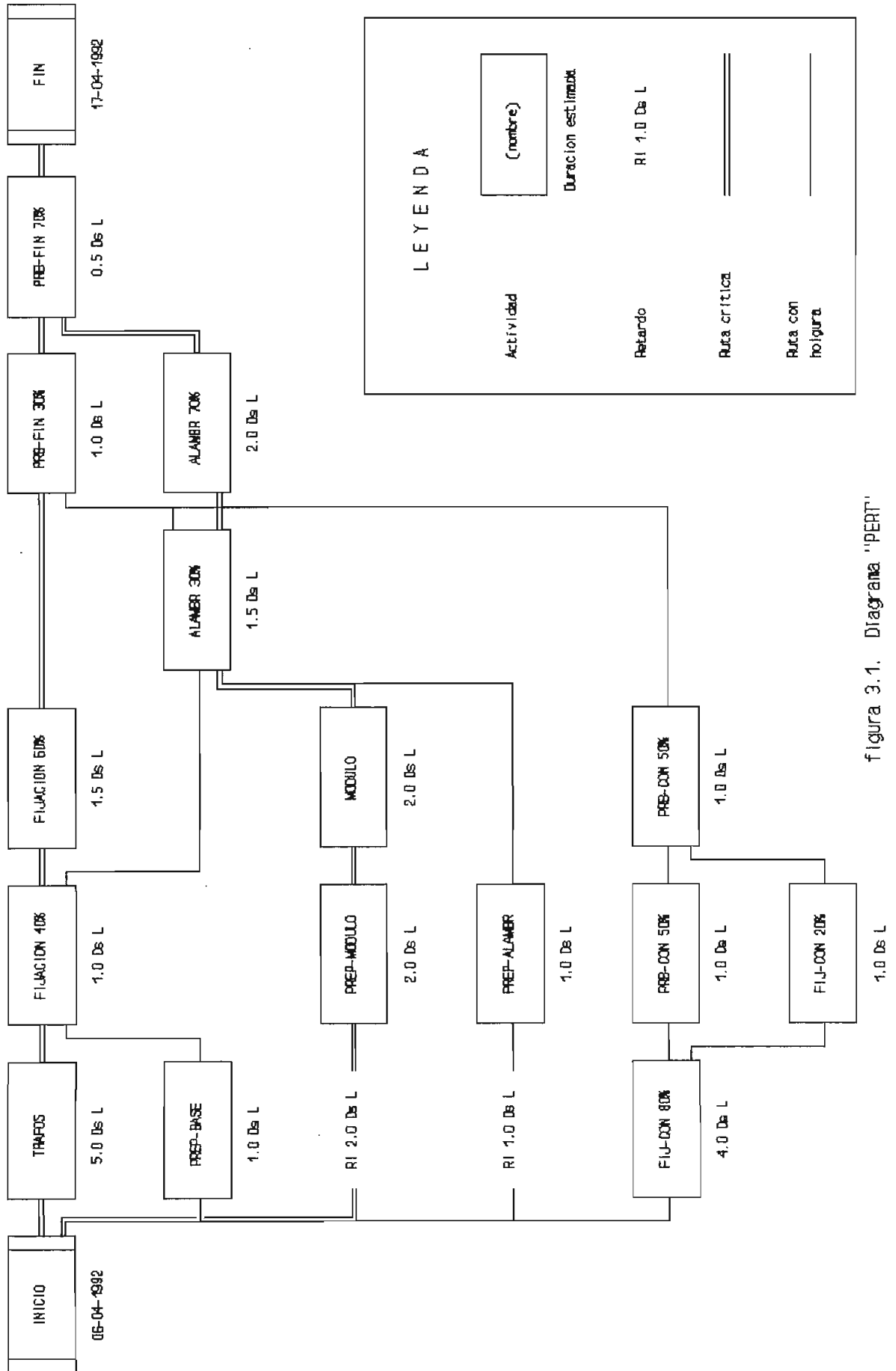


figura 3.1. Diagrama "PERT"

Con los datos de costos directos e indirectos por unidad, y con el diagrama "PERT" se obtienen los costos finales para 8 equipos (tabla 3.6.). El costo de producción por regulador a abril/92 será \$2'255,897 / 8 :

=> Costo de producción = \$281,987

ACTIVIDAD (CODIGO)	COSTO DE MATERIALES	DURACION (Ds L)	RECURSOS DESTINADOS	COSTO DE RECURSOS	COSTOS DIRECTOS
TRAFOS	299,984	5	MED2 + HM	38,305	338,289
PREP-BASE	14,400	1	AY	6,118	20,518
FIJ-CON 80%	319,520	4	MED1 + 0.5TEC	47,082	366,602
FIJ-CON 20%	79,880	1	MED1	7,188	87,068
PRB-CON 50%	4,000	1	TEC	9,165	13,165
PRB-CON 50%	4,000	1	TEC	9,165	13,165
PREP-ALAMBR	36,000	1	AY	6,118	42,118
PREP-MODULO	301,296	2	AY	12,236	313,532
FIJACION 40%	192,800	1	MED2 + HM	7,661	200,461
FIJACION 60%	289200	1.5	MED2 + HM	11,491	300,691
MODULO	338,272	2	AY + 0.5MED1	19,424	357,696
ALAMBR 30%	2,800	1.5	MED1 + AY	19,959	22,759
ALAMBR 70%	7,200	2	MED1 + MED2 + AY	40,988	48,188
PRB-FIN 30%	3,600	1	TEC	9,165	12,765
PRB-FIN 70%	8,400	0.5	MED1+MED2+AY+TEC	14,829	23,229
TOTALES	1,901,352.00			258,894.00	2,160,246.00
			COSTOS INDIRECTOS		95,650
			COSTO FINAL		2,255,896.00

Tabla 3.6 Costos finales

El precio en el que se venda cada regulador debe incluir: utilidad para la empresa y derecho de patente. Esto se cubre con un 13% adicional sobre el costo de producción.

Precio/regulador = 318,645 sucres a junio/92

4 PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1 OPERACION CON DIFERENTES TIPOS DE CARGAS

En este numeral se analiza el comportamiento del amplificador con cargas de diferentes tipos y su influencia en el funcionamiento del regulador.

4.1.1. CARGAS LINEALES

Cargas lineales son aquellas que exigen corrientes lineales a fuentes lineales de voltaje, simplificando su representación matemática. Por ser las más comunes se analizarán resultados con cargas resistiva e inductiva.

4.1.1.1 CARGA RESISTIVA

En la figura 4.1, las curvas de voltaje colector-emisor (V_{ce}) y corriente de colector (I_c) muestran claramente el comportamiento no lineal del amplificador. La alinealidad de V_{ce} corresponde a una distorsión de cruce por cero y se produce porque para valores de V_{ce} pequeños -con corriente de base permanentemente aplicada- los transistores trabajan en saturación (la forma de I_c mientras V_{ce} está en cero así lo confirma).

Si la corriente de base del amplificador no tuviese rizado, I_c presentaría una distorsión por saturación; pero por el tipo de control empleado hay un rizado presente que se refleja en I_c obteniendo la curva de la figura 4.1.

CARGA RESISTIVA
 $V_i=115V; V_o=115V; I_o=2.2A$

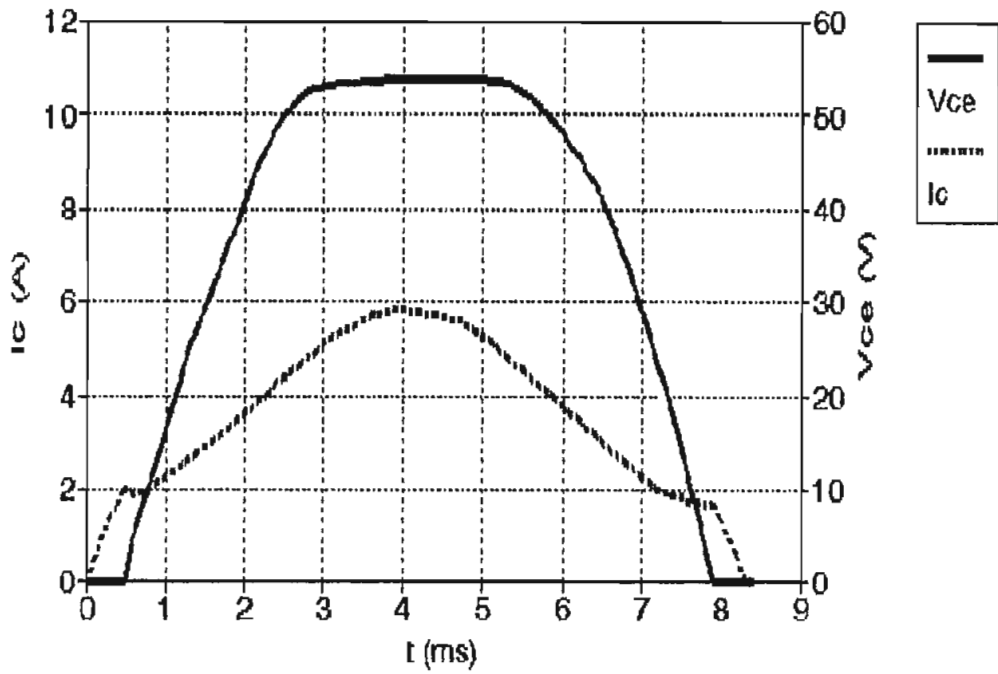


figura 4.1 V_{ce} e I_c para carga resistiva

CARGA RESISTIVA
 V_{ce} vs I_c

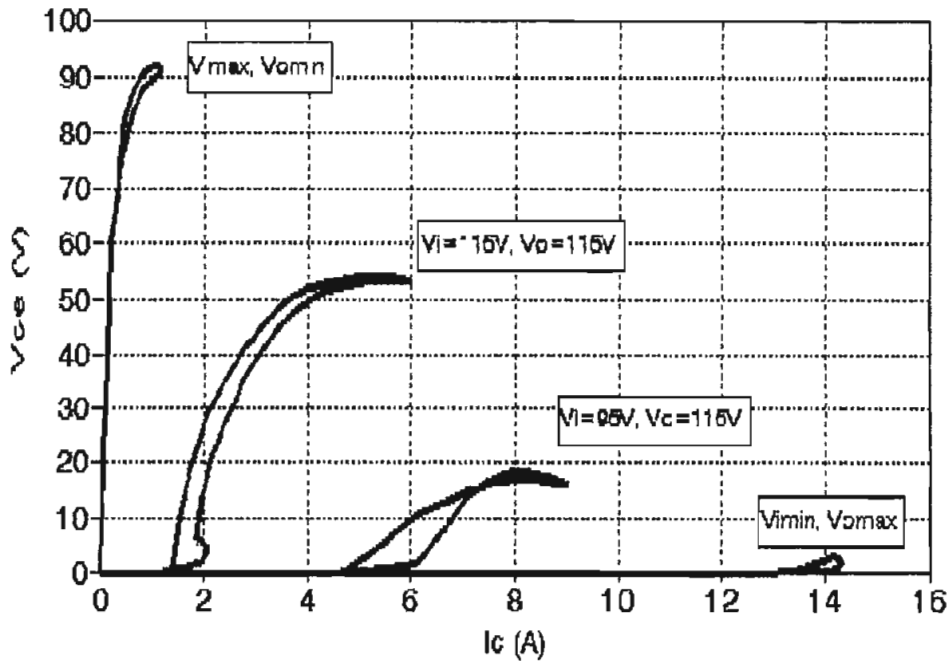


figura 4.2 V_{ce} vs I_c para carga resistiva

La figura 4.2 muestra funciones de transferencia entre V_{ce} e I_c para diferentes condiciones de funcionamiento del regulador.

Los transistores del amplificador se acercan a la zona de corte a medida que el voltaje de entrada V_i aumenta y el voltaje de salida es ajustado a un menor valor. La condición más cercana al corte es cuando $V_i = V_{i\text{máx}}$ y $V_o = V_{o\text{mín}}$; el amplificador entrará al corte cuando la corriente de carga I_o sea menor a la correspondiente a la potencia mínima de regulación $P_{o\text{mín}}$.

La distorsión de cruce de V_{ce} se va haciendo más notoria con la disminución de V_i . Los transistores del amplificador se acercan a la zona de saturación a medida que el voltaje de entrada V_i disminuye y el voltaje de salida es ajustado a un mayor valor. La condición más cercana a la saturación es cuando $V_i = V_{i\text{mín}}$, $V_o = V_{o\text{máx}}$ e $I_o = I_{o\text{máx}}$.

El amplificador no entra en saturación para ninguna condición, evitando con ello la saturación de los elementos activos del control y por lo tanto el paso de picos destructivos hacia la carga.

Todas las funciones de transferencia claramente muestran el comportamiento a lineal del amplificador, aún cuando éste se encuentre trabajando en la región activa normal (valores medios de V_i). Sin embargo la forma de onda del voltaje de salida no se ve afectada y V_o es lineal.

4.1.1.2. CARGA INDUCTIVA

Para la prueba se escogió una carga inductiva con factor de potencia 0.75; en la práctica muy difícilmente se manejan

CARGA INDUCTIVA ($f_p=0.75$)

$V_i=115V, V_o=115V, I_o=1.8A$

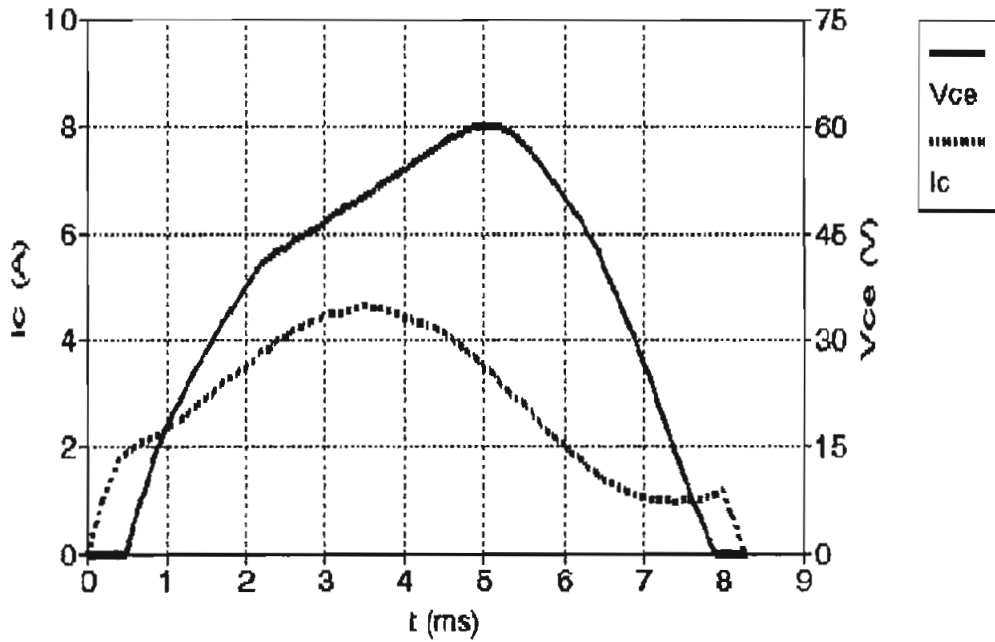


figura 4.3 V_{ce} e I_c típicas para carga inductiva

V_{ce} vs I_c ($f_p=0.75$)

$V_o=115V, I_o=1.8A$

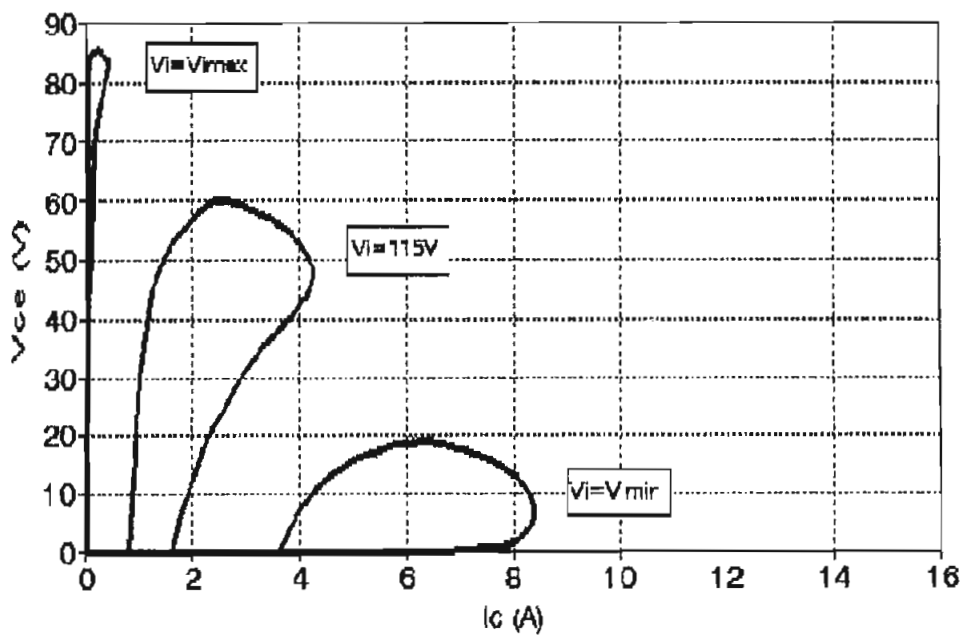


figura 4.4 V_{ce} vs I_c para carga inductiva

factores de potencia menores.

En la figura 4.3. se aprecia que a diferencia de la carga resistiva, para carga inductiva el pico de corriente I_c no coincide con el pico de voltaje V_{ce} . El corrimiento provoca una distorsión asimétrica en V_{ce} ; a más de la distorsión de cruce por cero, también presente.

La figura 4.4 (en comparación con la figura 4.2), resalta el corrimiento $V_{ce}-I_c$. Para valores extremos de V_i , el amplificador tiende hacia el corte y la saturación. La tendencia a la saturación produce un incremento de la distorsión de cruce por cero en V_{ce} .

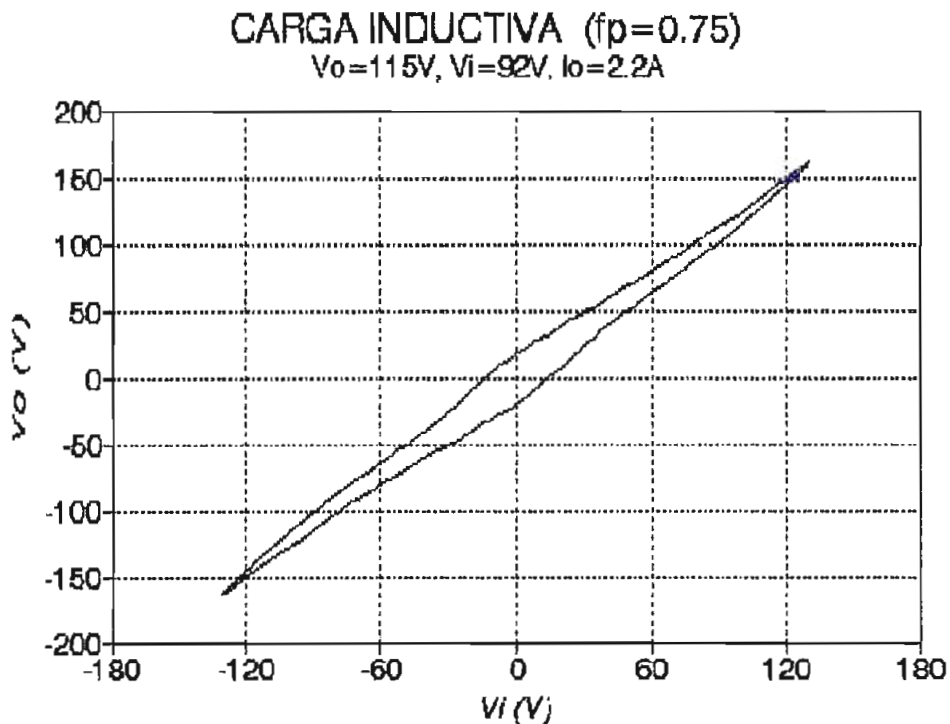


figura 4.5. V_o vs V_i para carga inductiva

Al tratar con cargas inductivas debe existir un retorno de energía hacia la red. En el regulador el único camino para

este retorno de energía es la resistencia de potencia R , pues el amplificador --por su configuración-- es un elemento unidireccional. La condición para que exista flujo de energía reactiva es un desfase entre V_o e I_o ; esto a su vez produce un desfase entre V_o y V_i .

La figura 4.5 muestra la condición de máximo desfase V_i - V_o que ocurre para $V_i = V_{i\text{mín}}$. Para una misma condición de carga, al ser V_o aproximadamente constante la cantidad de energía reactiva también lo será; entonces si el voltaje de entrada disminuye el desfase debe aumentar y viceversa. Si bien la curva (fig 4.5) no es una elipse, debido a la distorsión; es claro en la misma, el adelanto que existe entre V_i y V_o .

4.1.2. CARGA NO LINEAL

Para simular la carga no lineal que representa una fuente dc común se conectó al regulador una carga resistiva a través de un rectificador y un filtro dc. De esta manera se consigue que la corriente de carga I_o tenga una alta distorsión de cruce por cero. La potencia no lineal puede evaluarse como el producto del voltaje dc aplicado a la carga resistiva por la corriente circulante dc.

La forma de onda de V_{ce} (figura 4.6) presenta una distorsión tal que implícitamente indica la imposibilidad de mantener a V_o con una forma sinusoidal debido a que el control no realiza una comparación punto a punto. Al existir por parte de la carga una exigencia de corriente sólo durante cierto tiempo de cada semiciclo, se produce una deformación en V_o

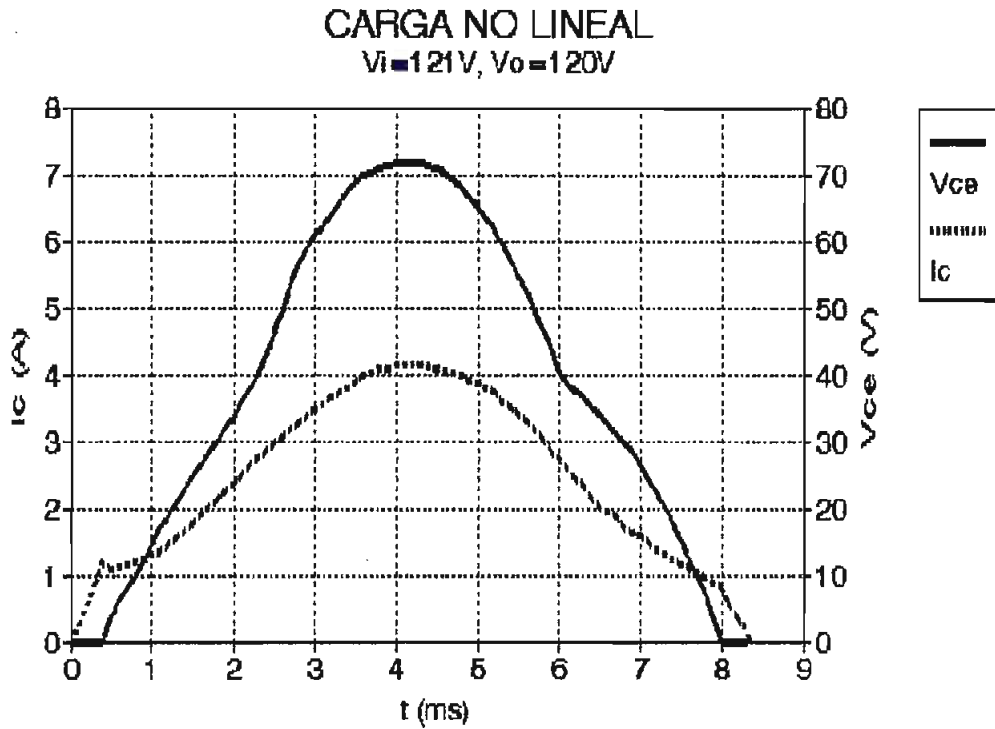
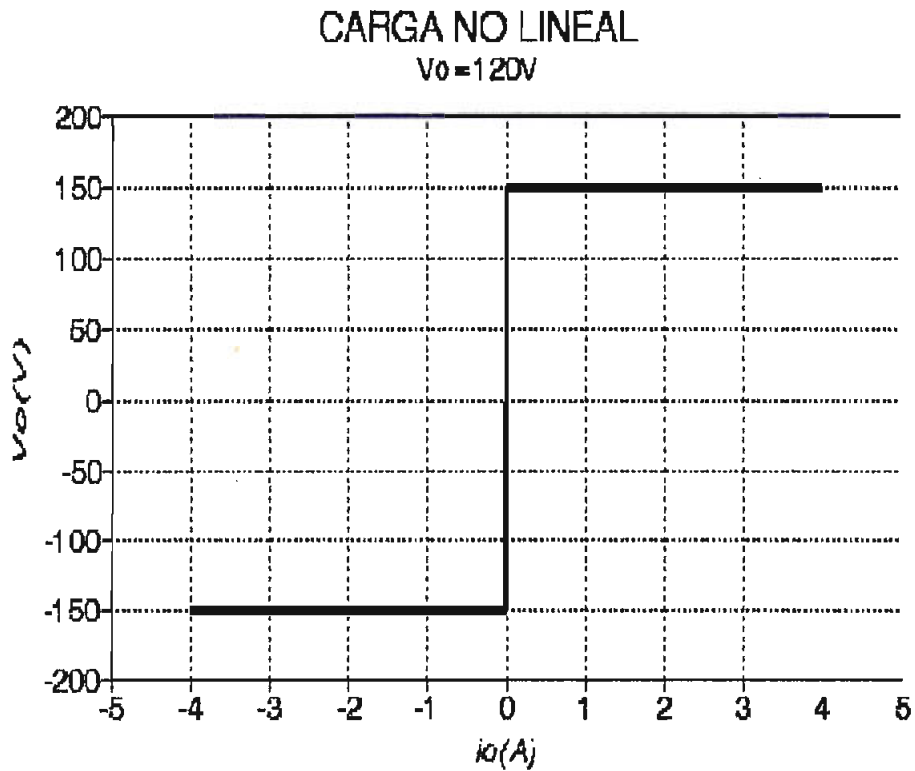
figura 4.6. V_{ce} e I_c para carga no lineal

figura 4.7 Carga no lineal

en este mismo intervalo de tiempo; la figura 4.7. aclara lo dicho.

Las figuras 4.8 y 4.9 traen información adicional. Para valores bajos de V_i y límites de I_o , I_c experimenta una distorsión durante el tiempo de exigencia de corriente de carga, que acelera la saturación del amplificador. Las consecuencias son obvias:

Sea el porcentaje de carga no lineal %CNL la relación entre el valor de la potencia no lineal y la suma del valor de la potencia no lineal con la suficiente potencia lineal como para completar la potencia de salida nominal (500 W). Para %CNL=100% el voltaje de entrada mínimo que garantiza la no saturación del amplificador no siempre es $V_{i\min}=92V$ sino que está en función del ajuste del voltaje de salida. Esto significa que para cumplir con las especificaciones esperadas no se podrá cargar al regulador con el 100% de carga no lineal sobre cierto valor de voltaje de salida; estos resultados se detallan en la figura 4.10.

