



# **Escuela Superior Politécnica del Litoral**

**Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación**

**“Diseño y construcción de un inversor monofásico tipo puente con control de frecuencia y Modulación de ancho de pulso (PWM)”**

## **TOPICO DE GRADUACIÓN**

**Previa a la obtención del Título de:**

**INGENIERO EN ELECTRICIDAD**

**Especialización: ELECTRÓNICO INDUSTRIAL**

**Presentada por:**

**Narcisa de Jesús Barrera Villacrés  
Pedro Chong Aguirre  
Yary Justo Villagómez Gavilanes**

**Guayaquil – Ecuador**

**AÑO  
2003**

## **AGRADECIMIENTO**

Agradecemos a Dios, nuestros Padres y Maestros. A los libros que formaron la conciencia de un mundo que va mas allá de lo que otros ponen frente a nuestros ojos. Al amor por la vida y el descubrimiento que puso Dios en todos los seres humanos. Un agradecimiento antes que cualquier otro mortal, hacia aquellas personas con la paciencia incondicional mas grande..... nuestros Padres.

## **DEDICATORIA**

Dedicamos esta obra a todas aquellas personas que han creído en nosotros en todo momento. A todos aquellos que de alguna u otra manera contribuyeron en la culminación del mismo; esto es a nuestro director, profesores, compañeros pero sobre todo a aquellas personas que siempre rebosaron de paciencia para con nosotros....nuestros Padres.

## **TRIBUNAL DE GRADUACION**

---

Ing. Carlos Monsalve  
SUBDECANO DE LA FIEC

---

Ing. Norman Chootong  
DIRECTOR DE TOPICO

---

Ing. Efrén Herrera  
JURADO

---

Ing. Holger Cevallos  
JURADO

## **DECLARACIÓN EXPRESA**

“La responsabilidad del contenido de este trabajo, nos corresponde exclusivamente, y el patrimonio intelectual del mismo a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL”

---

**Narcisa Barrera Villacrés**

---

**Pedro Chong Aguirre**

---

**Yary Villagómez Gavilanes**

## **RESUMEN**

El trabajo a desarrollarse en este tópico consiste en el diseño de un inversor monofásico de frecuencia variable y modulación de ancho de pulso o PWM, lo que significa que se puede variar el ancho del pulso alterno producido. Esto es un convertidor de potencia dc a potencia ac con la posibilidad de variar la frecuencia dentro de un amplio rango de trabajo.

El método de modulación usado fue el de modulación de ancho de pulso único o SM (Single Pulse Width Modulation).

El circuito de control se basa en amplificadores operacionales 741 y 301. Se generan señales que servirán para accionar a los transistores de potencias TIP31C.

El tablero se ha diseñado para uso didáctico, esto es, se ha hecho accesible señales de control además de la conexión de la carga y la fuente.

Inicialmente se expondrá las características de los transistores de potencia y cuáles son sus ventajas sobre el uso de por ejemplo IGBT's o tiristores. Se considerará características eléctricas promedio (es decir tiempo de respuestas, características de conmutación, etc.).

En el capítulo 2 de este texto se explicarán los fundamentos teóricos del proceso de inversión, y el método de inversión utilizado, aplicaciones y utilidad. Y el por qué del uso de cada uno de los elementos. En este resumen teórico se numerarán los métodos de modulación conocidos, se definen las bases teóricas del funcionamiento del inversor monofásico de puente completo y las ventajas del uso de la modulación de ancho de pulso único contra no usarlo. También, se hará un pequeño análisis de contenido de armónicos para este método de modulación

En los capítulos 3 y 4 se justificará el diseño del módulo de fuerza y el de control. Se explicará como se diseñaron los módulos en base a la teoría estudiada y como se resolvieron problemas que surgieron en la implementación. Además se expondrán todas las pruebas y resultados que se puedan obtener del proyecto.

# ÍNDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN.....	VI
ÍNDICE GENERAL.....	VIII
ABREVIATURAS.....	XIIV
INDICE DE FIGURAS.....	XVIII
INTRODUCCIÓN.....	1
<b>1. GENERALIDADES.....</b>	<b>3</b>
1.1. Transistores de potencia .....	5
1.1.1. Consideraciones.....	5
1.1.2. Principios básicos de funcionamiento.....	11
1.1.3. Tiempos de conmutación.....	12
1.1.3.1. Tiempo de retardo (Delay Time, td).....	13
1.1.3.2. Tiempo de subida (Rise time, tr).....	13
1.1.3.3. Tiempo de almacenamiento (Storage time, ts).....	13
1.1.3.4. Tiempo de caída (Fall time, tf).....	14
1.1.4. Otros parámetros importantes.....	15
1.1.4.1. Corriente media.....	15
1.1.4.2. Corriente máxima.....	15
1.1.4.3. $V_{CBO}$ .....	15
1.1.4.4. $V_{EBO}$ .....	16



1.1.4.5. Tensión máxima.....	16
1.1.4.6. Estado de saturación.....	16
1.1.4.7. Relación corriente de salida - control de entrada: $h_{FE}$ .....	16
1.1.5. Modos de trabajo .....	17
1.1.5.1. Región activa directa.....	17
1.1.5.2. Región activa inversa.....	18
1.1.5.3. Región de corte.....	18
1.1.5.4. Región de saturación.....	18
1.1.6. Avalancha secundaria. Curvas SOA.....	19
1.1.7. Efecto producido por carga inductiva. Protecciones.....	22
1.1.8. Cálculo de potencias disipadas en conmutación con carga resistiva.....	26
1.1.9. Cálculo de potencias disipadas en conmutación con carga Inductiva .....	29
1.1.10. Ataque y protección del transistor de potencia.....	31
1.2. El Amplificador Operacional.....	38
1.2.1. Definición.....	38
1.2.2. Parámetros Absolutos máximos.....	39
1.2.2.1. Voltaje de alimentación (+/- $V_s$ ).....	40
1.2.2.2. Disipación (Pd).....	40
1.2.2.3. Voltaje de entrada diferencial ( $V_{id}$ ).....	40

1.2.2.4. Voltaje de entrada ( $V_{icm}$ ).....	40
1.2.2.5. Duración de corto circuito a la salida.....	41
1.2.3. Características agregadas:.....	41
1.2.4. Parámetros de entrada.....	42
1.2.4.1. Voltaje de offset de entrada ( $V_{oi}$ ).....	42
1.2.4.2. Corriente de entrada de Bias ( $I_b$ ).....	42
1.2.4.3. Corriente de offset de entrada ( $I_{os}$ ).....	42
1.2.4.4. Rango de voltaje de entrada ( $V_{cm}$ ).....	42
1.2.4.5. Resistencia de entrada ( $Z_i$ ).....	42
1.2.5. Parámetros de Salida.....	43
1.2.5.1. Resistencia de Salida ( $Z_{oi}$ ).....	43
1.2.5.2. Corriente de corto circuito de salida ( $I_{osc}$ ).....	43
1.2.5.3. Oscilación de voltaje de salida ( $V_o \text{ max}$ ).....	43
1.2.6. Parámetros dinámicos.....	44
1.2.6.1. Ganancia de lazo abierto ( $A_{oi}$ ).....	44
1.2.6.2. Ganancia de señal de voltaje grande.....	44
1.2.6.3. Slew rate (SR).....	44
1.2.7. Otros parámetros.....	44
1.2.7.1. Corriente de alimentación.....	44
1.2.7.2. Razón de rechazo del modo común.....	44
1.2.7.3. Separación de canales.....	45
1.2.8. Ganancia & frecuencia de lazo abierto.....	45
1.2.8.1. Respuesta Transiente, o tiempo de subida.....	47

1.2.9. Ganancia de Lazo abierto.....	47
1.2.10. Alimentación.....	48
1.2.11. Características eléctricas.....	49
1.2.12. Definición de los pines del 741.....	49
1.2.12.1. Pin1 (Offset Null).....	50
1.2.12.2. Pin2 (entrada inversora).....	50
1.2.12.3. Pin3 (Entrada no inversora).....	50
1.2.12.4. Pin4 (-V).....	51
1.2.12.5. Pin 5 (offset null).....	51
1.2.12.6. Pin 6 (salida).....	51
1.2.12.7. Pin7 (Pos V).....	51
1.2.12.8. Pin 8 (N/C).....	52
1.2.13. Configuración como comparador.....	53
1.2.14. Ajuste del offset null.....	54
<b>2. DISEÑO DEL MODULO DE FUERZA.....</b>	<b>56</b>
2.1. Inversores de voltaje configuración puente.....	57
2.1.1. Circuitos básicos de Inversores de puente – Estrategia de control y formas de onda de salida de voltaje.....	57
2.2. Inversores con modulación de ancho de pulso.....	64
2.2.1. Modulación de pulso único (SM).....	64
2.3. Diseño e implementación del módulo de fuerza.....	67
2.3.1. Especificaciones de los transistores.....	76
2.3.1.1 Cálculo del disipador de Calor.....	79

2.3.2. Criterios de Selección de los Disipadores.....	81
2.4. Construcción.....	83
<b>3. DISEÑO DEL MODULO DE CONTROL .....</b>	<b>69</b>
3.1. Funcionamiento del inversor.....	69
3.1.1. Generador de onda triangular .....	70
3.1.1.1. Teoría de Operación.....	70
3.1.1.2. Frecuencia de Operación.....	72
3.2. Circuito de Disparo.....	73
3.2.1. Diagrama de Bloques del circuito de control.....	73
3.2.2. Requerimientos.....	74
3.2.3. Generador de onda triangular.....	75
3.2.3.1. Cálculos teóricos del generador de onda triangular.....	92
3.2.3.1.1. Cálculo de la amplitud de la onda triangular.....	92
3.2.3.1.2. Cálculo de rango de frecuencias.....	95
3.2.3.2. Cálculos del Inversor, comparador, ganancia de corriente y negador.....	97
3.2.4. Justificación de elementos.....	102
3.2.5. Cálculo de disipadores.....	103
3.2.5.1. Consumo de corriente de alimentación.....	104
3.2.6. Comparador y Generador de pulsos.....	104
3.2.7. Generación del Cero.....	107
3.3. Amplificación de pulsos.....	109

3.4.Diseño de fuentes de poder.....	111
-------------------------------------	-----

**4. PRUEBAS Y RESULTADOS .....123**

4.1. Características de respuesta de los transistores de fuerza .....	123
4.2. Operación de la tarjeta de control .....	86
4.2.1. Señal de referencia .....	86
4.2.2. Señal Triangular .....	87
4.2.3. Señal de comparación .....	88
4.2.4. Onda que gobierna al transistor 1 .....	89
4.2.5. Onda que gobierna al transistor 3 .....	90
4.2.6. Onda que gobierna al transistor 2 .....	92
4.2.7. Onda que gobierna transistor 4 .....	93
4.2.8. Onda de Salida .....	93
4.3. Pruebas y resultados en la Carga. ....	94
4.3.1. Pruebas Carga Resistiva pura .....	95
4.3.2. Pruebas con carga resistiva-inductiva .....	96
4.4. Modos del Multímetro Gráfico Fluye 41B Power Harmonics Analyzer.....	97
4.4.1. Gráfica de la onda.....	135
4.4.2. Distribución de armónicos.....	136
4.4.3. Registro de los valores más importantes.....	137
4.5. Simulación para obtener la señal de salida del inversor.....	159

<b>5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....</b>	<b>161</b>
5.1. Conclusiones .....	161
5.2. Recomendaciones.....	163
5.2.1. Mejoras de la forma de onda de voltaje de salida.....	163

**ANEXOS**

**BIBLIOGRAFÍA**

## ABREVIATURAS

A	Ánodo
C	Capacitor
R	Resistencia
L	Inductancia
CC	Corriente Continua
CA	Corriente alterna
opamp	Amplificador operacional
PWM	Modulación de ancho de pulso (Pulse Width Modulation)
a:	Ancho de pulso.
$A_m$ :	Amplitud de la señal modulante.
$A_p$ :	Amplitud de la señal portadora.
B:	Base.
BJT:	Transistor de juntura bipolar.
c:	Colector.
E:	Emisor.
$f_m$ :	Frecuencia de la señal modulante.
$f_p$ :	Frecuencia de la señal portadora.
$f_t$ :	Frecuencia de transición.
$h_{FE}$ :	Ganancia estática de corriente en emisor común.
$I_B$ :	Corriente continua de base, máxima.

$I_{BM}$ :	Corriente de pico de base, máxima.
$I_C$ :	Corriente continua de colector.
$I_{CBO}$ :	Corriente de fuga de colector con emisor abierto (corriente de corte de colector).
$I_{CEO}$ :	Corriente de corte colector- emisor con la base abierta.
$I_{CER}$ :	Ídem, con la resistencia entre base y emisor.
$I_{CES}$ :	Idem, con la base cortocircuitada al emisor.
$I_{CEV}$ :	Idem, con la unión base-emisor inversamente polarizada.
$I_{CM}$ :	Corriente de pico de colector, máxima
$I_{EBO}$ :	Corriente de fuga de emisor con el colector abierto.
$I_{EM}$ :	Corriente de pico de emisor, máxima.
$I_m$ :	Índice de modulación.
$I_O$ :	Corriente en la carga.
$t_{rr}$ :	Tiempo de recuperación inversa.
$I_R$ :	Corriente de bloqueo inverso o de fuga.
$I_{rr}$ :	Corriente de recuperación inversa.
$I_S$ :	Corriente de los interruptores de potencia.
$K$ :	Cátodo.
$P_D$ :	Potencia total disipable, máxima.
$P_{ON}$ :	Potencia de encendido.
$PWM$ :	Modulación por ancho de pulso.
$SOA$ :	Área de operación segura.
$t_{d(ON)}$ :	Tiempo de retardo de encendido.



$t_d$ :	Tiempo de retardo
$t_f$ :	Tiempo de caída.
$t_{fv}$ :	Tiempo de caída de voltaje.
$t_{OFF}$ :	Tiempo de apagado ( $t_s+t_f$ ).
$t_{ON}$ :	Tiempo de excitación o de encendido ( $t_d+t_r$ ).
$t_r$ :	Tiempo de subida.
$t_{rv}$ :	Tiempo de subida de voltaje.
$t_s$ :	Tiempo de almacenamiento.
$V_{BB+}$ :	Voltaje de polarización positivo del opamp (comparador) en el circuito controlador de base.
$V_{BC(SAT)}$ :	Voltaje base-colector de encendido.
$V_{BE(ON)}$ :	Voltaje base-emisor de encendido.
$V_{CBO}$ :	Voltaje de ruptura colector-base con el emisor abierto.
$V_{CE\text{ sus}}$ :	Voltaje de sostenimiento colector-emisor para una determinada corriente de colector.
$V_{CE(SAT)}$ :	Voltaje de saturación colector-emisor.
$V_{CEO}$ :	Voltaje de ruptura colector-emisor con la base abierta.
$V_{CER}$ :	Idem, con una resistencia entre base y emisor.
$V_{CES}$ :	Idem, con la base cortocircuitada al emisor.
$V_{CEV(SUS)}$ :	Voltaje de sostenimiento colector-emisor, para una determinada corriente de colector.
$V_{CEV}$ :	Idem, con la unión base-emisor inversamente polarizada.
$V_d$ :	Voltaje a través de la región drift.

$V_{DF}$ :	Voltaje en los diodos de paso libre (diodos de conmutación).
$V_{EBO}$ :	Voltaje emisor-base, con el colector abierto.
$V_{m1}$ :	Voltaje de la fundamental para el inversor monofásico.
$V_O$ :	Voltaje de carga.
$V_{O\ DC}$ :	Voltaje promedio dc en la carga.
$V_{O\ RMS}$ :	Voltaje en la carga eficaz.
$V_S$ :	Voltaje de los interruptores (BJT en configuración darglington).

**Indice de Figuras**

Fig. 1.1.	a) Símbolo de un transistor de potencia b) La característica voltaje-corriente de un transistor de potencia.....	6
Fig. 1.2.	a) Un transistor con carga resistiva. b) La característica voltaje – corriente de este transistor y carga.....	8
Fig. 1.3.	Curvas de conmutación .....	12
Fig. 1.4.	Corriente de colector vs tiempo.....	15
Fig. 1.5.	Diferentes Regiones de trabajo del Transistor.....	17
Fig. 1.6.	Curvas SOA .....	19
Fig. 1.7.	Área de funcionamiento seguro en régimen continuo y pulsante.....	21
Fig. 1.8.	Características con carga inductiva.....	22
Fig. 1.9.	Protección del Transistor.....	23
Fig. 1.10.	Relación de $I_c$ vs $V_{ce}$ con y sin red snubber .....	24
Fig. 1.11.	Señales en un transistor para el cálculo de disipación de potencia con carga resistiva.....	26
Fig. 1.12.	Señales en un transistor para el cálculo de disipación de potencia con carga inductiva.....	29
Fig. 1.13.	Algunos tipos de disipadores.....	33
Fig. 1.14.	Señal aplicada a la base para reducción de tiempo de conmutación.....	31
Fig. 1.15.	Circuito de generación del pulso base.....	32
Fig. 1.16.	Forma de onda de la corriente aplicada a la base.....	32
Fig. 1.17.	Circuito de control Antisaturación .....	35
Fig. 1.18.	Cápsulas de transistores de pequeña señal.....	36

Fig. 1.19.	<i>Cápsulas de transistores de menos potencia.....</i>	<i>37</i>
Fig. 1.20.	<i>Amplificador operacional de tubo.....</i>	<i>39</i>
Fig. 1.21.	<i>Símbolo Lógico del Opamp. ....</i>	<i>39</i>
Fig. 1.22.	<i>Parámetros Máximos del <math>\mu</math>A741 ....</i>	<i>40</i>
Fig. 1.23.	<i>Estructura Interna de un Opamp. ....</i>	<i>43</i>
Fig. 1.24.	<i>Curvas de Ganancia y ancho de banda del <math>\mu</math>A741.....</i>	<i>46</i>
Fig. 1.25.	<i>Amplificador Idea.....</i>	<i>48</i>
Fig. 1.26.	<i>Dos tipos mas comunes de Opamp' .....</i>	<i>49</i>
Fig. 1.27.	<i>Voltaje Dual de 9V con baterías.....</i>	<i>52</i>
Fig. 1.28	<i>Otros tipos de op-amps.....</i>	<i>54</i>
Fig. 1.29.	<i>Ajuste del Offset Null.....</i>	<i>54</i>
Fig. 2.1.	<i>Inversor de medio puente .....</i>	<i>57</i>
Fig. 2.2.	<i>Inversor monofásico de puente completo.....</i>	<i>58</i>
Fig. 2.3.	<i>Inversor de puente monofásico circuito equivalente.....</i>	<i>60</i>
Fig. 2.4.	<i>Forma de onda de voltaje y corriente de carga de un inversor monofásico de puente.....</i>	<i>61</i>
Fig. 2.5	<i>A partir de la fundamental y armónicas cómo se forman otras señales.....</i>	<i>72</i>
Fig. 2.6	<i>Representación de algunas armónicas.....</i>	<i>72</i>
Fig. 2.7.	<i>Modulación de pulso único.....</i>	<i>65</i>
Fig.2.8.	<i>Contenido de armónicos de la modulación de pulso único.....</i>	<i>66</i>
Fig. 2.9.	<i>Curva de Resistencia Térmica vs. Fuerza de Contacto en función de la condición de contacto.....</i>	<i>68</i>
Fig. 2.10.	<i>(a)Criterio de selección de disipadores de acuerdo al espesor.....</i>	<i>81</i>

	<i>(b) Gráfica de coeficientes de disipación de acuerdo a la Geometría del disipador.....</i>	<i>82</i>
<i>Fig. 3.1.</i>	<i>Circuito Generador de la Onda Triangular.....</i>	<i>71</i>
<i>Fig. 3.2.</i>	<i>Diagrama de bloques del circuito de control .....</i>	<i>74</i>
<i>Fig. 3.3.</i>	<i>Circuito de generador de onda triangular.....</i>	<i>75</i>
<i>Fig. 3.4.</i>	<i>Esquema electrónico del generador de ondas.....</i>	<i>92</i>
<i>Fig. 3.5.</i>	<i>Generación de onda triangular.....</i>	<i>92</i>
<i>Fig. 3.6.</i>	<i>Señales generadas de la circuitería de la Fig. 3.5.....</i>	<i>95</i>
<i>Fig. 3.7.</i>	<i>Circuitería inversora.....</i>	<i>97</i>
<i>Fig. 3.8.</i>	<i>Circuitería comparadora.....</i>	<i>98</i>
<i>Fig. 3.9.</i>	<i>Primera etapa de amplificación de corriente y negadora.....</i>	<i>98</i>
<i>Fig. 3.10.</i>	<i>Primera etapa de amplificación.....</i>	<i>99</i>
<i>Fig. 3.11.</i>	<i>Esquema electrónico de la circuitería amplificadora Antes de la etapa optoacopladora.....</i>	<i>100</i>
<i>Fig. 3.12.</i>	<i>Esquema del negador en corte y saturación.....</i>	<i>101</i>
<i>Fig. 3.13.</i>	<i>Funcionamiento del inversor mientras cargas ve voltaje positivo.....</i>	<i>76</i>
<i>Fig. 3.14.</i>	<i>Funcionamiento del inversor mientras la carga ve voltaje negativo..</i>	<i>77</i>
<i>Fig3.15.</i>	<i>Funcionamiento del inversor mientras cargas ve voltaje cero (corto circuito) .....</i>	<i>79</i>
<i>Fig. 3.16.</i>	<i>Módulo de acondicionamiento de señal .....</i>	<i>81</i>
<i>Fig. 3.17.</i>	<i>Muestra el diseño básico de las fuentes de poder utilizada.....</i>	<i>82</i>
<i>Fig. 3.18.</i>	<i>Diseño de la fuente de voltaje dual.....</i>	<i>84</i>
<i>Fig. 3.19.</i>	<i>Curva de regulación dc.....</i>	<i>115</i>
<i>Fig. 3.20.</i>	<i>Diagrama esquemático del paso de la corriente.....</i>	<i>116</i>
<i>Fig. 3.21.</i>	<i>Rectificación de AC a DC pulsante.....</i>	<i>118</i>

Fig. 3.22.	<i>Filtrado de la señal CD pulsante.....</i>	<i>119</i>
Fig. 3.23.	<i>Dimensionamiento de disipador.....</i>	<i>122</i>
Fig. 4.1.	<i>Onda de Referencia.....</i>	<i>87</i>
Fig. 4.2.	<i>Onda Triangular.....</i>	<i>88</i>
Fig.4.3.	<i>Onda de Comparación.....</i>	<i>89</i>
Fig. 4.4.	<i>Onda que gobierna al transistor 1.....</i>	<i>90</i>
Fig. 4.5.	<i>Onda que gobierna al transistor 3.....</i>	<i>91</i>
Fig. 4.6.	<i>Onda que gobierna al transistor 2 (señal Invertida de señal 3).....</i>	<i>92</i>
Fig. 4.7.	<i>Onda que gobierna al transistor 4 (señal Invertida de señal 1).....</i>	<i>93</i>
Fig. 4.8.	<i>Onda de Salida.....</i>	<i>94</i>
Fig. 4.9.	<i>Gráfica de la onda.....</i>	<i>135</i>
Fig. 4.10.	<i>Distribución de Armónicos.....</i>	<i>136</i>
Fig. 4.11.	<i>Registro de los valores más importantes.....</i>	<i>137</i>
Fig. 4.12.	<i>Resultados de pruebas carga RL # 1.....</i>	<i>138</i>
Fig. 4.13.	<i>Resultados de pruebas carga RL # 2.....</i>	<i>140</i>
Fig. 4.14.	<i>Resultados de pruebas carga RL # 3.....</i>	<i>142</i>
Fig. 4.15.	<i>Resultados de pruebas carga RL # 4.....</i>	<i>144</i>
Fig. 4.16.	<i>Resultados de pruebas carga RL # 5.....</i>	<i>146</i>
Fig. 4.17.	<i>Resultados de pruebas carga RL # 6.....</i>	<i>148</i>
Fig. 4.18.	<i>Resultados de pruebas carga RL # 7.....</i>	<i>150</i>
Fig. 4.19.	<i>Resultados de pruebas carga RL # 8.....</i>	<i>152</i>
Fig. 4.17.	<i>Gráfica Vrms vs. Irms # 1.....</i>	<i>154</i>
Fig. 4.18.	<i>Gráfica Vrms vs. Irms # 2.....</i>	<i>155</i>

<i>Fig. 4.19.</i>	<i>Gráfica Vrms vs. Irms # 3.....</i>	<i>156</i>
<i>Fig. 4.20.</i>	<i>Gráfica Vrms vs. Irms # 4.....</i>	<i>157</i>
<i>Fig. 4.21.</i>	<i>Gráfica Vrms vs. Irms y Vrms vs. F.....</i>	<i>158</i>
<i>Fig. 4.22.</i>	<i>Circuitería de la simulación de la onda resultante.....</i>	<i>159</i>
<i>Fig. 4.23.</i>	<i>Gráficas obtenidas de la simulación.....</i>	<i>160</i>

## INTRODUCCIÓN

Los inversores tienen una gran cantidad de aplicaciones prácticas. Una de las aplicaciones más extendidas en la actualidad al alcance del hogar son los llamados UPS. Los UPS (Uninterruptible Power supplies por sus siglas en inglés o fuentes de poder ininterrumpidas) son aparatos muy útiles donde el uso de un generador a combustible sería un inconveniente.

Estos se tratan en realidad de una pila (Fuente de voltaje continuo Ej.: batería) conectado a un inversor produciendo un voltaje alterno a la salida acomodado a los requerimientos de frecuencia y nivel de voltaje de los enseres domésticos (50-60 Hz 110-120V, etc). Cuando el suministro de luz falla entonces se enciende este dispositivo entregando potencia alterna a los aparatos.