No es solamente la saturación del amplificador la que impone restricciones a %CNL sino que también, debido a que I_c supera el nivel de protección de 16 A pico definido para el amplificador empieza una oscilación a causa de la desconexión y conexión de los transistores de potencia.

CARGA NO LINEAL

$V_o=120V$

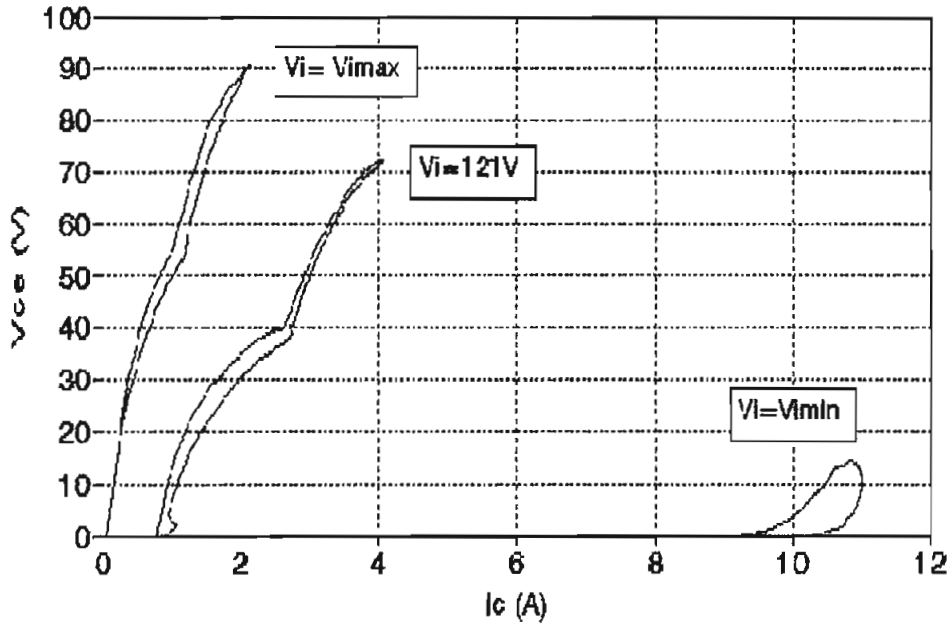


figura 4.8 V_{ce} vs I_c para carga no lineal

CARGA NO LINEAL (%CNL=100%)

$V_i=113V, V_o=113V$

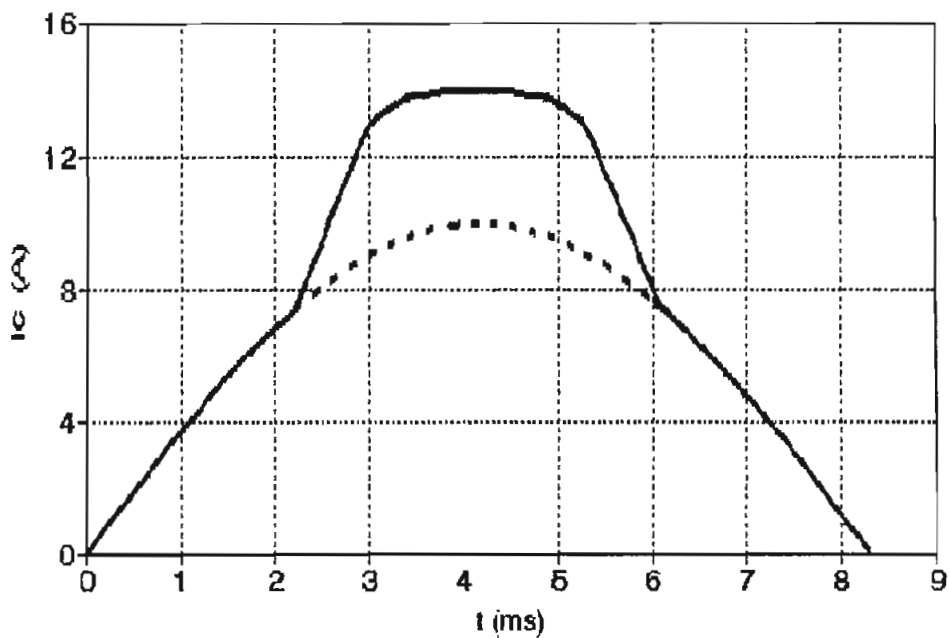


figura 4.9 I_c para %CNL=100%

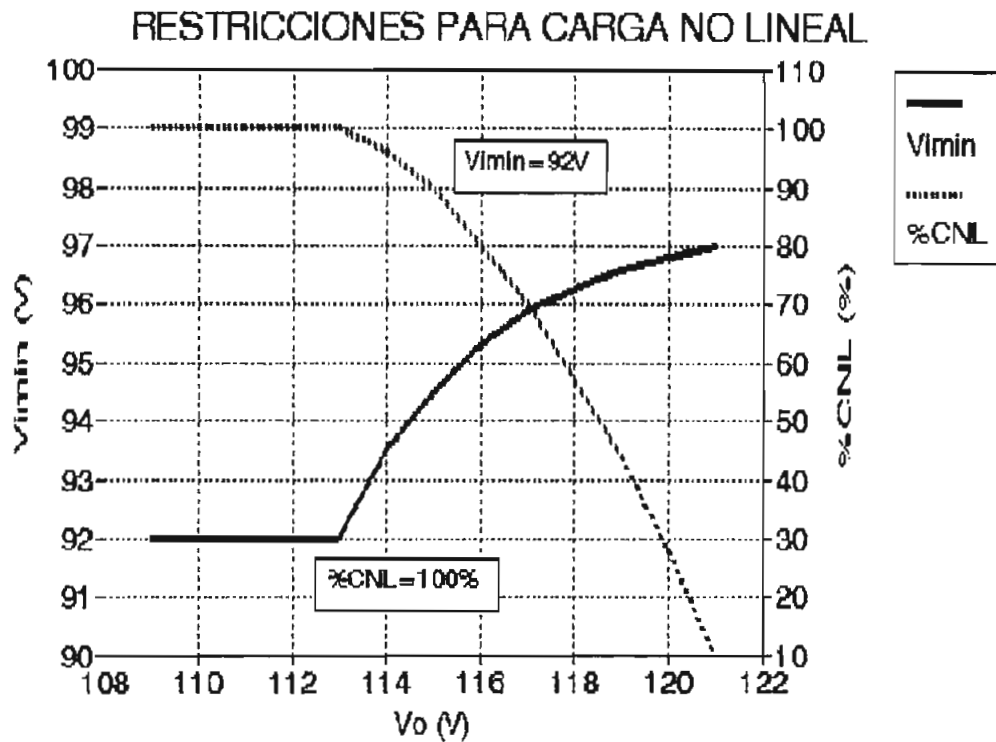


figura 4.10 V_{imin} y %CNL vs V_o

4.2

REGULACION Y RENDIMIENTO

4.2.1 CARGA RESISTIVA

Por la disponibilidad de varios valores de este tipo de carga es posible enfocar las pruebas para obtener resultados de regulación ante voltaje de entrada variable y ante carga variable.

La máxima corriente de carga exigida al regulador variará según el ajuste del voltaje de salida pues siempre debe cumplirse con la especificación de potencia de salida nominal igual a 500W.

Las lecturas del voltaje de salida V_o , para mayor precisión, fueron tomadas con el multímetro FLUKE 8060A que es un medidor del verdadero valor rms.

Las figuras 4.11 a 4.13, comprueban que el voltaje de salida se mantiene dentro del margen especificado de regulación ($\pm 1.5\%$) para variaciones del voltaje de entrada entre 92 y 132V. El margen especificado de regulación se representa en las figuras como la zona entre las dos líneas de segmentos. Cada figura tiene varias curvas, y cada curva representa una condición diferente de carga; para cargas muy pequeñas ($P_o < P_{omin}$) el regulador no trabaja.

Con buena aproximación puede decirse que las condiciones más idóneas para realizar el ajuste del voltaje de salida son: $V_i = 115V$ y media carga. Se consigue de esta forma centrar al valor del voltaje ajustado dentro de la zona que representa al margen de regulación.

En las figuras 4.14 a 4.16 se observa que la variación del voltaje de salida V_o respecto a la corriente de carga I_o está por debajo del $\pm 1.5\%$ especificado. $P_o < P_{omin}$ para valores altos de V_i y bajos de I_o . Para determinar la mínima corriente de carga que garantiza regulación, y por lo tanto P_{omin} , basta con determinar la corriente que corresponde al punto de intersección entre la curva para $V_i = 132V$ y la línea de segmentos que representa al límite superior del margen especificado de regulación.

En resumen, con carga resistiva, la regulación del equipo siempre es menor a $\pm 1.5\%$ para cualquier valor de V_i e I_o dentro de los márgenes especificados.

REGULACION

Vo vs Vi (Vo=111.2V)

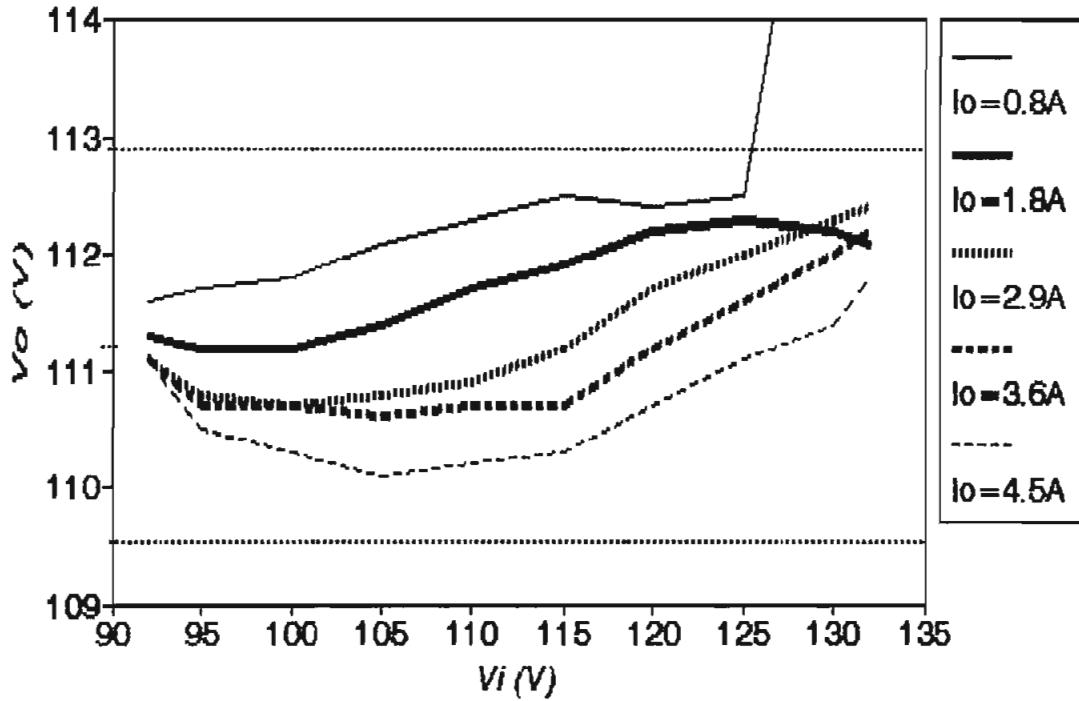


figura 4.11 Vo vs Vi para carga resistiva

REGULACION

Vo vs Vi (Vo=116.1V)

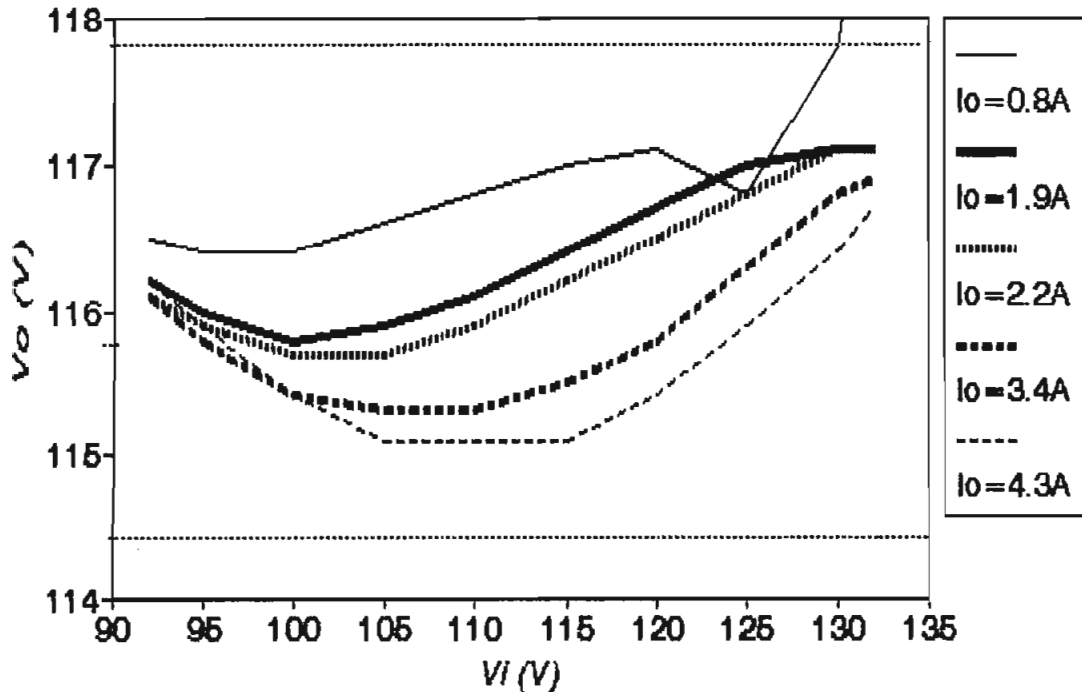


figura 4.12 Vo vs Vi para carga resistiva

REGULACION Vo vs Vi (Vo=120.7V)

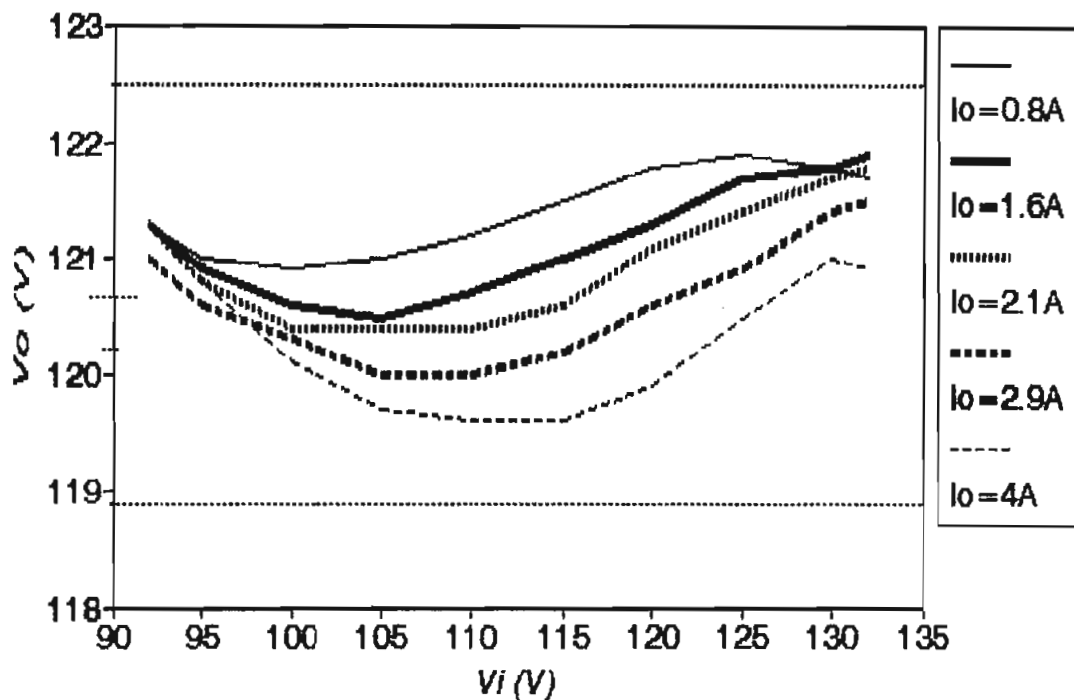


figura 4.13 Vo vs Vi para carga resistiva

REGULACION Vo vs Io (Vo=111.2V)

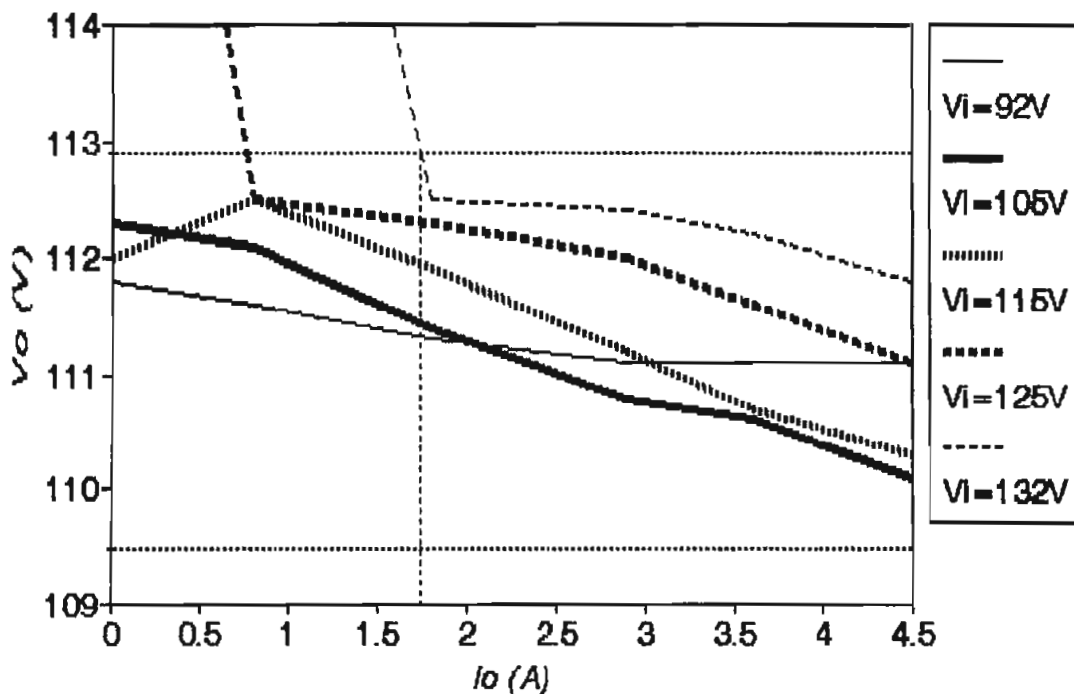


figura 4.14 Vo vs Io para carga resistiva

REGULACION

V_o vs I_o ($V_o=116.1V$)

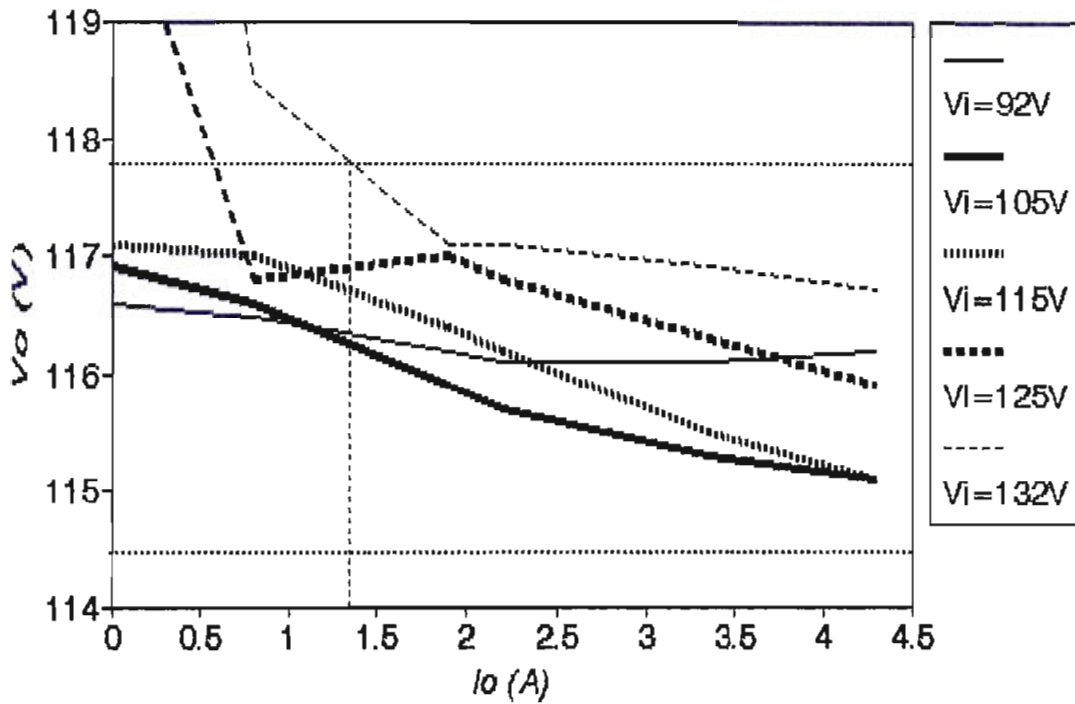


figura 4.15 V_o vs I_o para carga resistiva

REGULACION

V_o vs I_o ($V_o=120.7V$)

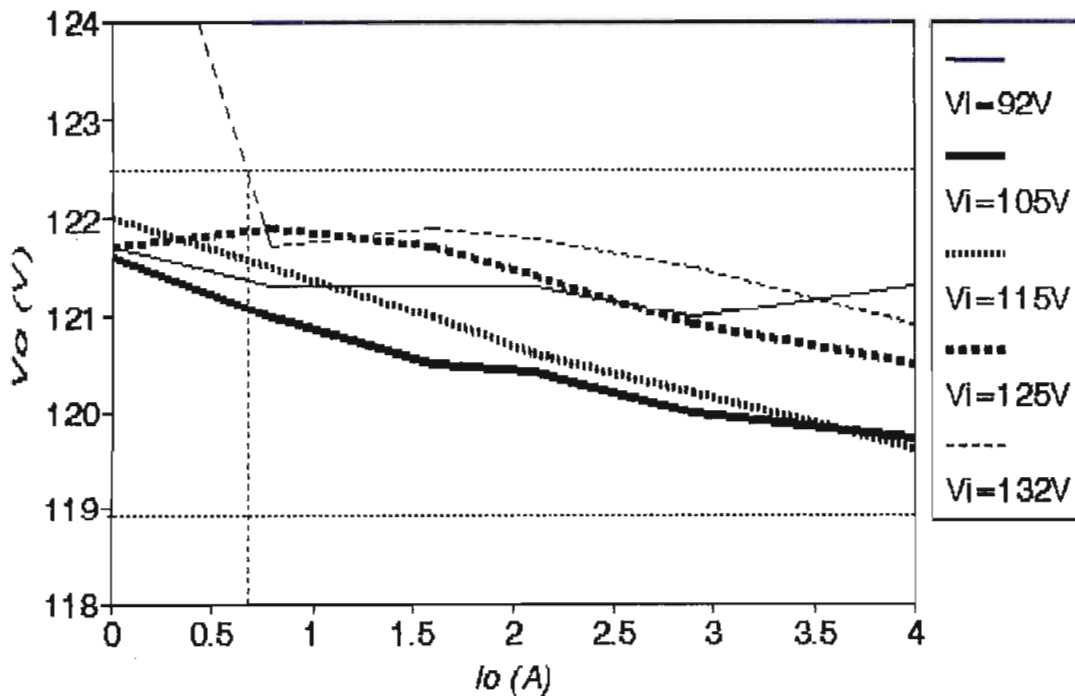
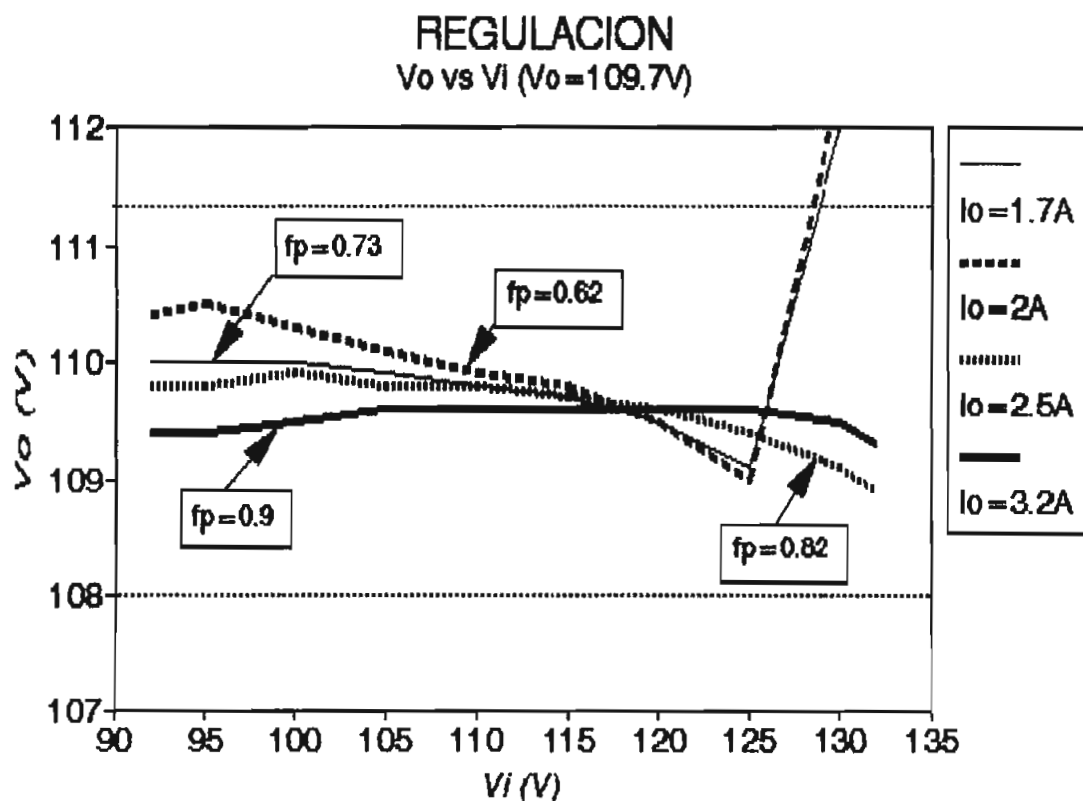


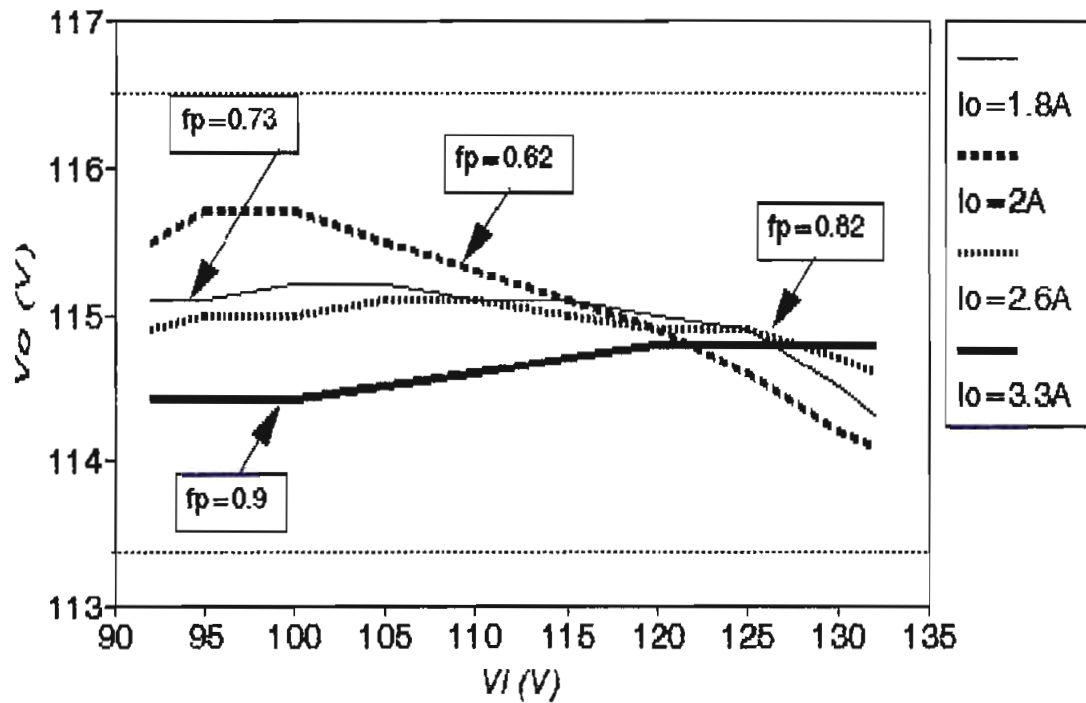
figura 4.16 V_o vs I_o para carga resistiva

4.2.2 CARGA INDUCTIVA

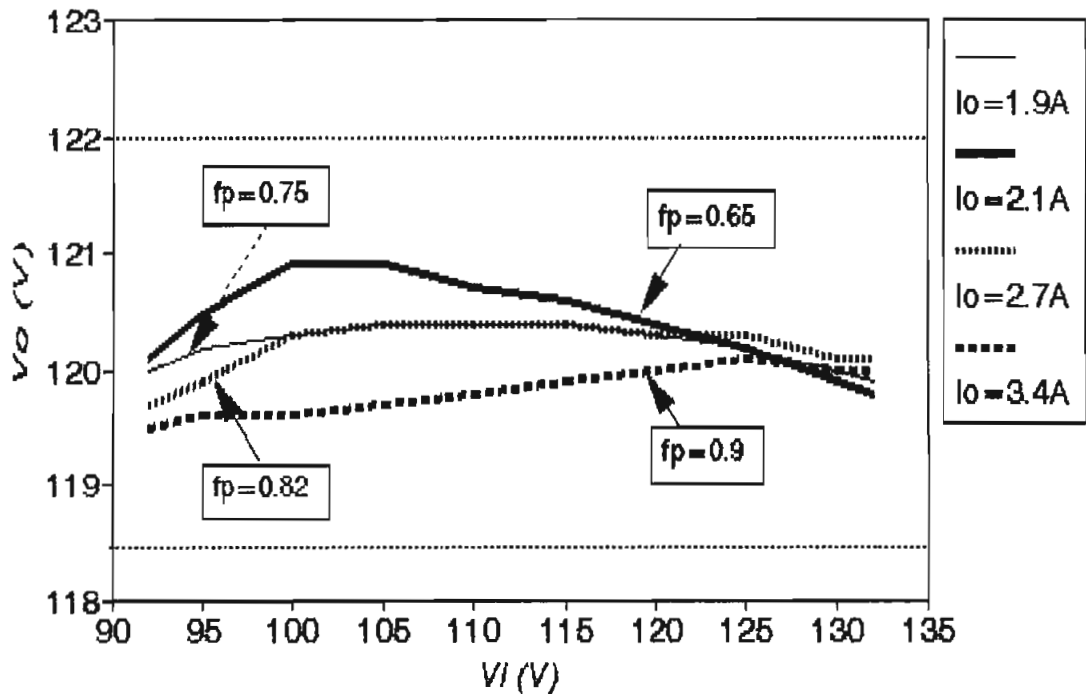
En la práctica, para pruebas resulta difícil conseguir cargas inductivas con múltiples magnitudes y factores de potencia, es por esto que las figuras 4.17 a 4.19 muestran la regulación ante variaciones de entrada para pocos estados de carga. Aún así, por la tendencia de las curvas, puede concluirse que la regulación es mucho mejor con este tipo de carga que con carga resistiva. Está vigente el requerimiento de una potencia mínima que garantice la regulación.

figura 4.17 V_o vs V_i para carga inductiva

REGULACION Vo vs Vi ($V_o=114.9V$)

figura 4.18 V_o vs V_i para carga inductiva

REGULACION V_o vs V_i ($V_o=120.2V$)

figura 4.19 V_o vs V_i para carga inductiva

4.2.3 CARGA NO LINEAL

Se realizaron pruebas para cuatro estados de carga con y sin contenido de carga lineal (I_{o1}). Una carga no lineal exige una corriente cuyo contenido armónico provoca lecturas erróneas en los amperímetros de pinzas convencionales; por esta razón lo mejor es monitorear la forma de onda de la corriente. Con un osciloscopio se puede medir el pico de I_o y el tiempo de su presencia durante cada semiciclo; este último durante las pruebas varió entre 3 y 3.6 milisegundos.

De las figuras 4.20 a 4.22 se concluye que si bien la regulación permanece bajo el $\pm 1.5\%$, para carga no lineal es mayor que para cargas resistiva e inductiva.

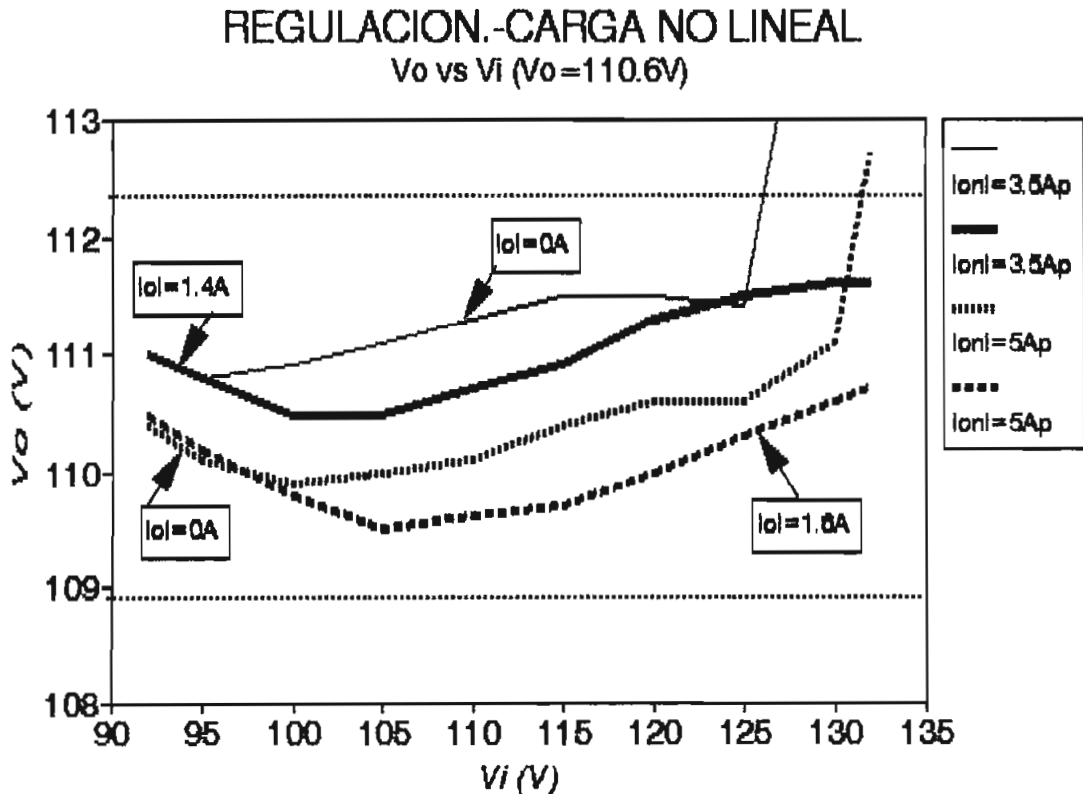


figura 4.28 V_o vs V_i para carga no lineal

REGULACION.-CARGA NO LINEAL
 V_o vs V_i ($V_o=115.3V$)

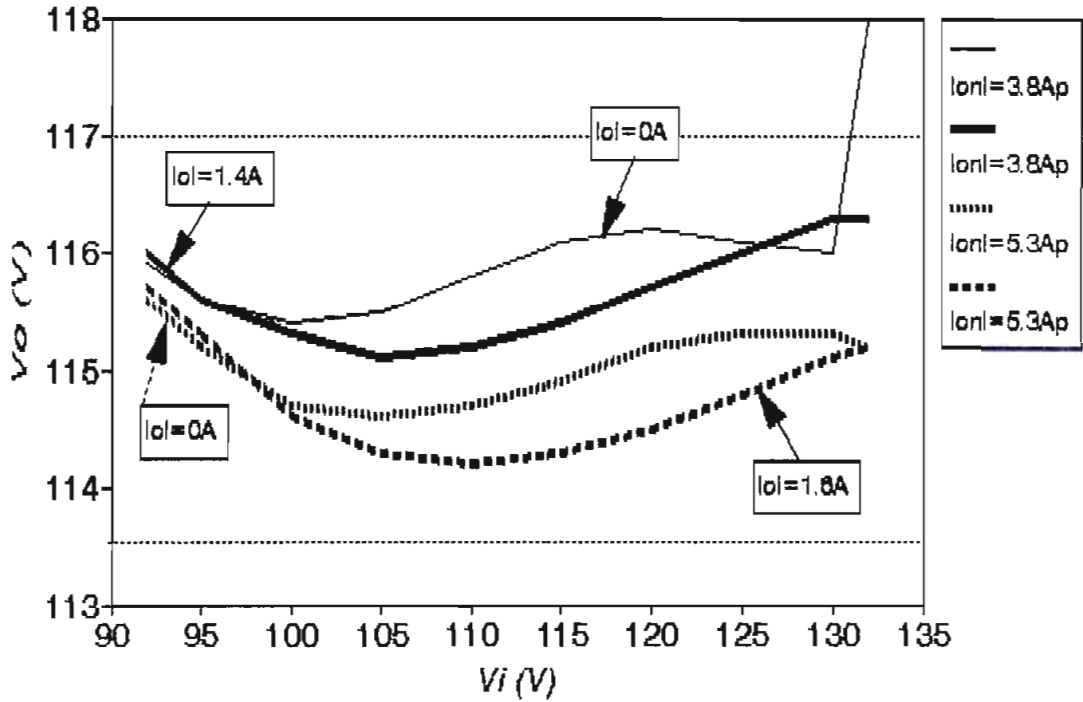


figura 4.21 V_o vs V_i para carga no lineal

REGULACION.-CARGA NO LINEAL
 V_o vs V_i ($V_o=120.4V$)

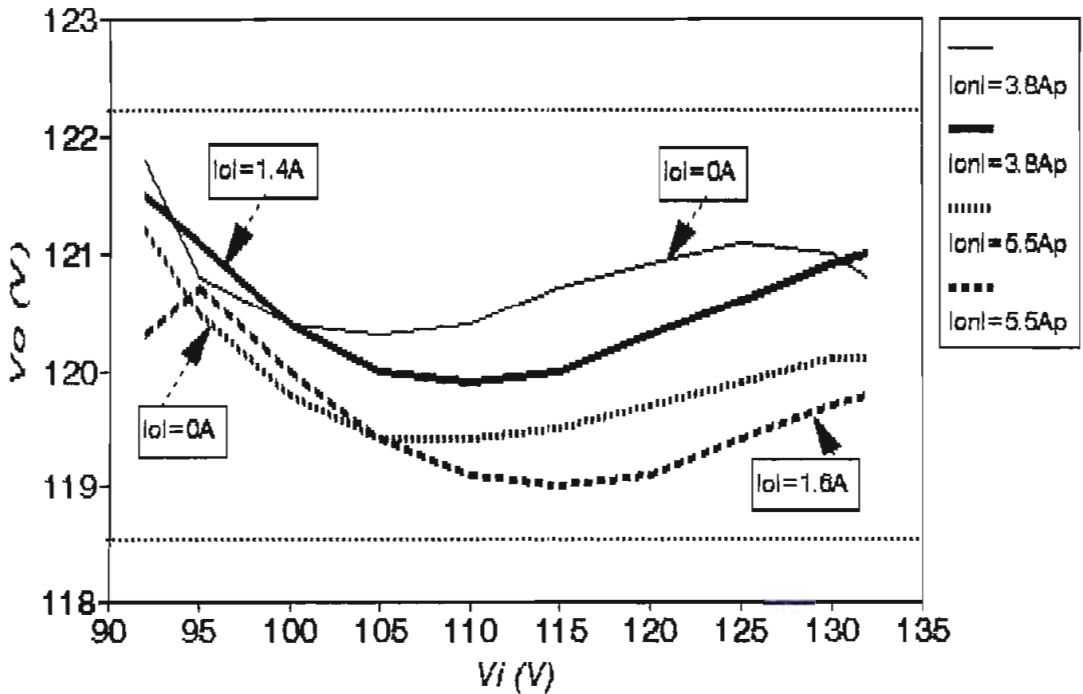


figura 4.22 V_o vs V_i para carga no lineal

4.2.4 POTENCIA DE SALIDA MINIMA

A partir de las figuras 4.14 a 4.16 puede estructurarse la figura 4.23 que representa la variación del requerimiento de potencia mínima que garantiza la regulación respecto al ajuste del voltaje de salida. En la peor condición ($V_o = V_{o\min}$) $P_{o\min}$ no supera el 50% de la carga nominal; se satisface entonces una restricción impuesta durante el diseño del regulador. Para $V_o = V_{o\max}$, $P_{o\min} < 20\%$ haciendo a esta limitación poco influyente en el funcionamiento del equipo.

La curva teórica de $P_{o\min}$ se obtiene reemplazando en la ecuación 1.6 a la peor condición de V_i es decir $V_i = 132V \Rightarrow$
 $P_{o\min} = 15.26 * V_o - (V_o^2) / 8.3 \text{ (W)} \Rightarrow P_{o\min\%} = P_{o\min} / 500$

La curva teórica está algo por encima de la medida.

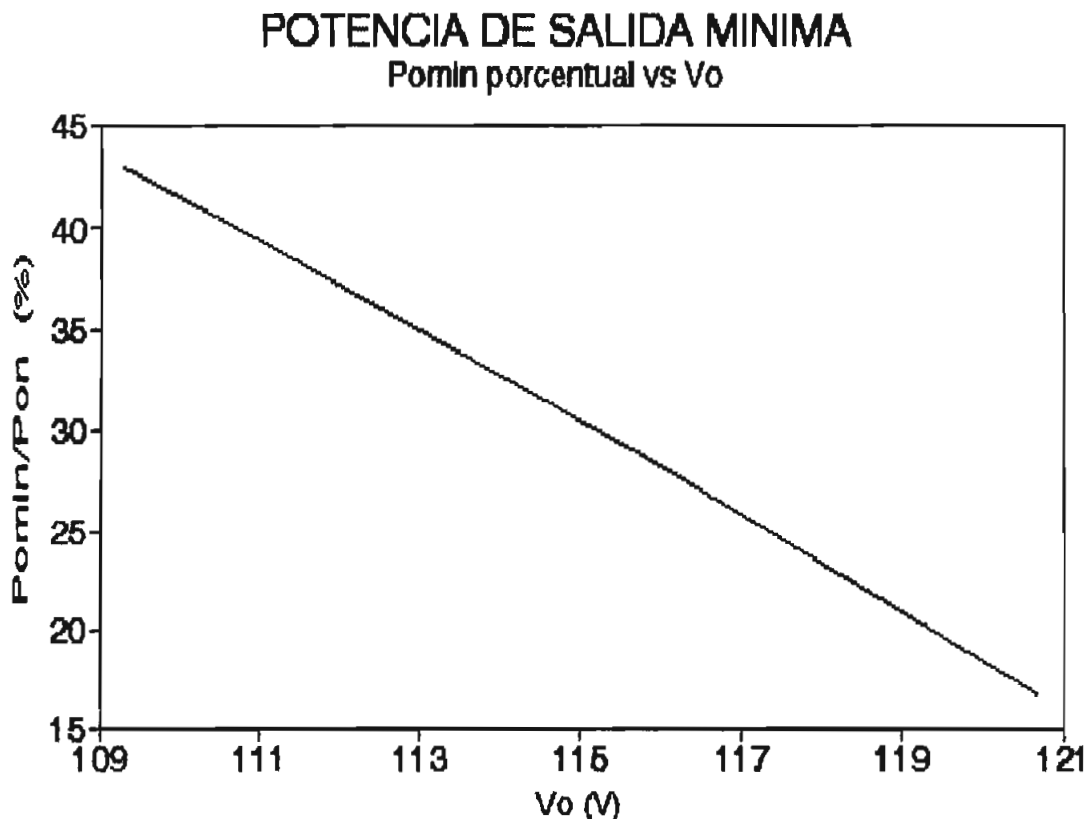


figura 4.23 Potencia de salida mínima porcentual vs V_o

4.2.5 RENDIMIENTO

El principal elemento disipador de energía dentro del regulador es el amplificador; en la figura 4.24 se aprecia que la máxima disipación alcanza los 230W es decir un 15% más de lo esperado; ésto se explica porque en el diseño del auto-transformador de potencia a fin de neutralizar las caídas internas se aumentó la relación de elevación.

Para cualquier valor de V_o , la máxima disipación del amplificador se produce para valores altos de V_i . La exigencia de disipación de potencia al amplificador, en todo el rango de variación de V_i , va en aumento con la disminución del ajuste de V_o .

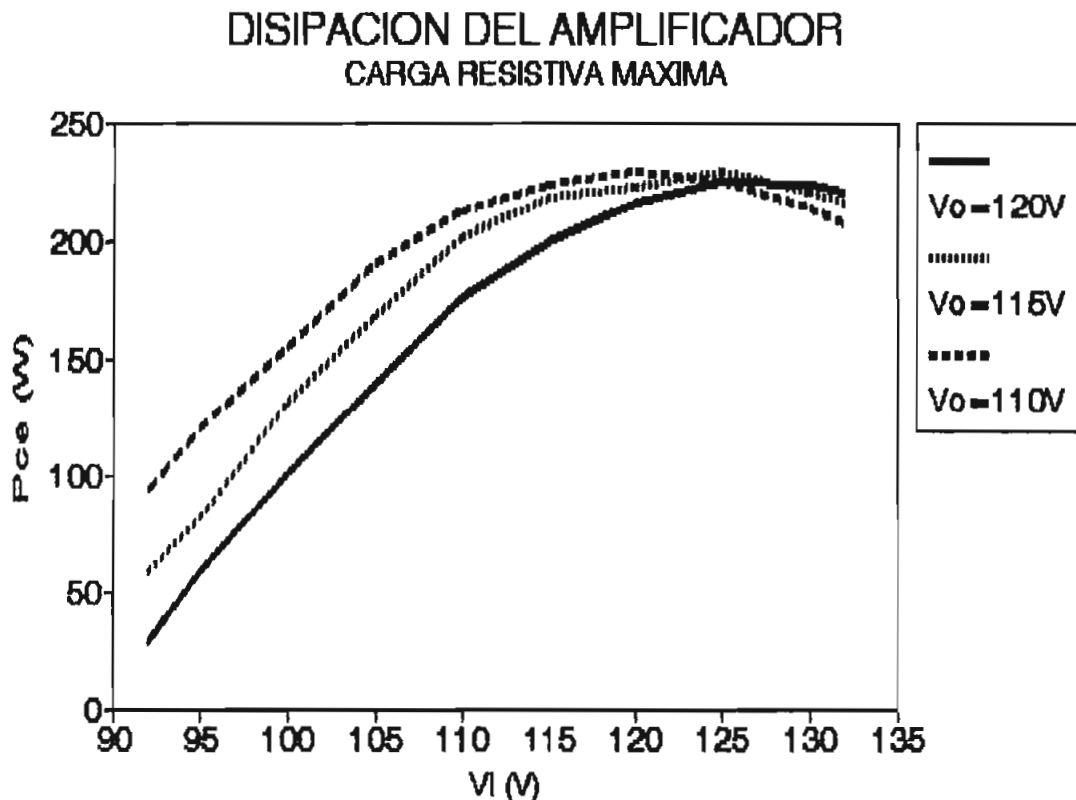


figura 4.24 Disipación del amplificador vs. V_i

El rendimiento del equipo (figura 4.25) no supera el 70%. Las principales causas de este resultado son: Tecnología utilizada y amplio margen de entrada a cubrirse.

Como en cualquier regulador, las lecturas para la obtención del rendimiento se realizan a plena carga. El rendimiento más bajo (62%) se obtiene para $V_i=V_o=V_{om\acute{a}x}$.

Por mediciones realizadas, la resistencia de potencia R tiene su máxima disipación para $V_i=V_{imin}$ y $V_o=V_{omin}$ alcanzando los 129W.

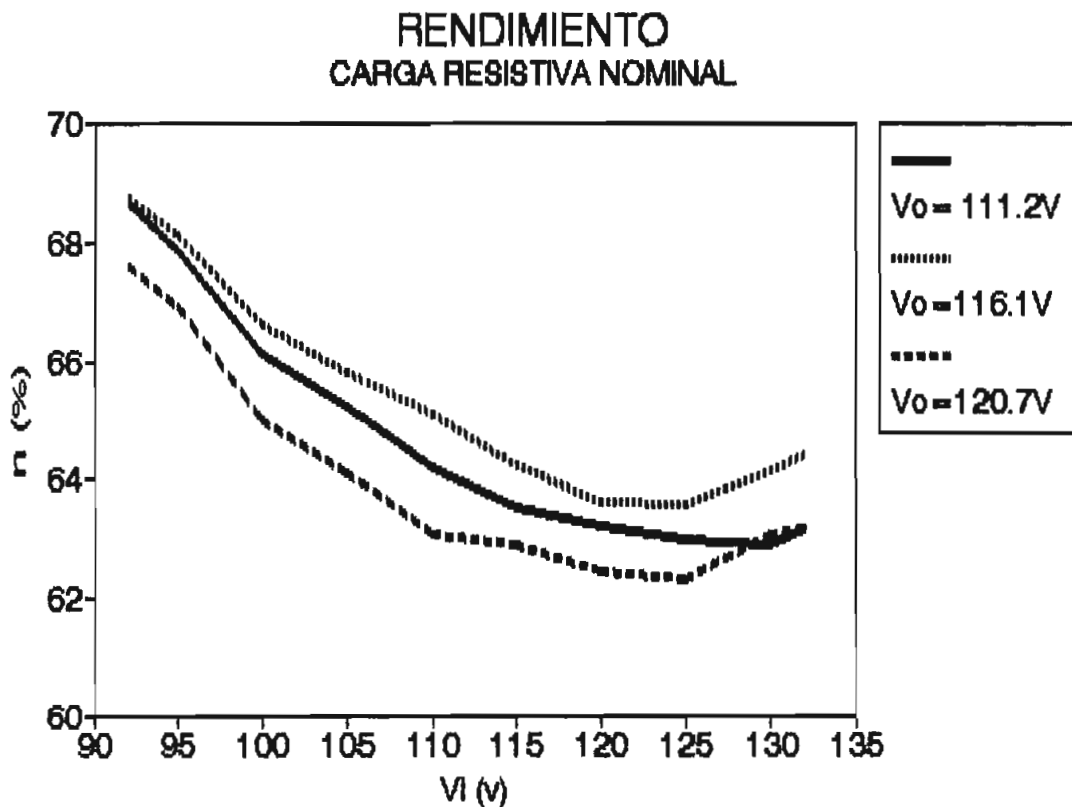


figura 4.25 Rendimiento vs. V_i

4.3.1. PERTURBACION EN LA CARGA

El equipo tolera variaciones paso de carga del 100%. Sin embargo durante las pruebas, al ir de vacío a plena carga y viceversa, se observó la intervención de las protecciones del amplificador. Si estando en vacío se conecta al regulador una carga fría; la misma exigirá durante los primeros ciclos después de su conexión mucha más corriente que en régimen permanente. Si estando a plena carga, se deja de pronto en vacío al regulador habrá que asegurarse que V_i esté por debajo de V_o ajustado para evitar que el amplificador entre en corte.

Las condiciones bajo las cuales se realizó esta prueba son: $V_i = 110V$, $V_o = 115V$, Paso de carga = $2.6A$ (carga resistiva) que representa un 60% de la capacidad nominal.

Los resultados se muestran en las figuras 4.26 y 4.27 y fueron obtenidos utilizando un osciloscopio con retención de imagen.

Para la desconexión brusca del 60% de la carga (figura 4.26) el valor instantáneo del voltaje se eleva hasta un 15% sobre el valor en estado estable. El estado estable se consigue 3 ciclos después de ocurrida la perturbación.

Para la conexión brusca del 60% de la carga (figura 4.27) el valor instantáneo del voltaje disminuye hasta un 15% debajo del valor en estado estable. Al igual que para el caso anterior, el estado estable se consigue 3 ciclos después de ocurrida la perturbación. Para variación en la carga se cumple con el requerimiento de tiempo de respuesta menor a 4 ciclos.