De acuerdo al número de escalones que utilicemos en nuestra señal de salida (en nuestro caso solo es de uno), dependerá de la carga que queramos manejar. Esto es, con un escalón solo podremos manejar cargas pequeñas, tales como motores de potencia muy pequeña, o cargas resistivas con inductancias pequeñas.



Para manejar cargas como motores de gran potencia, la onda generada deberá tener muchos mas escalones, esto es que se verá reducida la cantidad de armónicos presentes, por lo cual se obtendrá una mayor eficiencia.

Para obtener señales con mayor número de escalones, lo mas conveniente es ayudarse con microcontroladores, que nos facilitarían la secuencia de disparos, caso contrario nuestro control de disparos al hacerlo analógico, sería muy extenso, reduciendo absolutamente la eficiencia de espacio.

Vale recalcar, que los transistores BJT de potencia son los escogidos para este tipo de aplicaciones, porque permiten la conmutación en los tiempos apropiados de manera más sencilla que si utilizáramos tiristores u otro tipo de interruptor electrónico. Las razones de esta selección se justificarán más adelante.

# Capítulo 1

## 1. GENERALIDADES.

Las necesidades en la industria de hoy en día se rigen en un gran campo a la optimización de tiempo cuando el suministro de energía se ve interrumpido. Esto se logra mejorar gracias a la existencia de fuentes ininterrumpidas de voltaje. Un ejemplo palpable, se lo ve en las transferencias automáticas (empresa eléctrica - generador) cuando el UPS entra a trabajar en conjunto con el generador, impidiendo así el corte de energía hacia la carga.

La electrónica de potencia ha puesto a disposición de los hogares y las empresas diversos equipos capaces de controlar el producto final: iluminación variable, velocidad ajustable, etc. Así, aproximadamente un 50% de la energía eléctrica

pasa por un dispositivo de electrónica de potencia antes que ésta sea finalmente aprovechada. La electrónica de potencia hace uso de diodos, transistores, tiristores y prácticamente todos ellos trabajan en el modo de interrupción (switching), esto significa que trabajan esencialmente en dos estados.

Los motores eléctricos dan cuenta del orden de  $\frac{3}{4}$  partes del uso de la electricidad en la industria, los cuales se emplean en el accionamiento de equipos tales como bombas, compresores, correas transportadoras, etc. Como ejemplo tenemos un variador de velocidad que es un dispositivo electrónico que permite controlar la velocidad, el torque, la potencia y la dirección de un motor de corriente alterna CA o corriente continua CC.

Estos dispositivos permiten lograr considerables ahorros de energía en la operación de los motores eléctricos (ahorros hasta del 40%) y otros beneficios adicionales, tales como prolongación de la vida útil de los equipos accionados por los motores, menor ruido, menos desgaste, mejor control y posibilidades de regeneración, en relación a los motores que no disponen de este dispositivo. Parte de ésta tecnología será tratada en los capítulos posteriores, poniendo las bases del diseño del inversor que es objeto de ésta tesis.

## **1.1. Transistores de potencia**

### **1.1.1. Consideraciones**

La electrónica de potencia concierne a los circuitos con transistores de potencia, a su diseño y a su función en el control de potencia en un sistema.

Existen gran variedad de transistores, pero todos ellos tienen ciertas propiedades en común: son dispositivos de estado sólido que se pueden usar como "interruptores" bajo ciertas condiciones pasando de un estado de alta impedancia a uno de baja, estado que se mantiene mientras que la corriente y la tensión sean superiores a un valor mínimo denominado niveles de mantenimiento.

Estructuralmente, todos los transistores consisten en capas alternadas de silicio dotado con impurezas p y n.

Estas características hacen que los transistores sean mucho más útiles que los conmutadores mecánicos, en términos de flexibilidad, duración y velocidad. Estos elementos son utilizados como partes esenciales en convertidores DC-DC, DC-AC, AC-DC, AC-AC, manejo de motores, luz incandescente, etc.

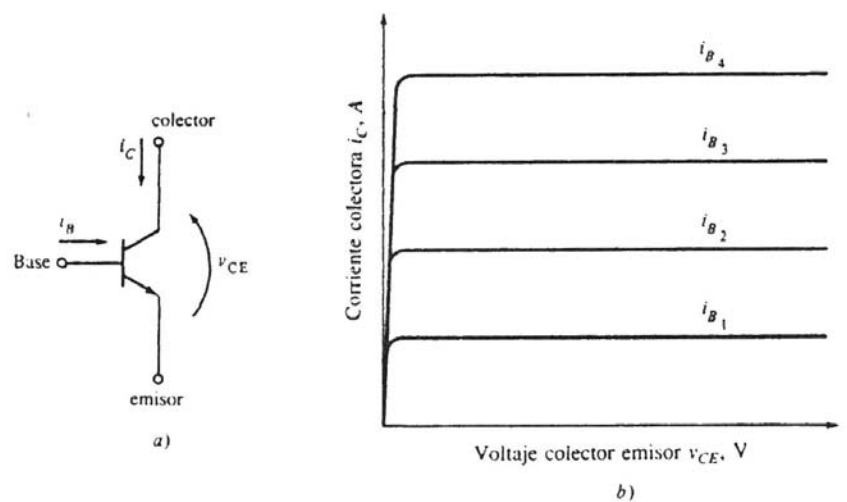


Fig. 1.1. a) símbolo de un transistor de potencia b) La característica voltaje-corriente de un transistor de potencia

En la figura 1.1.a, se muestra el símbolo de un transistor y en la figura 1.1.b el voltaje colector a emisor *versus* la característica de corriente de colector del dispositivo. Tal como se puede observar de la característica, en ésta última figura, el transistor es un elemento cuya corriente de colector  $I_c$  es directamente proporcional a su corriente de base entre una amplia gama de voltajes de colector a emisor ( $V_{ce}$ ).

Los transistores (PTR) son muy comunes en las aplicaciones de control de maquinaria, para activar y desactivar la corriente. En la figura 1.1a, se puede ver un transistor con una carga resistiva, y su

característica  $i_c - V_{ce}$  en la figura 1.2b con la línea de la carga resistiva.

Los transistores se usan normalmente en los controles de maquinaria, como interruptores; como tales, deben estar totalmente activados o totalmente desactivados. Como se ve en la figura 1.2b, una corriente de base  $i_{B4}$  activaría completamente el transistor y una corriente de base cero lo desactivaría completamente.

Si la corriente de base de este transistor fuera igual a  $i_{B3}$ , entonces el transistor no estaría totalmente activado ni totalmente desactivado. Esta sería una condición completamente indeseable, puesto que una corriente de colector grande pasaría a través de un gran voltaje colector a emisor  $V_{ce}$ , disipando una gran cantidad de potencia en el transistor.

Para estar seguros de que el transistor conduzca eficientemente, se necesita tener la suficiente corriente de base como para saturarlo completamente.

Los transistores de potencia se usan más frecuentemente en circuitos inversores. Su desventaja mayor, consiste en que los transistores de gran potencia son relativamente lentos para cambiar

del estado activado al desactivado y viceversa, ya que se les tiene que aplicar una corriente de base relativamente grande para encenderse.

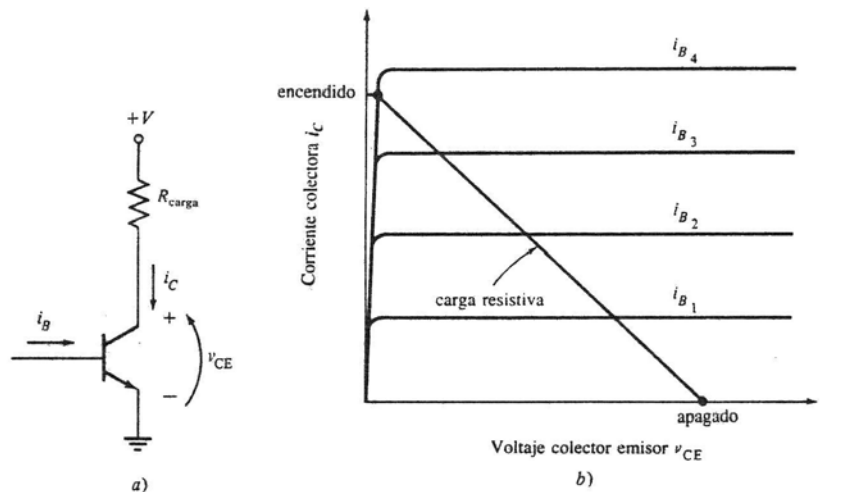


Fig. 1.2. a) Un transistor con carga resistiva. b) La característica voltaje – corriente de este transistor y carga.

El funcionamiento y utilización de los transistores de potencia es idéntico al de los transistores normales, teniendo como características especiales las altas tensiones e intensidades que tienen que soportar y, por tanto, las altas potencias a disipar.

El IGBT ofrece a los usuarios las ventajas de entrada MOS, más la capacidad de carga en corriente de los transistores bipolares:

- Trabaja con tensión.
- Tiempos de conmutación bajos.
- Disipación mucho mayor (como los bipolares).

Nos interesa que el transistor se parezca, lo más posible, a un elemento ideal:

- Pequeñas fugas.
- Alta potencia.
- Bajos tiempos de respuesta ( $t_{on}$  ,  $t_{off}$ ), para conseguir una alta frecuencia de funcionamiento.
- Alta concentración de intensidad por unidad de superficie del semiconductor.
- Que el efecto avalancha se produzca a un valor elevado (  $V_{CE}$  máxima elevada).
- Que no se produzcan puntos calientes (grandes  $di/dt$ ).

Una limitación importante de todos los dispositivos de potencia y concretamente de los transistores bipolares, es que el paso de bloqueo a conducción y viceversa no se hace instantáneamente, sino que siempre hay un retardo ( $t_{on}$ ,  $t_{off}$ ). Las causas fundamentales de estos retardos son las capacidades asociadas a las uniones colector - base y base - emisor y los tiempos de difusión y recombinación de los portadores.



### 1.1.2. Principios básicos de funcionamiento

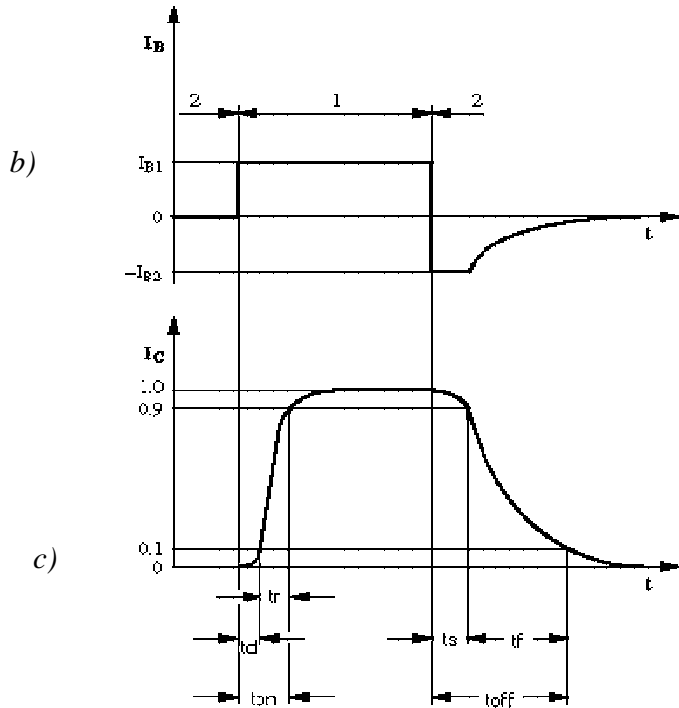
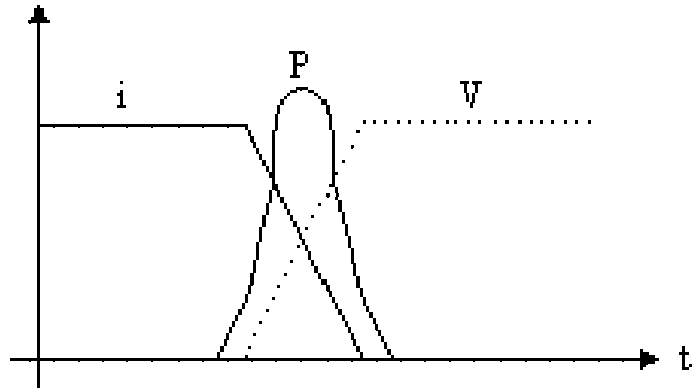
La diferencia entre un transistor bipolar y un transistor unipolar o FET es el modo de actuación sobre el terminal de control. En el transistor bipolar hay que inyectar una corriente de base para regular la corriente de colector, mientras que en el FET el control se hace mediante la aplicación de una tensión entre puerta y fuente. Esta diferencia viene determinada por la estructura interna de ambos dispositivos, que son substancialmente distintas.

Es una característica común, sin embargo, el hecho de que la potencia que consume el terminal de control (base o puerta) es siempre más pequeña que la potencia manejada en los otros dos terminales.

En resumen, destacamos tres aspectos fundamentales:

- En un transistor bipolar  $I_B$  controla la magnitud de  $I_C$ .
- En un FET, la tensión  $V_{GS}$  controla la corriente  $I_D$ .
- En ambos casos, con una potencia pequeña puede controlarse otra bastante mayor.

### 1.1.3. Tiempos de conmutación



Cuando el transistor está en saturación o en corte las pérdidas son despreciables. Pero si tenemos en cuenta los efectos de retardo de conmutación, al cambiar de un estado a otro se produce un pico de potencia disipada, ya

Fig. 1.3. Curvas de conmutación

que en esos instantes el producto  $I_C \times V_{CE}$  va a tener un valor apreciable, por lo que la potencia media de pérdidas en el transistor va a ser mayor.

Estas pérdidas aumentan con la frecuencia de trabajo, debido a que al aumentar ésta, también lo hace el número de veces que se produce el paso de un estado a otro.

Existen parámetros en relación al encendido y apagado del transistor; entre estos tenemos los siguientes:

**1.1.3.1. Tiempo de retardo (Delay Time,  $t_d$ ):** Es el tiempo que transcurre desde el instante en que se aplica la señal de entrada en el dispositivo conmutador, hasta que la señal de salida alcanza el 10% de su valor final.

**1.1.3.2. Tiempo de subida (Rise time,  $t_r$ ):** Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 10% y el 90% de su valor final.

**1.1.3.3. Tiempo de almacenamiento (Storage time,  $t_s$ ):** Tiempo que transcurre desde que se quita la excitación de entrada y el instante en que la señal de salida baja al 90% de su valor final.

**1.1.3.4. Tiempo de caída (Fall time,  $t_f$ ):** Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 90% y el 10% de su valor final.

Por tanto, se pueden definir las siguientes relaciones:

$$t_{on} = t_d + t_\gamma \quad (1.1)$$

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (1.2)$$

Es de hacer notar el hecho de que el tiempo de apagado (toff) será siempre mayor que el tiempo de encendido (ton).

Los tiempos de encendido (ton) y apagado (toff) limitan la frecuencia máxima a la cual puede conmutar el transistor:

$$F_{\max} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \quad (1.3.)$$

### 1.1.4. Otros parámetros importantes

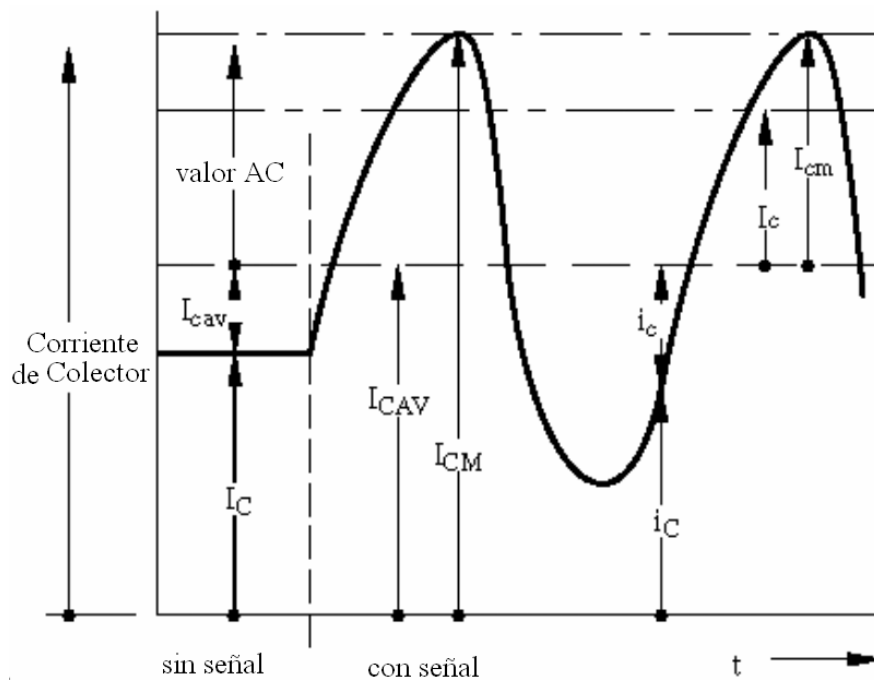


Fig. 1.4. Corriente de colector vs tiempo

**1.1.4.1. Corriente media:** es el valor medio de la corriente que puede circular por un terminal (Ej.  $I_{CAV}$ , corriente media por el colector).

**1.1.4.2. Corriente máxima:** es la máxima corriente admisible de colector ( $I_{CM}$ ) o de drenador ( $I_{DM}$ ). Con este valor se determina la máxima disipación de potencia del dispositivo.

**1.1.4.3.  $V_{CBO}$ :** tensión entre los terminales colector y base cuando el emisor está en circuito abierto.

**1.1.4.4.  $V_{EBO}$ :** tensión entre los terminales emisor y base con el colector en circuito abierto.

**1.1.4.5. Tensión máxima:** es la máxima tensión aplicable entre dos terminales del dispositivo (colector y emisor con la base abierta en los bipolares, drenador y fuente en los FET).

**1.1.4.6. Estado de saturación:** queda determinado por una caída de tensión prácticamente constante.  $V_{CEsat}$  entre colector y emisor en el bipolar y resistencia de conducción  $R_{DSon}$  en el FET. Este valor, junto con el de corriente máxima, determina la potencia máxima de disipación en saturación.

**1.1.4.7. Relación corriente de salida - control de entrada:**  $h_{FE}$  para el transistor bipolar (ganancia estática de corriente) y  $g_{ds}$  para el FET (transconductancia en directa).

### 1.1.5. Modos de trabajo

Existen cuatro condiciones de polarización posibles. Dependiendo del sentido o signo de los voltajes de polarización en cada una de las uniones del transistor pueden ser:

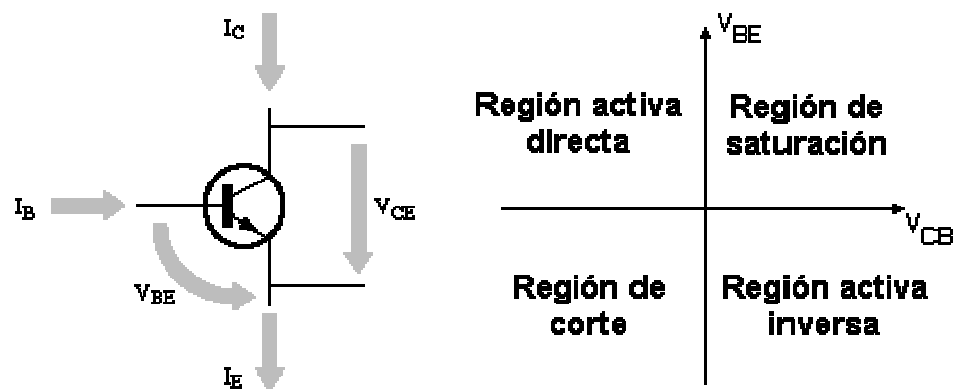


Fig. 1.5. Diferentes Regiones de trabajo del Transistor

**1.1.5.1. Región activa directa:** Corresponde a una polarización directa de la unión emisor - base y a una polarización inversa de la unión colector - base. Esta es la región de operación normal del transistor para amplificación.

**1.1.5.2. Región activa inversa:** Corresponde a una polarización inversa de la unión emisor - base y a una polarización directa de la unión colector - base. Esta región es usada raramente.

**1.1.5.3. Región de corte:** Corresponde a una polarización inversa de ambas uniones. La operación en ésta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo apagado, pues el transistor actúa como un interruptor abierto ( $I_C = 0$ ).

**1.1.5.4. Región de saturación:** Corresponde a una polarización directa de ambas uniones. La operación en esta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo encendido, pues el transistor actúa como un interruptor cerrado ( $V_{CE} = 0$ ).



### 1.1.6. Avalancha secundaria. Curvas SOA.

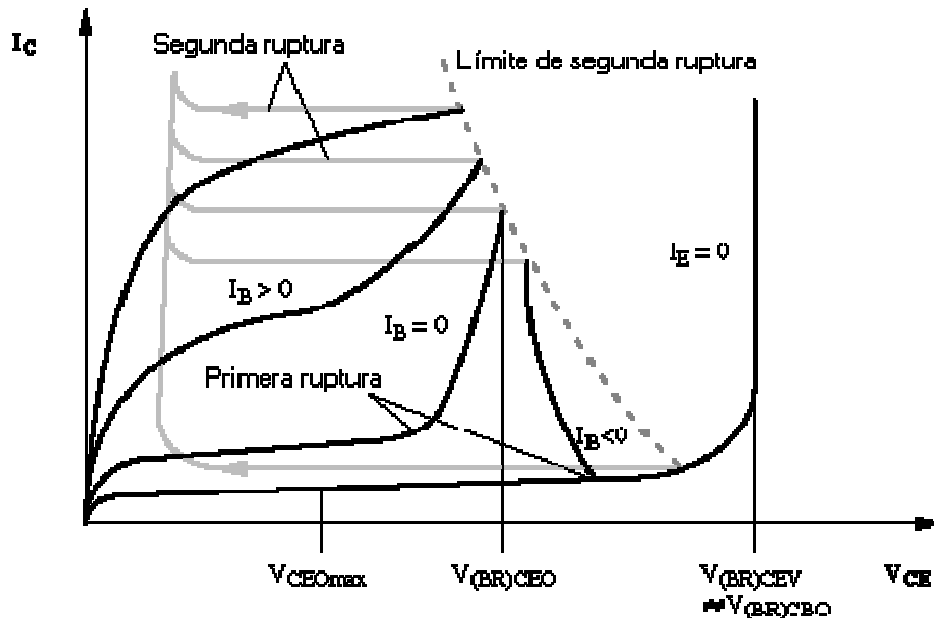


Fig. 1.6. Curvas SOA

Si se sobrepasa la máxima tensión permitida entre colector y base con el emisor abierto ( $V_{CBO}$ ), o la tensión máxima permitida entre colector y emisor con la base abierta ( $V_{CEO}$ ), la unión colector - base polarizada en inverso entra en un proceso de ruptura similar al de cualquier diodo, denominado avalancha primaria.

Sin embargo, puede darse un caso de avalancha cuando estemos trabajando con tensiones por debajo de los límites anteriores debido a la aparición de puntos calientes (focalización de la intensidad de base), que se produce cuando tenemos polarizada la unión base - emisor en sentido directo.

En efecto, con dicha polarización se crea un campo magnético transversal en la zona de base que reduce el paso de portadores minoritarios a una pequeña zona del dispositivo (anillo circular). La densidad de potencia que se concentra en dicha zona es proporcional al grado de polarización de la base, a la corriente de colector y a la  $V_{CE}$ , y alcanzando cierto valor, se produce en los puntos calientes un fenómeno degenerativo con el consiguiente aumento de las pérdidas y de la temperatura.

A este fenómeno, con efectos catastróficos en la mayor parte de los casos, se le conoce con el nombre de avalancha secundaria (o también segunda ruptura).

El efecto que produce la avalancha secundaria sobre las curvas de salida del transistor es producir unos codos bruscos que desvían la curva de la situación prevista (ver gráfica 1.6).

El transistor puede funcionar por encima de la zona límite de la avalancha secundaria durante cortos intervalos de tiempo sin que se destruya. Para ello el fabricante suministra unas curvas límites en la zona activa con los tiempos límites de trabajo.

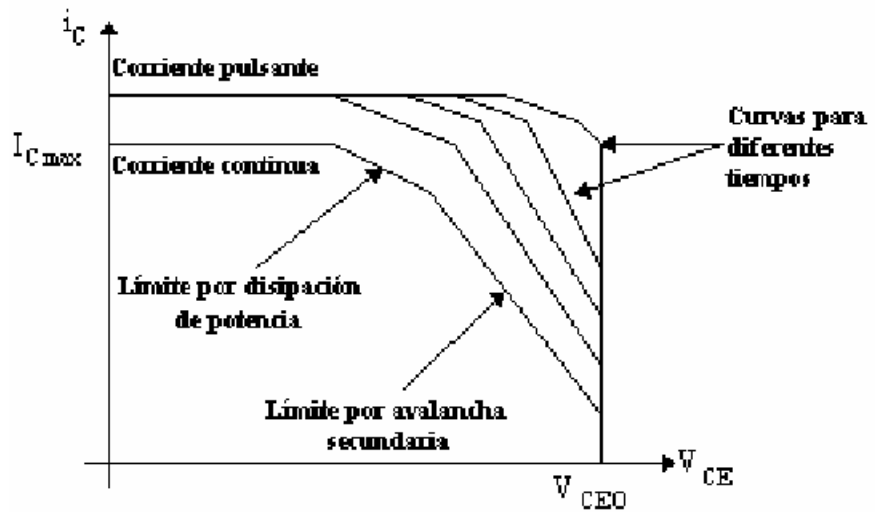


Fig. 1.7. Área de funcionamiento seguro en régimen continuo y pulsante

Podemos ver como existe una curva para corriente continua y una serie de curvas para corriente pulsante, cada una de las cuales es para un ciclo concreto.