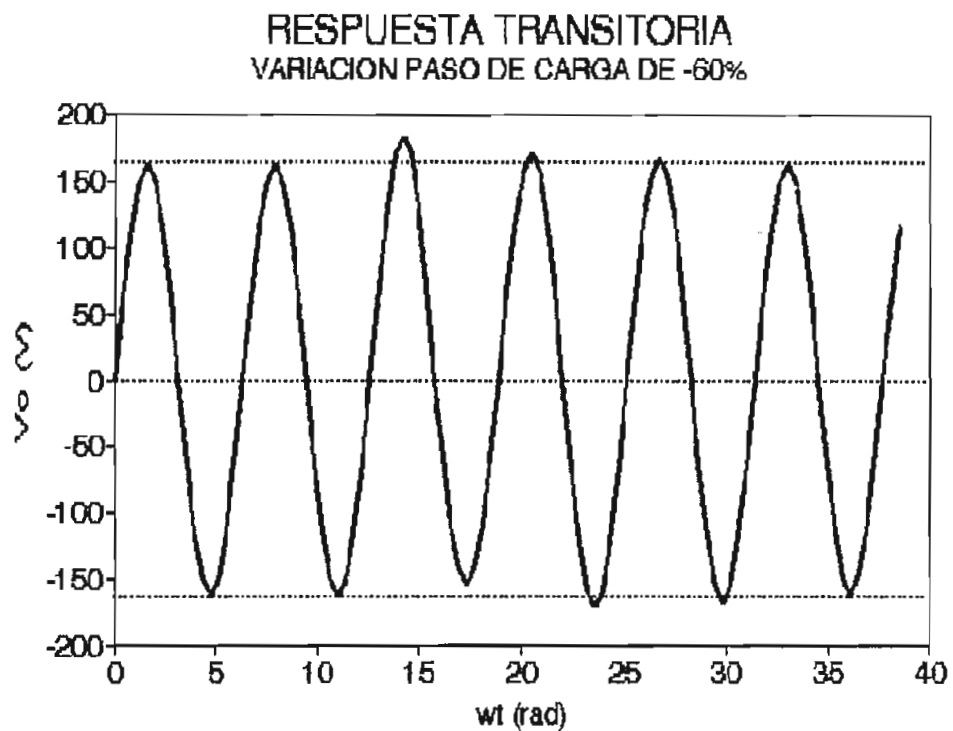


figura 4.26 Respuesta transitoria a variación paso de carga

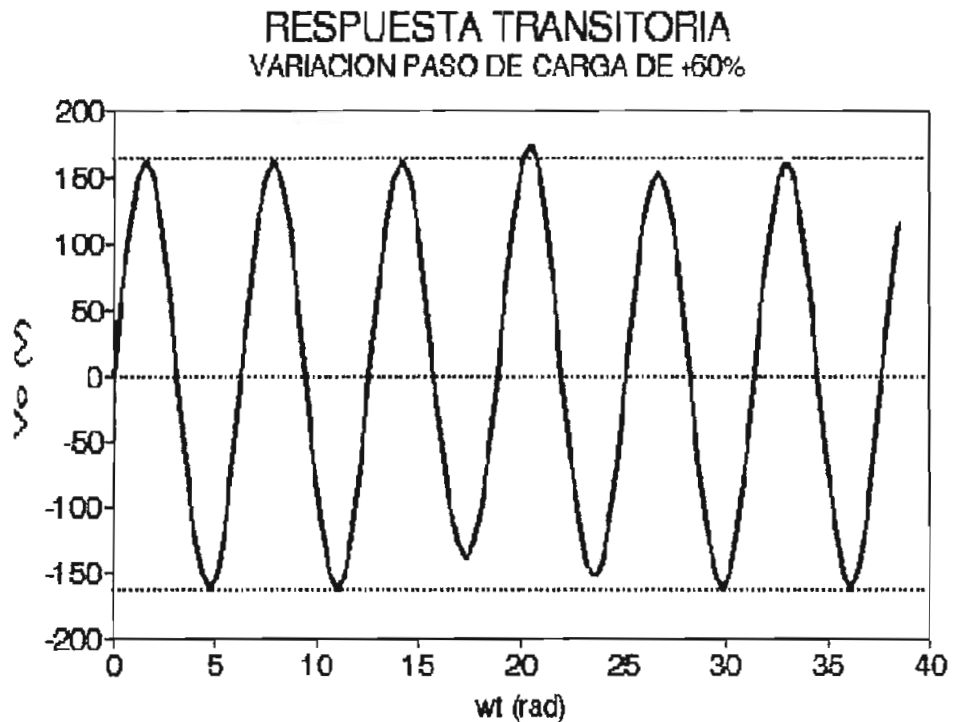


figura 4.27 Respuesta transitoria a variación paso de carga

4.3.2 PERTURBACION EN LA ENTRADA

En la realización de esta prueba y para alimentar al regulador, se empleó un autotransformador variable con interruptor de cambio de voltaje. Este interruptor permite variar bruscamente V_i ; sin embargo por más rápido que se lo accione se produce una desconexión momentánea del regulador. Esto ocasiona reacción del control alterando las condiciones de la prueba. Aún con estos condicionantes; las figuras 4.28 y 4.29 comprueban que la respuesta transitoria es menor a 4 ciclos de red.

El ajuste del voltaje de salida V_o se lo hizo a 115V y se cargó al regulador con $I_o=2.6A$. Las variaciones paso de V_i fueron 106V \rightarrow 125V y 125V \rightarrow 106V.

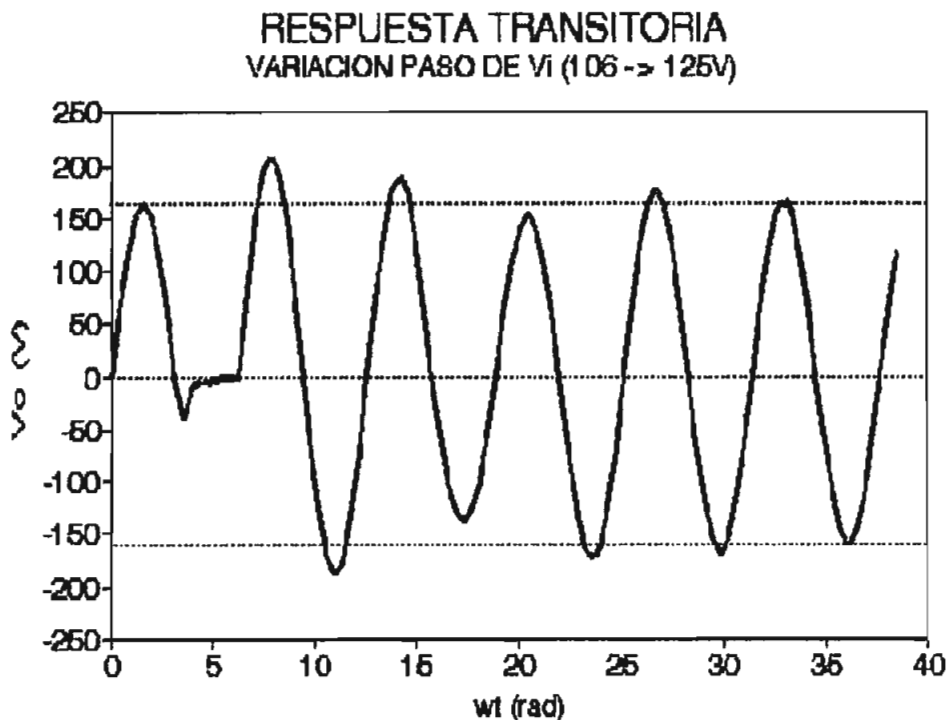


figura 4.28 Respuesta transitoria ante variación paso de V_i

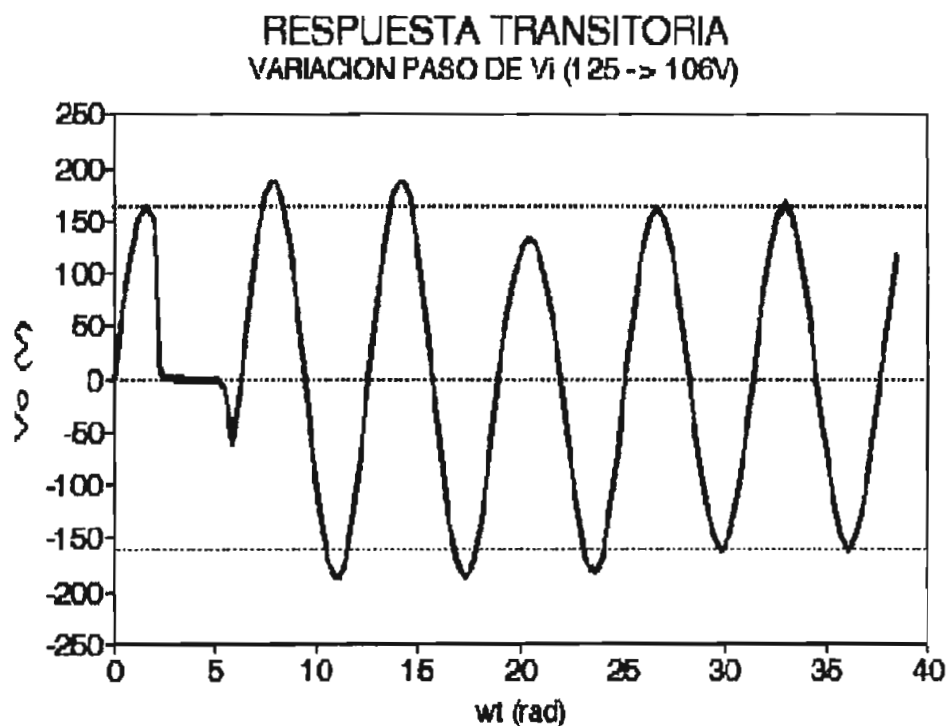


figura 4.29 Respuesta transitoria ante variación paso de V_i

Para una variación paso de V_i de 106V \rightarrow 125V (fig. 4.28)
 $V_{op\acute{m}ax} = 1.25 * V_{op}$.

Para una variación paso de V_i de 125V \rightarrow 106V (fig. 4.29)
 $V_{op\acute{m}in} = 0.75 * V_{op}$.

En resumen; el tiempo de respuesta total siempre es menor a 4 ciclos de red, con un sobreimpulso transitorio que no supera el $\pm 25\%$.

4.4

DISTORSION ARMONICA

El contenido armónico del voltaje de salida se evalúa con un analizador de espectros. Con el analizador se determinan

las magnitudes de los componentes armónicos; entonces se calcula la distorsión armónica total (THD) con la fórmula:

$$THD\% = 100 * ((\sum(A_i)^2)^{1/2}) / A_1 \quad i=2,3,4,5,\dots$$

Para cargas lineales la distorsión es tan pequeña que apenas se distinguen las magnitudes de los armónicos 3 y 5; se concluye entonces que $THD\% < 5\%$. Observando las formas de onda del voltaje de salida para cargas resistiva e inductiva puede verse que para carga inductiva la deformación es mayor.

Para carga no lineal el voltaje de salida presenta una distorsión por saturación (figura 4.30). Se tomaron lecturas del contenido armónico para diferentes valores de V_o y V_i (tabla 4.1) obteniendo las curvas de $THD\%$ de la figura 4.31; de donde es posible concluir que $THD\%$ para carga no lineal es menor al 10%.

Vo PARA CARGA NO LINEAL DISTORSION TIPICA

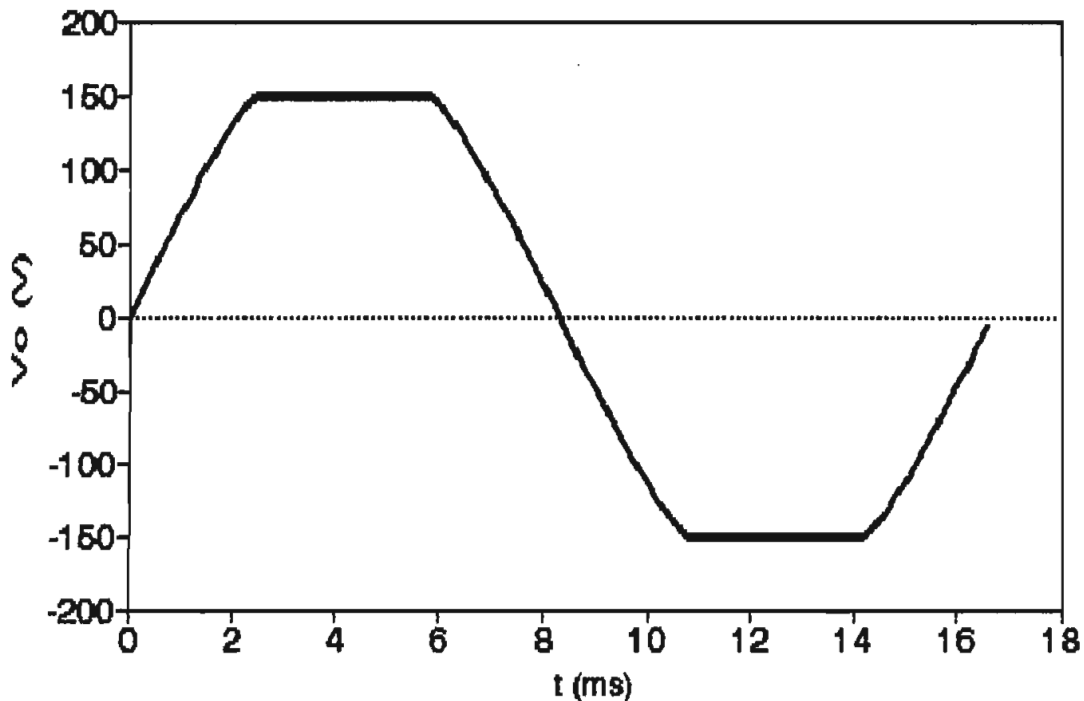


figura 4.30 V_o para carga no lineal

V_o	120V			110V		
$A_i \setminus V_i$	92V	120V	132V	92V	110V	132V
A1	4.0 div			3.6 div		
A3	0.3	0.2	0.2	0.25	0.2	0.2
A5	0.2	0.2	0.2	0.15	0.15	0.2
A7	0	0.03	0	0	0	0
THD%	9%	7.1%	7.1%	8.1%	7%	7.9%

tabla 4.1 Lecturas del contenido armónico para carga no lineal

DISTORSION ARMONICA CARGA NO LINEAL

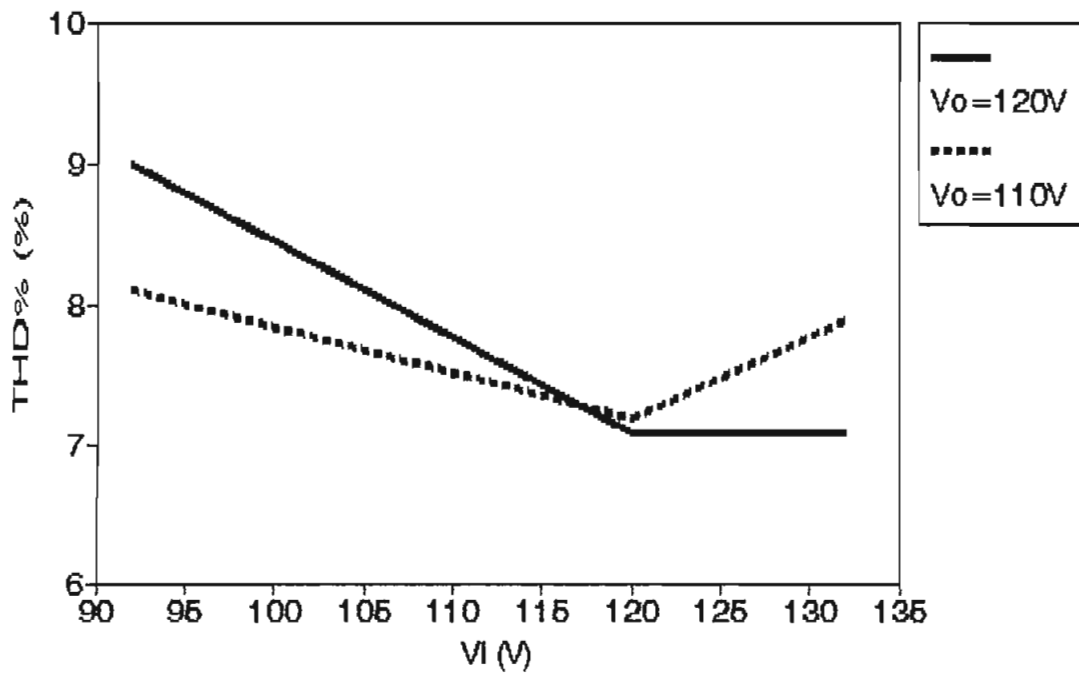


figura 4.31 THD% vs. V_i para carga no lineal

4.5.1. PROTECCIONES DEL AMPLIFICADOR

Estas protecciones intervienen cuando variaciones paso de V_i o I_o hacen que se superen los límites de I_c y V_{ce} del amplificador. Bajo estas condiciones los transistores de potencia se cortan bruscamente provocando una caída en el voltaje de salida (figura 4.32); V_o se recupera en menos de 2 segundos en las peores condiciones.

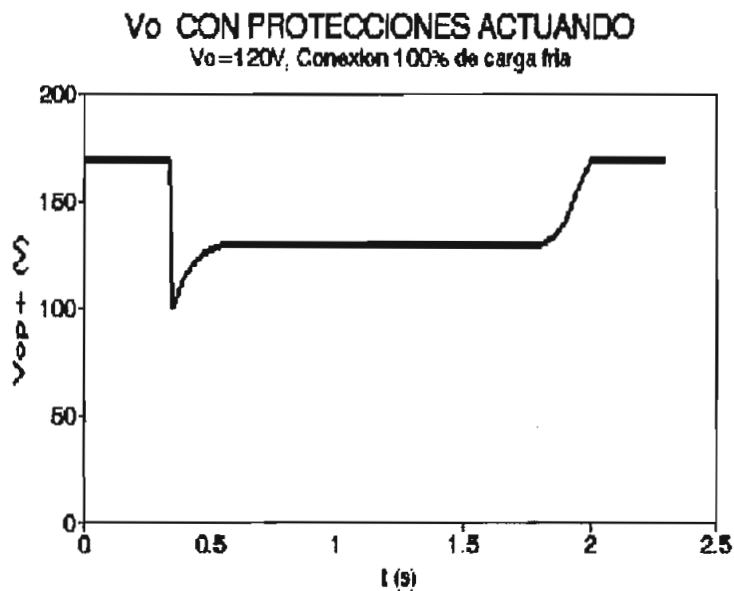


figura 4.32 V_o con protecciones del amplificador actuando

El tiempo de recuperación de V_o , ante aplicación de carga fría, depende de la magnitud de la misma.

4.5.2 BYPASS

Para realizar esta prueba, es necesario retirar la señal

del voltaje de control del amplificador y simular la destrucción de sus transistores cortocircuitando colector-emisor. Se alimenta luego al regulador con V_i bajo tal que la salida V_o no supere V_{omax} (121V); se provoca entonces una variación paso en V_i incrementándolo.

Los resultados se observan en la figura 4.33. Antes de que el control habilite el cambio a bypass ha transcurrido el tiempo equivalente a 3 ciclos de red. La maniobra en si de cambio a bypass, debido a la intervención de relés, produce una desconexión de menos de 1/2 ciclo de red.

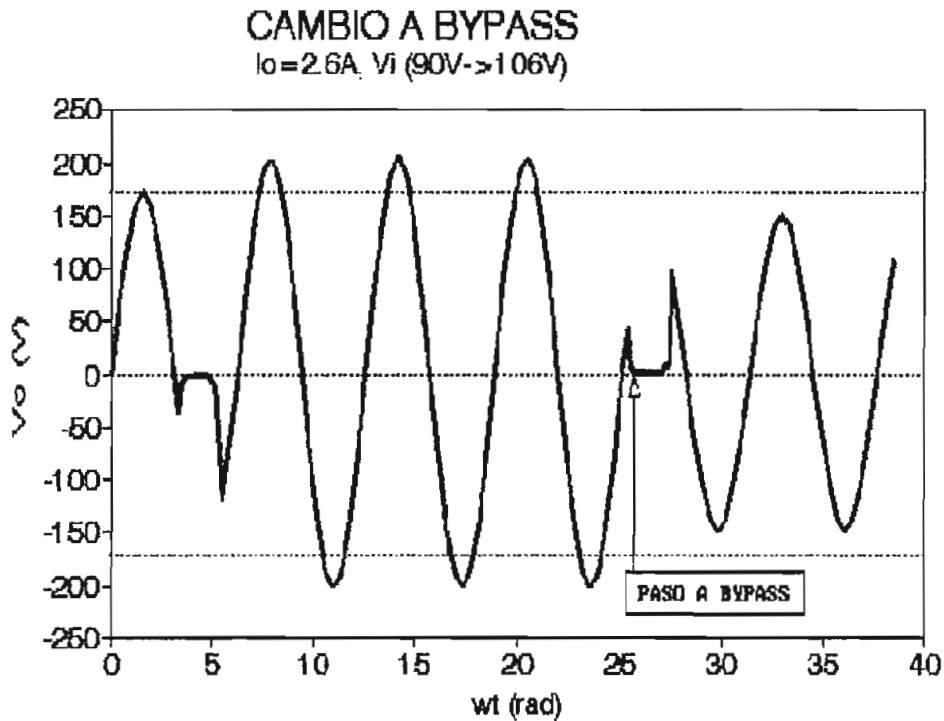


figura 4.33 V_o durante cambio a bypass

4.5.3 SOBRETENPERATURA

Para comprobar el funcionamiento de esta protección debe

simularse la apertura y cierre del relé térmico. Si existiese aviso de sobret temperatura en los disipadores del amplificador el regulador hace la transferencia a bypass permitiendo su enfriamiento; una vez que la temperatura de los disipadores ha bajado, el retorno al estado normal de funcionamiento es automático.

La transferencia a bypass provoca una interrupción en V_o menor a 1/2 ciclo. El retorno desde el bypass, dependiendo del ajuste de V_o y de la carga, activará las protecciones del amplificador, debido a su variación paso desde el vacío.

4.6 COMPARACION CON OTROS TIPOS DE REGULADORES

Concluidas las pruebas y analizados los resultados, es conveniente resumirlos en una tabla de especificaciones obtenidas:

VOLTAJE DE ENTRADA:	115 V (+15% -20%)
VOLTAJE DE SALIDA:	115V (ajustable $\pm 5\%$)
REGULACION:	$\pm 1.5\%$ del valor ajustado
POTENCIA:	500 W carga lineal ≤ 500 W carga no lineal
FRECUENCIA:	60 Hz
RESPUESTA TRANSITORIA:	
Voltaje de salida	$\pm 25\%$
Tiempo total de respuesta	menor a 4 ciclos
DISTORSION ARMONICA TOTAL (THD%):	$< 5\%$ carga lineal $< 10\%$ carga no lineal

Con los resultados y especificaciones obtenidas en el desarrollo del presente trabajo es posible hacer una comparación del regulador construido con otros tipos de reguladores disponibles en nuestro mercado. La tabla 4.2 resume los tópicos más importantes de este análisis comparativo; para su estructuración se emplearon los catálogos respectivos (apéndice b).

TIPO DE REGULADOR	"Lineal"	Ferro-resonante	Servomotor	Cambios de taps
MARCA	Prototipo	ISDREG	VOLTAC	NIVELINE
PROCEDENCIA	Ecuador	E.U.A	Japón	Ecuador
MODELO (CAPACIDAD)	500	750	500	500
PRECIO (US\$/W)	0.45	1.10	0.38	0.35
RANGO DE ENTRADA	115V 92V .. 132V	120V 90V..138V	110V 65V..130V	117V 90V..135V
VOLTAJE DE SALIDA	115V	120V	110V 220V	117V
AJUSTE DE LA SALIDA	±5%	NO	±5%	NO
REGULACION	±1.5%	±0.5%	±2.5%	±6%
TIEMPO DE RESPUESTA	menor a 4 ciclos	menor a 3 ciclos	menor a 1 segundo	1 ciclo
RENDIMIENTO	menor al 70%	menor al 85%	mayor al 95%	mayor al 95%
SALIDA AISLADA	NO	SI	NO	NO

tabla 4.2 Comparación con otros tipos de reguladores

El precio del regulador "lineal" se justifica al considerar sus buenas especificaciones frente a los demás reguladores, así: buenos tiempo de respuesta y regulación, posibilidad de ajustar la salida y amplio rango de entrada.

5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La resistencia de potencia R , parte del arreglo "amplificador + resistencia", cumple con más de una función:

- Para valores de ajuste bajos de V_o , reduce la disipación del amplificador, regularizando el rendimiento.
- Aún cuando el comportamiento del amplificador no es lineal, permite obtener a la salida un voltaje con distorsión mínima.
- Sirve de camino a los reactivos para cargas con factor de potencia distinto de la unidad.

El amplificador es el rubro más costoso dentro del regulador debido a que es diseñado para disipar gran cantidad de potencia. Una alternativa para abaratar el producto final sería recurrir a una configuración híbrida entre el regulador lineal y uno de cambio de taps. De esta forma se podría bajar la relación de elevación del autotransformador T_1 .

La figura 5.1 muestra la configuración sugerida en forma muy general, pues podría perfeccionarse a fin de evitar microcortes de energía durante el cambio de tap. En la fig. 5.1, R se conecta directamente a la entrada haciendo al parámetro b , definido en el capítulo 1, igual a 1 independientemente del tap del autotransformador. El relé se activaría para valores bajos de V_i .

Al ser el amplificador un bloque bastante exigido, se ha tratado de protegerlo lo mejor posible: Ante excesos de I_c y

Vce y ante sobrettemperatura.

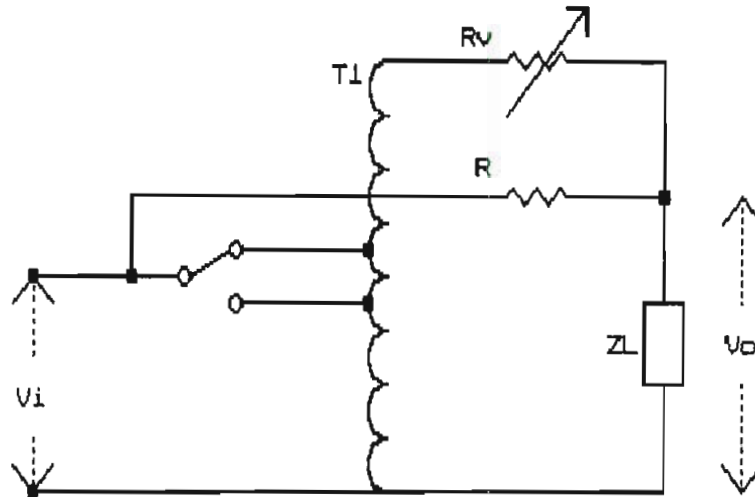


figura 5.1 Configuración alternativa sugerida

Para cumplir con sus especificaciones, el regulador debe ser utilizado con un mínimo de carga que supere la restricción de potencia mínima de regulación.

El regulador puede manejar cargas netamente no lineales, sin embargo para utilizarlo en toda su capacidad bajo estas condiciones, debe ajustarse el voltaje de salida V_o por debajo de los 113V; de no hacerlo el rango de entrada disminuirá notoriamente.

Por el tipo de protecciones incorporadas al equipo la especificación de factor de cresta no supera el 1.2:1 pues en las peores condiciones de operación para I_c : $16A/I_{c\text{máx}} = 16/13 = 1.2$

En otras palabras no se garantiza que el voltaje de salida del regulador esté dentro de los márgenes especificados para cargas que exijan altas corrientes durante su energización inicial.