Todo lo descrito anteriormente se produce para el ton del dispositivo.

Durante el toff, con polarización inversa de la unión base - emisor se produce la focalización de la corriente en el centro de la pastilla de Si, en un área más pequeña que en polarización directa, por lo que la avalancha puede producirse con niveles más bajos de energía. Los límites de  $I_C$  y  $V_{CE}$  durante el toff vienen reflejado en las curvas RBSOA dadas por el fabricante.

### **1.1.6.1. Área de operación segura**

La máxima capacidad de trabajar bajo carga de un transistor de potencia se caracteriza con su Area de Operación Segura (SOA) que se dibuja con los ejes de Vce como variable independiente y de Ic función del Vce. Para los transistores bipolares la curva tiene cuatro regiones distintivas. A bajos Vce, la máxima corriente de salida del transistor puede ser entregada con seguridad a la carga. Excediendo el máximo de corriente permitido, se puede destruir el componente por sobrecarga de su construcción mecánica (alambres internos de conexión, uniones, etc.). A medida que el Vce aumenta, la potencia que tiene que disipar el transistor se incrementa hasta el punto de la máxima temperatura de juntura permitida. Todos los puntos a lo largo de esta región térmicamente limitada, producen la misma disipación de potencia:  $V_{ce} \times I_c = \text{constante}$ . Todos los puntos sobre esta región de la curva producen la misma máxima temperatura de juntura. Excediendo esta sección del área de seguridad, se puede dañar la juntura del transistor. Posteriores incrementos del Vce disminuyen la capacidad de entregar corriente en forma segura sin daño para el transistor y llevan a otro tramo de la curva que decrece más rápidamente. Esta región es la del llamado "ruptura secundaria" y es causado por la tendencia de los

transistores bipolares a producir "puntos calientes", o puntos donde se concentra la circulación de corriente, donde se puede producir un exceso térmico y se destruye la juntura del transistor y por supuesto el dispositivo. El límite final es la tensión de ruptura del transistor, que no debe ser excedida. A menudo una curva SOA provee información mostrando como el límite de seguridad varía con la temperatura. La curva SOA, debe ser estrictamente respetada en todos sus límites absolutos ver figura 1.7.

### 1.1.7. Efecto producido por carga inductiva. Protecciones

Las cargas inductivas someten a los transistores a las condiciones de trabajo más desfavorables dentro de la zona activa.

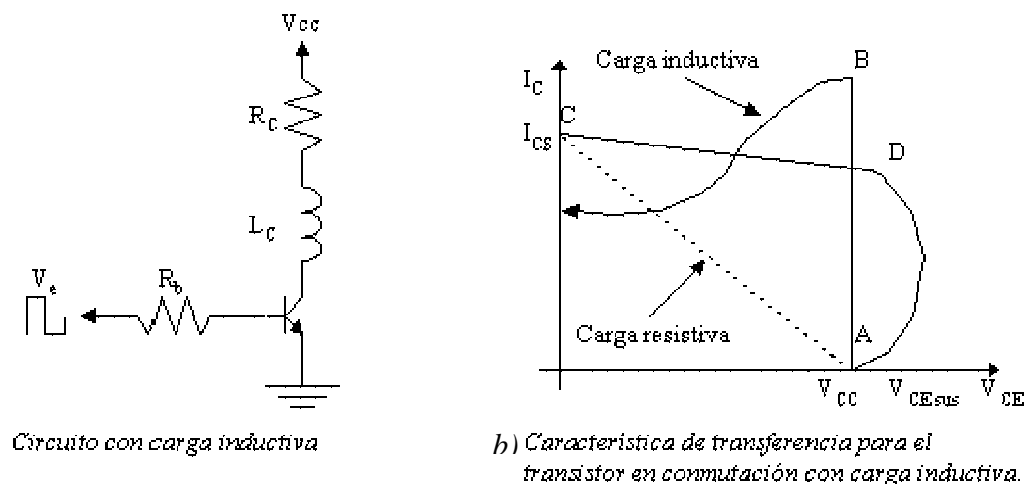
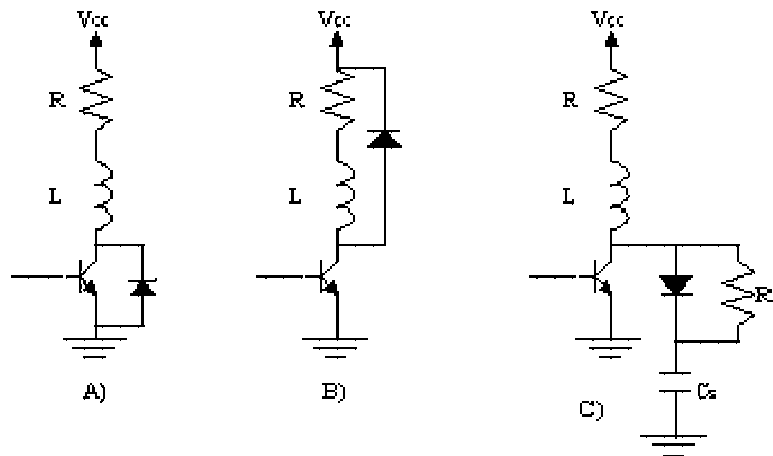


Fig. 1.8. Características con carga inductiva

En el diagrama superior se han representado los diferentes puntos idealizados de funcionamiento del transistor en corte y saturación. Para una carga resistiva, el transistor pasará de corte a saturación. Para una carga resistiva, el transistor pasará de corte a saturación por la recta que va desde A hasta C, y de saturación a corte desde C a A.

Sin embargo, con una carga inductiva como en el circuito anterior el transistor pasa a saturación recorriendo la curva ABC, mientras que el paso a corte lo hace por el tramo CDA. Puede verse que este último paso lo hace después de una profunda incursión en la zona activa que podría fácilmente sobrepasar el límite de avalancha secundaria, con valor VCE muy superior al valor de la fuente (Vcc).

Para proteger al transistor y evitar su degradación se utilizan en la práctica varios circuitos, que se muestran a continuación:



*Fig. 1.9. Protección del Transistor*

a) Diodo Zéner en paralelo con el transistor (la tensión nominal zéner ha de ser superior a la tensión de la fuente Vcc).

b) Diodo en antiparalelo con la carga RL.

c) Red RC polarizada en paralelo con el transistor (red snubber).

Las dos primeras limitan la tensión en el transistor durante el paso de saturación a corte, proporcionando a través de los diodos un camino para la circulación de la intensidad inductiva de la carga.

En la tercera protección, al cortarse el transistor la intensidad inductiva sigue pasando por el diodo y por el condensador CS, el cual tiende a cargarse a una tensión Vcc.

Diseñando adecuadamente la red RC se consigue que la tensión en el transistor durante la conmutación sea inferior a la de la fuente, alejándose su funcionamiento de los límites por disipación y por

avalancha secundaria. Cuando el transistor pasa a saturación el condensador se descarga a través de RS.

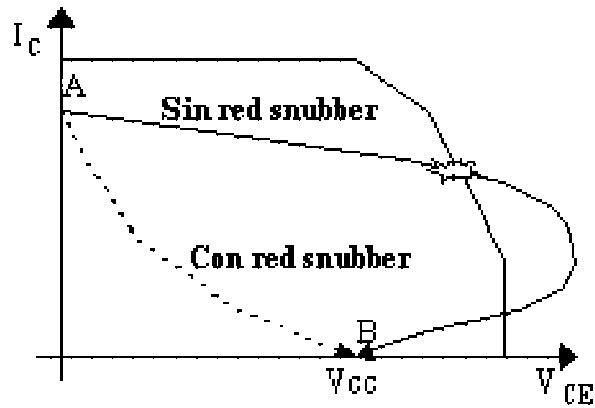


Fig. 1.10. Relación de  $I_c$  vs.  $V_{ce}$  con y sin red snubber

El efecto producido al incorporar la red snubber es la que se puede apreciar en la figura adjunta, donde vemos que con esta red, el paso de saturación (punto A) a corte (punto B) se produce de forma más directa y sin alcanzar valores de  $V_{ce}$  superiores a la fuente  $V_{cc}$ .

Para el cálculo de CS podemos suponer, despreciando las pérdidas, que la energía almacenada en la bobina L antes del bloqueo debe haberse transferido a CS cuando la intensidad de colector se anule.

Por tanto:

$$\frac{1}{2} \times L \times I_{C(sat)}^2 = \frac{1}{2} \times C_s \times V_{cc}^2 \quad (1.4.)$$



De donde:

$$C_s = \frac{L \times I_{C(sat)}^2}{V_{cc}^2} \quad (1.5.)$$

Para calcular el valor de RS hemos de tener en cuenta que el condensador ha de estar descargado totalmente en el siguiente proceso de bloqueo, por lo que la constante de tiempo de RS y CS ha de ser menor (por ejemplo una quinta parte) que el tiempo que permanece en saturación el transistor:

$$\tau_s = R_s \times C_s \leq \frac{\text{tiempo\_con\_BJT\_saturado}}{5} \quad (1.6.)$$

### 1.1.8. Cálculo de potencias disipadas en conmutación con carga resistiva

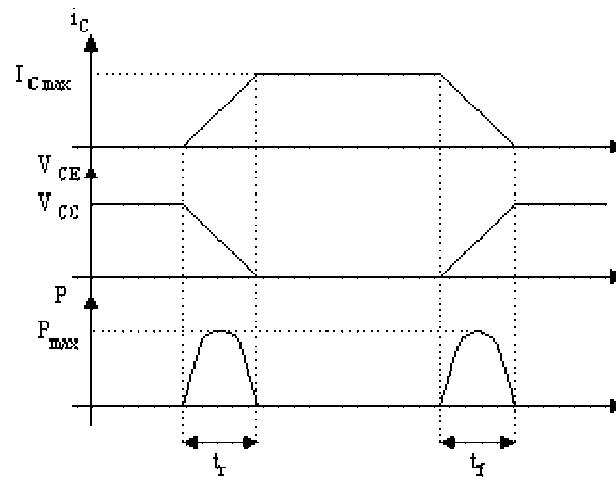


Fig. 1.11. Señales en un transistor para el cálculo de disipación de potencia con carga resistiva

La gráfica superior muestra las señales idealizadas de los tiempos de conmutación (ton y toff) para el caso de una carga resistiva.

Supongamos el momento origen en el comienzo del tiempo de subida ( $t_r$ ) de la corriente de colector; en estas condiciones ( $t_0 = t_r$ ) tendremos:

$$i_c = I_{Cm\acute{a}x} \times \left( \frac{t}{t_r} \right) \quad (1.7.)$$

Donde  $I_C$  más vale:

$$I_{Cm\acute{a}x} = \frac{V_{cc}}{R} \quad (1.8.)$$

Tambi3n tenemos que la tensi3n colector - emisor viene dada como:

$$V_{CE} = V_{cc} - R \times i_C \quad (1.9.)$$

Sustituyendo, tendremos que:

$$V_{CE} = V_{cc} - R \times \frac{V_{cc}}{R} \times \left( \frac{t}{t_r} \right) = V_{cc} \times \left( 1 - \frac{t}{t_r} \right) \quad (1.10.)$$

Nosotros asumiremos que la  $V_{CE}$  en saturaci3n es despreciable en comparaci3n con  $V_{cc}$ . As3, la potencia instant3nea por el transistor durante este intervalo viene dada por:

$$p = V_{CE} \times i_C = V_{cc} \times I_{Cm\acute{a}x} \times \left( \frac{t}{t_r} \right) \times \left( 1 - \frac{t}{t_r} \right) \quad (1.11)$$

La energ3a,  $W_r$ , disipada en el transistor durante el tiempo de subida est3 dada por la integral de la potencia durante el intervalo del tiempo de ca3da, con el resultado:

$$W_r = \left( \frac{V_{cc} \times I_{Cm\acute{a}x}}{4} \right) \times \left( \frac{2 \times t_f}{3} \right) \quad (1.12)$$

De forma similar, la energí (Wf) disipada en el transistor durante el tiempo de caída, viene dado como:

$$W_f = \left( \frac{V_{cc} \times I_{Cm\acute{a}x}}{4} \right) \times \left( \frac{2 \times t_f}{3} \right) \quad (1.13.)$$

La potencia media resultante dependerá de la frecuencia con que se efectúe la conmutación:

$$P_{AV} = f \times (W_r + W_f) \quad (1.14.)$$

Un último paso es considerar tr despreciable frente a tf, con lo que no cometeríamos un error apreciable si finalmente dejamos la potencia media, tras sustituir, como:

$$P_{C(AV)} = \frac{V_{cc} \times I_{Cm\acute{a}x}}{4} \times t_f \times f \quad (1.15.)$$

### 1.1.9. Cálculo de potencias disipadas en conmutación con carga Inductiva

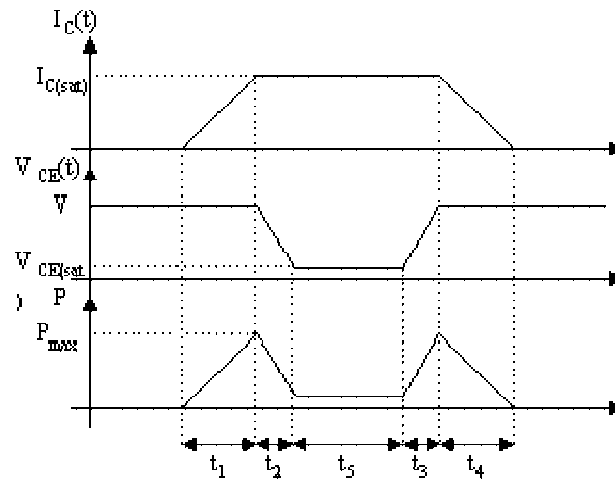


Fig. 1.12. Señales en un transistor para el cálculo de disipación de potencia con carga inductiva

Arriba podemos ver la gráfica de la  $i_C(t)$ ,  $V_{CE}(t)$  y  $p(t)$  para carga inductiva. La energía perdida durante en ton viene dada por la ecuación:

$$W_{ton} = \frac{1}{2} \times V \times I_{C(sat)} \times (t_1 + t_2) \quad (1.16.)$$

Durante el tiempo de conducción ( $t_5$ ) la energía perdida es despreciable, puesto que  $V_{CE}$  es de un valor ínfimo durante este tramo.

Durante el  $t_{off}$ , la energía de pérdidas en el transistor vendrá dada por la ecuación:

$$W_{t_{off}} = \frac{1}{2} \times V \times I_{C(sat)} \times (t_3 + t_4) \quad (1.17)$$

La potencia media de pérdidas durante la conmutación será por tanto:

$$P_{TOT(AV)} = \frac{W_{ton} + W_{toff}}{T} = f \times (W_{ton} + W_{toff}) \quad (1.18.)$$

Si lo que queremos es la potencia media total disipada por el transistor en todo el periodo debemos multiplicar la frecuencia con la sumatoria de pérdidas a lo largo del periodo (conmutación + conducción). La energía de pérdidas en conducción viene como (observar el original)

### 1.1.9.1. Cálculo del disipador

La mayoría de fabricantes de semiconductores proporcionan los datos suficientes para poder calcular el disipador que necesitamos. Necesitamos como punto de partida, la

temperatura máxima que puede alcanzar la unión del transistor. Esta temperatura no se deberá alcanzar en ningún caso, para no destruir el componente. Normalmente el fabricante proporciona el "operating temperature range" por ejemplo, -65 to 200 °C indica que la temperatura máxima es de 200°C. Nosotros podemos tomar unos coeficientes de seguridad k como sigue: k = 0.5 para un diseño normal con temperatura moderada. k = 0.6 para economizar en tamaño de disipador. k = 0.7 cuando el disipador permanezca en posición vertical y en el exterior (mejora de convección).

Con el coeficiente k, y tomando la temperatura máxima de funcionamiento como Tj, tenemos la expresión:

$$T = k T_j - T_a = w (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

Donde w representa la potencia en watios (calor) que disipará el componente.

Si no disponemos de estos datos, podemos tomar como Tj = 135 °C para transistores de silicio, y Tj = 90°C para transistores de germanio.

El flujo de calor, desde la unión PN hasta el ambiente tiene que atravesar varios medios, cada uno con diferente resistencia térmica.

- Resistencia unión-cápsula ( $R_{jc}$ ). Viene dado en manuales y tablas, y depende de la construcción de la cápsula.

El tipo TO-3 disipa gran cantidad de calor.

- Resistencia cápsula-disipador ( $R_{cd}$ ). Depende del encapsulado y del aislamiento, si lo hay, entre el componente y el disipador. El aislante puede ser mica, pasta de silicona y otros medios. Cada uno presenta diferente resistencia térmica.

- Resistencia disipador-ambiente ( $R_{da}$ ). Este es el que tratamos de calcular.



radiador para TO-220



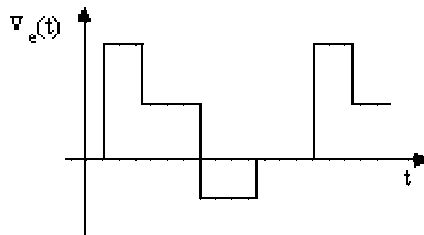
radiador para TO-3

*Fig. 1.13. Algunos tipos de disipadores*



### 1.1.10. Ataque y protección del transistor de potencia

Como hemos visto anteriormente, los tiempos de conmutación limitan el funcionamiento del transistor, por lo que nos interesaría reducir su efecto en la medida de lo posible.



*Fig. 1.14. Señal aplicada a la base para reducción de tiempo de conmutación*

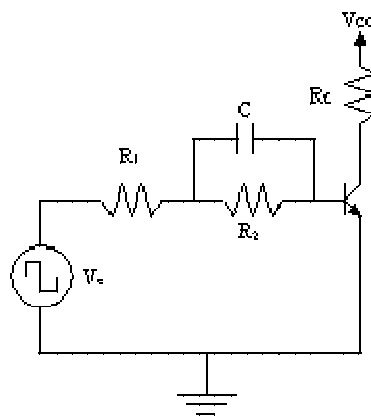
Los tiempos de conmutación pueden ser reducidos mediante una modificación en la señal de base, tal y como se muestra en la figura anterior.

Puede verse como el semiciclo positivo está formado por un tramo de mayor amplitud que ayude al transistor a pasar a saturación (y por tanto reduce el  $t_{on}$ ) y uno de amplitud suficiente para mantener saturado el transistor (de este modo la potencia disipada no será excesiva y el tiempo de almacenamiento no aumentará).

El otro semiciclo comienza con un valor negativo que disminuye el  $t_{off}$ , y una vez que el transistor está en corte, se hace cero para evitar pérdidas de potencia.

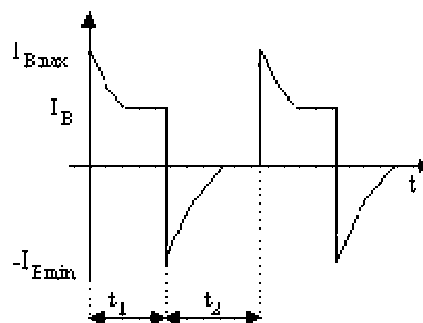
En consecuencia, si queremos que un transistor que actúa en conmutación lo haga lo más rápidamente posible y con menores pérdidas, lo ideal sería atacar la base del dispositivo con una señal como el de la figura anterior.

Para esto se puede emplear el circuito de la figura siguiente:



*Fig. 1.15. Circuito de generación del pulso base*

En estas condiciones, la intensidad de base aplicada tendrá la forma indicada a continuación:



*Fig. 1.16. Forma de onda de la corriente aplicada a la base*

Durante el semiperíodo  $t_1$ , la tensión de entrada ( $V_e$ ) se mantiene a un valor  $V_e$  (máx). En estas condiciones la  $V_{BE}$  es de unos 0.7 v y el condensador C se carga a una tensión  $V_C$  de valor:

$$V_C = R_2 \times \frac{V_{e(máx)} - 0.7}{R_1 + R_2} \quad (1.19.)$$

Debido a que las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  actúan como un divisor de tensión.

La constante de tiempo con que se cargará el condensador será aproximadamente de:

$$t_1 = C \times \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.20.)$$

Con el condensador ya cargado a  $V_C$ , la intensidad de base se estabiliza a un valor  $I_B$  que vale:

$$I_B = \frac{V_{e(máx)} - 0.7}{R_1 + R_2} \quad (1.21.)$$

En el instante en que la tensión de entrada pasa a valer  $-V_e(\text{min})$ , tenemos el condensador cargado a  $V_C$ , y la  $V_{BE}=0.7$  v. Ambos valores se suman a la tensión de entrada, lo que produce el pico negativo de intensidad  $I_B$  (mín):

$$I_{B(\min)} = \frac{V_{e(\min)} + V_C + 0.7}{R_1 + R_2} \quad (1.22.)$$

A partir de ese instante el condensador se descarga a través de R2 con una constante de tiempo de valor R2C.

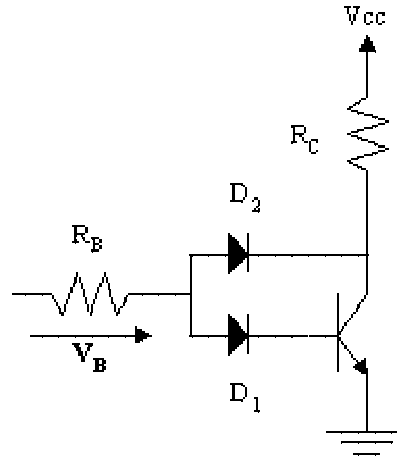
Para que todo lo anterior sea realmente efectivo, debe cumplirse que:

$$\begin{aligned} 5 \times \tau_1 &\leq t_1 \\ 5 \times \tau_2 &\leq t_2 \end{aligned} \quad (1.23.)$$

Con esto nos aseguramos que el condensador está cargado cuando apliquemos la señal negativa. Así, obtendremos finalmente una frecuencia máxima de funcionamiento:

$$f_{\max} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{5 \times \tau_1 + 5 \times \tau_2} = \frac{0.2}{t_1 + t_2} \quad (1.24.)$$

Un circuito más completo es el de Control Antisaturación:



*Fig. 1.17. Circuito de control Antisaturación*

El tiempo de saturación ( $t_S$ ) será proporcional a la intensidad de base, y mediante una suave saturación lograremos reducir  $t_S$ :

Inicialmente tenemos que:

$$I_c = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (1.25.)$$

$$I_B = \frac{V_B - V_{D1} - V_{BE}}{R_B} \quad (1.26.)$$

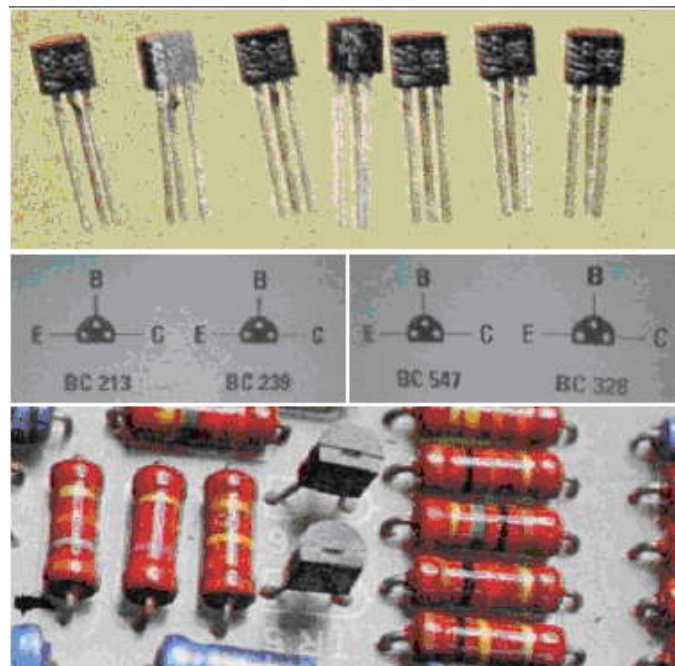
En estas condiciones conduce D2, con lo que la intensidad de colector pasa a tener un valor:

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}}{R_B} \quad (1.27.)$$

Si imponemos como condición que la tensión de codo del diodo D1 se mayor que la del diodo D2, obtendremos que  $I_C$  sea mayor que  $I_L$ :

$$I_C = \beta \times I_B$$

$$\beta \times I_B \times R_c > V_{CE} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2} \quad (1.28.)$$



*Fig. 1.18.-* Cápsula TO-92 simbología establecida para las guías de reemplazo de elementos. Es muy utilizada en transistores de pequeña señal. En el centro vemos la asignación de terminales en algunos modelos de transistores, vistos desde abajo. Abajo vemos

dos transistores de ese tipo montados sobre una placa de circuito impreso. Nótese la indicación “TR5” de la serigrafía, que indica que en ese lugar va montado el transistor número 5 del circuito, de acuerdo al esquema electrónico.