La especificación de máximo sobreimpulso transitorio (no mayor al $\pm 25\%$) se obtuvo bajo condiciones sumamente críticas.- Variaciones paso extremas antecedidas por microcortes de energía.

En el diseño del amplificador se estableció como máxima temperatura ambiente 40°C . Si se superase este nivel la capacidad real del regulador disminuiría.

La altitud (msnm) influye sobre la capacidad real de cualquier equipo. Todas las pruebas en el prototipo se realizaron en Quito cuya altitud es de 2800 msnm; para mayores altitudes, se deberá considerar un decremento en su capacidad.

De la comparación realizada entre diferentes tipos de reguladores :

El precio del prototipo es un 30% mayor que el del regulador de taps, esto se justifica al considerar su regulación 4 veces mejor. En cuanto al rendimiento, al tratar con potencias bajas (500W) las pérdidas totales no son significativas. Comparando los tiempos de respuesta aparentemente el NIVELINE lo tiene mucho menor; cabe aquí acotar que el tiempo de respuesta de un ciclo que se especifica para este modelo, es para cada cambio de tap.

El regulador ferroresonante ISOREG tiene las mejores

especificaciones de regulación pero su precio es el más alto: 2.4 veces mayor que el del prototipo. En el regulador "lineal" puede conseguirse aislamiento entrada-salida, si se reemplaza al autotransformador con un transformador elevador.

El empleo de servomotor actuando sobre un autotransformador variable permite grandes rangos de entrada y voltajes de salida múltiples tal es el caso del VOLTAC, pero su gran desventaja es el tiempo demasiado alto de respuesta. El precio del prototipo es un 18% mayor.

La tecnología utilizada en el prototipo restringe su aplicación a potencias pequeñas y rangos de entrada limitados

En lo que tiene que ver con monitoreo, el regulador es completo pues posee los indicadores necesarios para mantener al usuario informado sobre las condiciones de operación del equipo.

En resumen, las especificaciones alcanzadas en el prototipo vuelven competitivo a este tipo de regulador y por lo tanto, apto para ser comercializado.

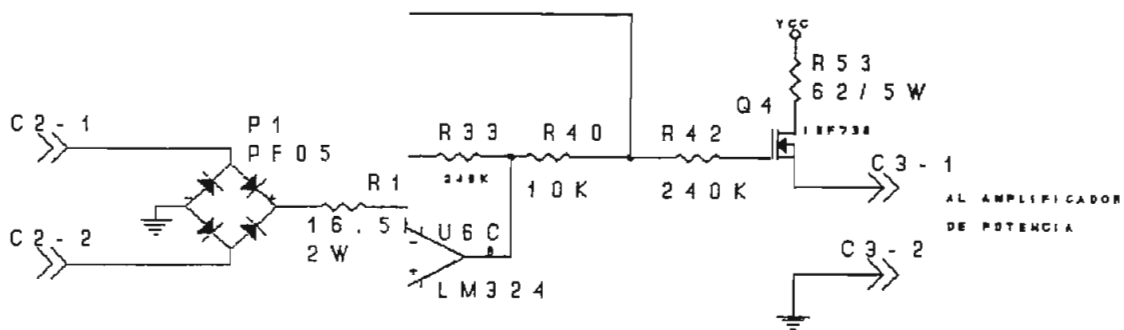
A N E X O A

PLANOS

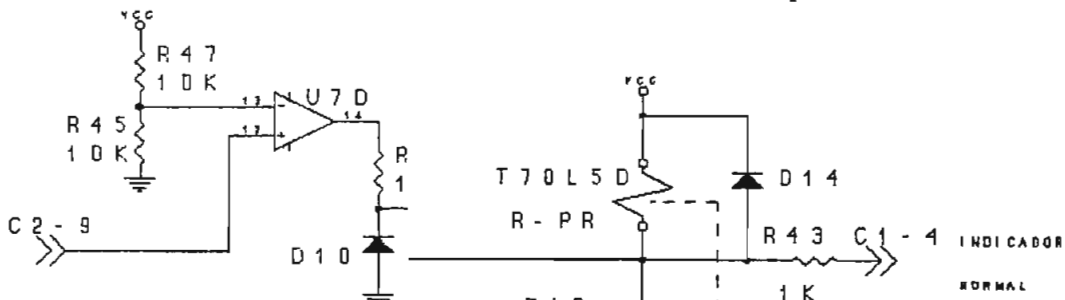
DETALLE

TITULO (Referencia)	Pág.
PLANO ELECTRONICO.- TARJETA DE CONTROL (1-01)	i
IMPRESOS DEL CONTROL.- LADO DE COMPONENTES (1-02)	ii
IMPRESOS DEL CONTROL.- LADO DE SOLDADURA (1-03)	iii
IMPRESOS DEL CONTROL.- UBICACION DE COMPONENTES (1-04)	iv
DETALLES DE ENSAMBLAJE.- BASE PARA EL CONTROL (1-05)	v
PLANO ELECTRONICO.- MODULO DE POTENCIA (1-06)	vi
IMPRESOS DE POTENCIA.- LADO UNICO (1-07)	vii
IMPRESOS DE POTENCIA.- UBICACION DE COMPONENTES (1-08)	viii
MODULO DE POTENCIA.- VISTA FRONTAL (1-09)	ix
MODULO DE POTENCIA.- VISTA LATERAL (1-10)	x
DETALLES DE ENSAMBLAJE.- TRANSFORMADOR DE POTENCIA (1-11)	xi
PLANO ESQUEMATICO.- ENTRADAS-SALIDAS (2-01)	xii
DETALLES DE ENSAMBLAJE.- UBICACION DE COMPONENTES (2-02)	xiii
MUEBLE METALICO-BASE.- TROQUELES (2-03)	xiv
MUEBLE METALICO-BASE.- DETALLE FRONTAL (2-04)	xv
MUEBLE METALICO-BASE.- DETALLE POSTERIOR (2-05)	xvi
MUEBLE METALICO-TAPA (2-06)	xvii

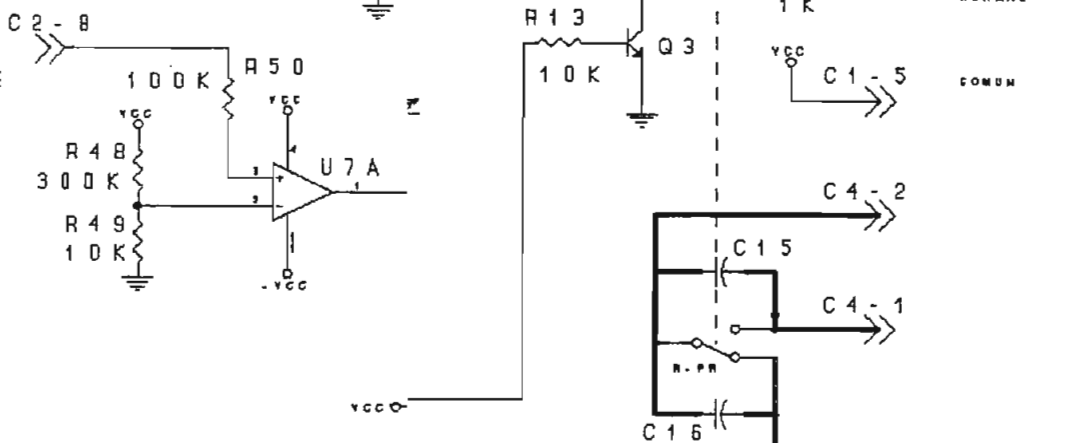
DESDE LA SALIDA DE TS2



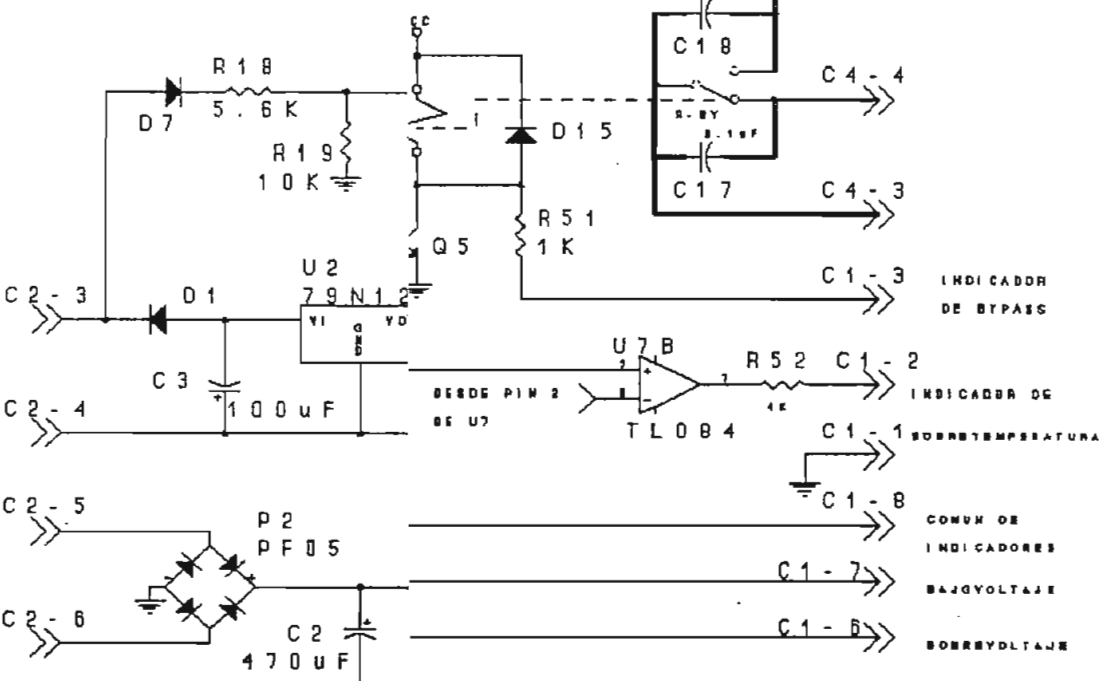
MUESTRA DE VOLTAJE



MUESTRA DE CORRIENTE



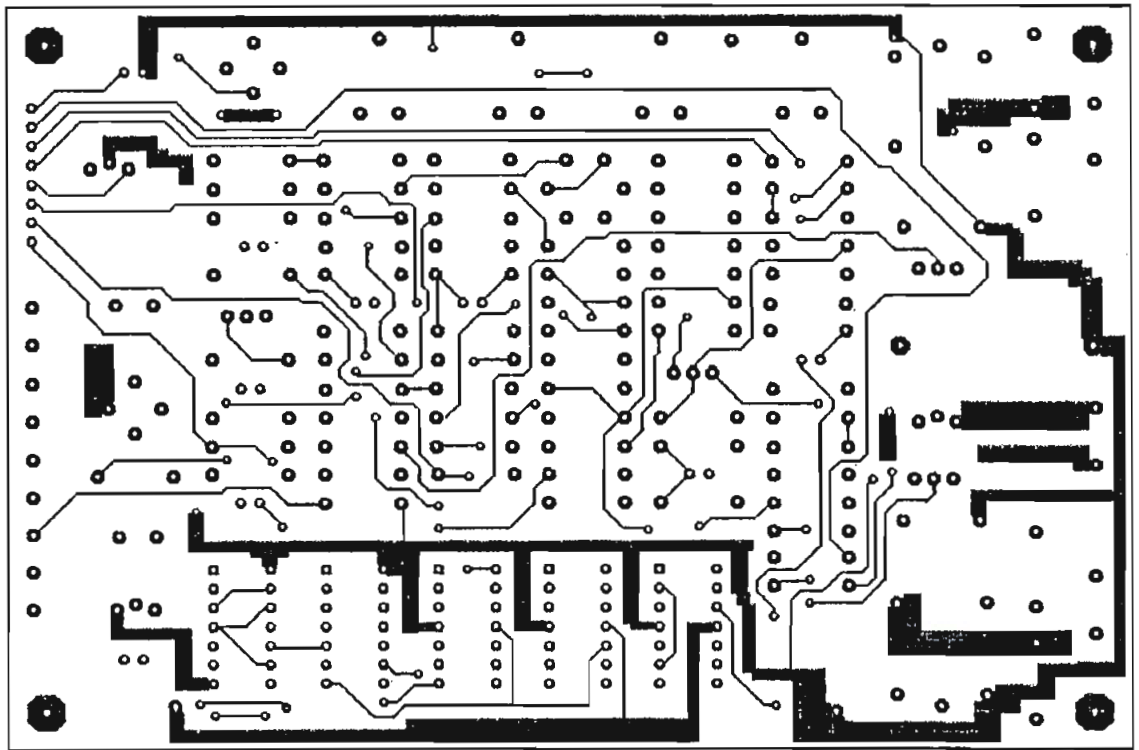
DESDE LA SALIDA DE TS1



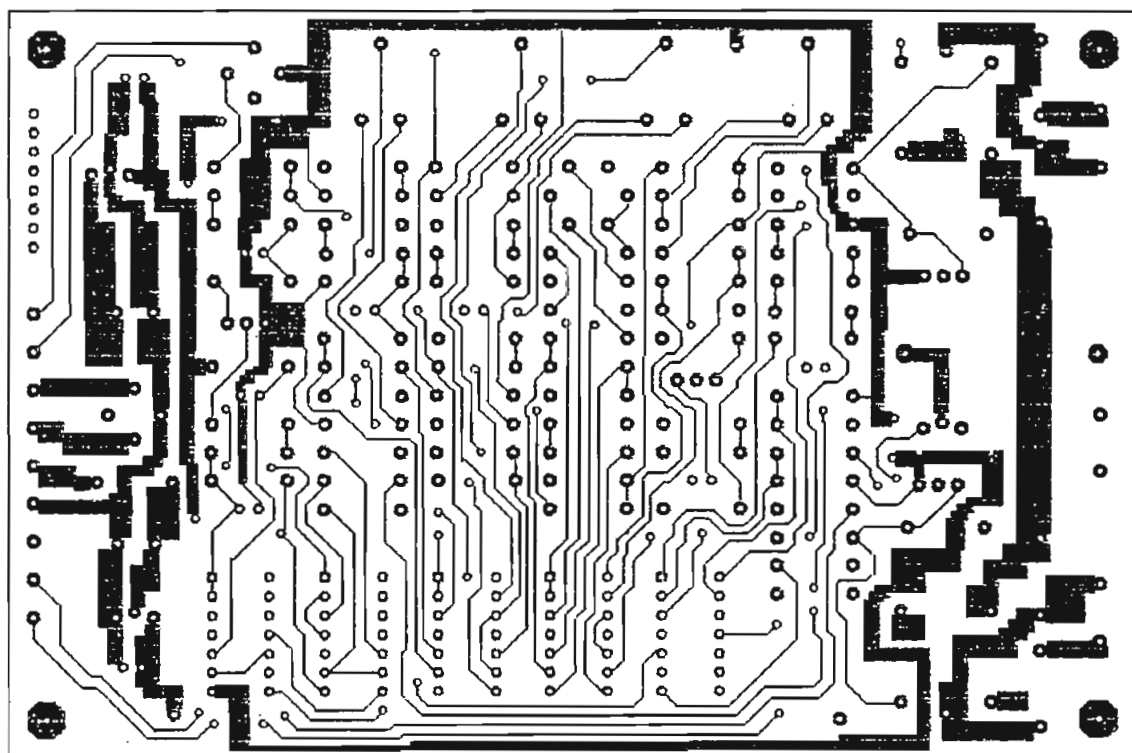
SENSOR DE TEMPERATURA

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

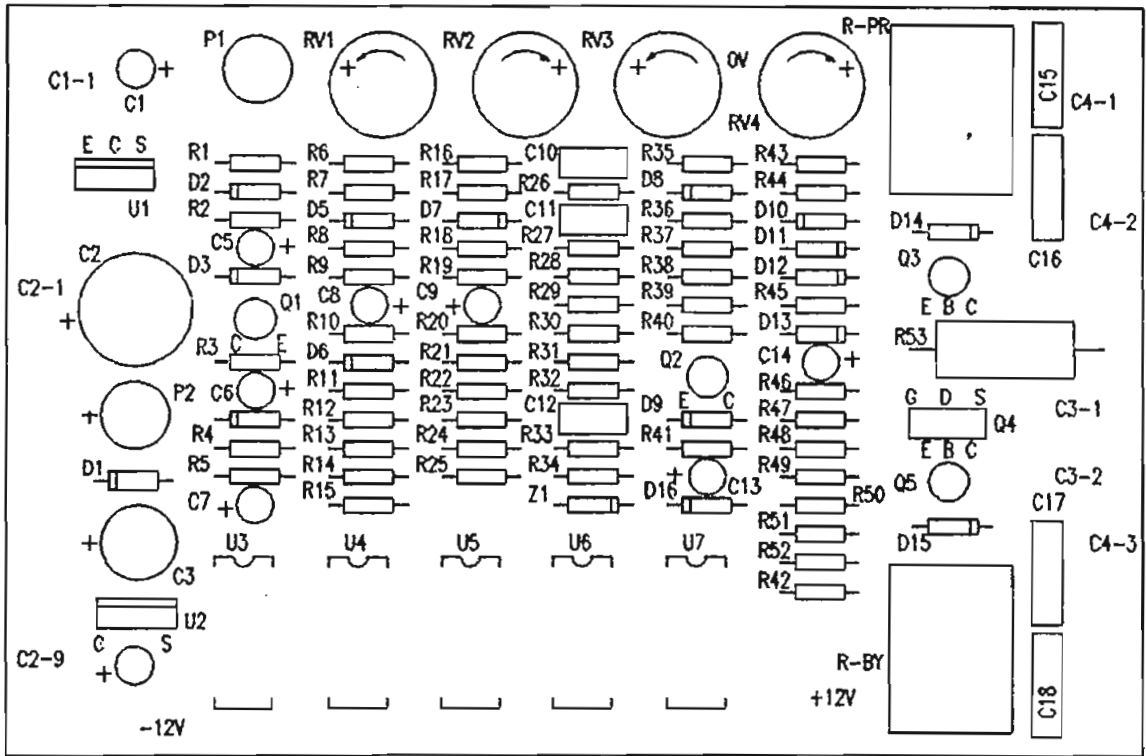
2418708	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	NO. 679
24182	PLANO ELECTRONICO TARJETA DE CONTROL	No. 1-01 1 / 1



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc. 1 : 1
	IMPRESOS .- CONTROL	Ref. 1-02
04/92	LADO DE COMPONENTES	1 / 3



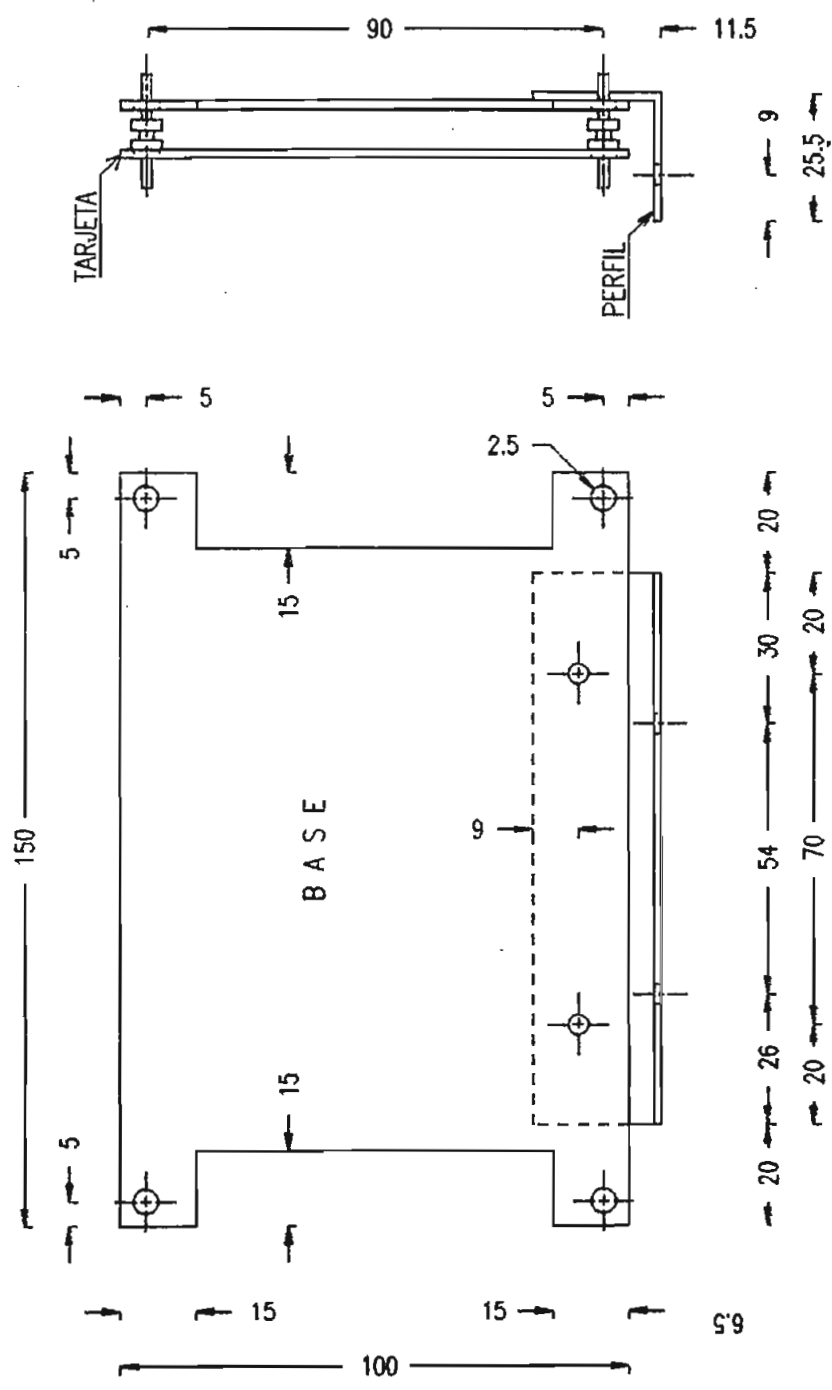
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc. 1 : 1
	IMPRESOS .- CONTROL	Ref. 1-03
04/92	LADO DE SOLDADURA	2 / 3



POTENCIOMETROS DE AJUSTE

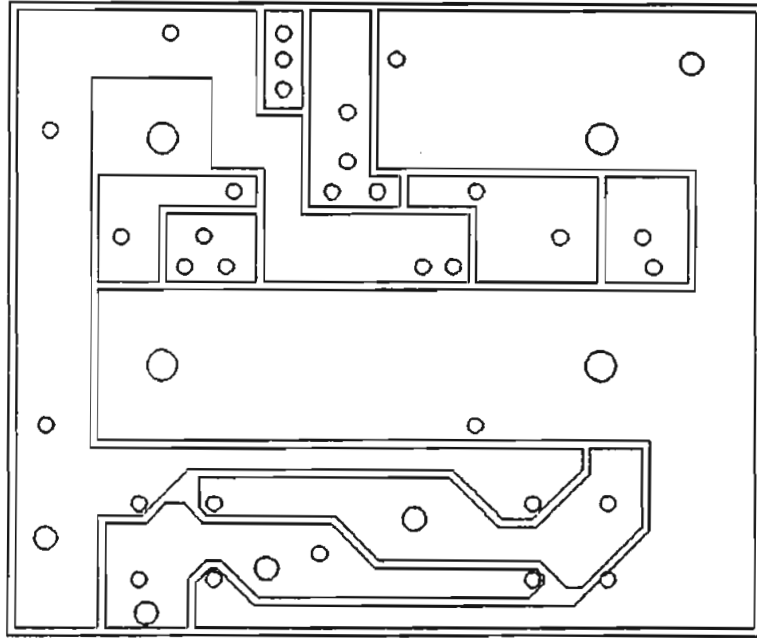
- RV1 VOLTAJE DE CAMBIO A BYPASS
- RV2 MAXIMO VOLTAJE DE ENTRADA PERMITIDO
- RV3 MINIMO VOLTAJE DE ENTRADA PERMITIDO
- RV4 VOLTAJE DE SALIDA

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc. 1 : 1
	IMPRESOS.- CONTROL	Ref. 1-04
04/92	UBICACION DE COMPONENTES	3 / 3

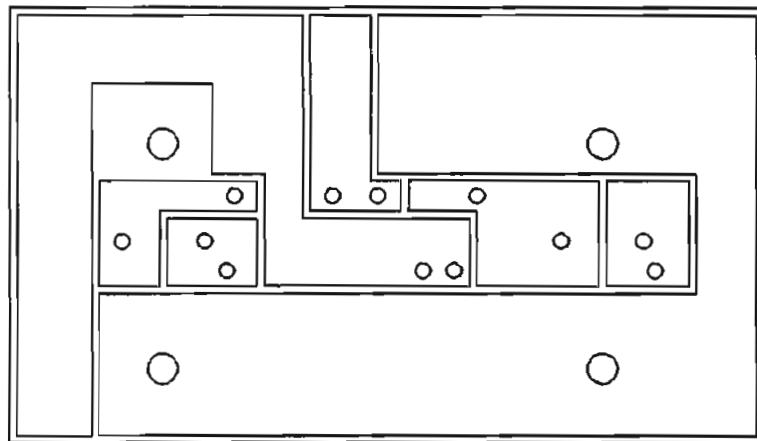


ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc. 1:1.5
	DETALLES DE ENSAMBLAJE	Ref. 1-05
04/92	BASE PARA EL CONTROL	1 / 1