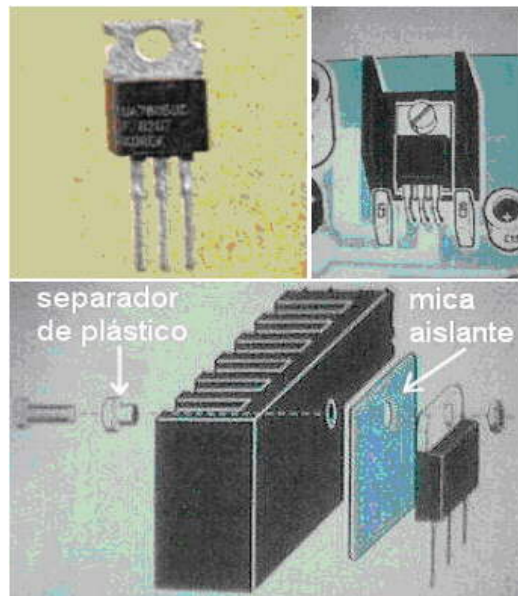


Fig. 1.19. Cápsula TO-220 simbología que se utiliza para transistores de menos potencia, para reguladores de tensión en Fuentes de alimentación y para transistores y triacs de baja potencia. Generalmente necesitan un radiador de aluminio, aunque a veces no es necesario, si la potencia que va a disipar es reducida. Abajo vemos la forma de colocarle el radiador y el tornillo de sujeción. Se suele colocar una mica aislante entre el transistor y el radiador, así como un separador de plástico para el tornillo, ya que

la parte metálica esta conectada al terminal central y a veces no interesa que entre en contacto eléctrico con el radiador.

## **1.2. El Amplificador Operacional**

### **1.2.1. Definición**

Un amplificador operacional es un circuito integrado de estado sólido que usa retroalimentación externa para controlar sus funciones. Es uno de los dispositivos mas versátiles en electrónica.

El termino opamp fue originalmente usado para describir una cadena de amplificadores dc de alto desempeño que fueron usados como la base para las computadoras analógicas de tiempo atrás. Los Opamps de alta ganancia de nuestros días usan redes externas de retroalimentación para controlar su respuesta.

El opamp sin dispositivos externos es llamado modo de lazo abierto, refiriéndose al así llamado amplificador operacional ideal con ganancia de lazo abierto infinita, resistencia de entrada, ancho de banda y resistencia de salida cero. Sin embargo, en la práctica ningún opamp puede cumplir con estas características ideales. Y como se verá, un poco después, no existe tal cosa como un opamp ideal. Los opamps LM741/NE741/ $\mu$ a741 son los mas populares, este tutorial está directamente asociado con este tipo particular.



Hoy día el 741 es un dispositivo de frecuencia compensada y más ampliamente usado, los tipos bipolares tienen poco ruido y reemplazan los opamps de estilo antiguo.



Fig. 1.20. Amplificador operacional de tubo

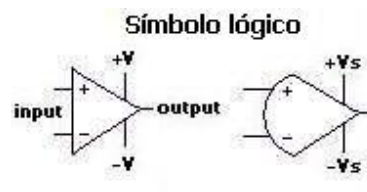


Fig. 1.21. Símbolo Lógico del Opamp

### 1.2.2. Parámetros Absolutos máximos

La palabra máximo, en este contexto, quiere decir que el opamp puede tolerar con seguridad los valores máximos como se dan en la hoja de datos sin posibilidad de destruirlo. El  $\mu A741$  es un opamp de alto desempeño con alta ganancia de lazo abierto, compensación interna, alto rango de modo común y excepcional estabilidad con la temperatura. El  $\mu A741$  está protegido contra cortocircuito y

permite anular el voltaje de offset. El  $\mu A741$  es manufacturado por Fairchild Semiconductors.

<b>Valores Máximos</b>	
Voltaje de alimentación	$\pm 18$ Voltios
Disipación de poder interna	500 mW
Voltaje diferencial de entrada	$\pm 30$ Voltios
Voltaje de entrada	$\pm 15$ Voltios
Voltaje Offset Null/V-	$\pm 0.5$ Voltios
Rango de temperatura de operación	$0^\circ$ a $+ 70^\circ$ C
Rango de temperatura de almacenamiento	$-65^\circ$ a $+ 150^\circ$ C
Temperatura de la punta, soldador, 60 sec	300° C
Cortocircuito a la Salida	Indefinido

*Fig.1.22. Parámetros Máximos del  $\mu A741$*

**1.2.2.1. Voltaje de alimentación (+/- Vs):** Es el máximo voltaje (positivo y negativo) que puede ser usado con seguridad para alimentar el opamp.

**1.2.2.2. Disipación (Pd):** La máxima potencia que el opamp puede disipar, especificando la temperatura de ambiente (ej.: 500mW @ 80° C)

**1.2.2.3. Voltaje de entrada diferencial (Vid):** Es el máximo valor de voltaje que puede ser aplicado entre las entradas + y -.

**1.2.2.4. Voltaje de entrada (Vicm):** El máximo voltaje de entrada que puede ser aplicado al mismo tiempo entre ambas entradas y tierra, también referido como el voltaje de modo común. En general, el máximo voltaje es igual al voltaje de alimentación.

Temperatura de operación (Ta) Esta es el rango de temperatura de ambiente para el cual el opamp operara dentro de las especificaciones del fabricante. Note que la versión de grado militar ( $\mu A741$ ) tiene un rango de temperatura mayor que la versión de grado comercial, o para el aficionado ( $\mu A741C$ )

**1.2.2.5. Duración de corto circuito a la salida:** Esta es la cantidad de tiempo que la salida del opamp puede estar cortocircuitado a ambos voltajes de alimentación.

### **1.2.3. Características agregadas:**

- Compensación interna de frecuencia
- Protección de cortocircuito
- Capacidad de nulificar voltaje de offset
- Excelente estabilidad con la temperatura
- Rango amplio de voltaje de entrada

## **1.2.4. Parámetros de entrada**

**1.2.4.1. Voltaje de offset de entrada ( $V_{oi}$ ):** Este es el voltaje que debe ser aplicado a una de las entradas para llevar a cero el voltaje de salida. Recuerde, para un opamp ideal, el voltaje de offset es cero.

**1.2.4.2. Corriente de entrada de Bias ( $I_b$ ):** Esta es la cantidad de corriente fluyendo dentro de las dos entradas. Idealmente, las corrientes de bias de ambas entradas son iguales.

**1.2.4.3. Corriente de offset de entrada ( $I_{os}$ ):** Esta es la diferencia de las dos corrientes de bias de entrada cuando la salida es cero.

**1.2.4.4. Rango de voltaje de entrada ( $V_{cm}$ ):** El rango de voltaje de entrada de modo común (es decir el voltaje común a ambas entradas y tierra)

**1.2.4.5. Resistencia de entrada ( $Z_i$ ):** La resistencia vista a ambas entradas con estas restantes aterrizadas.

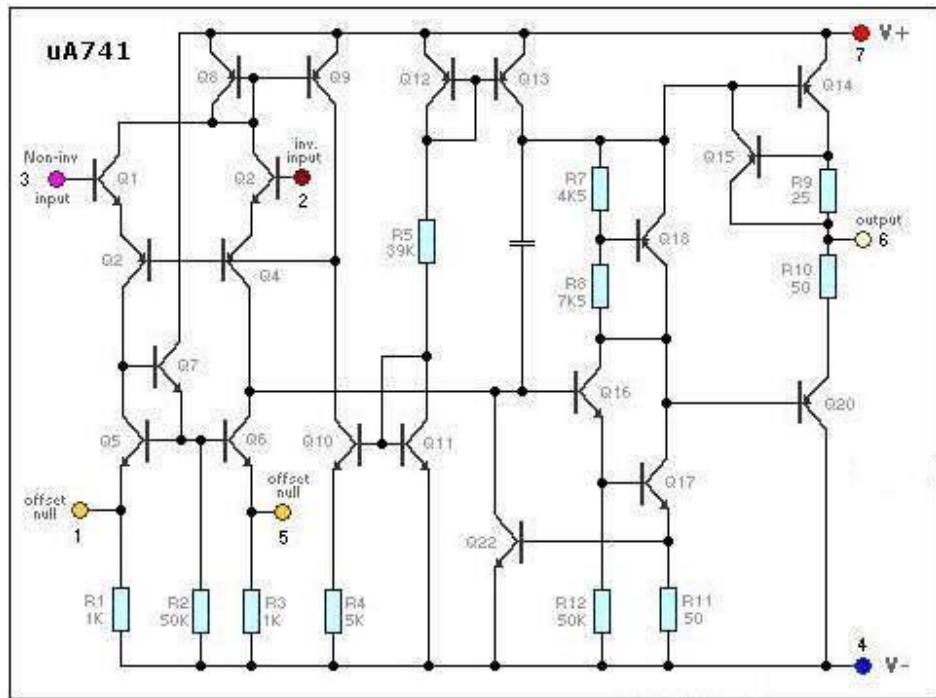


Fig. 1.23. Estructura Interna de un Opamp

## 1.2.5. Parámetros de Salida

**1.2.5.1. Resistencia de Salida ( $Z_{oi}$ ):** La resistencia vista por la salida del opamp.

**1.2.5.2. Corriente de corto circuito de salida ( $I_{osc}$ ):** Esta es la corriente máxima salida que el opamp puede entregar a la carga.

**1.2.5.3. Oscilación de voltaje de salida ( $V_o$  máx.):** Dependiendo de la resistencia, este es el máximo pico de voltaje de salida que el opamp puede suplir sin saturación o corte.

## **1.2.6. Parámetros dinámicos**

**1.2.6.1. Ganancia de lazo abierto ( $A_{ol}$ ):** La razón entre la salida y la entrada del opamp sin retroalimentación.

**1.2.6.2. Ganancia de señal de voltaje grande:** Es la razón del máximo voltaje oscilando de la carga en el voltaje de entrada requerido para manejar las salida de cero a un voltaje especificado (Ej.: 10 voltios)

**1.2.6.3. Slew rate (SR):** La cantidad de tiempo del cambio de la salida de voltaje con el circuito del opamp teniendo una ganancia de voltaje unitaria (1.0).

## **1.2.7. Otros parámetros**

**1.2.7.1. Corriente de alimentación:** Esta es la corriente que el opamp tomará de la fuente de voltaje.

**1.2.7.2. Razón de rechazo del modo común:** Una medida de la habilidad del opamp para rechazar señales que se presentan simultáneamente en ambas entradas. Este es la razón del voltaje de entrada de modo común con el voltaje generado, usualmente expresado en decibeles (dB).

**1.2.7.3. Separación de canales:** Siempre que haya más de un opamp en un paquete único, como el 747 opamp, cierta cantidad de “conversación” estará presente. Esto es, una señal aplicada a la entrada de una sección de un opamp dual produce una señal finita de salida en la sección restante, aunque no haya señal aplicada a la señal sin usar.

**1.2.8. Ganancia & frecuencia de lazo abierto:** A diferencia del opamp ideal (Fig. 1.25.), el opamp que es usado en circuitos reales hoy, no tiene ganancia ni ancho de banda infinito. Considere la ganancia de lazo abierto (Fig. 1.24.), que pertenece a un opamp 741 como una función de frecuencia. A frecuencias muy bajas, la ganancia de lazo abierto es constante, pero cambia cerca de los 6 Hz mas o menos a una razón de cambio de  $-6\text{dB/octava}$  o  $-20\text{ dB/década}$  (una octava es un doblador en frecuencia, y una década es un incremento de 10 veces en frecuencia). Este decremento continúa

hasta que la ganancia es la unidad, o 0 dB. La frecuencia a la que la ganancia es unitaria es llamada la frecuencia de ganancia unitaria o  $f_T$ . Quizás el primer factor a considerar de un opamp específico es su “producto de ganancia-ancho de banda” o GBP. Para la curva de respuesta de la Fig. 1.24., el producto de la ganancia de lazo abierto y la frecuencia es una constante en cualquier punto de la curva, así es que  $GBP = A_{ol} BW$

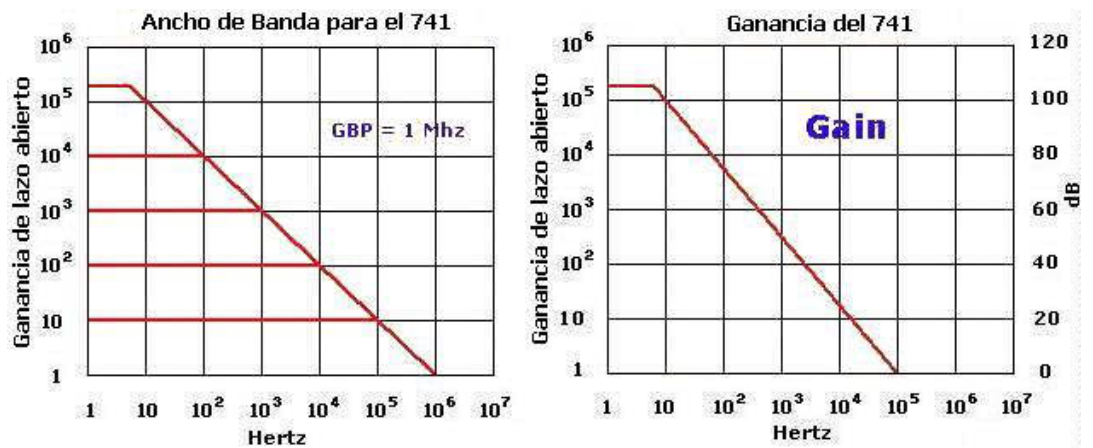


Fig. 1.24. Curvas de Ganancia y ancho de banda del  $\mu A741$

Gráficamente, el ancho de banda es el punto al cual la curva de ganancia de lazo cerrado intersecta la curva de ganancia de lazo abierto, como se muestra en la Fig. 1.24. para una familia de curvas de ganancia de lazo cerrado. Para una situación más práctica, en realidad en el diseño de un circuito de opamp debe ser aproximadamente el 1/10 a 1/20 de la ganancia de lazo abierto a una frecuencia dada. Esto asegura que el opamp funcione apropiadamente sin distorsión.

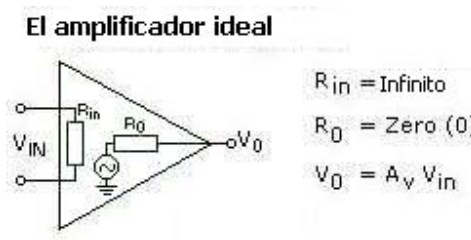


Como un ejemplo, usando la respuesta en la Fig. 1.24., la ganancia de lazo cerrado a 10KHz debe estar cerca de 5 a 10, mientras que la ganancia de circuito abierto es 100 (40dB). Un parámetro adicional que vale mencionar es:

**1.2.8.1. Respuesta Transiente o tiempo de subida** este es el tiempo que le toma la señal de salida de ir de 10% a 90% de su valor final cuando un pulso de función escalón es usada como entrada, y es especificado bajo condiciones de lazo cerrado. Por Teoría básica de electrónica el tiempo de subida esta relacionado con el ancho de banda del opamp por la relación:  **$BW=0.35/\text{tiempo subida}$**

**1.2.9. Ganancia de Lazo abierto:** Veamos cómo el amplificador ideal luciría en la Fig.1.25. La búsqueda de un amplificador ideal es, por supuesto, un ejercicio inútil. Las características del amplificador operacional son suficientemente buenas como para permitir tratarlo como ideal. Abajo vemos algunas propiedades de amplificación que hacen esto posible. (Tome en cuenta que algunos de estos valores son imposibles de alcanzar).

- 1.- Ganancia – infinita
- 2.- Impedancia de entrada – infinita
- 3.- Impedancia de Salida – cero
- 4.- Ancho de banda – infinita
- 5.- voltaje de salida – cero (cuando las entradas son iguales)
- 6.- corriente entrante en cada terminal – extremadamente pequeña



*Fig. 1.25. Amplificador Ideal*

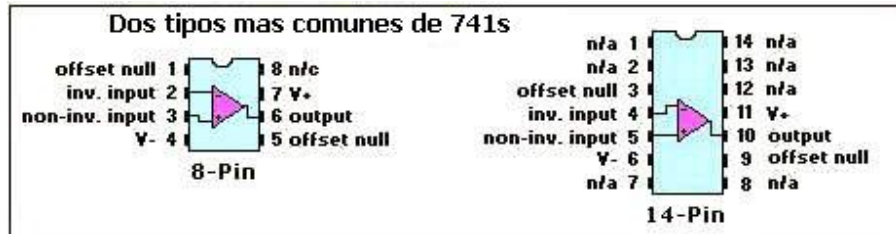
El término amplificador operacional se refiere a las operaciones matemáticas, tal como adición, integración, etc. para las cuales fueron diseñados originalmente los opamps. Un equivalente exacto del amplificador operacional es llamado nullor y esta compuesto de nuevos elementos: el nullator y el norator. La entrada del opamp es el nullator (es decir ningún voltaje o corriente). Estos dos componentes dan al dispositivo sus características ideales.

### **1.2.10. Alimentación:**

En general, los opamps están diseñados para ser energizados por una fuente dual o alimentación bipolar la cual esta típicamente en el rango de los +5v a los +15vdc con respecto a tierra, y otro voltaje de alimentación de -5 a -15Vdc con respecto a tierra. Sin embargo algunos opamps, como el LM3900 y un opamp llamado Opamp Norton, pueden ser energizados desde una fuente de poder única.

### **1.2.11. Características eléctricas**

Las características eléctricas de los opamps son usualmente dadas para voltajes de alimentación y temperaturas dadas. Además, Otros factores que pueden jugar un rol importante como a cierta carga y o resistencia de fuente. En general, todos los parámetros tienen valores típicos máximos y mínimos en la mayoría de los casos.



*Fig. 1.26.- Los dos tipos más comunes se muestran en el diagrama superior. Dependiendo de la aplicación, la versión de 8 pines es la más usada, a nivel mundial.*

### 1.2.12. Definición de los pines del 741 (referido al esquemático

interno del 741 de la Fig. 1.23.)

#### 1.2.12.1. Pin1 (Offset Null):

Offset null, vea la Fig. 11. Debido a que el Opamp es del tipo diferencial, el voltaje offset de entrada debe ser controlado para minimizar el offset en la salida. El voltaje offset es anulado por la aplicación de un voltaje de polaridad opuesta a este desvío del voltaje esperado. El potenciómetro de ajuste del offset null puede ser usado para compensar. El potenciómetro de ajuste del offset null también compensa irregularidades en el proceso de manufacturación del opamp el cual puede causar un offset. Consecuentemente, el potenciómetro de anulación es recomendado para aplicaciones críticas. Para conocer el método vea “ajuste del offset null” (1.2.14.).

**1.2.12.2. Pin2 (entrada inversora):** Todas las señales en este pin serán invertidas a la salida en el pin 6. En los pines 2 y 3 es muy importantes (obviamente) que tengan las señales correctas de entrada para que el opamp trabaje de manera apropiada.

**1.2.12.3. Pin3 (Entrada no inversora):** Todas las señales en esta entrada serán procesadas sin inversión. El resto es igual que el pin 2.

**1.2.12.4. Pin4 (-V):** El pin V- (también referido como Vss) es el terminal de voltaje de alimentación negativo. El rango de operación del voltaje de alimentación de un 741 es  $-4.5\text{ v}$  (mínimo) hasta  $-18\text{V}$  (máx.), y está especificado para una operación entre  $-5$  y  $-15\text{ Vdc}$ . El dispositivo operará esencialmente igual dentro de estos rangos de voltajes sin cambiar en período de tiempo. La sensibilidad de intervalo de tiempo a la fuente de poder es bajo, típicamente de  $0.1\%$  por voltio (Nota: No confundir el  $-V$  con la tierra)

**1.2.12.5. Pin 5 (offset null):** Ver pin 1, y Fig. 1.23.

**1.2.12.6. Pin 6 (salida):** La polaridad de la señal de salida será la opuesta a las entradas cuando esta señal este aplicada a la entrada inversora del opamp. Por ejemplo, una señal senoidal en la entrada inversora dará a la salida una señal cuadrada en el caso de un circuito comparador inversor.

**1.2.12.7. Pin7 (V+):** El pin V+ (también llamado Vcc) es el terminal de voltaje positivo de alimentación del 741. El rango de operación para el voltaje de alimentación es de +4.5 V (mín.) a +18 V (máx.), y está especificado para una operación entre +5 y +15 Vdc. El dispositivo operará esencialmente lo mismo en este rango de voltajes sin cambio en el período de tiempo. De hecho, la más significativa diferencia operacional es la capacidad de manejo de salida, que aumenta para el rango de voltaje y corriente como el voltaje sea incrementado. La sensibilidad del intervalo de tiempo al cambio de voltaje de alimentación es baja, típicamente 0.1% por voltio.

**1.2.12.8. Pin 8 (N/C):** El término “N/C” significa “No conectado”. No hay explicación. No hay nada conectado en este pin. Este solo existe para cumplir con el estándar de paquete de 8 pines.

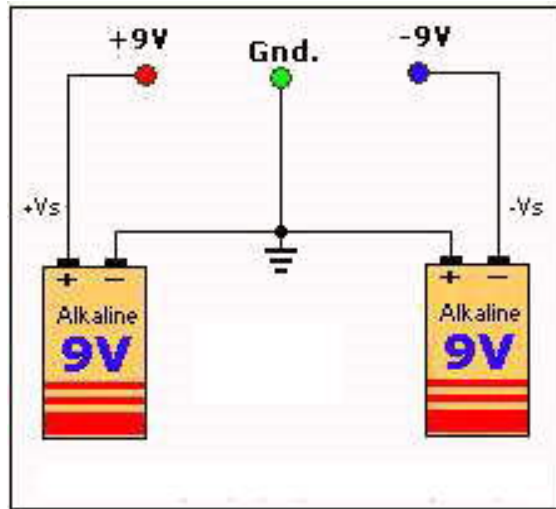


Fig. 1.27. Voltaje Dual de 9V con baterías

### 1.2.13. Configuración como comparador

Un comparador es un circuito que compara un voltaje de entrada con una referencia de voltaje. La salida del comparador entonces indica si la señal de entrada está sobre o bajo el voltaje de referencia. Como se muestra en el circuito básico, el voltaje de salida se acerca al voltaje positivo de alimentación cuando la señal de entrada es solo ligeramente superior a la referencia,  $V_{ref}$ . Cuando la señal de entrada es ligeramente menor que la referencia, la salida se acerca al voltaje negativo de alimentación. Consecuentemente, el ajuste exacto es dominado por el voltaje offset de entrada, el cual debe ser nulificado.

Se debe recordar que:

- 1.- La realimentación externa limita la ganancia o la respuesta deseada a un valor de diseño.
- 2.- Ambas entradas tienen un camino de retorno de corriente directa a tierra de una referencia similar.
- 3.- Las frecuencias de entrada y la ganancia requerida son determinadas por las limitaciones del opamp usado.

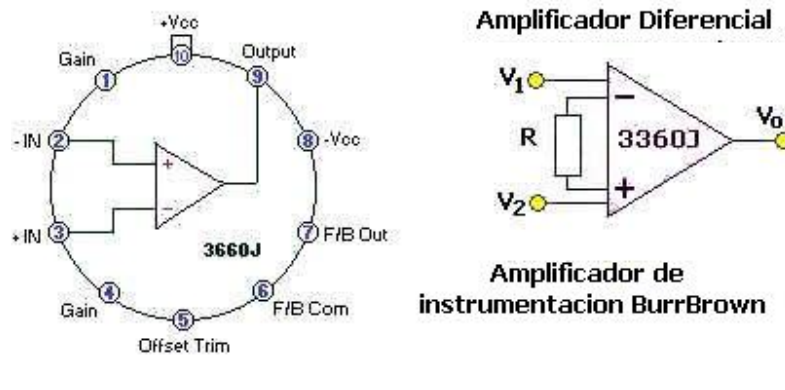
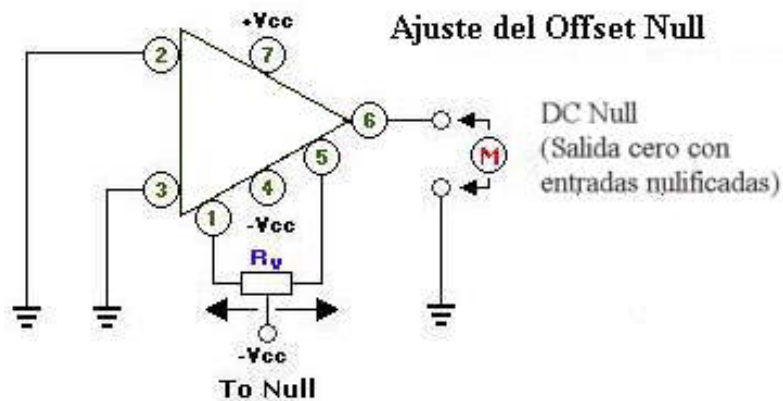


Fig. 1.28 Otros tipos de opamps

### 1.2.14. Ajuste del offset null

El Ajuste del offset null difiere con la aplicación (es decir amplificador inversor o no inversor). Los potenciómetros de offset null no se ponen en los esquemáticos de diseño como si se pudieran detractar de un diseño. En la práctica, haga el siguiente ajuste de offset null:





*Fig. 1.29. Ajuste del Offset Null.*

- 1.-Ajuste el potenciómetro de 10k a la posición central.
- 2.- Conecte las patas de los lados del potenciómetro entre los pines 1 y 5 del 741.
- 3.-Conecte la pata central al voltaje negativo.
- 4.- Asegúrese que las señales de entrada sean cero o nulo y los pines 2 y 3 estén conectados a tierra.
- 5.-Mida la salida con un voltímetro dc y obtenga el cero mediante ajuste del potenciómetro.

Este método en particular es recomendado para el 741. Siempre busque y siga el método particular especificado por el fabricante del chip. Los procedimientos se tienden a quedar obsoletos cuando aparecen versiones mejoradas de los opamps.

# Capítulo 2

## 2. Diseño del modulo de Fuerza

Los inversores se usan a menudo para convertir voltaje DC en AC, a una frecuencia y voltajes de salida deseados. Algunas de las aplicaciones importantes de los inversores están en el manejo de frecuencia variable, esto es, inducción de calor, reserva y suministro de poder continuo, transmisión de alto voltaje etc.

Los inversores pueden ser de medio puente y de puente completo. Se analizará el segundo caso pues es el utilizado para desarrollar el diseño de nuestro equipo.

## 2.1. Inversores de voltaje Configuración puente

Los inversores son alimentados por una fuente de voltaje DC con una muy pequeña o despreciable impedancia interna son llamados inversores de fuente de voltaje. Los inversores que emplean tiristores (u otro elemento como transistores en nuestro caso) conectados en configuración puente son llamados Inversores de puente.

### 2.1.1. Circuitos básicos de Inversores de puente –

#### Estrategia de control y formas de onda de salida de voltaje

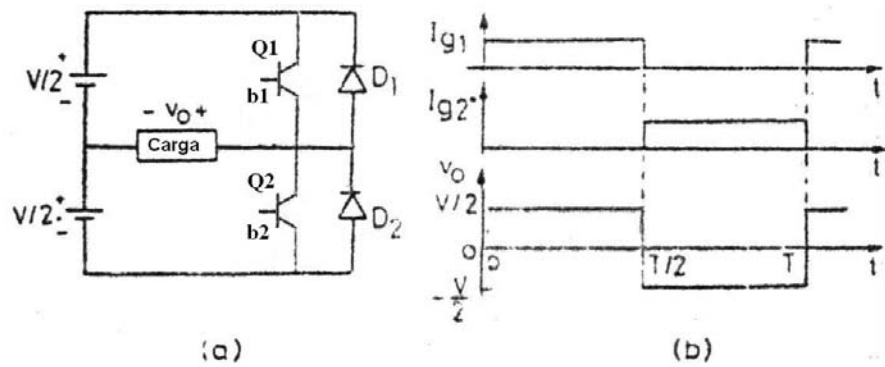
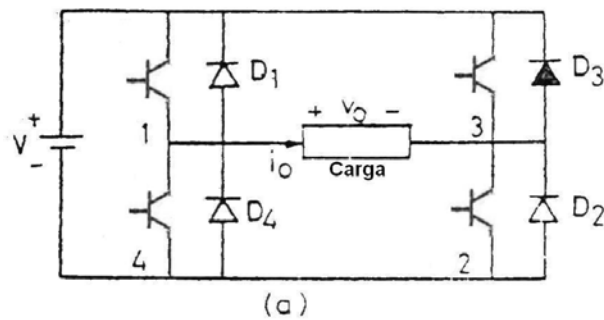
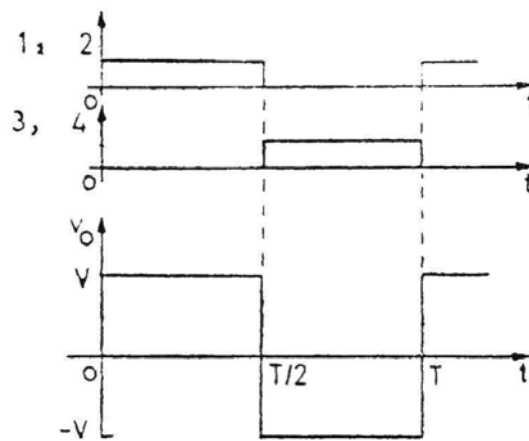


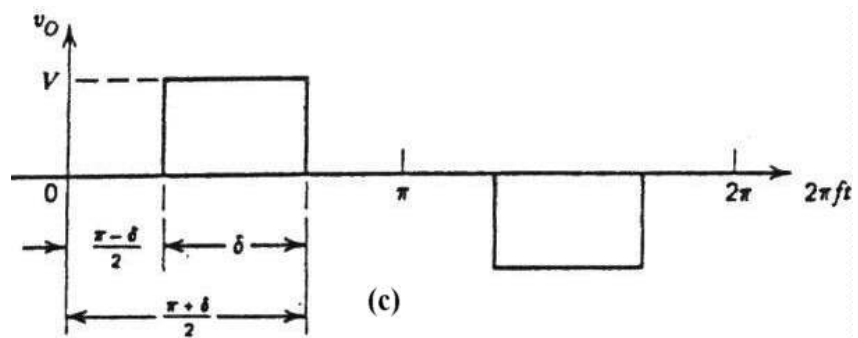
Fig. 2.1. Inversor de medio puente



(a)



(b)



(c)

Fig. 2.2. Inversor monofásico de puente completo

Está formado por cuatro transistores. Si a  $t=t_0$  los transistores Q1 y Q2 se activan simultáneamente, mientras los transistores Q3 y Q4 se encuentran desactivados, el voltaje de entrada  $V_s$  aparece a

través de la carga. Si a  $t=t_3$  los transistores Q1 y Q2 son desactivados y los transistores Q3 y Q4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, y adquiere el valor de  $-V_s$ , y permanece con ésta polaridad hasta que en  $t=t_6$  se repite el ciclo.

El voltaje de salida del inversor puede ser fijo o variable. Si el tiempo en que permanecen desactivados los transistores Q1 y Q2, coincide con el tiempo en que permanecen activados los transistores Q3 y Q4, se obtiene a la salida un voltaje con forma de onda cuadrada con un ancho de pulso de 180 grados eléctricos, y una amplitud pico igual al voltaje de alimentación, tal como se muestra en la figura 2.2(b).

Si los transistores Q2 y Q4 son activados desfasadamente, teniendo en cuenta que el transistor Q1 se activa a partir de  $t=t_0$ , y el transistor Q2 se activa a partir de  $t=t_3$ , de modo que los transistores que están conectados a una misma polaridad permanezcan desactivados durante el tiempo que dure el desplazamiento de operación., tal como se muestra en la figura 2.2(c).

En la figura 1.2(b) se puede apreciar los intervalos de cero voltios y la variación de ganancia del inversor conforme varíe el

desplazamiento de operación de los transistores Q2 y Q4 con respecto a Q1 y Q3. Los diodos D1 y D2 conectados en antiparalelo con los transistores permitirá que la corriente de carga fluya por ellos. Estos diodos son llamados diodos de realimentación.

La forma de voltaje de carga es mostrada en la Fig. 2.2.(b). Este voltaje es independiente de la naturaleza de la carga y es dado por:

$$V_o = V, \quad 0 < t < T/2 \quad (2.1.)$$

$$V_o = -V, \quad T/2 < t < T \quad (2.2.)$$

La forma de onda de la corriente de carga dependerá de la naturaleza de la carga. Los diodos de realimentación proveen continuidad para la corriente de carga y un camino para el flujo de energía reactiva.

El Voltaje rms se puede determinar a partir de:

$$V_{rms} = \left( \frac{2}{T_o} \int_0^{\frac{T_o}{2}} V_s^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.3)$$

La ecuación 1.2 muestra el voltaje instantáneo de salida haciendo uso de la serie de Fourier:

$$V_{ins} = \sum_{n=1,3,5..}^x \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (2.4)$$

Y para  $n=1$ , la ecuación 2.4 proporciona el valor rms de la componente fundamental.

$$V = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.9V_s$$

La corriente instantánea para una carga resistiva inductiva se puede expresar mediante la serie de Fourier:

$$I_{ins} = \sum_{n=1,3,5..}^x \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (nL\omega)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (2.5)$$

donde  $\theta_n$  es igual al ángulo del factor de potencia para el voltaje de enésima armónica:

$$\theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{nL\omega}{R}\right) \quad (2.6)$$

Mientras la continuidad de corriente esté asegurada y el voltaje de carga sea independiente de la naturaleza de la misma, se puede obtener un circuito equivalente del inversor tipo puente que consiste de un generador de onda cuadrada alimentando la carga. En la Fig. 2.3. se muestra el circuito equivalente para un circuito inversor para una carga RLC

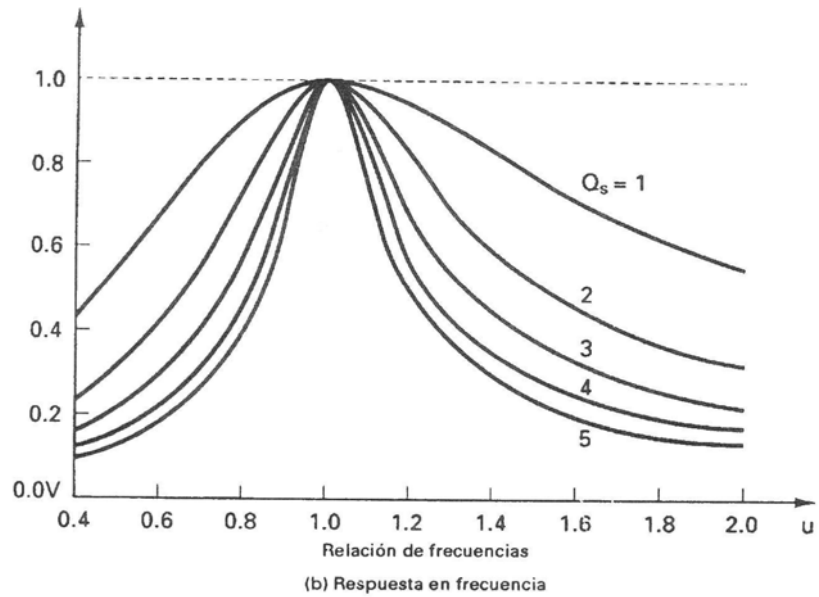
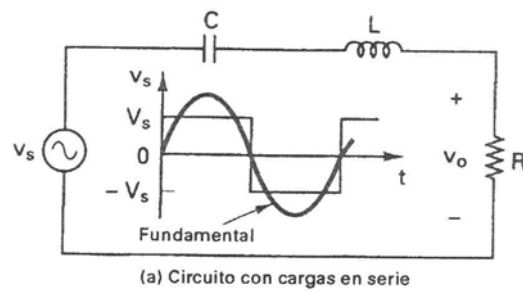


Fig2.3. Inversor de puente monofásico circuito equivalente



La operación esta descrita por las siguientes ecuaciones diferenciales.

Para  $0 < t < T/2$

$$V = Ri_o + \frac{Ldi_o}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_o dt + V_{c1} \quad (2.7.)$$

Con las condiciones iniciales asumidas

$$V(0) = V_{c1} \text{ y } i_o(0) = i_{o1} \quad (2.8)$$

Y para  $T/2 < t < T$ ,

$$-V = Ri_o + \frac{Ldi_o}{dt'} + \frac{1}{C} \int_0^{t'} i_o dt' + V_{c2} \quad (2.9)$$

Con las condiciones iniciales asumidas

$$V_o(0) = V_{c2} \text{ y } i_o(0) = i_2 \quad (2.10)$$

Donde  $t' = t - T/2$

La ecuación diferencial (2.3) da

$$\frac{d^2 i_o}{dt} + \frac{Rdi_o}{Ldt} + \frac{1}{LC} i_o = 0 \quad (2.11)$$

Derivando la ecuación (2.9) dará una ecuación similar reemplazando  $t$  por  $t'$ . Estas ecuaciones de segundo orden se pueden resolver usando las condiciones iniciales de las ecuaciones (2.7) y (2.10). En estado estable  $|I_{o1}| = |I_{o2}|$  pero con signos opuestos.

Utilizando la regla del divisor de voltaje en el dominio de la frecuencia, la ganancia de voltaje está dada por:

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega L/R - j/(\omega CR)} \quad (2.12)$$

Supongamos que  $\omega_o = 1/\sqrt{LC}$  es la frecuencia resonante, y que  $Q_s = \omega_o L/R$  es el factor de calidad. Sustituyendo L,C,R en términos de  $Q_s$  y de  $\omega_o$ , obtenemos:

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ_s(u - 1/u)} \quad (2.13)$$

donde  $u = \omega/\omega_o$ . Se puede determinar la magnitud  $G(j\omega)$  a partir de:

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\left[1 + Q_s^2(u - 1/u)^2\right]^{1/2}} \quad (2.14)$$

La forma de onda de la corriente de carga para una carga RL y cargas RLC subamortiguadas y sobreamortiguadas se muestran en la Fig. 2.4. Algunos dispositivos que conducen durante algunos intervalos son también indicados.

La figura (2.3) muestra el trazo de la magnitud de la ecuación 2.13 para  $Q_s=1$  hasta 5. Para un voltaje de salida continuo, la frecuencia de conmutación debe de ser mayor a la frecuencia de resonancia  $f_0$ . Si el inversor opera cerca de la resonancia, y un corto circuito ocurre en la carga, la corriente se elevará a un valor alto, en especial a una corriente alta de la carga. Sin embargo elevando la frecuencia de conmutación, la corriente de salida puede controlarse. Conforme la corriente de carga disminuye la corriente a través de los dispositivos de conmutación se reduce, y por la tanto hay menores pérdidas de conducción en estado activo y una alta eficiencia en una carga parcial. El inversor en serie es muy adecuado para aplicaciones de voltaje alto y corriente baja. La salida máxima ocurre en resonancia, y la ganancia máxima para  $u=1$  es  $|G(j\omega)|_{\max}=1$ .

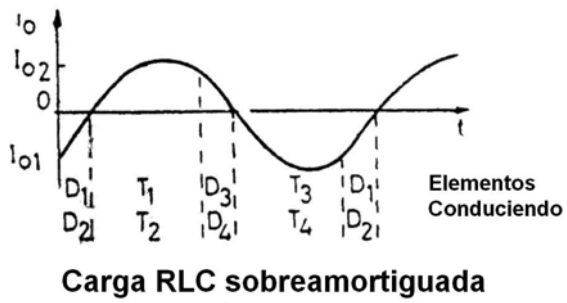
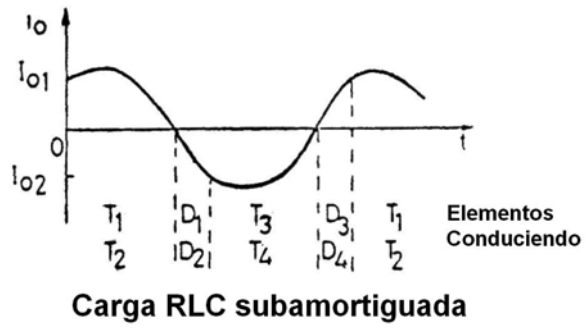
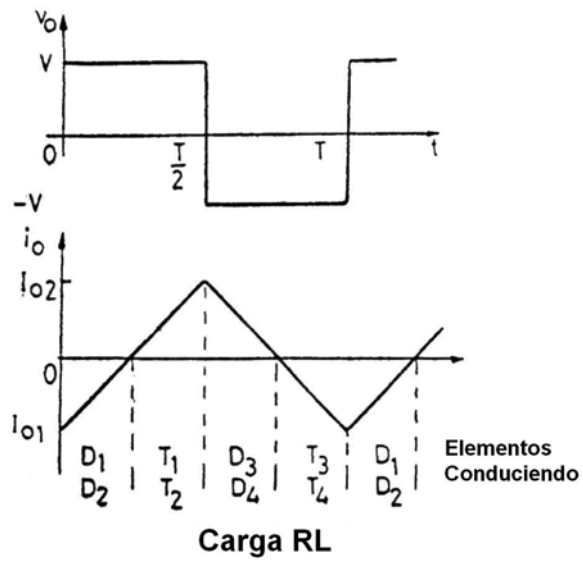


Fig. 2.4. Forma de onda de voltaje y corriente de carga de un inversor monofásico de puente

Por lo general el inversor resonante se utiliza en aplicaciones que requieren únicamente de un voltaje fijo de salida. Sin embargo, mediante un control de relación de tiempo, a frecuencias menores que la frecuencia resonante, es posible obtener alguna regulación sin carga.

## **2.2. Inversores con modulación de ancho de pulso**

Este método emplea técnicas de modulación de ancho de pulso los cuales pueden ser uno de los siguientes:

- a) modulación de pulso único (SM)
- b) modulación de múltiple pulso simétrico (SMM)
- c) modulación de pulso múltiple con reducción selectiva de armónicos (MMSR)
- d) Modulación sinusoidal de pulso (Sin M)

### **2.2.1. Modulación de pulso único (SM)**

Antes de entrar a esta explicación, sería buena una breve reseña del por qué de la presencia de armónicos en la señal de salida.

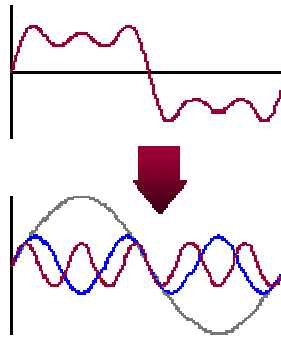
El uso de equipo electrónico moderno ha cambiado nuestras vidas, proporcionándonos mayor comodidad y dependencia eléctrica,

pero este hecho ha cambiado también la característica de la carga en las instalaciones modernas.

Los equipos electrónicos han ganado el nombre de "Carga no lineal"; debido a su particular característica de consumir corriente no senoidal al aplicársele alimentación senoidal. Con lo cual se produce una distorsión de las señales de tensión y corriente a lo largo del sistema de distribución eléctrica. Produciendo algunos efectos adversos, como lo son:

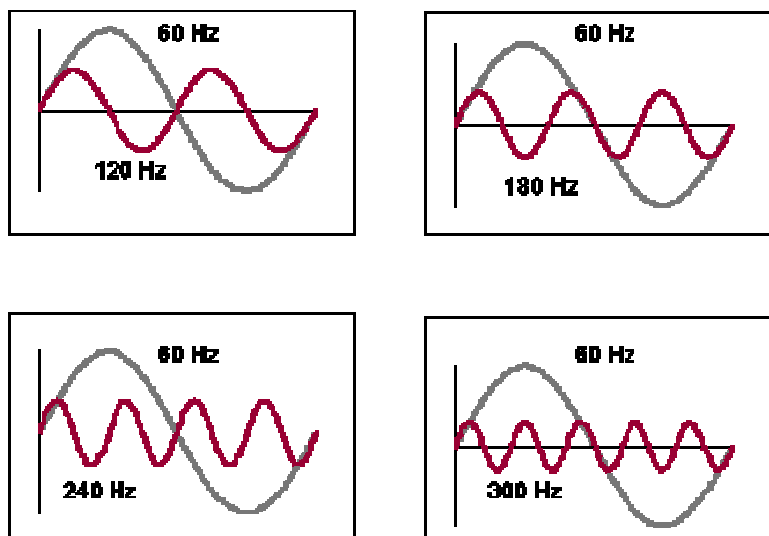
- Corrientes excedentes por el neutro.
- Altos niveles voltaje de neutro a tierra.
- Recalentamiento en transformadores .
- Reducción en la capacidad de distribución
- Penalización por bajo factor de potencia

El problema con cargas no lineales, es la forma no sinusoidal que la corriente adopta, producto de las diferentes ondas (múltiplos enteros de la fundamental), que a ella se suman y que son originadas por las cargas no lineales. Esta deformación de las señales de tensión y corriente se expresa usualmente en términos de "Distorsión Armónica".



*Fig. 2.5. A partir de la fundamental y armónicas cómo se forman otras señales*

La distorsión armónica describe la variación en estado estacionario o continuo en la forma de onda de la frecuencia fundamental. Para esta condición de estado estacionario las frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Los síntomas típicos de problemas de armónicas incluyen disparo en falso de fusibles, disparos inexplicables de interruptores, sobrecalentamiento de transformadores y de motores, funcionamiento defectuoso de impulsores, relevadores, computadoras, etc.



*Fig. 2.6. Representación de algunas armónicas*

Visto lo acotado anteriormente, se procederá a la explicación del tipo de modulación.

El voltaje de salida de un inversor monofásico tipo puente se muestra en la Fig. 2.7.(a). La forma de onda después de la modulación toma la forma de la Fig. 2.7.(b). En vez de un pulso de  $180^\circ$  de duración, un pulso de  $2d$  de ancho localizado simétricamente alrededor de  $90^\circ$  es generado. El control de voltaje se lo realiza mediante la variación del ancho de pulso  $2d$ . La forma de onda  $V_o$  puede ser descrita por la siguiente serie de Fourier.

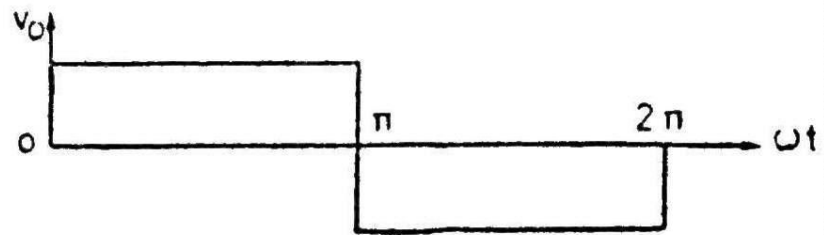
$$v_o = \sum_n^{\infty} A_n \sin n\omega t + \sum_n^{\infty} B_n \cos n\omega t \quad (2.15)$$

Donde  $n = 1, 3, 5, \dots$  y

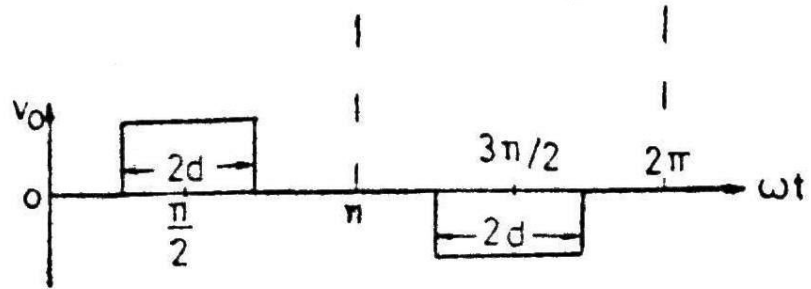
$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2V}{\pi} \int_{(\pi/2-d)}^{(\pi/2+d)} \text{sen}(n\omega t) d(\omega t)$$

$$A_n = \frac{4V}{n\pi} \text{sen}nd \quad (2.16)$$





(a) Forma de onda sin modulación



(b) Forma de onda modulada

Fig. 2.7. Modulación de pulso único

Y

$$B_n = \frac{2V}{\pi} \int_{(\pi/2-d)}^{(\pi/2+d)} \cos(n\omega t) d(\omega t) = 0 \quad (2.17)$$

Así

$$v_o = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \left( \frac{4V}{n\pi} \text{sen}(nd) \right) \text{senn}\omega t \quad (2.18)$$

El máximo valor de la componente fundamental  $(V_o)_{1m}$  ocurre cuando  $d=\pi/2$  ó  $V_o$  es una onda cuadrada y esta dada por:

$$(V_o)_{1m} = 4V/\pi \quad (2.19)$$

La razón de  $(V_o)_{nm}$  y  $(V_o)_{1m}$ , donde  $(V_o)_{nm}$  es la amplitud del  $n$ -ésimo componente armónico, ha sido demostrada en la Fig. 2.8. para  $n = 1, 3, 5, 7$  y  $9$ ; desde estas curvas se puede observar que la componente fundamental es reducido a cerca de 0.3, cuando la magnitud del tercer armónico se igual a la fundamental. Cuando la componente fundamental es reducida a cerca del 0.15 los 4 armónicos ( $n = 3, 5, 7$  y  $9$ ) llegan a ser comparables a la fundamental. Así, en este método de control de voltaje, una considerable cantidad de armónicos es introducida en el voltaje de salida, particularmente a bajos valores de voltaje de salida.

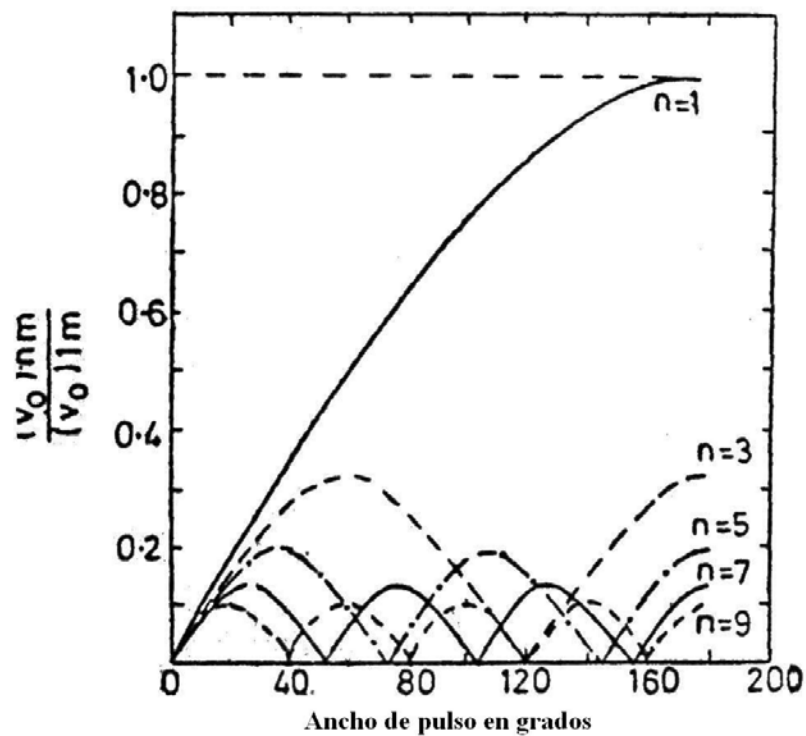


Fig.2.8. Contenido de armónicos de la modulación de pulso único

### **2.3. Diseño e implementación del módulo de fuerza**

En ésta sección se establece los parámetros de los transistores utilizados en el diseño.