PARTE 1

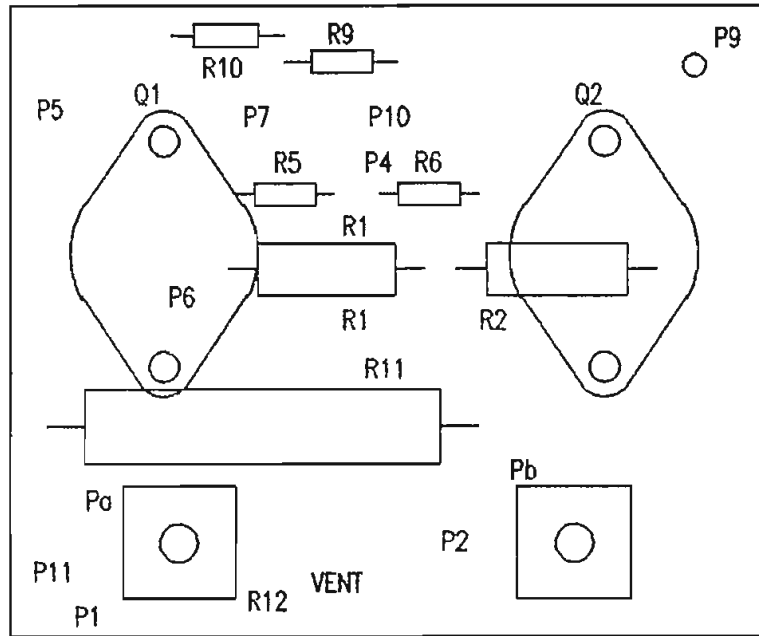


PARTE 2

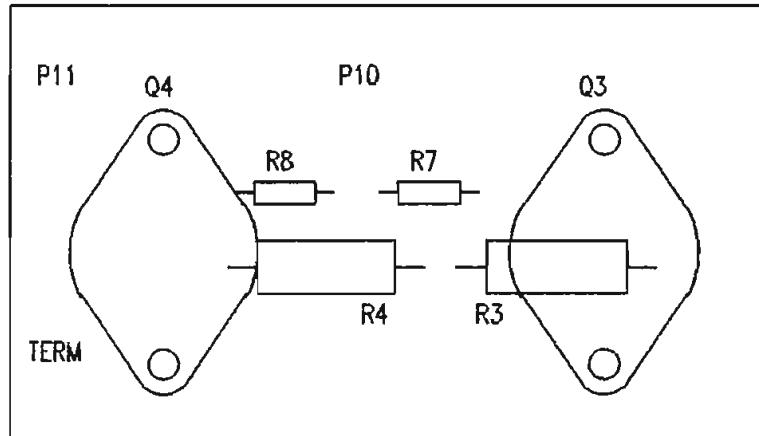


ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc. 1 : 1
	IMPRESOS .- POTENCIA	Ref. 1-07
04/92	LADO UNICO	1 / 2

PARTE 1



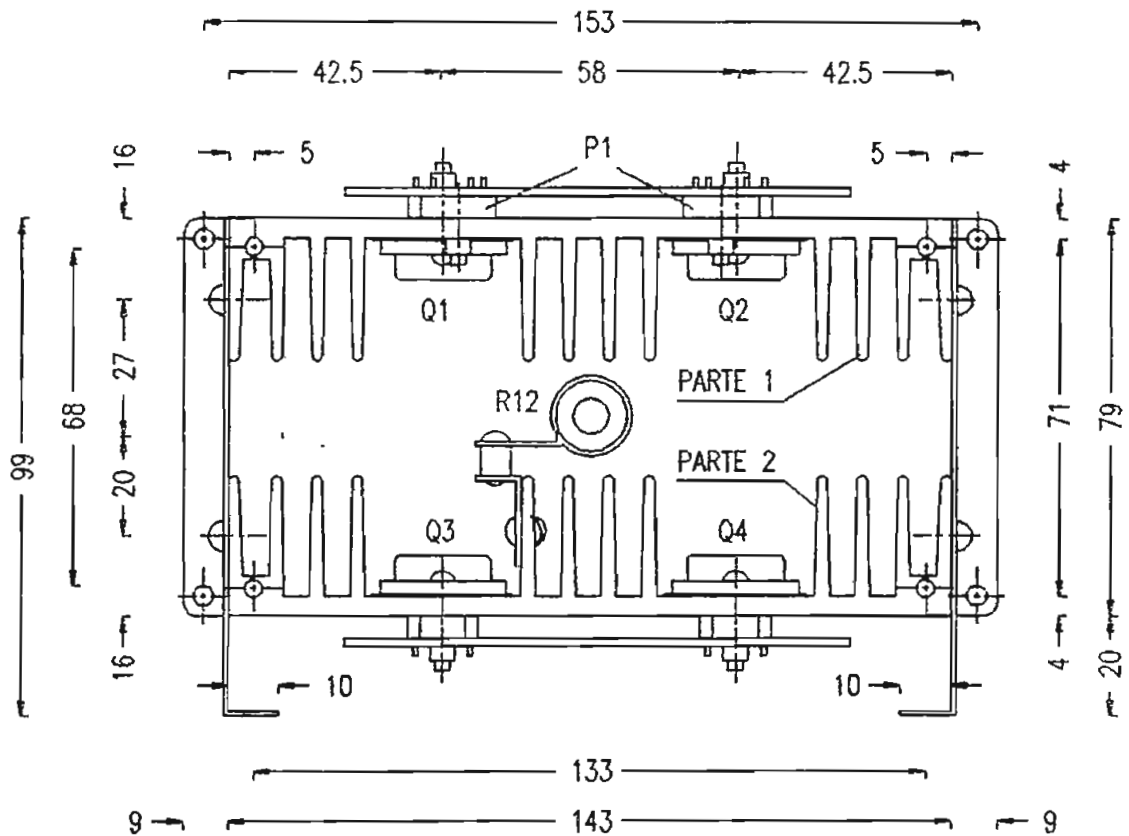
PARTE 2



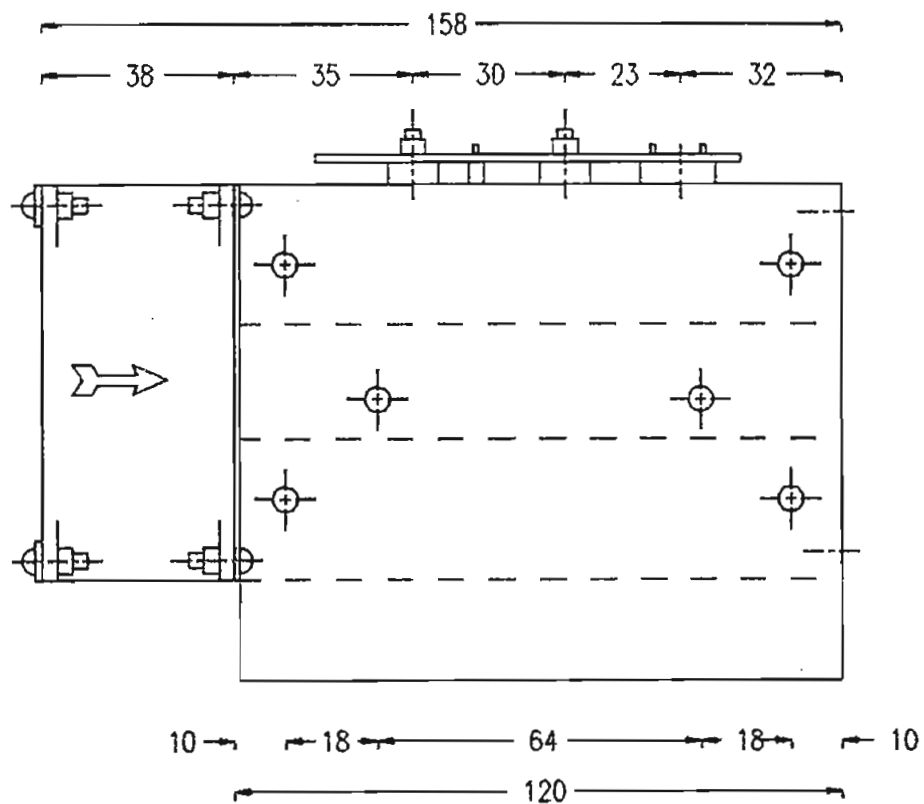
NOTA:

Q1, Q2, Q3, Q4, Pa y Pb se montan de lado contrario que los demas elementos

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc. 1 : 1
	IMPRESOS .- POTENCIA	Ref. 1-08
04/92	DISTRIBUCION DE COMPONENTES	2 / 2



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc. 1:1.5
	MODULO DE POTENCIA	Ref. 1-09
04/92	VISTA FRONTAL	1 / 2



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

Revision

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

REGULADOR DE VOLTAJE

Esc. 1 : 1.5

MODULO DE POTENCIA

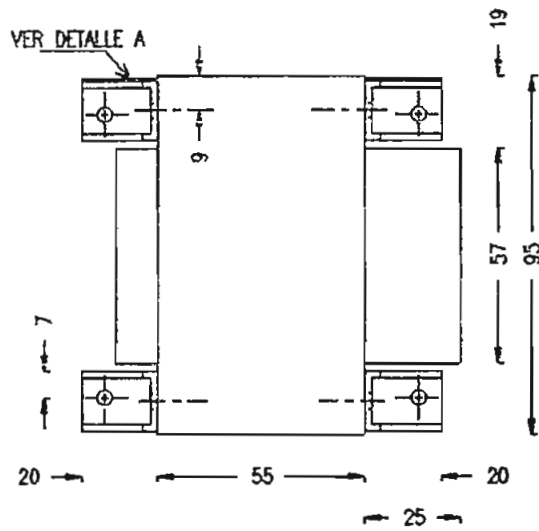
Ref. 1-10

04/92

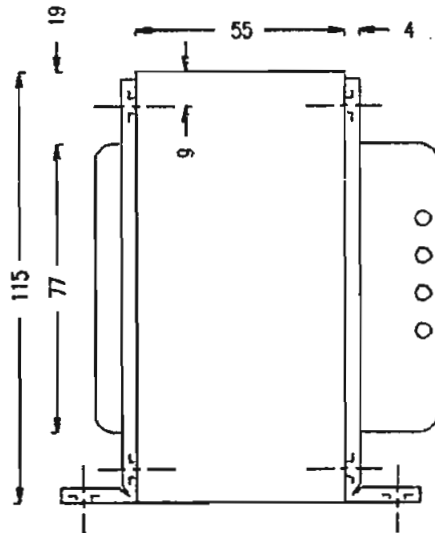
VISTA LATERAL

2 / 2

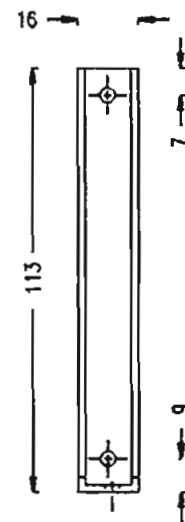
VISTA SUPERIOR



VISTA LATERAL



DETALLE A



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

Revision

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

REGULADOR DE VOLTAJE

Esc. 1 : 2

DETALLES DE ENSAMBLAJE

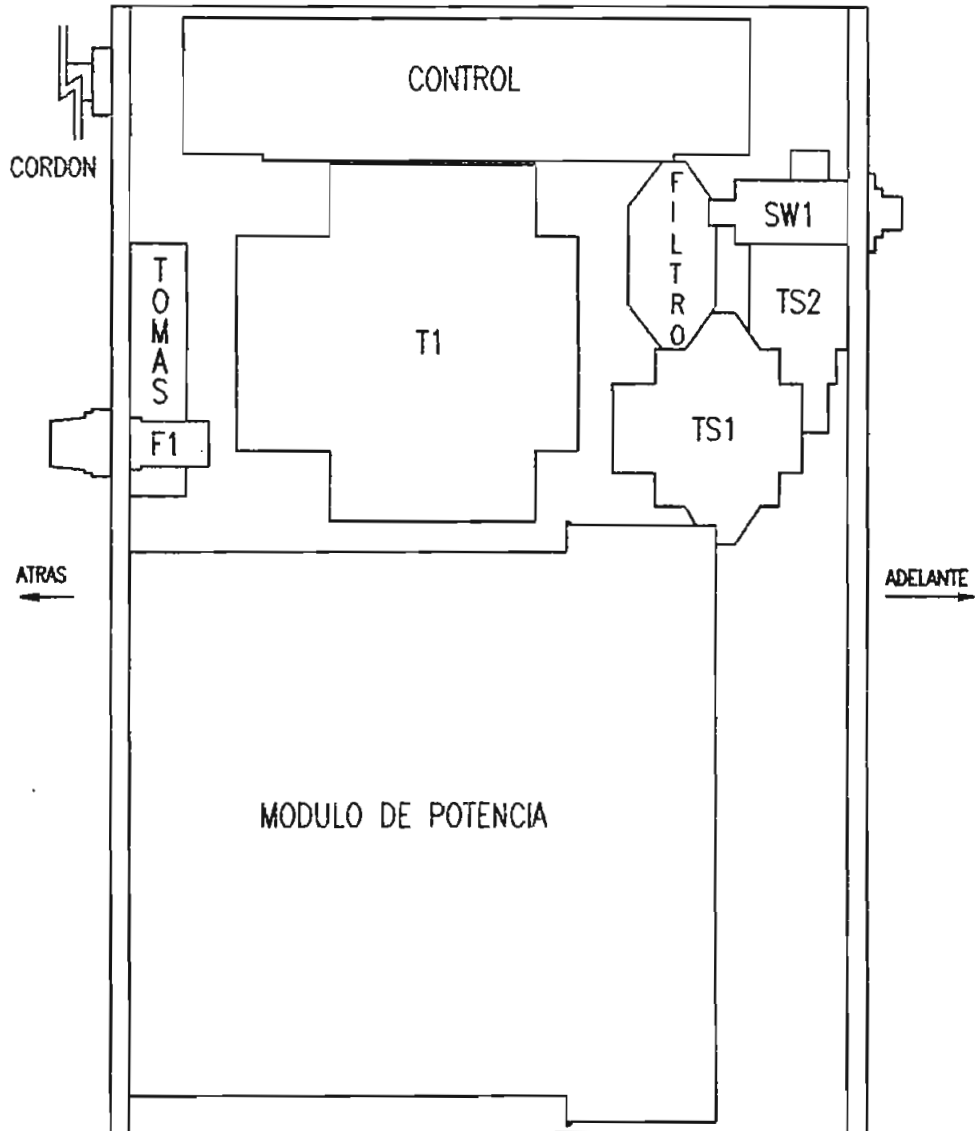
Ref. 1-11

04/92

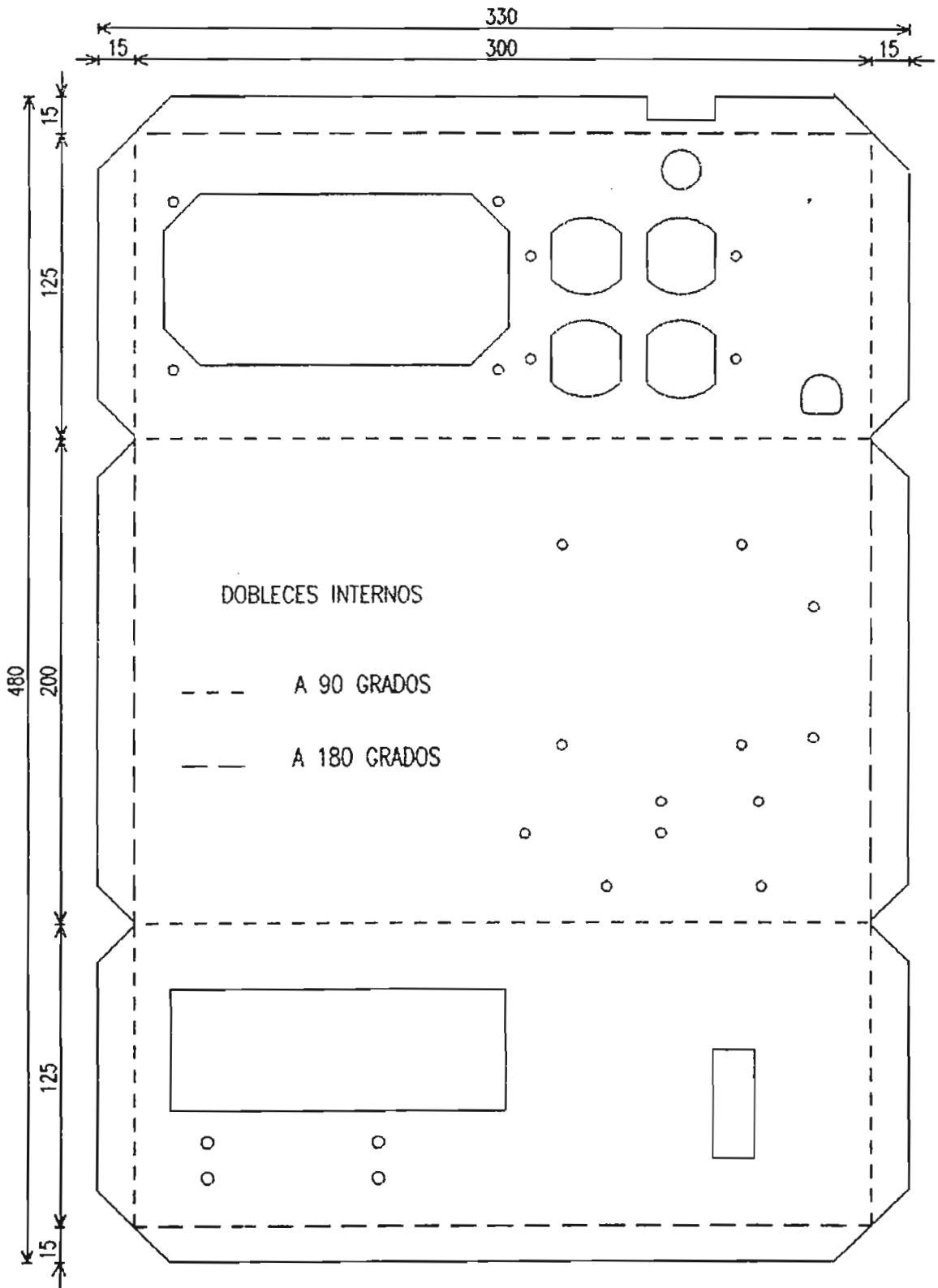
TRANSFORMADOR DE POTENCIA

1 / 1

VISTA SUPERIOR



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc. 1 : 2
	DETALLES DE ENSAMBLAJE	Ref. 2-02
04/92	UBICACION DE COMPONENTES	1 / 1



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

Revision

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

REGULADOR DE VOLTAJE

Esc. 1:2.5

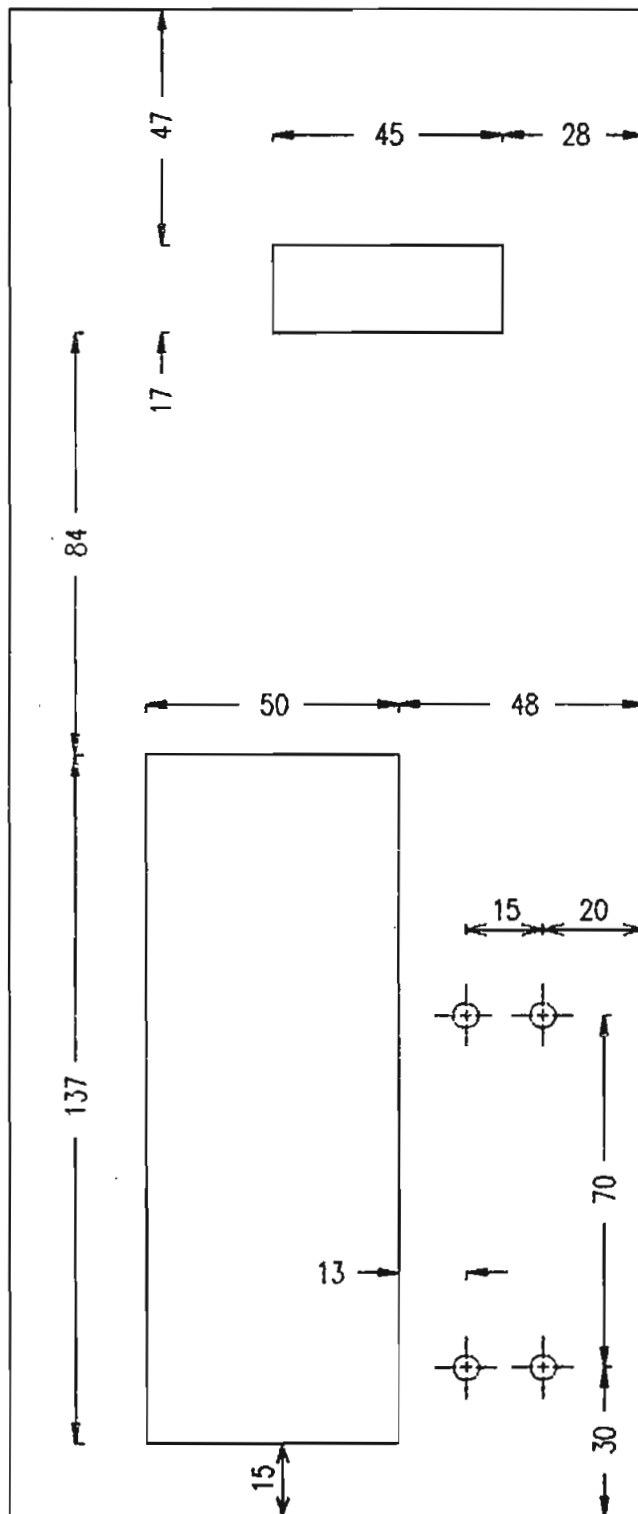
MUEBLE METALICO

Ref. 2-03

04/92

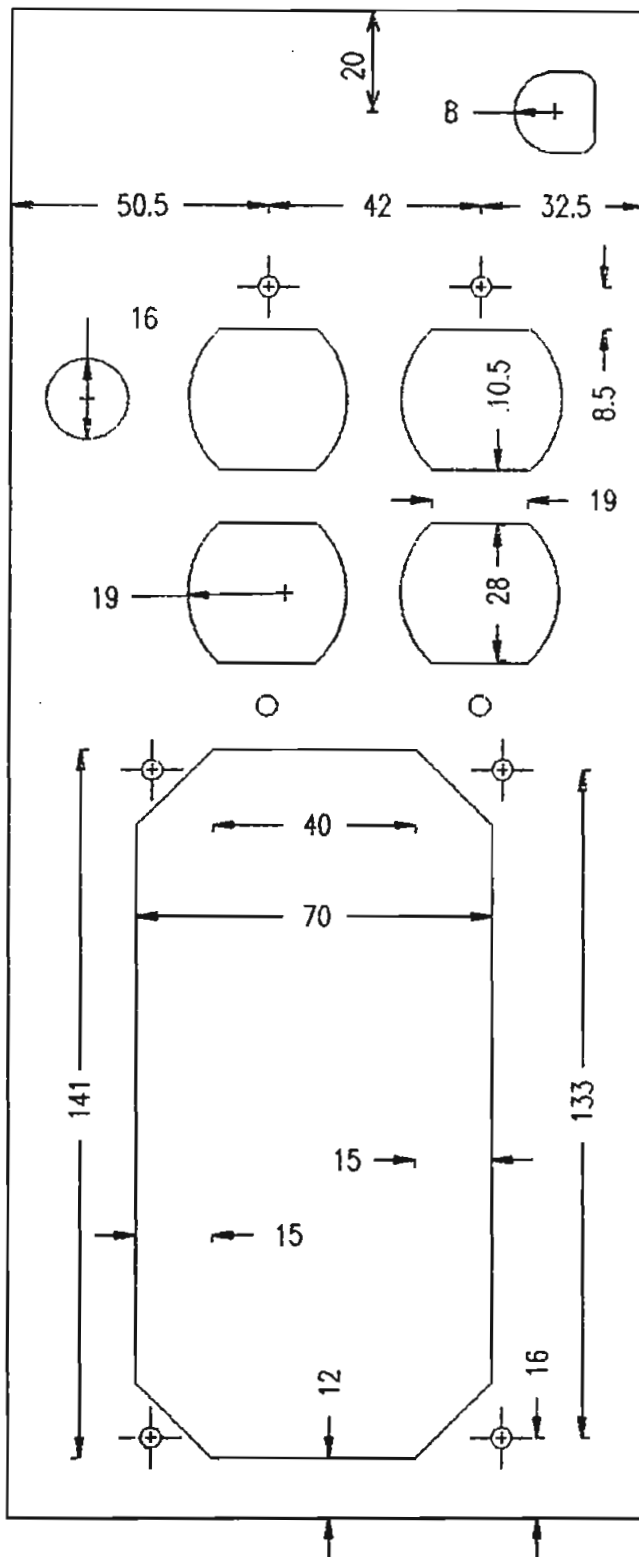
BASE .- TROQUELES

1 / 4

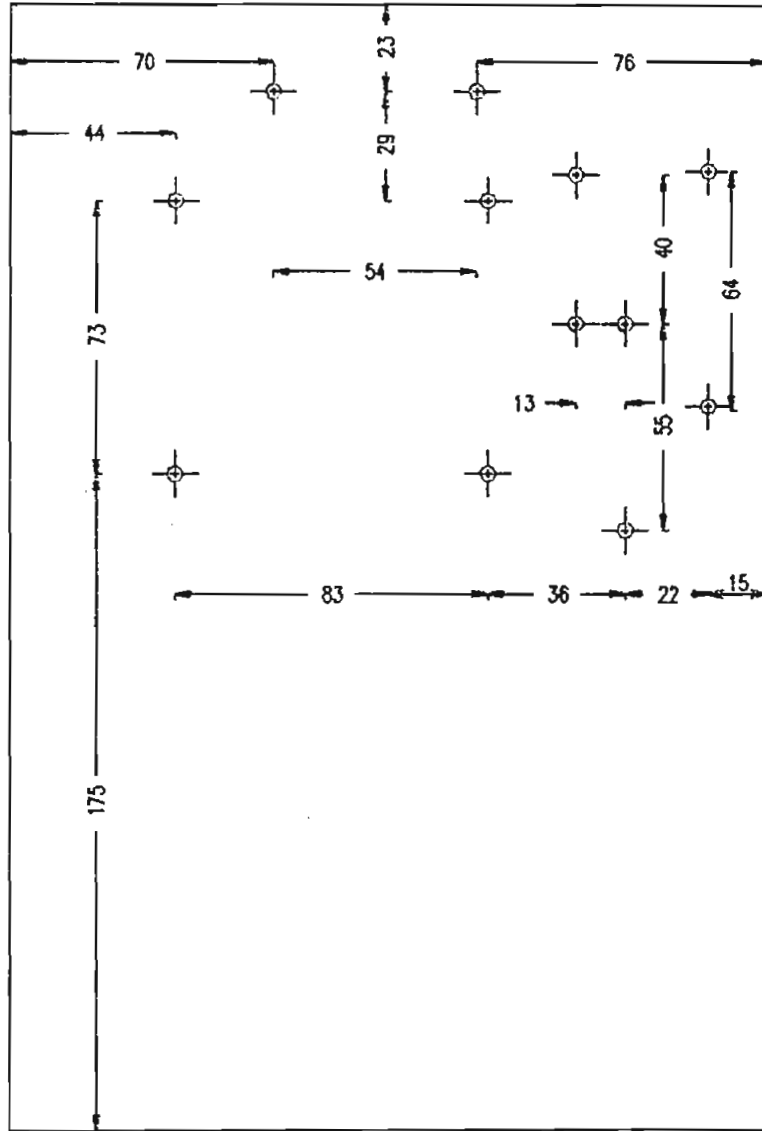


ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc. 1:1.5
	MUEBLE METALICO	Ref. 2-04
04/92	BASE .- DETALLE FRONTAL	2 / 4

\BASE2



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc. 1:1.5
	MUEBLE METALICO	Ref. 2-05
04/92	BASE .- DETALLE POSTERIOR	3 / 4