Para seleccionar las características de los transistores utilizados se debe conocer previamente los valores de voltajes de pico inverso aplicado y las corrientes rms y promedio que van a soportar estos transistores.

A continuación se calculan estos parámetros en base a las especificaciones nominales de la carga y asumiendo que la corriente que atraviesa los transistores es igual a la corriente nominal.

#### **2.3.1 Especificaciones de los transistores**

Para obtener 12 voltios eficaces considerando la forma de onda de salida del inversor que se indica en la figura 1.1(a)

Con una ancho de pulso de 180 grados y una amplitud pico que corresponde a la del suministro, tal como se muestra en la figura 1.1(a)

$$V_{rms} = \left( \frac{2}{T_0} \int_0^{\frac{T_0}{2}} V_s^2 \right)^{\frac{1}{2}} = 11.6 \text{ voltios}$$

siendo:

$$T_0 = 2\pi$$

$V_s$  = Voltaje efectivo de la fuente menos la caída de voltaje correspondiente a la saturación de dos transistores. Considerándose una caída de 0.2 voltios por cada transistor que se encuentra en saturación tenemos que  $V_s$  es igual a 11.6 voltios.

Considerando que se tiene una carga resistiva-inductiva tenemos los siguientes datos:

$$R=4.4\Omega; \quad L=90\text{mh}; \quad f=25\text{hz}; \quad \omega=2\pi f=157.06\text{rad};$$

$$\omega L=14.13\text{rad/seg}$$

Los datos anteriores fueron escogidos dentro de una gama de valores tanto para la resistencia como para la inductancia, ésta era de  $4 \Omega$  a  $95\Omega$  y de  $90\text{mh}$  a  $970\text{mh}$  respectivamente. Debido a que justo con estos valores de carga teníamos el consumo máximo de corriente.

Con la ayuda de la serie de Fourier podemos calcular la corriente instantánea:

$$i_{ins} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^x \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (nL\omega)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n)$$

$$\begin{aligned} i_{ins} = & 1.0324\text{sen}(157-72.03) + 0.1181\text{sen}(3 \times 157-84.07) + \\ & 0.0431\text{sen}(5 \times 157-86.436) + 0.0220\text{sen}(7 \times 157-87.45) + \\ & 0.0133\text{sen}(9 \times 157-88.01) = 1.03303 \text{ A} \end{aligned}$$

- La corriente fundamental pico de la carga es 1.0324 A
- La corriente rms de la carga a frecuencia fundamental es  $I_{O1} = 1.0324/\sqrt{2} = 0.726 \text{ A}$
- Considerando hasta la novena armónica la corriente pico de la carga es:

$$\begin{aligned} I_{op} &= (1.0282^2 + 0.0535^2 + 0.0157^2 + 0.0205^2 + 0.01209^2)^{1/2} \\ &= 1.029 \text{ A} \end{aligned}$$

- La corriente rms de la carga es  $1.029/\sqrt{2} = 0.727 \text{ A}$  y la potencia es  $11.6 \times 0.727 = 8.44 \text{ W}$

- La corriente pico del transistor es igual a la corriente fundamental pico de la carga 1.0324 A
- La corriente rms máxima permisible para cada transistor es  $1.029/2=0.5145$  A

### 2.3.1.1. Cálculo del Disipador de Calor

#### DATOS:

- Tipo de encapsulado: TO-220 ;
- PD=5 watts ;
- $R_{JC} = 3.0$  [°C/Watt] ;
- TJ máx. = 150°C ;
- TA máx. = 50°C

**Encontrar:** El disipador apropiado para mantener la juntura del semiconductor debajo de 150°C en convención natural.

**SOLUCIÓN:** Utilizando la siguiente ecuación

$$P_D = \frac{T_j - T_A}{R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}}$$

luego:

$$R_{\theta SA} = \frac{T_j - T_A}{P_D} - (R_{\theta JC} + R_{\theta CS})$$

Consideramos que el dispositivo está montado con grasa siliconada y sin aislamiento eléctrica.

La resistencia térmica desde la carcasa a la superficie de montaje ( $R_{CH}$ ) para el encapsulado TO220 puede obtenerse de la siguiente figura:

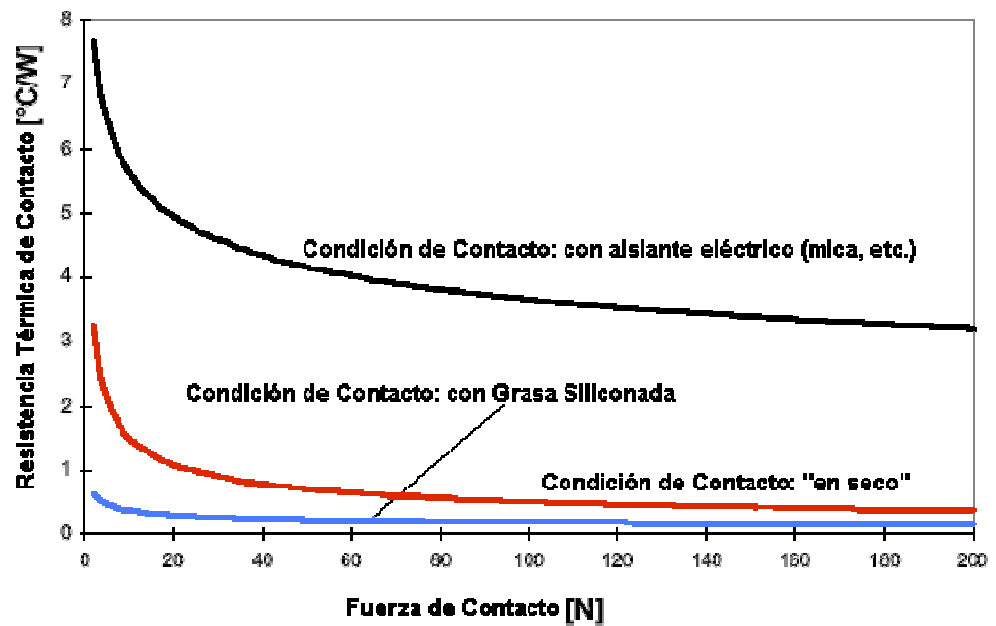


Fig. 2.9. Curva de Resistencia Térmica vs. Fuerza de contacto en función de la condición de contacto

De la cual se ve que:

$R_{CH} = 0.5[^{\circ}\text{C}/\text{W}]$  (a: 0.678Nm (Newton-metro) de torque del tornillo de sujeción al disipador), luego será como máximo permitido:

$$R_{\theta SA} = \frac{150^{\circ}\text{C} - 50^{\circ}\text{C}}{5\text{W}} - 3.5$$

$$R_{\theta SA} = 16.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

### 2.3.2. Criterios de Selección de los Disipadores

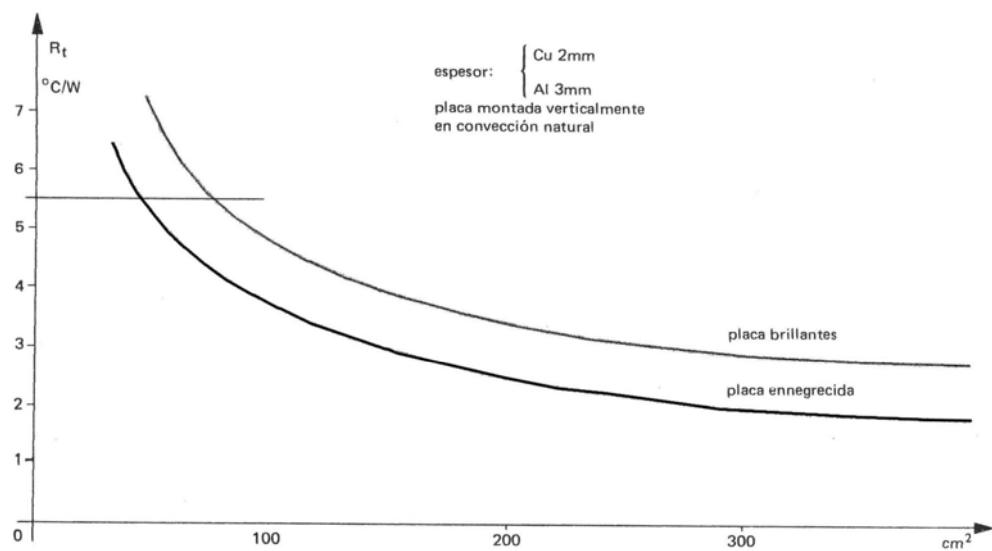


Fig. 2.10. (a)

Este gráfico puede ser utilizado, considerando el espesor del metal del disipador, el mismo que se encuentra especificado en la figura anterior, y seleccionando si el disipador es brillante o ennegrecido. Con estos criterios podemos realizar una selección adecuada de nuestro disipador, encontrando un valor aproximado del coeficiente de disipación calculado.



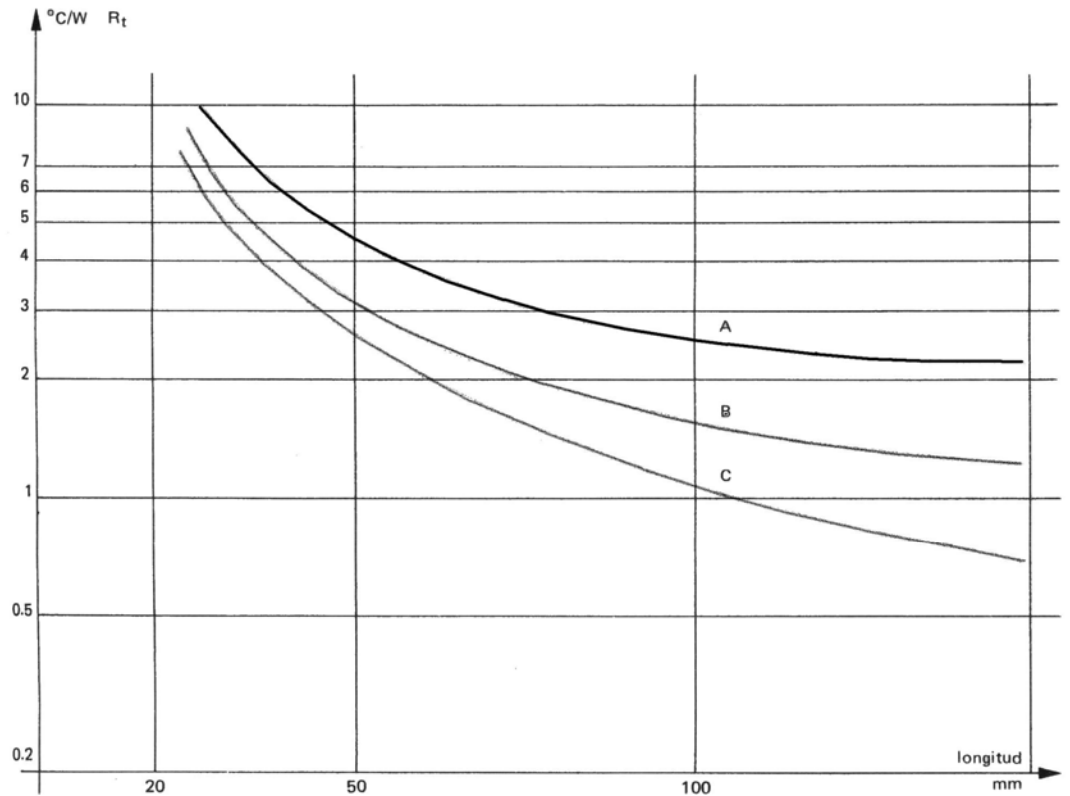
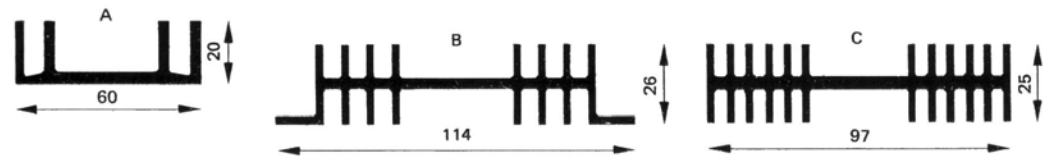


Fig. 2.10. (b)

El gráfico anterior nos muestra el coeficiente de disipación de un disipador dependiendo de la longitud y del número de aletas del disipador, de manera que se han clasificado en tres categorías A, B, C.

## **2.4. Construcción**

El inversor se constituye de dos placas, las cuales, la una maneja todo lo que es control mientras la otra maneja la fuerza.

El tablero es metálico, con lo cual nos ayudamos para aterrizar la carcasa de los transformadores.

La base donde apoyamos las placas de control, fuerza y fuentes está aislada de la carcasa metálica debido a que es de cartón prensado. También se cuenta con interruptores que gobiernan el manejo del control y de la entrada de la carga. Existen fusibles que protegen tanto al control como a la carga.

La carátula del tablero fue hecha en cartulina esmaltada y protegida por una placa de acrílico transparente. Se usaron también borneras regulares para las entradas y salidas, a las cuales tenga acceso el usuario por medio del osciloscopio, con la fuente ó la carga

Se utilizó una toma de poder monofásica aterrizada, se uso la carcasa para tal propósito.

También usamos regletas que permiten al usuario revisar de manera más cómoda los voltajes de polarización. Una de estas, se ubica entre las fuentes y la placa de control. Otra de ellas, la usamos para las bases de los transistores de potencia.

# Capítulo 3

## 3. Diseño del módulo de control

### 3.1. Funcionamiento del inversor

Para generar una onda alterna a partir de una fuente de voltaje continua (12 Vdc Batería) se utilizaron cuatro transistores de potencia que funcionan como interruptores. La primera pareja permite un flujo en sentido positivo a través de la carga. La otra permite el flujo en sentido contrario. Debido a la convención de signos en la carga se formará mediante este proceso un voltaje alterno, que cambia de  $V+$  a  $V-$ .

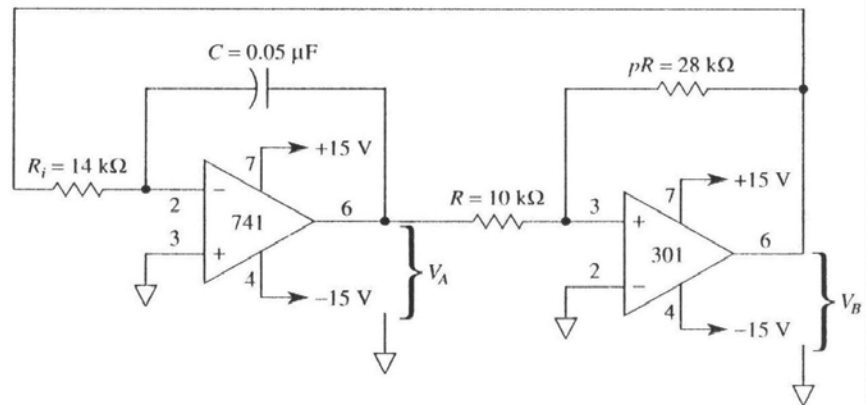
Para producir una modulación de ancho de pulso positivo se utilizó como circuito modulador un generador de onda triangular comparado con una

referencia de voltaje. Al comparar la onda triangular con un nivel fijo de voltaje se produce una modulación del pulso de salida. Este pulso acciona los transistores que producen el flujo de corriente positiva a través de la carga. Los pulsos que accionan los transistores para la parte negativa son producidos mediante el desfase de los primeros, esto se logró mediante la comparación del mismo nivel de voltaje con la misma onda triangular invertida, debido a la simetría y otras características de la onda triangular, al final se produce el efecto deseado.

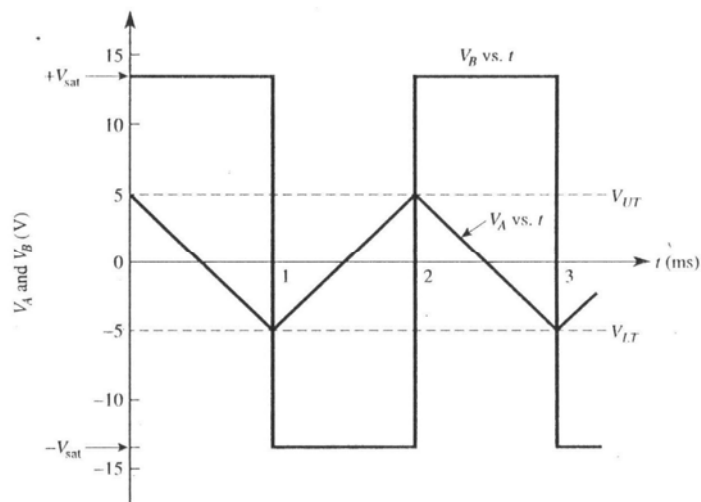
### **3.1.1. Generador de onda triangular**

#### **3.1.1.1. Teoría de Operación**

El circuito generador de onda triangular bipolar básico es el que se utilizó en este proyecto como se lo presenta en la Fig. 3.1. La onda triangular  $V_A$ , se obtiene a la salida del circuito integrador 741. Una onda cuadrada adicional,  $V_B$ , se obtiene a la salida del comparador 301.



(a) el circuito integrador del 741 y el circuito comparador del 301 están configurados para formar un generador de onda triangular.



(b) Formas de onda de salida.

Fig. 3.1. El circuito generador de onda triangular en (a) genera ondas triangulares y cuadradas como vemos en (b). (a) Generador bipolar básico de onda triangular de frecuencia 1000 Hz; (b) formas de ondas de salida.

Para entender la operación del circuito, refiérase al intervalo de 0 a 1 ms en la Fig. 3.1. Si se asume que  $V_B$  está en alto a  $+V_{SAT}$ , esto fuerza una corriente constante ( $V_{SAT}/R_i$ ) a través de C (izquierda a derecha) dando como resultado que  $V_A$  se hace negativa ( $V_{UT}$  a  $V_{LT}$ ). Cuando  $V_A$  alcanza  $V_{LT}$ , la salida (pin 3 del 301) se va a negativo, y  $V_B$  se clava en  $-V_{SAT}$  y  $t=1ms$ .

Cuando  $V_b$  está a  $-V_{sat}$ , esto fuerza una corriente constante (de derecha a izquierda) a través del C que lleva  $V_A$  a positivo (de  $V_{LT}$  a  $V_{UT}$  vea el intervalo de tiempo de 1 a 2 ms). Cuando  $V_A$  alcanza  $V_{UT}$  a los 2ms, el pin 3 del 301 se vuelve positivo y  $V_A$  se clava a  $+V_{sat}$ . Esto inicia el siguiente ciclo de oscilación.

### 3.1.1.2. Frecuencia de Operación

Los valores picos de la onda triangular se establecen por la relación entre el resistor  $pR$  y  $R$  y los voltajes de saturación. Estos están dados por

$$V_{UT} = -(-V_{sat})/p \quad (3.1.)$$

$$V_{LT} = -(+V_{sat})/p \quad (3.2.)$$

Donde

$$p=pR/R \quad (3.3.)$$

Si los voltajes de saturación son razonablemente iguales,  
la frecuencia de oscilación,  $f$ , estará dada por

$$f = p/4R_iC \quad (3.4.)$$

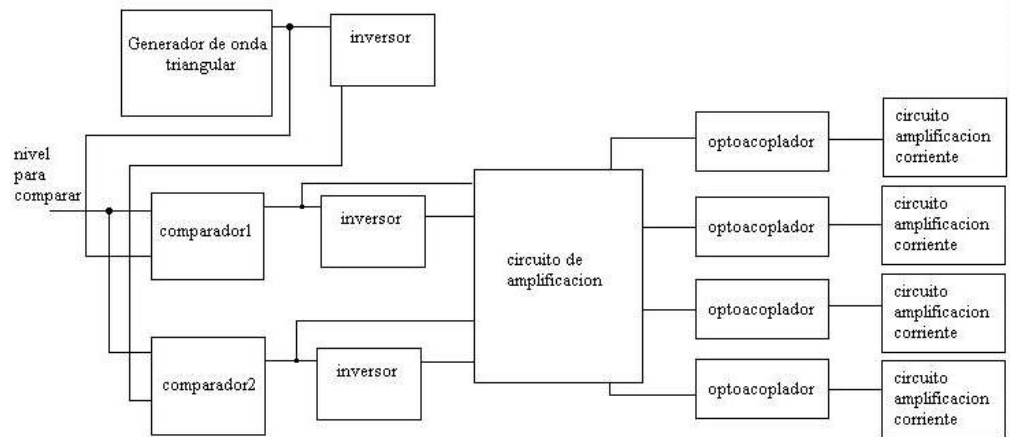
## **3.2. Circuito de Disparo**

### **3.2.1. Diagrama de Bloques del circuito de control**

En la figura 3.2. se muestra el diagrama esquemático de la configuración del circuito de disparo. Se usaran 6 bloques, al final de los mismos tendremos la señal lista para accionar cada transistor.

Se utilizaron transformadores los mismos que alimentaran con los voltajes necesarios a la fuente. Con un generador de onda triangular se especifica el rango de fase y el nivel de voltaje establece el ancho de pulso, esto se logra al comparar la onda triangular con el nivel de voltaje deseado. Debido a la corriente necesaria para accionar el transistor, debe utilizarse un bloque amplificador que aumente la potencia de los pulsos producidos por el generador de pulsos. Para aislar los pulsos se utilizan optoacopladores (PC817), cuya salida se conectan a las bases de los transistores pasando, primero, por el bloque de ganancia de corriente.





*Fig. 3.2. Diagrama de bloques del circuito de control*

### **3.2.2. Requerimientos**

El circuito de disparo está diseñado para que envíe los pulsos con la posibilidad de variar ancho de pulso (y frecuencia) de acuerdo a un voltaje de referencia el cual puede cambiar en cualquier momento.

Los pulsos de disparo deben tener la potencia suficiente para hacer trabajar a los transistores en la zona de saturación; en la cual el transistor actúa como interruptor.

### **3.2.3. Generador de onda triangular**

El generador de onda triangular tiene un rango de frecuencia entre 30 Hz y 570 Hz aproximadamente. La salida del generador es de 5V a -5V y esta señal se aplica a un circuito de inversión con

la finalidad de producir una onda triangular de las mismas características pero desfasada.

La característica de la onda es una recta con pendiente positiva hasta llegar a +5v, luego cambia a pendiente negativa hasta -5v, la cual se muestra en la figura 3.1.(b).

La figura 3.3. muestra el circuito generador de la onda triangular.

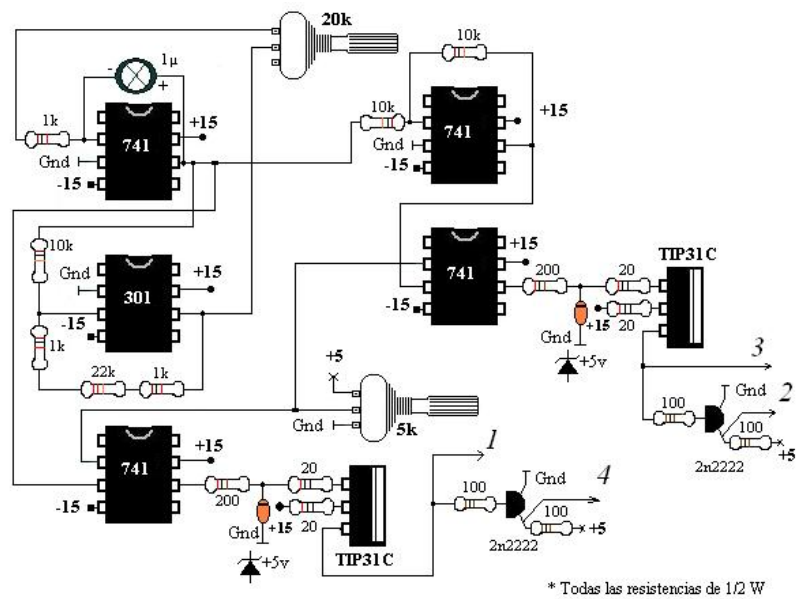


Fig. 3.3. Circuito de generador de la onda triangular

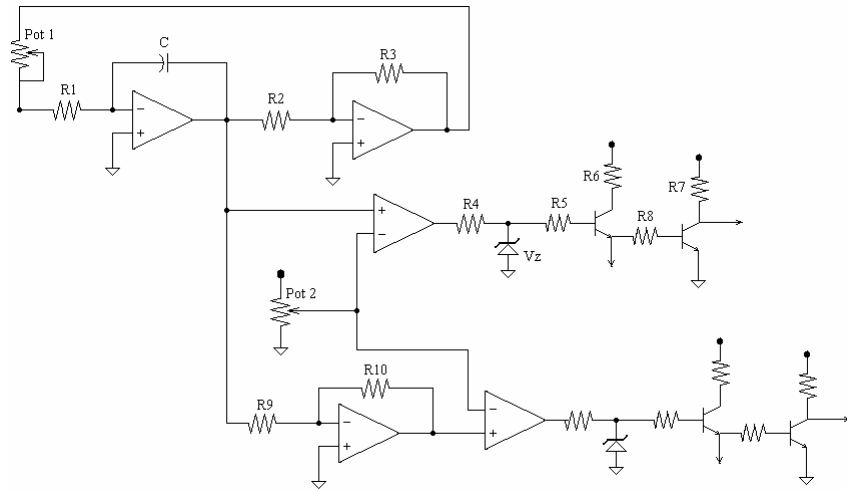


Fig. 3.4. Esquema electrónico del generador de ondas

### 3.2.3.1. Cálculos teóricos del generador de onda triangular

#### 3.2.3.1.1. Calculo de la amplitud de la onda triangular

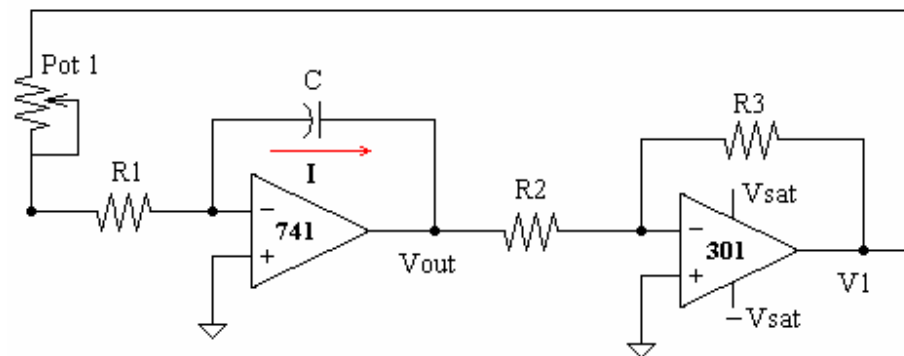


Fig. 3.5. Generación de onda triangular

Si se Asume que a la salida del comparador (el 301) se encuentra el voltaje de alimentación positivo ( $V_1 = V_{sat}$ ). Entonces la corriente a través del lazo de realimentación será:

$$I = \frac{V_{sat}}{(R_1 + P_{ot}1)} \quad (3.5)$$

Considerando despreciable la corriente en las entradas diferenciales de los opamps entonces

$$V_1 = R_3 * I$$

$$V_{out} = R_2 * I$$

Por lo tanto

$$V_{out} = \frac{R_2 * V_1}{R_3} \quad (3.6)$$

Como comparador la salida del opamp 301 puede ser  $V_{sat}$  o  $-V_{sat}$  entonces

$$V_{out\acute{m}ax} = \frac{R_2 * V_{sat}}{R_3} \quad (3.7)$$

$$V_{out\min} = \frac{R_2 * -V_{sat}}{R_3} \quad (3.8)$$

Si  $V_1=V_{sat}=15V$ ;  $R_1=1k$ ;  $Pot1=20k$ ;  
 $R_2=10k$ ;  $R_3=24k$ . Todo en ohms.