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

Revision

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

REGULADOR DE VOLTAJE

Esc. 1:2.0

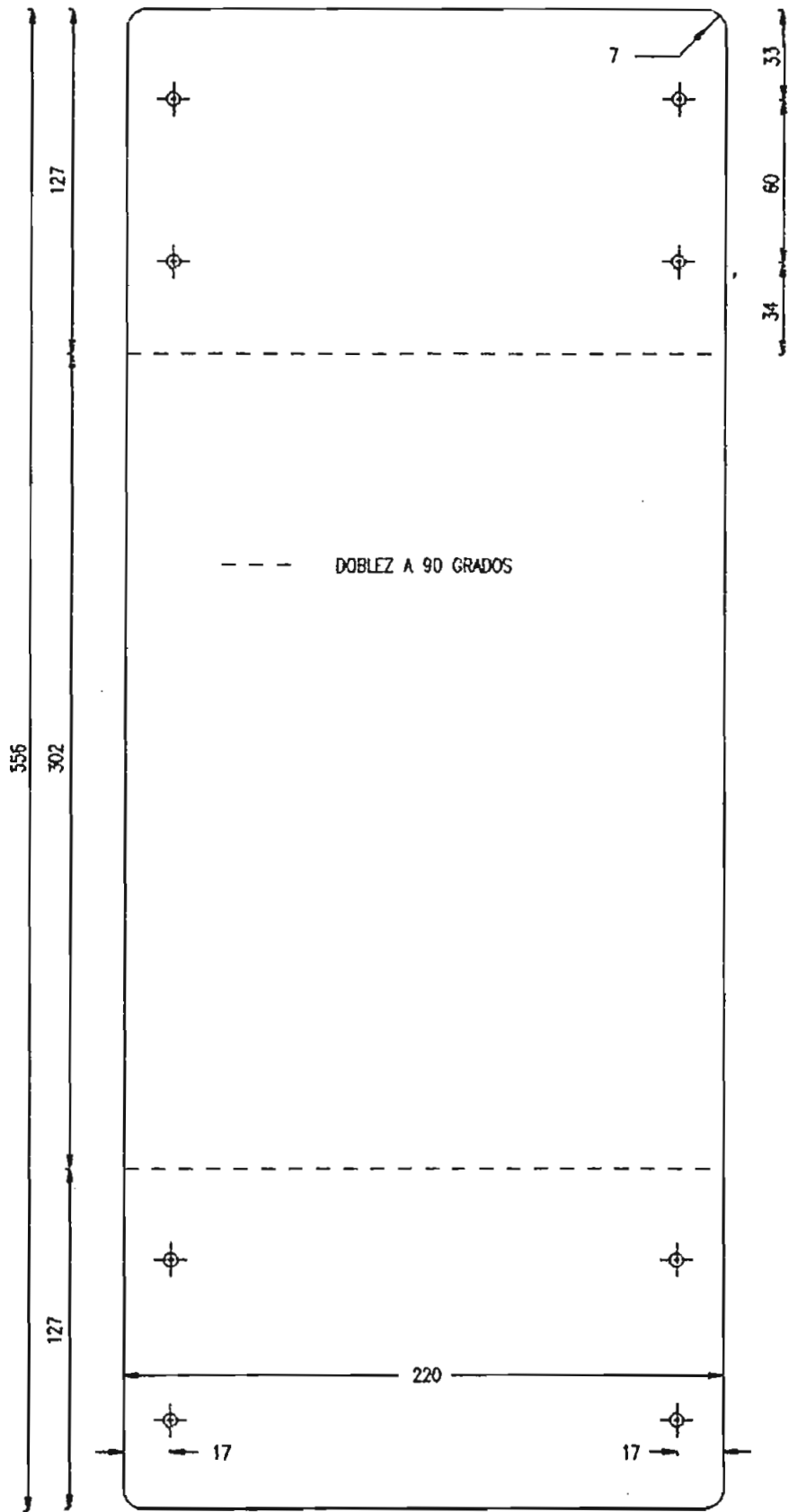
MUEBLE METALICO

Ref. 2-05A

04/92

BASE .- DETALLE DEL FONDO

1 / 1



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL		
Revision	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
	REGULADOR DE VOLTAJE	Esc.1 : 2.5
	MUEBLE METALICO	Ref. 2-06
04/92	T A P A	4 / 4

A N E X O B

CALCULO DE COSTOS

DETALLE

B.1. COSTOS DIRECTOS

B.1.1.	MATERIALES	xviii
B.1.2.	MANO DE OBRA	xxiii
B.1.3.	EQUIPO Y HERRAMIENTA	xxiii

B.2.	COSTOS INDIRECTOS	xxiv
------	-----------------------------	------

CALCULO DE COSTOS

B.1

COSTOS DIRECTOS

B.1.1. MATERIALES

En el cálculo de los costos de materiales puesto que se adquieren elementos para 50 equipos se consideran descuentos pero también un recargo al costo para pagar una utilidad a la fuerte inversión realizada.

No todos los materiales se consiguen en el mercado nacional; hay algunos que deben importarse. Para estos materiales se incluyen gastos de importación.

Hay componentes que requieren de maquinaria y equipo especial para su elaboración, si éste es el caso se encarga su fabricación a empresas competentes y su costo será el precio que se pague por este trabajo.

La tabla B-1 (a,b,c) detalla los costos en sucres a junio/92 de todos los materiales que intervienen por actividad. Los valores son precios reales procedentes de diversas fuentes.

En la actividad "Pruebas de la tarjeta de control" no intervienen materiales definidos.

En la actividad "Fijación de componentes al mueble", el mueble metálico se recibe listo para utilizarse es decir: Troquelado, perforado, con protectores en los troqueles de ventilación frontal y posterior, fondeado y pintado.

DESCRIPCION	UNIDAD	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	PARCIAL (\$)
-------------	--------	----------	-----------------	--------------

TRANSFORMADORES				
TRANSFORMADOR DE POTENCIA				
Hierro del troquel EIP112	Kg	3.67	3,400	12,478
Alambre magnético No. 12 AWG	Kg	0.5	12,000	6,000
Alambre magnético No. 16 AWG	Kg	0.71	12,000	8,520
Platina y bornos	c/u	1	2,500	2,500
Varios	c/u	1	1,500	1,500
SUBTOTAL				30,998
SENSORES TS1, TS2				
Hierro del troquel E1160	Kg	0.47	5,500	2,615
Alambre magnético No. 36 AWG	Kg	0.07	22,900	1,603
Alambre magnético No. 22 AWG	Kg	0.06	19,500	1,170
Sujetadores	c/u	2	266	532
Varios	c/u	1	500	500
SUBTOTAL				5,820
TOTAL				37,438

PREPARACION DE ALAMBRADO				
Alambre flexible No. 16 AWG	m	3.2	300	960
Alambre flexible No. 24 AWG	m	2.6	250	650
Alambre multifilar (6 hilos)	m	0.2	1000	200
Terminal macho-hembra (1)	c/u	15	80	1,200
Terminal macho-hembra (8)	c/u	1	950	950
Terminal para toma	c/u	6	40	240
Etiquetas adhesivas	ciento	0.6	500	300
TOTAL				4,500

Tabla B-1a Costo de materiales

DESCRIPCION	UNIDAD	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	PARCIAL (\$)
-------------	--------	----------	-----------------	--------------

PREPARACION DE LA BASE DEL CONTROL				
Perfil L de aluminio (2.54 cm)	m	2.15	4,396	9,458
Plancha de acrílico liso (1.5 mm)	cm ²	150	3	450
Sujetador plástico	c/u	4	149	592
Perno pequeño	c/u	2	50	100
TOTAL				1,800

PREPARACION DEL MODULO DE POTENCIA				
RESISTENCIA DE POTENCIA				
Base de cerámica	c/u	1	1,400	1,400
Niquelina No. 24	m	1.2	3,500	4,200
Perno pequeño	c/u	4	60	240
Sujetador-terminal	c/u	2	150	300
SUBTOTAL				6,140
Disipador de aluminio (1.2 °C/W)	c/u	2	8,159	16,318
Ventilador 115VAC 0.27A	c/u	2	7,182	14,364
Pernos 3x1/8	c/u	4	60	240
TOTAL				37,662

FIJACION DE COMPONENTES				
huele metálico con acabados	c/u	1	28,000	28,000
Portafusible y fusible	c/u	1	4,190	4,190
Toma polarizada doble	c/u	2	2,240	4,480
Cordón de entrada 3x16 AWG	c/u	1	4,900	4,900
Filtro de entrada: RFI, varistores	c/u	1	12,700	12,700
Breaker SW1 BA	c/u	1	5,900	5,900
TOTAL				60,250

Tabla B-1b Costo de materiales (continuación)

DESCRIPCION	UNIDAD	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	PARCIAL (\$)
-------------	--------	----------	-----------------	--------------

ARMADO DEL MODULO DE POTENCIA				
Lateral perforado y doblado	c/u	2	1,600	3,200
Perno 3x10	c/u	12	60	720
Tornillo	c/u	8	60	480
Separador impreso-disipador	c/u	6	70	420
Aislante de mica + pasta	c/u	4	170	680
Transistor EC667	c/u	4	5,740	22,960
Puente EC66314	c/u	2	2,350	4,700
Juego de resistencias	c/u	1	3,440	3,440
Circuitos impresos (un lado)	cm2	142	40	5,680
TOTAL				42,280

ARMADO DE LA TARJETA DE CONTROL				
Juego de condensadores	c/u	1	7,900	7,900
Juego de resistencias y potenciómetros	c/u	1	4,475	4,475
Juego de diodos y puentes	c/u	1	6,620	6,620
Juego de transistores y relés	c/u	1	13,170	13,170
Juego de chips y reguladores	c/u	1	5,760	5,760
Circuito impreso (doble lado)	cm2	150	76	11,400
Varios	c/u	1	600	600
TOTAL				49,925

ALAMBRADO				
Juego: leds, bases, pega, suelda, etc.	c/u	1	1,800	1,800
TOTAL				1,800

PRUEBAS FINALES				
Embalaje	c/u	1	1,500	1,500
TOTAL				1,500

Tabla B-1c Costo de materiales (continuación)

B.1.2. MANO DE OBRA

Para cualquier empresa, el mantener empleados en su nómina representa egresos superiores a aquellos que por concepto de sueldos, paga mensualmente.

En la tabla B-2 , la columna "COMPENS" incluye la compensación al costo de la vida, la bonificación complementaria, y la compensación para el transporte. El aporte patronal al IESS es el 9.35% del sueldo. La columna "DEMÁS" incluye partes proporcionales de décimo tercero, décimo cuarto, décimo quinto sueldos, fondo de reserva y bono para alimentación

DESCRIPCION	SASICO	COMPENS	SUELDO NOMINAL	APORTE IESS	DEMÁS	TOTAL (\$/MES)	TOTAL (\$/DIA)
Técnico en electrónica de nivel medio-superior (TEC)	102,000	25,200	125,200	11,706	40,465	177,371	6,050
Técnico en electrónica de nivel medio (MED)	80,000	25,200	105,200	9,836	39,398	154,434	7,020
Técnico de nivel medio (AY)	60,000	25,200	85,200	7,966	37,732	132,898	5,950

Tabla B-2 Costo de la mano de obra

B.1.3 EQUIPO Y HERRAMIENTA

De la teoría de Ingeniería Económica, se calcula la depreciación económica A_k (en valores reales) para: Reponer el bien, Pagar al capital invertido una tasa de interés (r) y para pagar impuestos. Al tratar con valores reales, la pérdida del poder adquisitivo por la inflación está ya considerada.

Para simplificar el cálculo se asume que el costo de reventa del bien es cero y que no se pagan impuestos; entonces:

$$A_k = V_0 / fr, n \quad (B.1)$$

$$fr, n = ((1+r)^n - 1) / (r * (1+r)^n) \quad (B.2)$$

Donde:

V_0 valor inicial del bien

$r = 0.12$ tasa de interés anual pagada al capital

$n = 5$ vida útil del bien en años

Reemplazando en (B.2) $fr, n = 3.6$

Con la ecuación (B.1) se estructura la tabla B-3

DESCRIPCION	PRECIO V_0 (\$)	A_k (\$/año)	COSTO (\$/día)
Osciloscopio	900,000	250,000	947
Juego de Herramientas mecánicas: Taladro, bobinadora y herramienta menor	450,000	125,000	473
Juego personal: Multímetro, cautín y herramienta menor.	160,000	44,444	168

Tabla B-3 Costo de equipo y herramientas

B.2

COSTOS INDIRECTOS

DESCRIPCION DEL GASTO	COSTO (\$/MES)	COSTO (\$/Ds L)
Arriendo del área necesaria	130,000	5,909
Pago por consumo de energía eléctrica	8,000	363
Pago por teléfonos	7,000	318
Gastos administrativos: tiempo de secretaria y mensajero	65,450	2,975
TOTAL		9,565

Tabla B-4 Costos Indirectos

La tabla B-4 considera los gastos o pagos mensuales adicionales en que se incurre durante el proceso de fabricación

A P E N D I C E A

TABLAS DE TROQUELES

Dados técnicos

Design data

magnetal

As fórmulas básicas foram calculadas através das relações entre grandezas elétricas, no sistema cgs de unidades, e para núcleos com áreas da perna central quadrada.

Basic formulae were calculated from the electrical relations in the cgs practical system of units and for a core stack having a square cross section.

$$B_m = \frac{\alpha}{KN}$$

$$H_o = \beta N$$

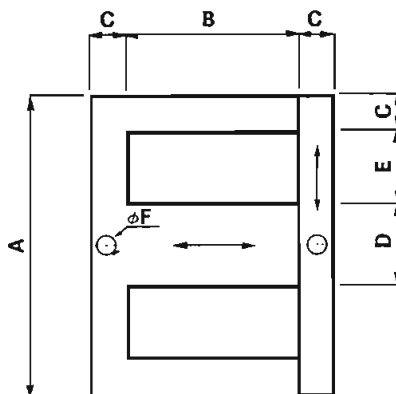
$$L_a = \gamma K N^2 \mu$$

B_m — Indução magnética máxima (gauss por volt a 60 Hz)
 H_o — Intensidade de campo (oersted)
 L_a — Indutância (henry)
 K — fator de empilhamento
 intercalado $K = 0,95$
 bloqueado $K = 0,91$
 α, β, γ — das tabelas de lâminas

B_m — Maximum flux density (gauss per volt at 60 Hz)
 H_o — Magnetizing force (oersted)
 L_a — Inductance (henry)
 K — Stacking factor
 Interleaved $K = 0,95$
 Butt jointed $K = 0,91$
 α, β, γ — from the laminations tables

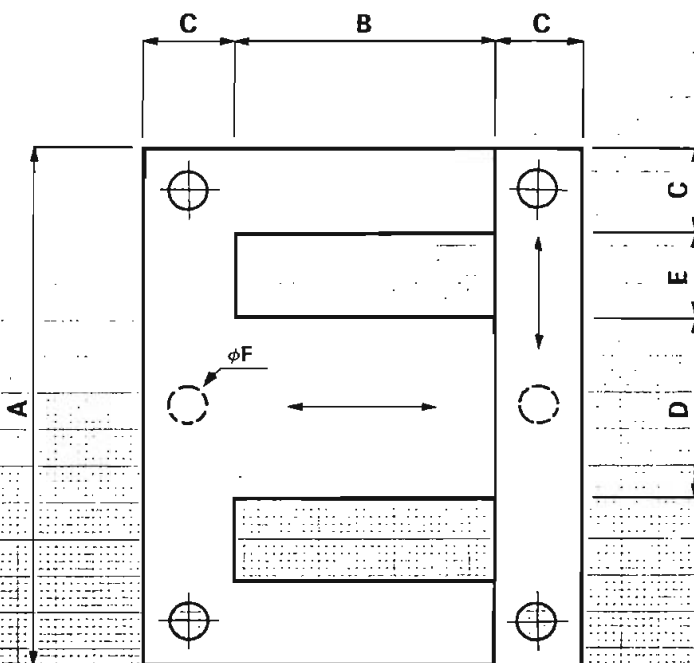
1 — Micro lâminas

1 — Micro laminations



2 — Lâminas standard

2 — Standard laminations



Notas:

1 — Tolerâncias

As tolerâncias que se aplicam as lâminas descritas são:

- comprimento $\pm 0,15$ mm
- janelas $\pm 0,10$ mm
- perna central $\pm 0,10$ mm
- largura $+ 0,00$ mm
- $- 0,20$ mm

2 — Furos

Todas as lâminas podem ser fornecidas com ou sem furos

As lâminas "standard" podem ser fornecidas com 2 ou 4 furos

3 — Gap

De acordo com solicitação do cliente, fornecemos as lâminas tipo G com "gap"

Notes:

1 — Tolerances

The tolerances that apply to the laminations shows here in are:

- Length $\pm 0,15$ mm
- Windows $\pm 0,10$ mm
- Middle leg $\pm 0,10$ mm
- Width $+ 0,00$ mm
- $- 0,20$ mm

2 — Holes

Holes may be omitted in all laminations shapes. Standard laminations are available with 2 or 4 holes

3 — Gap

Following customer's request, we supply laminations shapes type G with gap.

Dados técnicos

Design data

magmetal

1 — Micro lâminas

1 — Micro laminations

TIPO TYPE	A	B	C	D	E	φF	S	P	α (10 ⁻³)	β (10 ⁻³)	γ (10 ⁻³)
EI 80	28,00	16,00	4,00	8,00	6,00	2,00	96,00	37,20	586,60	15,63	0,14
EI 96	35,00	19,50	5,00	9,60	7,70	2,00	150,15	56,75	412,10	13,69	0,17
EI 130	41,00	21,00	6,00	13,00	8,00	3,20	168,00	78,82	222,20	11,91	0,26

2 — Lâminas standard

2 — Standard laminations

2.1 — Unidades métricas

2.1 — Metric units

TIPO TYPE	A	B	C	D	E	φF	S	P	α (10 ⁻³)	β (10 ⁻³)	γ (10 ⁻³)
EI 160	48,00	24,00	8,00	16,00	8,00	3,20	192,00	116,55	146,70	10,42	0,34
EI 190	57,00	28,50	9,50	19,00	9,50	4,00	270,75	163,97	103,90	8,77	0,40
EI 200 G	60,00	30,00	10,00	20,00	10,00		300,00	186,00	93,84	8,33	0,42
EI 220	66,00	33,00	11,00	22,00	11,00	4,00	363,00	221,16	77,60	7,58	0,46
EI 280 G	84,00	42,00	14,00	28,00	14,00	4,50	588,00	359,63	47,88	5,95	0,60
EI 286 G	85,80	42,90	14,30	28,60	14,30	5,56	613,47	372,82	45,90	5,83	0,60
EI 320 G	96,00	48,00	16,00	32,00	16,00	4,50	768,00	471,23	36,66	5,21	0,67
EI 350 G	105,00	52,50	17,50	35,00	17,50	5,56	914,86	562,10	30,64	4,76	0,73
EI 360 G	108,00	54,00	18,00	36,00	18,00	6,00	972,00	593,87	28,96	4,63	0,75
EI 400 G	120,00	60,00	20,00	40,00	20,00	7,00	1.200,00	736,47	23,50	4,17	0,84
EI 500 G	150,00	75,00	25,00	50,00	25,00	7,00	1.875,00	1.154,97	15,10	3,33	1,05
EI 600 G	180,00	90,00	30,00	60,00	30,00	9,00	2.700,00	1.654,28	10,43	2,78	1,26

2.2 — Unidades inglesas

2.2 — English units

TIPO TYPE	A	B	C	D	E	φF	S	P	α (10 ⁻³)	β (10 ⁻³)	γ (10 ⁻³)
EI P 58	47,63	23,81	7,94	15,88	7,94	3,20	189,05	114,71	149,00	10,50	0,33
EI P 34	57,15	28,58	9,53	19,05	9,53	4,00	272,37	164,89	103,60	8,75	0,40
EI P 78	66,68	33,34	11,11	22,22	11,11	4,00	370,41	225,80	76,00	7,48	0,47
EI P 100	76,20	38,10	12,70	25,40	12,70	5,56	483,87	292,47	58,10	6,52	0,53
EI P 118 G	85,73	42,86	14,29	28,58	14,29	5,56	612,47	372,18	45,80	6,83	0,60
EI P 114 G	95,25	47,63	15,88	31,75	15,88	5,56	756,36	461,29	37,24	5,24	0,66
EI P 112 G	114,30	57,15	19,05	38,10	19,05	7,00	1.088,71	667,46	25,84	4,38	0,80

S = área da janela (mm²)
P = peso (g/cm)

S = window area (mm²)
P = weight (g/cm)

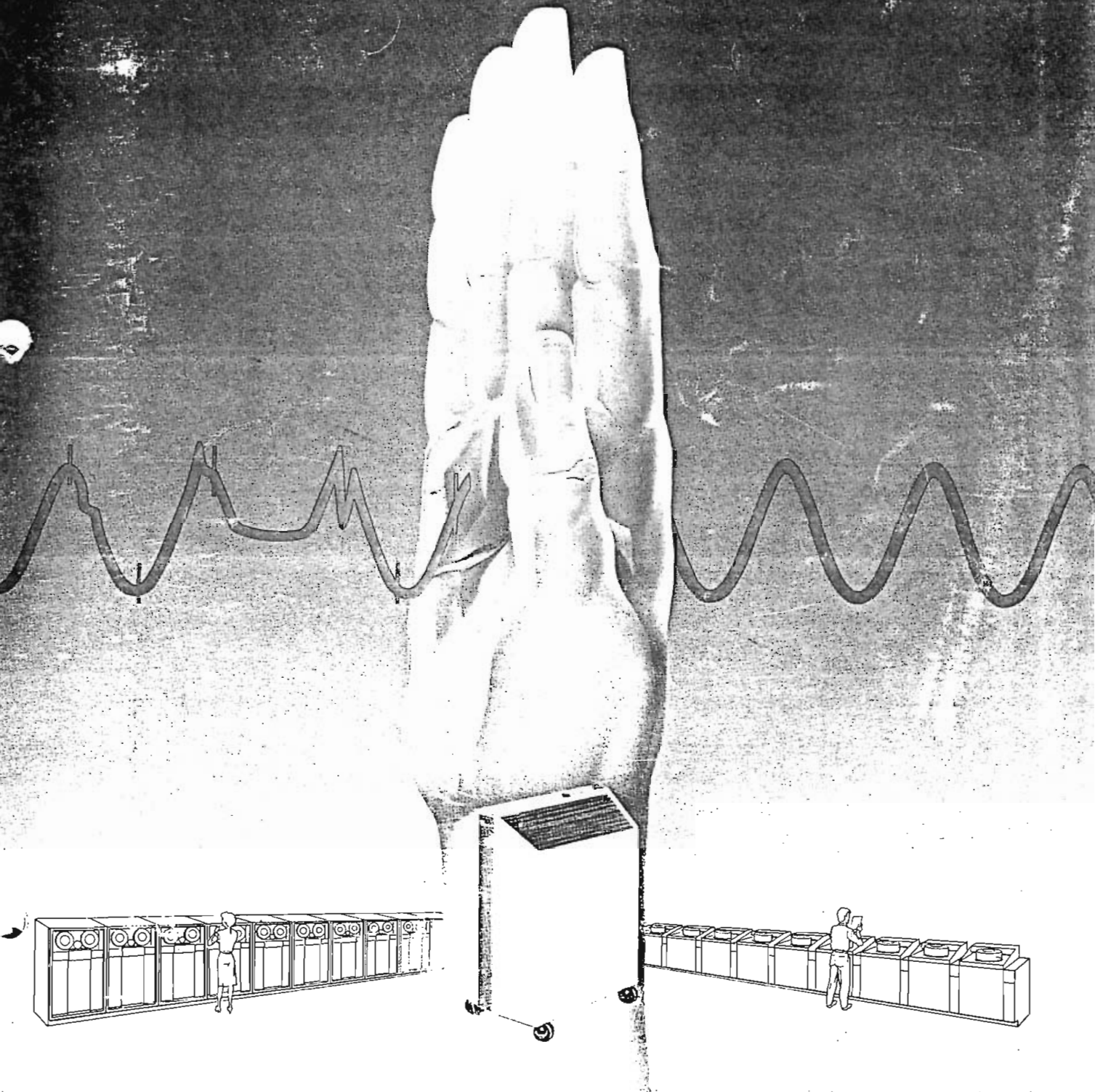
Dimensões: mm
Dimensions: mm

A P E N D I C E B
CATALOGOS

ISOREG[®]

COMPUTER POWER CONDITIONERS

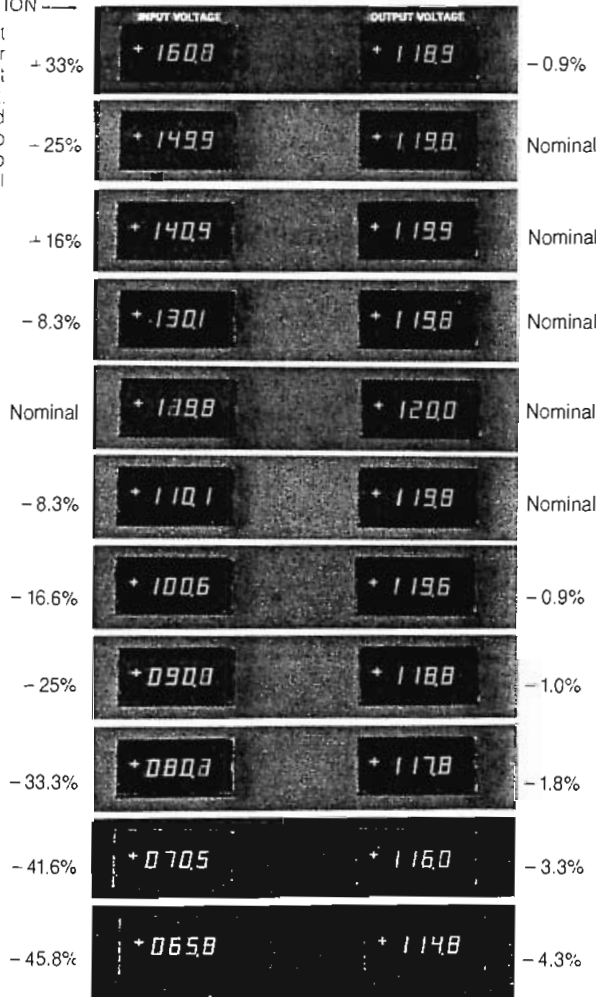
**CLEAN, STABLE POWER FOR
COMPUTERS**



ISOREG COMPUTER POWER CONDITIONERS: FEATURES AND CAPABILITIES

REMARKABLE REGULATION —

Voltmeters at right show ISOREG Power Conditioner's output voltage when input, shown on left, is raised from 120V nominal to 160V and dropped to 65V. Load is 75% of full capacity.



Static Magnetic Circuit

ISOREG Computer Power Conditioners incorporate an advanced patented ferroresonant circuit and utilize neither switching circuitry nor moving parts (except fans in some models).