Entonces la corriente

$$I = \frac{V_{sat}}{(R_1 + Pot1)} = \frac{15}{(1k + Pot1)} \quad (3.9)$$

El Rango de corriente I estará entre 15mA y  
0.714ma aprox.

$$V_{out\max} = \frac{R_2 * V_{sat}}{R_3} = \frac{10k * 15}{24k} = 6.25V \quad (3.10)$$

$$V_{out\min} = \frac{R_2 * -V_{sat}}{R_3} = \frac{10k * -15}{24k} = -6.25V \quad (3.11)$$

Debido a las perdidas aproximadamente se  
obtiene 12Vpp.

### 3.2.3.1.2. Cálculo del rango de frecuencias

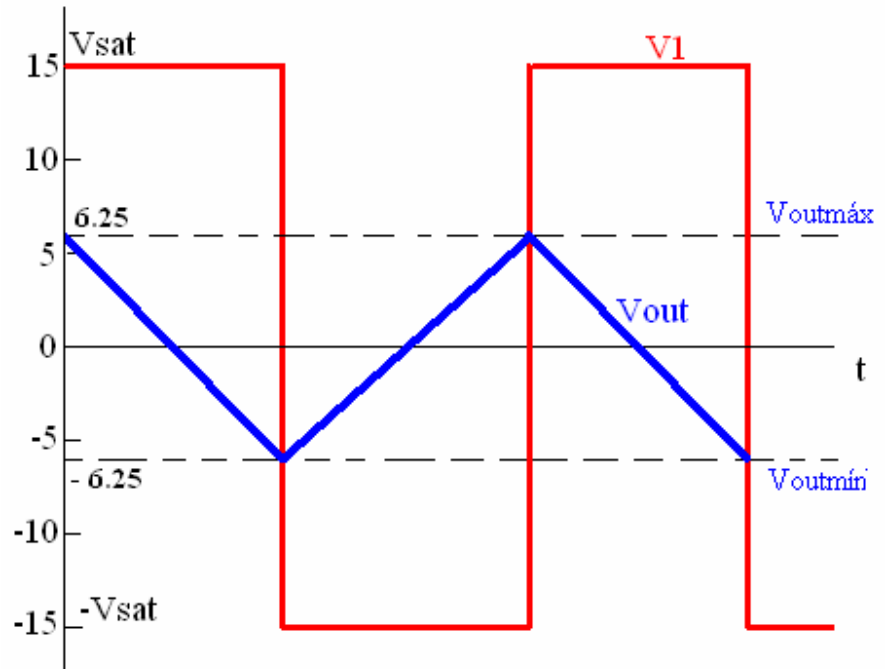


Fig. 3.6. Señales generadas de la circuitería de la Fig. 3.5.

Si se considera la corriente constante entonces usando la formula del voltaje del capacitor con respecto al tiempo.

$$V(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt; \quad (3.12)$$

Debido a que  $I = V_{sat}/(R_1 + Pot_1) = cte$  es una constante al integrar se obtiene

$$V(t) = \frac{It}{C} + K; \quad (3.13)$$

$$V_{out\acute{m}in} = \frac{-It}{C} + V_{out\acute{m}ax} = -V_{out\acute{m}ax} \quad (3.14)$$

$$2V_{out\acute{m}ax} = \frac{It}{C} \Rightarrow t = \frac{2V_{out\acute{m}ax}C}{I} \quad (3.15)$$

$$t_d = \frac{2\left(\frac{R_2 * V_{sat}}{R_3}\right)C}{\frac{V_{sat}}{(R1 + Pot1)}} = \frac{2R_2(R1 + Pot1)C}{R_3} \quad (3.16)$$

Como  $t_d = t_c$  entonces

$$t = 2t_d = \frac{4R_2(R1 + Pot1)C}{R_3} = \frac{1}{f} \quad (3.17)$$

$$f = \frac{R_3}{4R_2(R1 + Pot1)C} \quad (3.18)$$

Si  $V_1 = V_{sat} = 15V$ ;  $R_1 = 1k$ ;  $Pot1 = 0$  a  $20k$ ;

$R_2 = 10k$ ;  $C = 1\mu f$ ;

$R_3 = 24k$ . Todo en ohms.

Si  $Pot1 = 0 \Rightarrow f = 600$  Hz

Si  $Pot1 = 20k \Rightarrow f = 28.57143$ Hz

el rango real de trabajo

Para  $R_1 + Pot1 = 1.2k \Rightarrow 570$  Hz

Para  $R_1 + Pot1 = 21k \Rightarrow 30$  Hz

### 3.2.3.2. Cálculos del Inversor, comparador, ganancia de corriente y negador

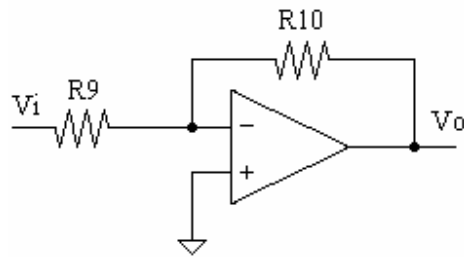


Fig. 3.7. Circuitería inversora

$$I = \frac{V_i}{R_9} \quad (3.19)$$

$$V_o = -I * R_{10}$$

$$V_o = -\frac{V_i * R_{10}}{R_9} \quad (3.20)$$

$$\text{Si } R_{10} = R_9$$

$$V_o = -V_i$$



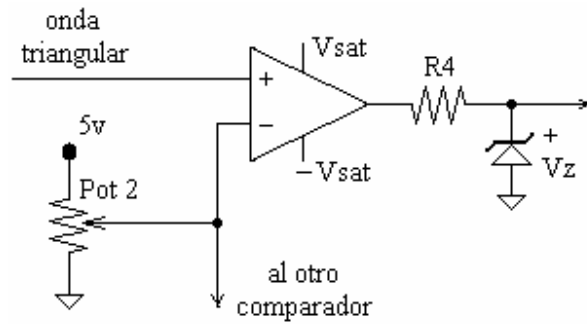


Fig. 3.8. *Circuitería comparadora*

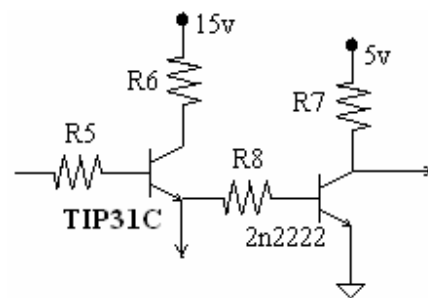


Fig. 3.9. *Primera etapa de amplificación de corriente y negadora*

El circuito del TIP31C actúa como un amplificador de corriente. Debido a que la corriente de emisor es  $\beta+1$  veces la de base ( $I_e=(\beta+1)I_b$ ) se amplifica la corriente de entrada en tal proporción.

El 2n2222 niega la entrada lógica. Si en la entrada hay 0 V entonces entra en corte dando a la salida un valor cercano a 5V. Si hay 5 V, entra en saturación, actuando como un interruptor cerrado dando en el colector 5v (aprox.).

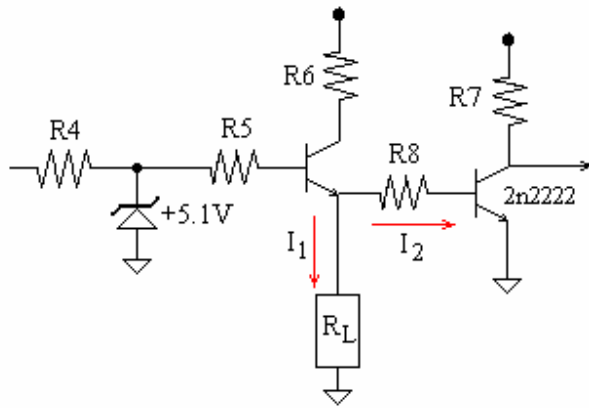


Fig. 3.10. Primera etapa de amplificación

Se asume que la magnitud de  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$  para todos los transistores.

$$V_Z = I_B R_5 + 0.7 + I_1 R_L$$

$$I_1 R_L = I_2 R_8 + 0.7$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B = I_1 + I_2$$

Con este conjunto de ecuaciones encontramos que

$$V_z = \left( \frac{I_1 R_5}{\beta + 1} \right) + \frac{(I_1 R_L - 0.7) * R_5}{R_8 (\beta + 1)} + 0.7 + I_1 R_L \quad (3.21)$$

Si  $V_Z = 5.1 \text{ V}$ ;  $R_5 = 20 \ \Omega$ ;  $R_8 = 100 \ \Omega$

Para calcular  $R_L$

$$I_1 = I_{B2} + I_3$$

$$5 = R_{11} I_1 + 0.7 + 0.7$$

Si  $R_{11} = 100 \Omega$  y  $\beta = 70$  (valor típico para el TIP31C según el Manual ECG) entonces

$$I_1 = 0.036 \text{ A}$$

Si tomamos la formula 3.21 y reemplazamos tenemos

$$R_L = 121.65 \Omega$$

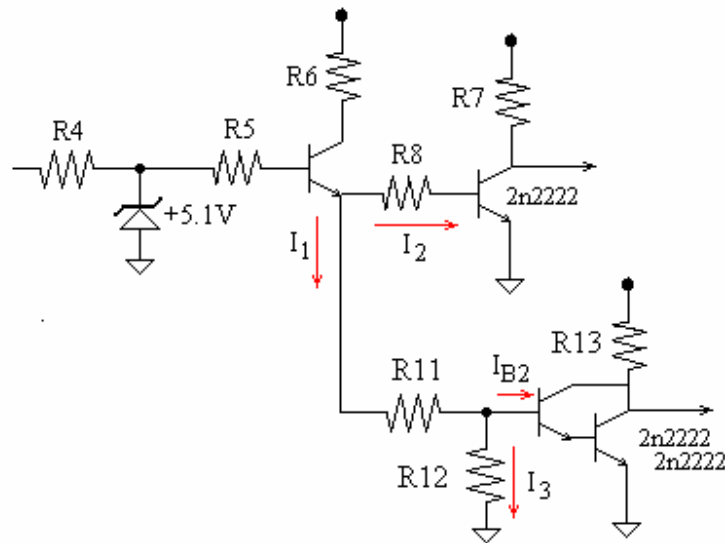


Fig. 3.11. Esquema electrónico de la circuitería amplificadora antes de la etapa optoacopladora

$$I_2 = \frac{I_1 R_L - 0.7}{R_8} \quad (3.22)$$

$I_2 = 0.037 \text{ A}$  entonces,

$I_E = 0.073 \text{ A}$ ;  $I_B = 0.001 \text{ A}$ ;  $I_C = 0.072 \text{ A}$ .

$$15 = I_C R_6 + V_{CE} + I_1 R_L$$

$$V_{CE} = 9.181 \text{ V}$$

Como el  $V_{CE}$  es mayor a cero entonces concluimos que

el TIP31C esta trabajando en zona lineal

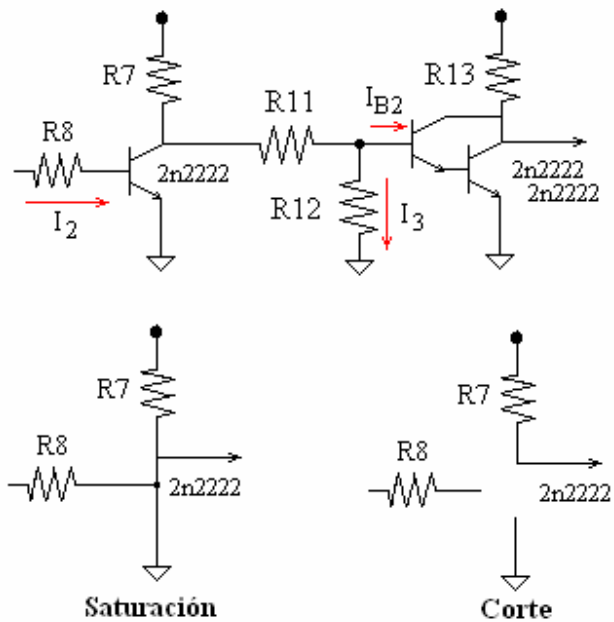


Fig. 3.12. Esquema del negador en corte y saturación

Si se asume que  $\beta = 200$  (valor típico para el transistor 2N2222 según el Manual ECG)

$$I_{C2} = \beta * I_2 = 7.4$$

$$5 = V_{CE} + I_{C2}R_7$$

$$V_{CE} = -735 \text{ V}$$

Esto indica que se encuentra en saturación. Por lo cual se hace necesario recalcular la corriente. Si hay 5 V a la entrada entonces se satura el transistor y la salida se conecta a tierra. Si la entrada es 0 V el transistor entra en corte y

$$5 = I_O (R_7 + R_{11}) + 0.7 + 0.7$$

$$I_O = 0.018 \text{ A}$$

### 3.2.4. Justificación de elementos

Se usaron resistencias de medio vatio en esta sección, principalmente por encontrarse fácilmente en el mercado local. En la mayoría de los casos eran necesarias solo resistencias de un cuarto de vatio pero son más difíciles de encontrar. Se utilizó un capacitor de 10  $\mu\text{F}$  por el mismo motivo, facilidad al momento de reemplazar el elemento por encontrarse en el mercado.

El elemento crítico para el control de la frecuencia es el potenciómetro de 20k $\Omega$  que debido a la configuración de conexión varía su valor de resistencia de 0k-20k $\Omega$ . Para el comparador se utilizó un opamp del tipo 301 debido a sus características mejoradas con respecto al 741 (como se puede ver en las respectivas hojas de datos).

El 301 puede ser reemplazado por un 741 (más común en el mercado), en caso de no encontrarse un 301, debido a que el rango de frecuencias de trabajo del inversor es bajo y puede ser

usado sin grandes cambios en la salida. El voltaje del zenner es de 5.1 V.

### 3.2.5. Cálculo de disipadores

El único elemento que podría necesitar disipación dentro del circuito de generación de señales es el TIP31C actuando como amplificador de corriente. La Potencia disipada por un transistor se define como:

$$P_D = V_{CE} * I_C$$

Si calculamos el  $V_{CE}$  como

$$15 = I_C * R_6 + V_{CE} + I_1 * R_L$$

Tenemos que,  $V_{CE} = 9.181 \text{ V}$  y  $I_C = 0.072 \text{ A}$ .

$$P_D = V_{CE} * I_C = 0.664 \text{ W.}$$

Mucho menor que el valor de Potencia disipada especificado en las hojas de datos que es 2W. Sin embargo por motivos de seguridad si se puso disipador a este TIP31C.

### **3.2.5.1. Consumo de corriente de alimentación**

La corriente de alimentación, o  $I_{cc}$ , para el opamp 741 es de 2.8 mA como máximo y típicamente de 1.5 mA; y para el 301 es de 3 mA máximo y típicamente de 1.8 mA (como se ven en el Anexo: Hojas de datos). Además, la máxima corriente que pueden suplir los opamps es de 25 mA. El  $I_C$  ( $I_C = 0.072$  A) del TIP31C esta conectado a la fuente de 15 V.

La fuente de 5 V suministra energía al potenciómetro de 5K y a un 2n2222 (el negador). El consumo de corriente del potenciómetro se puede calcular cuando esta en la posición superior donde este es de 0.001 A la corriente que toma el opamp se considera despreciable. El corriente suplida hacia el 2n2222 cuando este esta en corte es de  $I_O = 0.018$  A y en saturación es de 0.05 A.

### **3.2.6. Comparador y Generador de pulsos**

La etapa de comparación se divide en dos partes: en la primera parte se trabaja con la onda triangular original.

Este circuito compara la onda triangular con un nivel de voltaje variable, produciendo un tren de pulsos. El ancho de este pulso varía de acuerdo con el nivel de voltaje (PWM modulación de ancho de pulso). Los mismos que “señalarán” la generación de la parte positiva de la onda de salida (en la carga).

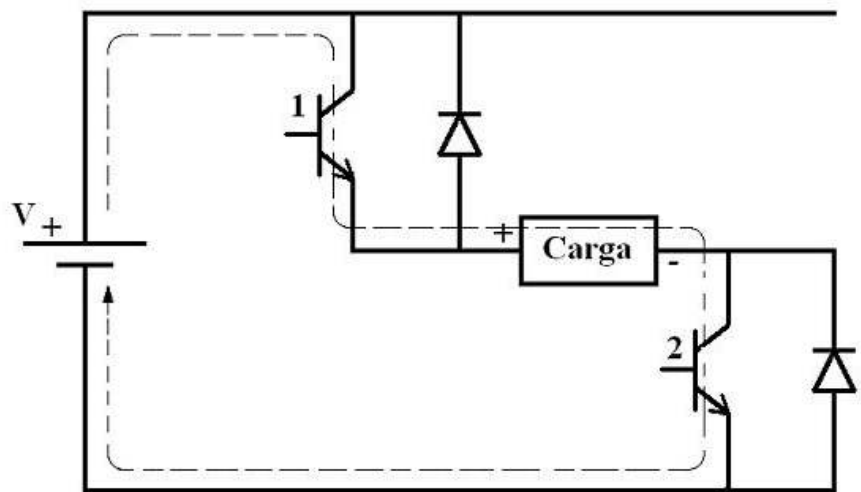
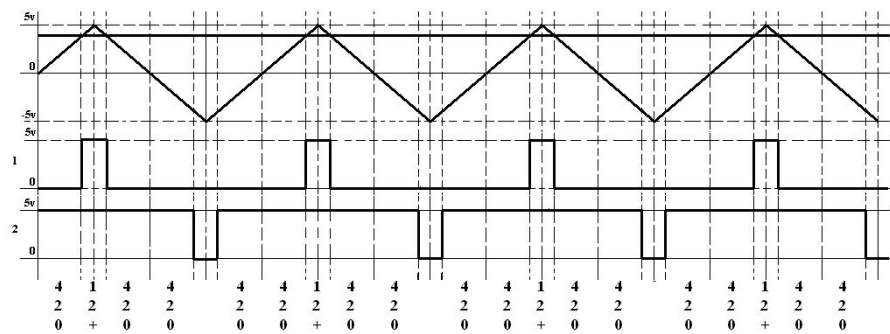
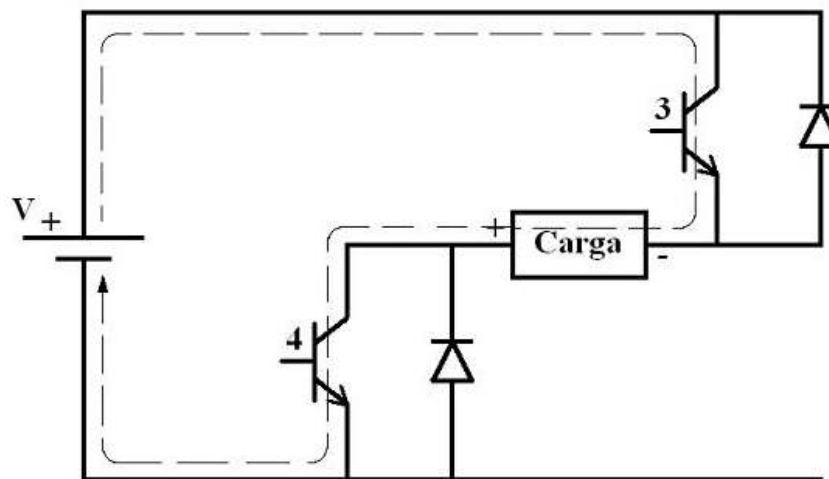
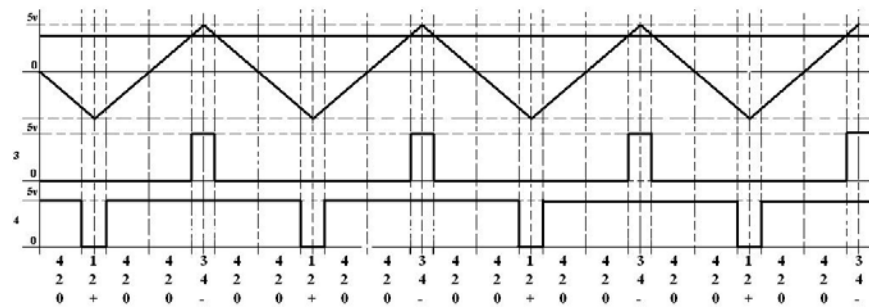


Fig. 3.13. Funcionamiento del inversor mientras la carga ve voltaje

Para la sincronización de los pulsos de disparo de la parte negativa se utilizó la misma onda triangular invertida que queda desfasada de la original 90°.



En la segunda parte trabajamos con la onda invertida, la cual se compara con el mismo nivel de voltaje variable de la primera parte, produciendo un tren de pulsos idéntico pero desfasado 90°. El ancho de pulso variará de acuerdo al nivel de voltaje. Estos pulsos “señalarán” la parte negativa, con lo que se logrará una onda de salida simétrica y alterna.



*Fig. 3.14. Funcionamiento del inversor mientras la carga ve voltaie negativo*

### **3.2.7. Generación del Cero**

Al probar el circuito con carga resistiva pura no hubo problema al accionar las parejas de transistores para la parte positiva y negativa, sobre todo cuando se quitaba el pulso sobre los transistores se abría el circuito, no había corriente, y la carga veía voltaje cero. Al adicionar a la carga resistiva una inductancia, el resultado no fue el mismo; la onda de salida se distorsionaba, debido a que al encenderse una pareja se almacenaba energía en la inductancia, y al encender la otra pareja esa energía se descargaba deformando la onda de salida por la propiedad intrínseca de las inductancias de no permitir el cambio brusco de voltaje.

Para resolver este problema era necesario generar el cero. Esto se logró por medio de accionar los transistores 4 y 2 cuando la carga debiese ver cero voltios. Este procedimiento encerraba la corriente en un lazo, forzando a la carga a ver cero voltios, produciendo dos caminos por donde podría descargarse la energía almacenada en la inductancia, a través del transistor 2 y el diodo en oposición al transistor 4 o a través del transistor 4 y el diodo en oposición al transistor 2. Vale recordar que de

acuerdo a la dirección de la corriente usaría uno u otro camino.