Exceptional Regulation Bandwidth

More than any other feature, regulation bandwidth distinguishes ISOREG Power Conditioners from other devices of a similar nature. Two measures of regulation are relevant:

- 1) Normal Range Regulation: Identifies the output voltage variation when the input voltage fluctuates by +15% to -25%.
- 2) Wide Range Regulation: Identifies the maximum line voltage fluctuation that still does not cause the device's output voltage to deviate by more than $\pm 5\%$.

Input voltage deviation from normal	Output voltage deviation at 85% of full load
-25% to +15%	$\pm 1/2\%$
-45% to +100%	-5% to +0%

Normal range	-25% to +15%	$\pm 1/2\%$
Wide range	-45% to +100%	-5% to +0%

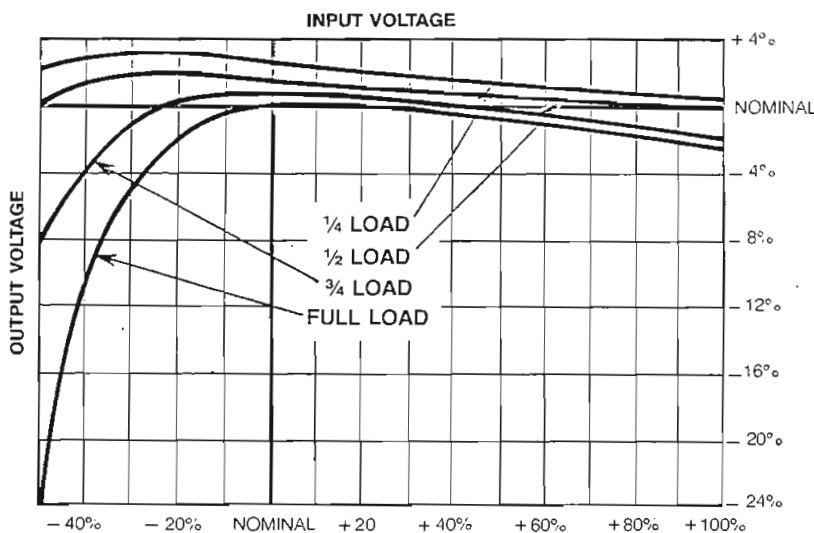
No Time Lag

Input voltage fluctuations are ignored rather than corrected. An ISOREG Power Conditioner's voltage level is essentially synthesized independent of the input voltage (within certain ranges of the latter). This avoids the time lag customary with many types of voltage regulator.

2% Voltage Regulation for Full-Load Switching

With instant switching from zero to full load, the output voltage changes as follows:

Power rating	Output voltage change for abrupt on/off switching of 100% rated load
10 kVA and higher	2%
3/4 to 7 1/2 kVA	3%
Less than 3/4 kVA	4%



ISOREG COMPUTER POWER CONDITIONERS: FEATURES AND CAPABILITIES

3% Regulation for Concurrent Line/Load Change

For line voltage fluctuations of -25% to $+15\%$ and simultaneous change from 10% to 100% of full rated load or vice versa, the output voltage changes as follows: 10kVA and higher = 4%; $\frac{3}{4}$ - $7\frac{1}{2}$ kVA = 4%; less than $\frac{3}{4}$ kVA = 6%.

3% Harmonic Distortion

Harmonic distortion of the output voltage is $<3\%$ at full load and $<5\%$ at no load.

Linear Response to Frequency Deviation

Variations in power line frequency of up to $\pm 5\%$ result in a LINEAR change in output voltage at the rate of $1\frac{1}{2}\%$ change in voltage per 1% change in frequency. Voltage increases as frequency increases, and vice versa.

$< \frac{1}{4}$ Picofarad Input-to-Output Capacitance

Primary and secondary circuits are isolated and shielded to reduce primary to secondary capacitance to $< \frac{1}{4}$ picofarads. Low capacitance, along with other circuit elements, sharply reduces both common-mode and transverse electrical noise even in extremely noisy environments. Expressed in dB, common mode noise is limited to 100 dB and transverse noise to 82 dB.

80%-85% Efficiency

When fully loaded, efficiency is 80% — 85%, depending on capacity of device.

Voltage Transformation, Too

Certain ISOREG Power Conditioner models offer voltage step-down capability: 480 Volts input, 240 Volts or 120 Volts output; or 240 Volts input and 120 Volts output. Voltage step-up models are available on a special-order basis.

Input and Output Circuit Breaker Protection

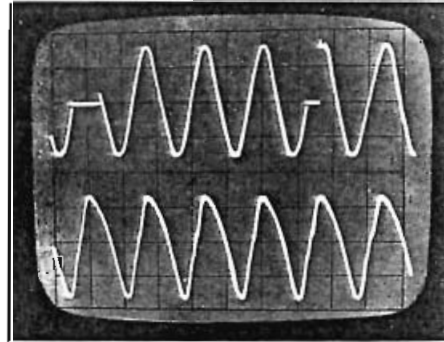
Circuit breakers are included on the input side, and 60 Hz versions also incorporate a circuit breaker on the output as well (an input fuse on 125VA models).

Temperature Range

-20°C to 40°C (continuous) are the limits for ambient operating temperatures.

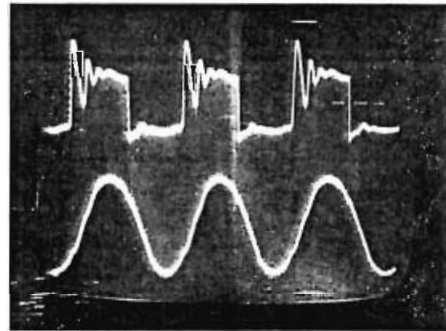
Outstanding "Ride-Through"

ISOREG Power Conditioners "ride-through" very brief power outages, ($\frac{1}{2}$ to 1 cycle depending on loading).



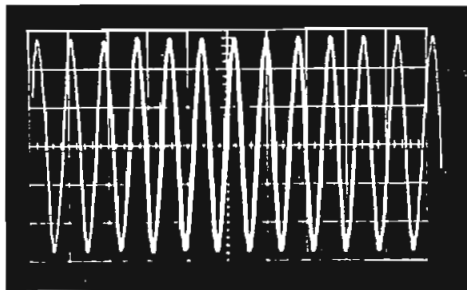
Square-Wave-to-Sine Wave Transformation

A badly distorted, input voltage wave is changed to an almost perfect sine wave.



3 Cycles for Full Correction of Load Switching Disturbances

Output voltage returns to 95% of stabilized level within 2 cycles and to 100% within 3 cycles when a full load is turned on or off. Deviations resulting from less than full load switching are eliminated even faster.

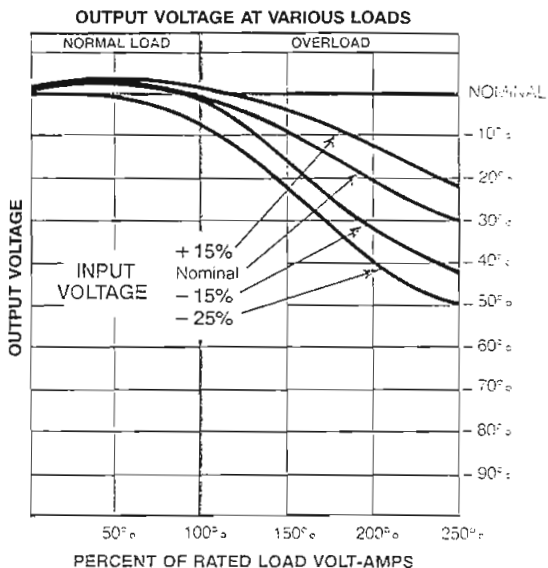


ISOREG COMPUTER POWER CONDITIONERS: FEATURES AND CAPABILITIES

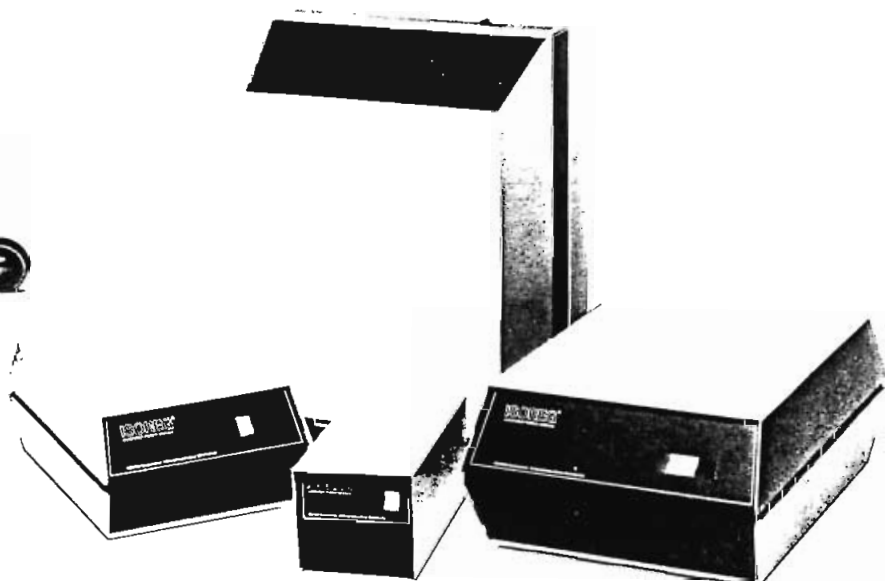
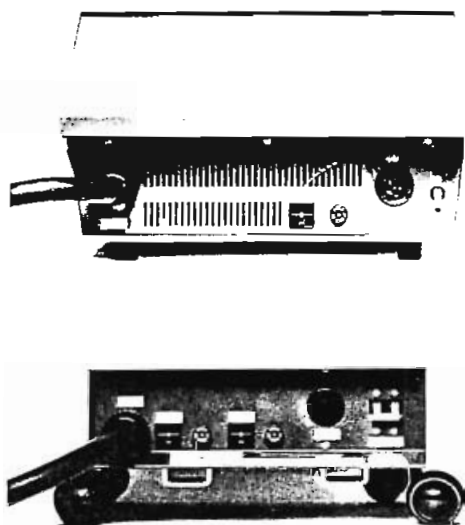
Smooth Voltage Reduction Under Overload
Dramatically different from ordinary ferroresonant transformers whose output collapses when overloaded by 50% to 75%, an ISOREG Power Conditioner's output reduces smoothly when overloaded by 100%, 200% or even more.

Built to NEMA, ANSI Standards
Transformer components are built to Class H (180°C) operating standards as defined by NEMA Standard ST20 and TR27-19765.

UL, CSA Listings
The majority of the ISOREG Modules are UL or CSA cited. Others are listed by ETL (Eastern Testing Laboratories). Please contact home office for details.



Multiple Outlets
Many standard ISOREG Power Conditioners are equipped with multiple outlets, and some versions offer two different output voltages.



VOLTAC

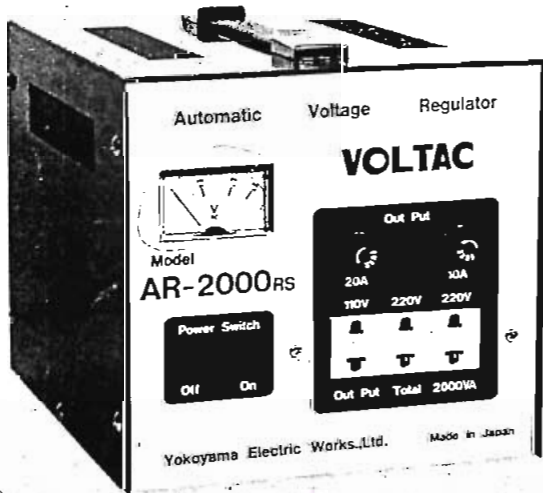
New AR-series RS

AUTOMATIC VOLTAGE REGULATOR

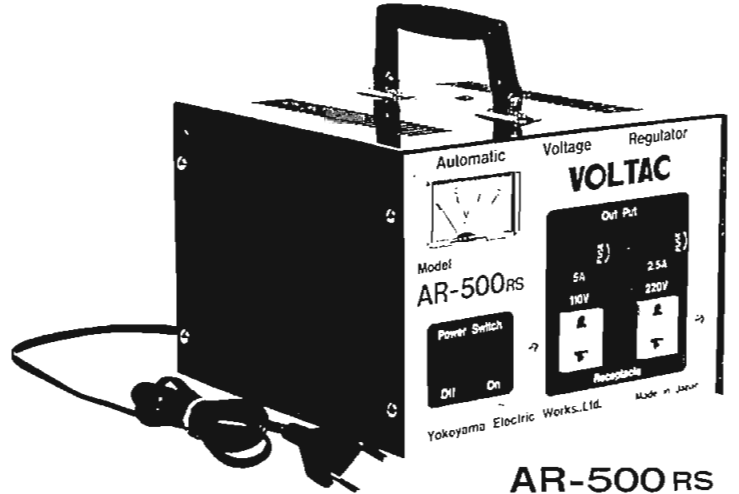
PRINT CIRCUIT BOARD CENTRALIZED ELECTRONIC CONTROL BASED SERVO-MOTOR CONTROL SYSTEM
NEW AUTOMATIC VOLTAGE REGULATOR AR-SERIES RS-MODEL.

SYSTEME DU CONTROLE SERVO-MOTEUR BASE SUR LE CONTROLE ELECTRONIQUE CENTRALISE DU TABREAU DE CIRCUIT IMPRIME.
NOUVEAU REGULATEUR AUTOMATIQUE DU VOLTAGE SERIES AR-RS.

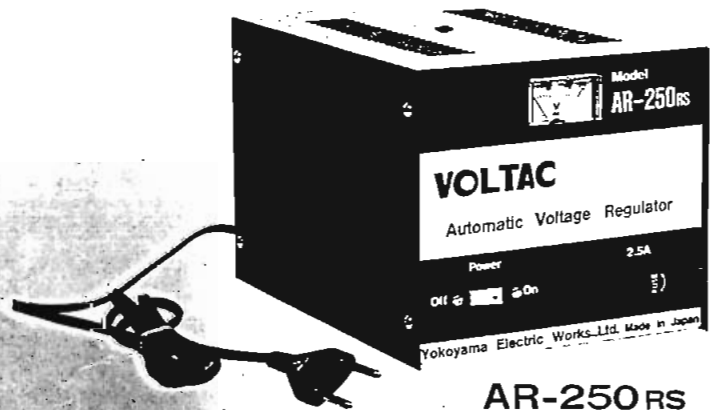
- لوحة تحكم مطبوع عليها الدائرة الكهربائية تتوسط مجموعة التحكم الالكترونية ذات المحرك المزود بسرفو (معزز).
- منظم أوتوماتيكي جديد لفولتية التيار (فرق الجهد الكهربى) مجموعة موديلات "إيه آر - آر إس".



AR-2000RS



AR-500RS



AR-250RS

"VOLTAC" AUTOMATIC VOLTAGE REGULATOR

New AR-RS Series

Our company, which has been engaged in the research, development, manufacture, and sale of stable and safe electric power for homes, offices, and factories for 50 years, is now presenting the new AR-RS-Series. This series is the product of the most advanced technology and is a model truly worthy of the name "VOLTAC".

There is no end to the outstanding features of this series: a direct control mechanism, unavailable from other companies, which is directly connected to the centralized electronic control print circuit board, the center shaft, and the motor; a dual-type multi-receptacle which enables the 2-pin plug, used almost all over the world, to be connected to it; a special navy-blue coating which gives the series a high-class, distin-

guished, calm and composed appearance and a silk-screen front panel which matches it well; a power switch with built-in pilot light which lets you know at a glance that the power is on; and much more.

It has a capacity of from 250 VA to 5 KVA and can be used generally in the home, in factories, and for everything in between. So we urge you to select from among the products available the one that can best perform the task you have in mind without strain.

Please specify the name "VOLTAC" at time of purchasing.

Model No.	Nominal KVA	Input Voltage	Output		Dimension m.m.	Net weight (Kg)
			Voltage	Amp		
AR-250-RS	0.25	65-130	110 ± 2.5%	1.2	152 × 206 × 146H	4.5 Kg
		150-250	220 ± 2.5%	1.2		
AR-350-RS	0.35	65-130	110 ± 2.5%	1.6	152 × 206 × 146H	4.65 Kg
		160-250	220 ± 2.5%	1.6		
AR-500-RS	0.5	65-130	110 ± 2.5%	2.3	192 × 196 × 146H	5 Kg
		160-250	220 ± 2.5%	2.3		
AR-750-RS	0.75	65-130	110 ± 2.5%	3.4	192 × 196 × 146H	5.35 Kg
		160-250	220 ± 2.5%	3.4		
AR-1000-RS	1	65-130	110 ± 2.5%	4.6	192 × 196 × 146H	5.7 Kg
		160-250	220 ± 2.5%	4.6		
AR-1500-RS	1.5	65-130	110 ± 2.5%	6.8	192 × 246 × 193H	10 Kg
		160-250	220 ± 2.5%	6.8		
AR-2000-RS	2	65-130	110 ± 2.5%	9.1	192 × 246 × 193H	11 Kg
		160-250	220 ± 2.5%	9.1		
AR-3000-RS	3	65-130	110 ± 2.5%	13.6	223 × 346 × 225H	15 Kg
		160-240	220 ± 2.5%	13.6		
AR-4000-RS	4	65-130	110 ± 2.5%	18.2	223 × 346 × 225H	17 Kg
		160-250	220 ± 2.5%	18.2		
AR-5000-RS	5	65-130	110 ± 2.5%	22.7	223 × 366 × 225H	19 Kg
		160-250	220 ± 2.5%	22.7		

VOLTAC products also include the AS and TR series and other large-capacity products. Please inquire about these as well at stores where VOLTAC products are sold.

NIVELINE®

ESTABILIZADOR AUTOMÁTICO DE VOLTAJE DE ALTA PRECISIÓN.

NIVELINE es el primer Estabilizador Automático de Voltaje de Alta precisión destinado específicamente (por costo y características) a la protección de computadores personales contra daños, errores y pérdidas de información causados por fenómenos de inestabilidad en el voltaje.

NIVELINE además, anula las transientes, los ruidos e interferencias que producen frecuentes problemas en el software y un prematuro desgaste de los componentes electrónicos de su computador.

La más moderna tecnología electrónica, permite a **NIVELINE** brindar protección total a un precio altamente competitivo.

NIVELINE basa su funcionamiento en un sistema de conmutación de Triacs que permite realizar los ajustes de voltaje en un tiempo de 17 milisegundos.

Todos los modelos **NIVELINE** incorporan Supresor de Transientes e Interferencias (STSI) o Transformador de Aislamiento (TA), según la aplicación a que estén destinados en la protección de computadores personales, centrales telefónicas, equipos médicos de terapia y diagnóstico.



NIVELINE – PRINCIPALES CARACTERISTICAS TECNICAS

Rango de Entrada:	90 - 135 Voltios/60 Hz
Salida Nominal:	117 Voltios
Principio de Funcionamiento:	Sistema de Conmutación de Triacs
Tiempo de Respuesta:	16.8 Milisegundos
Exactitud	± 6%/o
Forma de la Onda:	Sinusoidal
Distorsión Armónica:	2%/o o menor
Independencia a Variaciones de ciclaje:	10%/o
Eficiencia a Carga Completa:	100%/o
Capacidad de Sobrecarga:	Momentánea 20%/o
Rango de Temperatura:	0 °C a 50 °C
Humedad Ambiental:	10%/o a 90%/o No condensante
Altitud:	3.500 Metros (11.500 pies) Max.

SUPRESOR DE TRANSIENTES E INTERFERENCIAS

- TRANSIENTES MAXIMAS DE ENTRADA: 3.000 Voltios Pico a 25 Joules a 1 por segundo.
- MODO COMUN: ATENUACION TIPICA: 46 Decibeles
- MODO TRANSVERSO: ATENUACION TIPICA: 35 Decibeles
- FRECUENCIAS DE ATENUACION: desde 5 KHZ hasta 1MHZ

MODELOS DE 115 V:

200 V. A.	TA	500 V. A.	STSI
200 V. A.	STSI	800 V. A.	STSI
350 V. A.	STSI	1200 V. A.	STSI

VARIACIONES DE VOLTAJE, TRANSIENTES E INTERFERENCIAS

VARIACIONES DE VOLTAJE:

Las variaciones de voltaje son fenómenos generados por la siempre creciente demanda de energía en todo el mundo. Conforme crece el consumo eléctrico, los sistemas de distribución se sobrecargan originando las variaciones de voltaje.

En los transformadores y las redes de distribución de su barrio, oficina, edificio, etc., se producen fenómenos similares. Durante las horas de mayor consumo, las sobrecargas producen caídas en el voltaje. En las horas de poco consumo eléctrico se produce un fenómeno inverso, o sea exceso de voltaje.

EL SUPRESOR DE TRANSIENTES:

Las transientes (Spikes) son picos de voltaje de altísima magnitud y de corta duración.

Se generan en el arranque de motores de ascensores o maquinarias, (Cargas inductivas en general), por el uso de soldadoras eléctricas, por la caída de rayos en las líneas de alta tensión aunque se produzcan a muchos kilómetros de distancia y también por la conexión o desconexión de subestaciones eléctricas.

Además de afectar a los componentes electrónicos de los equipos, las transientes producen en computación errores y pérdidas de información, así como daños en los programas. La magnitud de los problemas generados por transientes es de tal índole, que implican pérdidas de largas horas de trabajo y pueden generar costos y molestias innecesarias para su empresa.

En el caso de equipos médicos y científicos, estos deben suministrar información exacta y confiable, por lo que es indispensable eliminar estos fenómenos eléctricos.

EL SUPRESOR DE INTERFERENCIAS:

Las interferencias son ruidos de línea, de menor intensidad que las transientes pero de más larga duración.

Las interferencias provienen de motores que utilizan carbones, de estaciones microondas, FM, radioaficionados y en general de todo tipo de energía de alta frecuencia radiada en el espacio o conducida por las líneas eléctricas.

Los ruidos de línea producen equivocaciones o resultados erróneos en programas de computación que han estado corriendo normalmente, apareciendo y desapareciendo según la amplitud (Decibeles) que alcancen.

GARANTIA

Se garantiza que todo producto fabricado por FIRMESA se halla libre de defectos en materiales y en su construcción.

Esta garantía es válida siempre y cuando, EL EQUIPO FABRICADO POR FIRMESA Y MOTIVO DE ESTA GARANTIA sea operado bajo condiciones normales y es válida por 360 días desde la fecha de su compra. Nuestra obligación bajo esta garantía SE LIMITA estricta y exclusivamente a reparar o reemplazar, en la fábrica, cualquier equipo o componente, que un representante de FIRMESA, lo determine defectuoso en sus materiales o en su construcción. FIRMESA se reserva el derecho de satisfacer tal obligación con una de las siguientes alternativas: 1. Reparando el equipo. 2. Cambiándolo por uno nuevo. 3. Devolviendo el valor original de compra, del aparato motivo de esta garantía. FIRMESA no será responsable bajo ninguna circunstancia, por daños directos especiales, incidentales, consecuenciales, indirectos o de naturaleza penal, incluyendo sin limitación daños hacia personas o equipos.

ESTA GARANTIA ES EXCLUSIVA Y UNICA ENTENDIENDO LAS PARTES QUE NO EXISTE NINGUNA OTRA GARANTIA NI EXPRESA NI TACITA NI SOBREENTENDIDA. Esta garantía no se aplicará a ningún producto o componente: 1. Reparado o alterado por cualquier otra persona que no sea FIRMESA o su Agente Autorizado de Servicio. 2. Alterado, o sujeto a falso manejo, negligencia o accidente. 3. Alterado, borrado o removido el número de serie. 4. Que haya sido impropriamente conectado, instalado o usado de manera diferente en relación a las instrucciones. FIRMESA se reserva el derecho de descontinar cualquier modelo a cualquier tiempo, o cambiar las especificaciones o el diseño sin notificación previa y sin incurrir en ninguna obligación.

LA GARANTIA SERA NULA PARA CUALQUIER PRODUCTO O COMPONENTE SI LA TARJETA DE REGISTRO DE GARANTIA NO SE HALLARE CORRECTAMENTE COMPLETADA Y ENVIADA A FIRMESA, DENTRO DE LOS (5) CINCO PRIMEROS DIAS, CONTADOS A PARTIR DE LA FECHA DE ADQUISICION DEL EQUIPO, EN FIRMESA O SUS DISTRIBUIDORES AUTORIZADOS.



QUITO: OFICINA COMERCIAL
Moscú 378 y Av. República de El Salvador
Telfs: 459 218 - 459 318

Telex 22902 FIRMES-ED Casilla A - 654 Quito - Ecuador

GUAYAQUIL: OFICINA COMERCIAL
Aguirre 606 y Escobedo, Oficina 304 Telfs: 321 008 - 323 849

BIBLIOGRAFIA

- AMERICAN DESIGN COMPONENTS Catalog
- ARROBO, Rodrigo Notas de LOTUS 1-2-3
E.P.N. 1986
- CELLERI, Carlos Control Industrial
E.P.N. marzo 1984
- CORCOM Inc. RFI Power Line Filters
Catalog 871G
- CUTLER, Phillip Análisis de Circuitos con Semiconductores
McGraw-Hill , Mexico 1982
- E.P.N. Apuntes de Electrónica de Potencia II
Ingeniería Eléctrica, 1987
- E.P.N. Apuntes de Electrónica I,II
Ingeniería Eléctrica, 1985
- E.P.N. Apuntes de Ingeniería Económica
Ingeniería Eléctrica, 1987
- E.P.N. Apuntes de Análisis de Costos
Tecnología en Construcciones
Civiles, 1990
- ICO-RALLY Corp. INTERFAN
Catalog
- McLYMAN, T Transformer and Inductor design Handbook
Marcel Dekker, 1978
- MILLMAN, Jacob Electrónica Integrada
HALKIAS, Christos Barcelona, 1976
- MOTOROLA Inc. Linear and Interface Integrated Circuits
Motorola Inc. , 1985
- NEWARK ELECTRONICS Catalog Number 111
NEWARK Electronics, 1990
- NUHRMANN, Dieter Das große werkbuch elektronik
Franzis-Verlag Munchen, 1989
- OGATA, Katsuhiko Ingeniería de Control Moderno
Prentice-Hall International, 1974
- PHILIPS ECG ECG Semiconductor Master Replacement Guide
Philips ECG , October 1987

PUTZ, Reinhold	Netzspannungs-Konstanthalter mit MOSFETs Electronik 2/23. pp. 57-62 1.1987
RCA Corporation	CMOS Integrated Circuits RCA Corporation, 1983
RCA Corporation	GE-MOV Metal Oxide Varistors Transient Voltage Supression devices
RCA Corporation	Solid State Power MOSFETs RCA Corporation, 1986
TANGO-PCB	Manual de Operación Versión 3.01, 1986
VAN VALKENBURG, M.E.	Análisis de Redes Editorial Limusa, 1979
VASS, Helena	Solucionario de Circuitos Eléctricos I Colección E.F.N. , Quito 1986