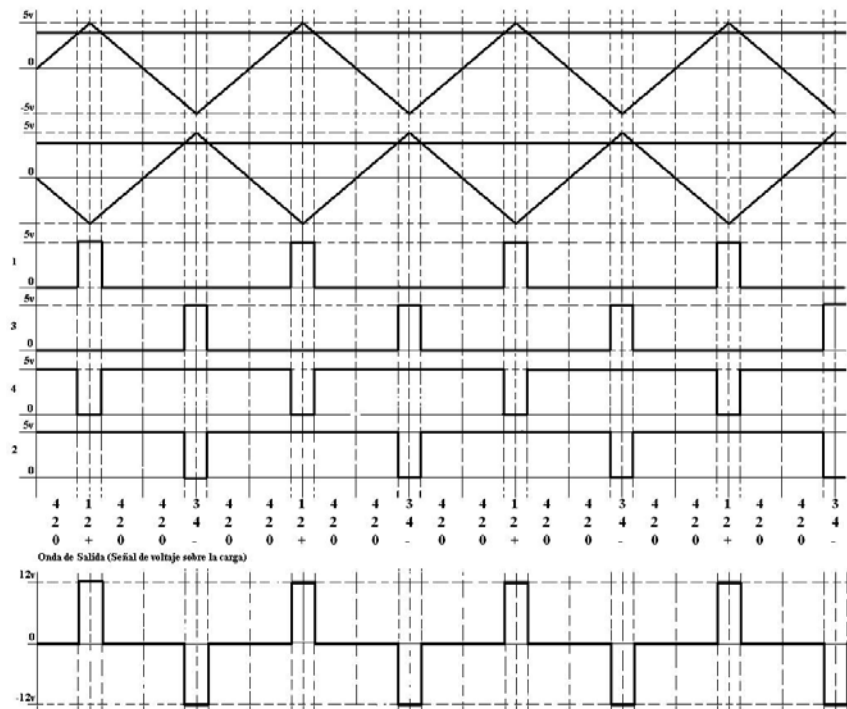
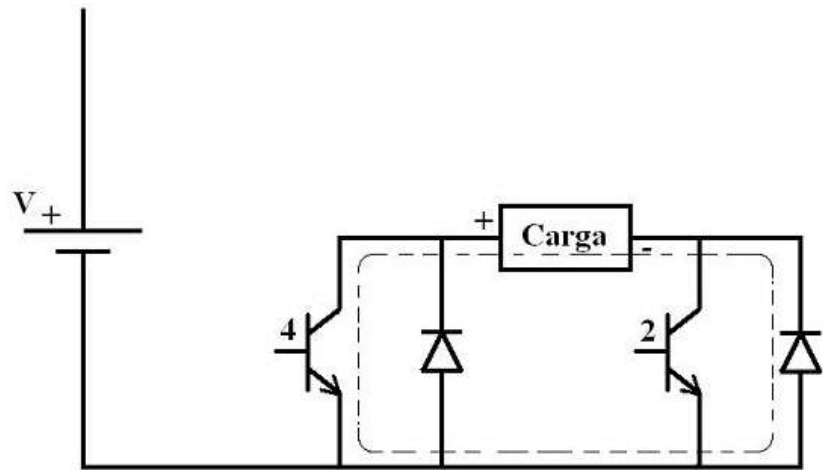


Fig. 3.15. Funcionamiento del inversor mientras carga ve voltaje cero (cortocircuito)

En la figura 3.15. podemos apreciar el conjunto total de ondas utilizadas para el control y la señal de salida del inversor. Como vemos usamos dos ondas triangulares para producir los cuatro pulsos de accionamiento de los transistores de potencia. Al compararse la onda triangular con un nivel de referencia ( $V_{ref}$ ) se produce la señal marcada con 1 en el gráfico. Al negarse se produce la señal marcada como 4. La comparación de la onda triangular invertida con el mismo nivel produce la señal marcada con 3 y su negada como 2. Debajo de las cuatro señales que van a las bases de los transistores se ven que dos bases siempre se hallan accionadas al mismo tiempo y como resultado producen sobre la señal de salida del inversor (+, - o 0 “cero”). Todo lo anterior está graficado en la figura 3.16.

### **3.3. Amplificación de pulsos**

Luego viene la etapa de amplificación de los pulsos generados en la etapa de comparación. Primero pasan por una red de enganche formada por resistencias de 100 ohms, una en serie y otra en paralelo, antes de entrar a una fase inicial de amplificación conformada por dos transistores 2n2222 en configuración

Darlington. Luego de esto pasamos a la etapa optoacopladora, la cual aísla la parte de control de la de fuerza.

Se utilizó los optoacopladores (PC817) con una resistencia de pull-up de 100 ohms a 1wattio. De ahí, pasamos la señal a través de otra red de enganche y nuevamente la amplificamos con dos 2n2222 en configuración Darlington. Debido a que el optoacoplador invierte la señal de entrada invertimos esta señal para que sea igual a la original antes del optoacoplador. Por último, pasamos a la fase final de amplificación que se basa en un transistor TIP31C en configuración de amplificación de corriente.

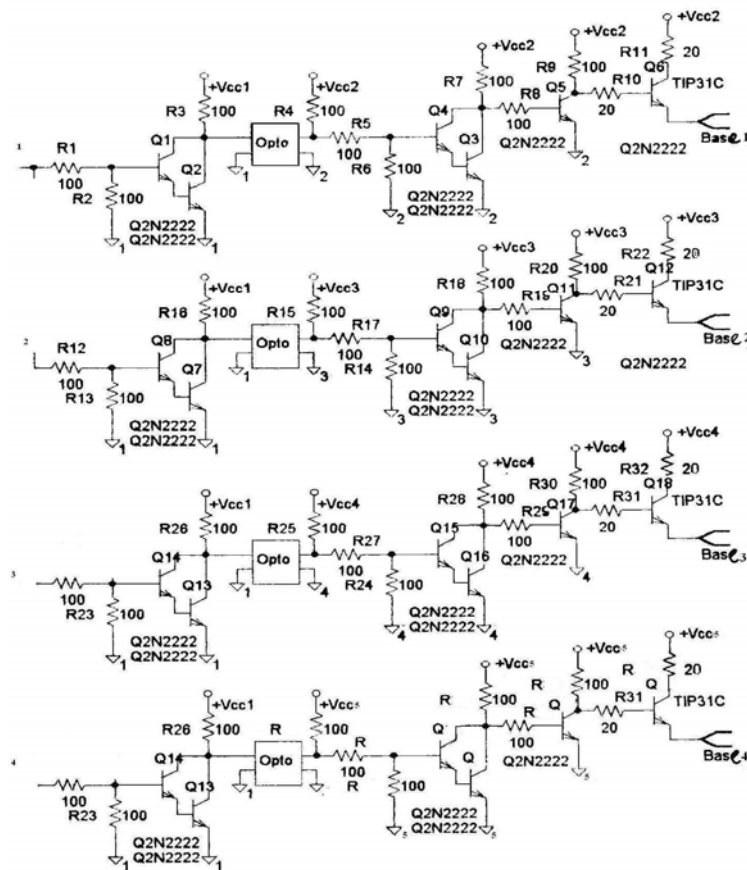
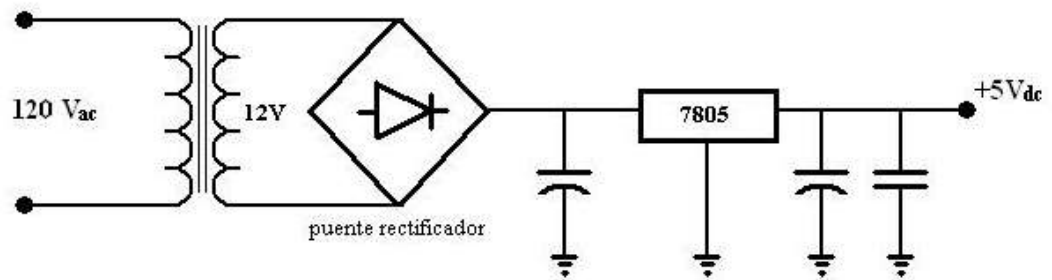


Fig. 3.16. Módulo de acondicionamiento de señal

El circuito de amplificación toma las 4 señales por separado, luego de los optoacopladores. Primero pasa a través de una red de enganche conformada por 2 resistencias de  $100\ \Omega$ , en serie y paralelo, luego se pasa a través de otra etapa de amplificación con dos transistores 2n2222 en configuración Darlington. Esta señal se aplica a un inversor debido a que los optoacopladores invierten la señal. Cuando se probaba este circuito sin PWM los pulsos eran simétricos entonces no era necesaria esta parte, pero debido a este tipo de modulación, fue necesaria. Luego del inversor se aplica la señal a un TIP31C en configuración de amplificación de corriente. Y de ahí se conecta a las bases de los transistores en el circuito de fuerza.

### 3.4. Diseño de fuentes de poder



*Fig3.17. Muestra el diseño básico de las fuentes de poder utilizada*

Las fuentes de poder se diseñaron basadas en circuitos integrados de la familia de los s78xx. Estos son Reguladores de voltaje fijos cuyo prefijo 78 indica que son positivos, y si los dos primeros números son 79 entonces son reguladores de

voltaje negativos. Los últimos dos números indican el voltaje fijo a los que regulan la salida estos integrados. Es importante tener en cuenta que estos integrados necesitan disipadores porque bajo condiciones normales de trabajo su temperatura se puede elevar considerablemente. Pueden manejar corrientes de salida de hasta 1 Amp.

Se usaron 4 transformadores 110-220/ 6-0-6 para producir las fuentes de 5 Voltios. Luego se pasó a través de un puente rectificador de onda completa. De ahí se eliminó gran cantidad del rizado al usar un filtro capacitivo, entonces el regulador de voltaje (LM7805) fijó la onda de salida a 5v. Se usaron dos filtros más para evitar que cualquier ruido pueda afectar a la onda de salida y/o dañar la fuente de voltaje.

Para la implementación de una fuente bipolar de 15v se usó un transformador de 110-220/25-0-25. Los integrados utilizados como reguladores de voltaje fueron el LM7815 (regulador de voltaje fijo de 15v) y el LM7915 (regulador de voltaje fijo de -15v).

## Fuente de Voltaje Dual

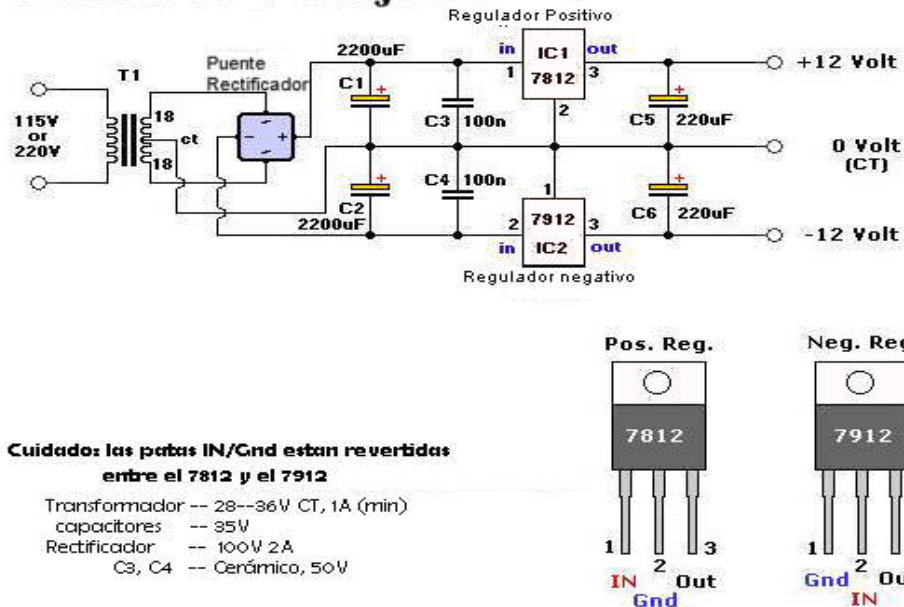


Fig. 3.18. Diseño de la fuente de voltaje dual

En esta parte se especificará el diseño de las fuentes que suministran el voltaje a la circuitería de los pulsos que van a cada una de las bases de los transistores de potencia.

En si, son cuatro fuentes independientes, que manejan a los cuatro transistores de potencia. Los elementos utilizados se sustentarán de acuerdo a las teorías de diseño.

En el diseño tomaremos un transformador reductor como primer elemento, este nos dará un voltaje ac de amplitud pequeña. Para esto sabemos que el primario debe manejar 120V. Luego como segundo elemento tendremos un rectificador de onda completa para convertir ese voltaje ac, en un voltaje dc pulsante. Vale recalcar que no se utilizó el encapsulado en si, sino se formó el puente con cuatro diodos. Luego colocaremos un capacitor electrolítico como filtro en la



salida del rectificador para que elimine las pulsaciones de la señal dc de salida, así a la entrada del regulador aparecerá una señal dc casi pura (cuando no hay carga) y una señal dc con cierto voltaje de rizo (a plena carga). Por último se implementará un circuito regulador de voltaje con ayuda del 7805, así el voltaje de salida del diseño total será de 5Vdc.

Primero nos basamos en la parte del transformador. Se requiere que las fuentes (en si son 4) tengan lo siguientes datos: voltaje de salida de 5Vdc, 1A a plena carga y un porcentaje de regulación del 10%. De las especificaciones tenemos el voltaje sin carga,  $V_{dc\ sc}$ , después con el porcentaje de regulación calculamos el voltaje dc a plena carga  $V_{dc\ pc}$ , despejando de la siguiente fórmula:

$$\% \text{ regulación} = (V_{dc\ sc} - V_{dc\ pc}) / V_{dc\ pc}$$

$$V_{dc\ pc} = V_{dc\ sc} / (\% \text{ regulación} + 1)$$

Así, para un porcentaje de regulación del 10% (según las especificaciones de diseño) y un voltaje dc sin carga de 12V y despejando de la ecuación anterior el voltaje dc a plena carga, obtenemos:

$$V_{dc\ pc} = 10.91 \text{ V}$$

Si variamos la carga manejada por la fuente, o sea la circuitería de los pulsos de las bases de los transistores de potencia (para las pruebas se lo hizo con una resistencia), nos damos cuenta que el voltaje y la corriente varían de tal forma que podemos obtener la curva de la figura 3.19. En esta gráfica se tiene valores promedios de la corriente y del voltaje de carga (dc). Esta curva se le llama Curva de Regulación de voltaje de dc. Por ejemplo cuando no hay carga la corriente  $I_L=0$  y  $V_{dc\ sc} = 12$  V. Donde el punto A representa la condición a plena carga  $I_L=1$  Amp y  $V_{dc\ pc} = 10.91$ V calculado anteriormente. El cálculo de  $R_o$  del transformador con la curva de regulación, la obtenemos con la siguiente fórmula:

$$V_{dc\ sc} = V_{dc\ pc} + I_{L\ pc} * R_o$$

$$R_o = (V_{dc\ sc} - V_{dc\ pc}) / I_{L\ pc}$$

$$R_o = 1.09\Omega$$

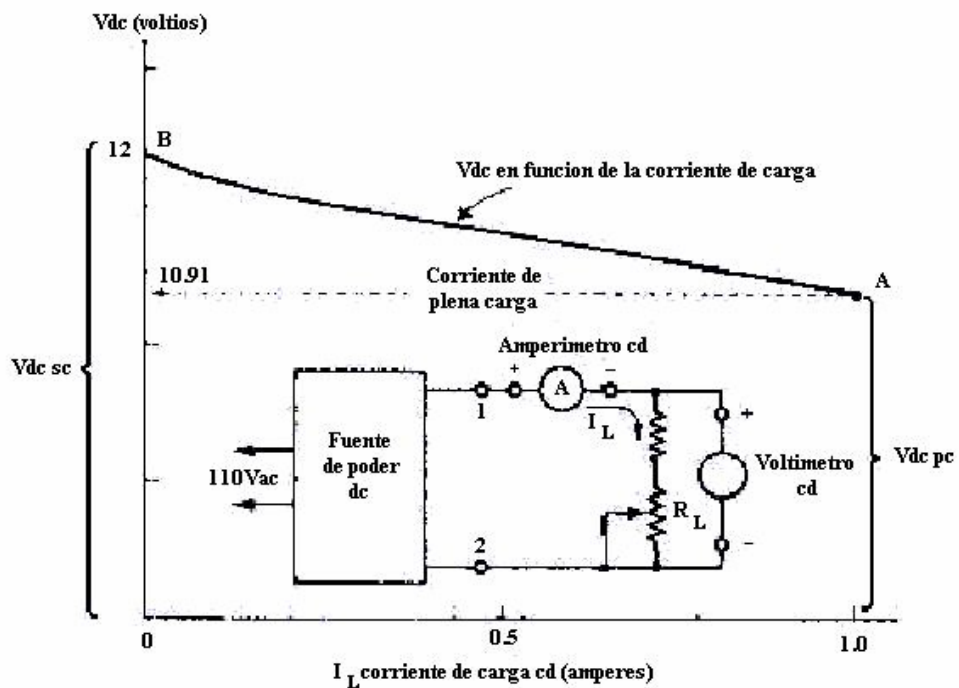
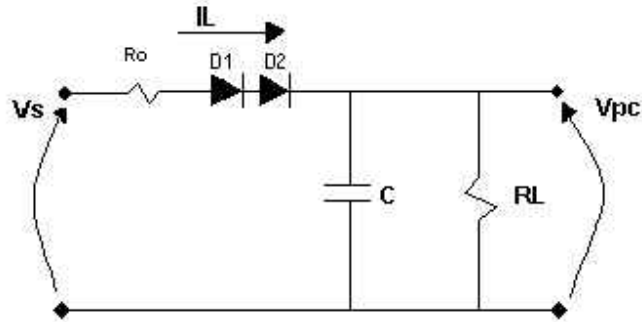


Fig. 3.19. Curva de regulación dc

Ahora con los cálculos obtenidos para  $R_o$  y  $V_{dc\ pc}$  y con el siguiente circuito equivalente de la figura 3.20. , obtenemos:



*Fig.3.20. Diagrama esquemático del paso de la corriente*

Donde, por Kirchoff

$$V_s = I_L \cdot R_o + V_{D1} + V_{D2} + V_{dc\ pc}$$

$$V_{D1} = V_{D2} = 0.7V$$

$$V_s = 13.4V$$

donde  $V_s$  es el voltaje pico del secundario del transformador.

Ahora el análisis se centrará en el dimensionamiento y selección del transformador.

Se requiere de un transformador reductor de 120Vrms a voltaje rms menor (en el secundario) para obtener en la salida un voltaje nominal de  $13.4V = V_s$  (pico)

es decir, el voltaje en el secundario dc debe ser de 13.4V, el cual ya se ha calculado.

$$V_s (\text{pico}) = (\sqrt{2}) * E_{rms}$$

Despejando  $E_{rms}$ , se tiene:

$$E_{rms} = 9.48 = V_s (\text{rms})$$

La relación de vueltas de este transformador sería aproximadamente de 25:2

$$V_1/V_2 = N_1/N_2 = 120/9.48$$

La protección que se debe utilizar para el diseño de esta fuente es un fusible de 0.079 A. en la entrada (primario) positiva del trafo. Ya que el calibre de este depende de la corriente que pasa por el secundario, la que se calcula:

$$I_1/I_2 = N_2/N_1$$

Donde

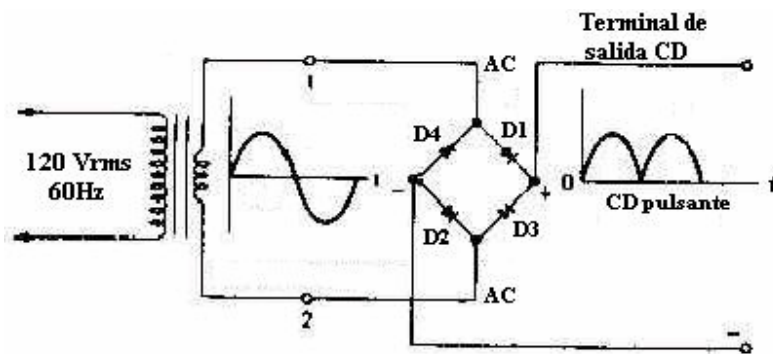
$$I_2 = 1A, N_2/N_1 = 9.48/120$$

$$I_1 = 0.079 A$$

El siguiente paso en la construcción de la fuente es convertir el voltaje ac del secundario del transformador en un voltaje dc pulsante, esto se logra con diodos de silicio (puente rectificador).

Como se muestra en la Fig. 3.21.a), cuatro diodos se colocan en el secundario en una configuración en forma de rombo llamada rectificador de onda completa.

Están conectados a las terminales 1 y 2. Así cuando la terminal 1 es positiva con respecto a la terminal 2, los diodos D1 y D2 conducen. Cuando la terminal 2 es positiva con respecto a la terminal 1, los diodos D3 y D4 conducen. El resultado es un voltaje dc pulsante entre las terminales de salida.



*Fig.3.21. Rectificación de AC a DC pulsante*

Para escoger el puente de diodos, primero se busca un diodo con una corriente de conducción de 1Amp. y con un voltaje pico inverso mayor que el voltaje de sin carga más un 20% por seguridad.

En nuestro caso sería  $12Vdc * 1.2 = 14.4V$ . Con estas especificaciones se puede escoger cualquier puente de diodos que soporte más de 14.4V de pico inverso y una corriente de 1Amp.

El siguiente paso es la colocación de un capacitor. El voltaje dc pulsante de la Fig. 3.21. no es dc puro, de modo que este capacitor de filtrado entre las terminales de salida de Fig. 3.22. suaviza los pulsos de salida y produce un voltaje dc casi puro. Este voltaje es no regulado que suministra potencia a la carga. Normalmente, el capacitor de filtro es electrolítico de 500m F o más.

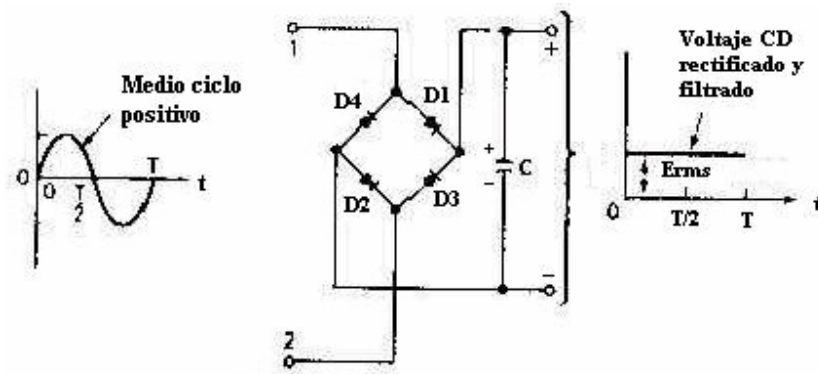


Fig. 3.22. Filtrado de la señal CD pulsante

El valor del capacitor se escoge de tal forma que se puede controlar el voltaje pico de rizo de ac  $V_r$  pico-pico, que para un mejor diseño debe aproximar su valor 10% del voltaje a plena carga (en nuestro caso 10.9V). Según las especificaciones  $V_r$  pico-pico = 10%(10.9V) aproximadamente 2V.

$$V_r \text{ pico-pico} = I_L / 200C$$

despejando C:

$$C = I_L / (200 V_r \text{ pico-pico})$$

Así, si el voltaje de rizo lo queremos de 2Vp-p, la corriente a plena carga es 1 A, entonces el capacitor tiene un valor de  $C = 2.5\text{mF}$ .

Lo que respecta al regulador, vamos a utilizar un regulador de tensión 7805 con encapsulado TO-220 y cuyos datos son los siguientes:

De la hoja de datos se obtiene estos datos:

$$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{jc} = 5 \text{ }^\circ\text{C/w}$$

De nuestro montaje y las tablas, deducimos:

$$R_{cd} = 1.4 \text{ }^\circ\text{C/w (separador de mica)}$$

$$T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C (tomamos este valor)}$$

La potencia que disipa el regulador 7805 es el producto del voltaje que existe entre la patilla de entrada y salida y la corriente que entrega el regulador.

Por mediciones obtenemos:

$$V_{in} = 12 \text{ V}$$

$$V_{out} = 5 \text{ V}$$

$$V = V_{in} - V_{out} = 7 \text{ V}$$

$I = 1000 \text{ mA}$  es la corriente que puede entregar el regulador

$$\text{Pot} = 7 \text{ V} \times 1000 \text{ mA} = 7 \text{ W}$$

Partimos de la expresión:

$$T = T_j - T_a = \text{Pot} * (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

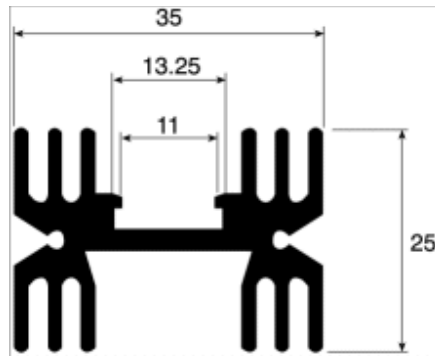
Tenemos que calcular el valor de disipador que necesitamos,  $R_{da}$ . Despejamos y ponemos un  $k = 0.7$  porque vamos a poner el disipador en el exterior y vertical.

$$R_{da} = [(k T_j - T_a) / w] - R_{jc} - R_{cd}$$

$$[(0.7 * 125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) / 7 \text{ W}] - 5^\circ\text{C/w} - 1.4^\circ\text{C/w} = 2.53 \text{ }^\circ\text{C/w}$$

Buscamos en catálogo y encontramos el radiador siguiente:





*Fig. 3.23. Dimensionamiento de disipador*

Tiene una  $R = 5 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{w}$ , es suficiente, en cuenta que ya hemos tomado un coeficiente  $k$  de seguridad igual a 0.7 y nos aseguramos de sobra. Con este radiador, podemos calcular la temperatura que alcanzará el mismo cuando el 7805 disipa 7 W de una forma muy sencilla:

$$T_d - T_a = R_{da} * P_{ot}$$

$$T_d = R_{da} * P_{ot} + T_a = 5 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{w} * 7 \text{ W} + 25 \text{ } ^\circ\text{C} = 60 \text{ } ^\circ\text{C}$$

La elección del coeficiente  $k$  es arbitraria por nuestra parte. Podemos perfectamente elegir  $k=1$  pero nos arriesgamos mucho. Es preferible en este caso subir la temperatura ambiente de diseño a 30 ó 35 grados. Tener en cuenta que si el dispositivo está en una caja, la temperatura fácilmente sube a 40 grados y más.

Obsérvese cómo influye en el regulador de tensión la diferencia de tensión en entrada y salida para la disipación de potencia.

# Capítulo 4

## 4. PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se realizarán pruebas, de manera que se observarán las diferentes reacciones del sistema a distintos cambios de carga, haciendo cambios de frecuencia y de modulación. A partir de los datos obtenidos se sacarán conclusiones y recomendaciones.

### 4.1. Características de respuesta de los transistores de fuerza

Los transistores que se utilizaron son de tales características (especificadas en los anexos en su respectiva Hoja de datos) que cumplen con todos los requerimientos de diseño.

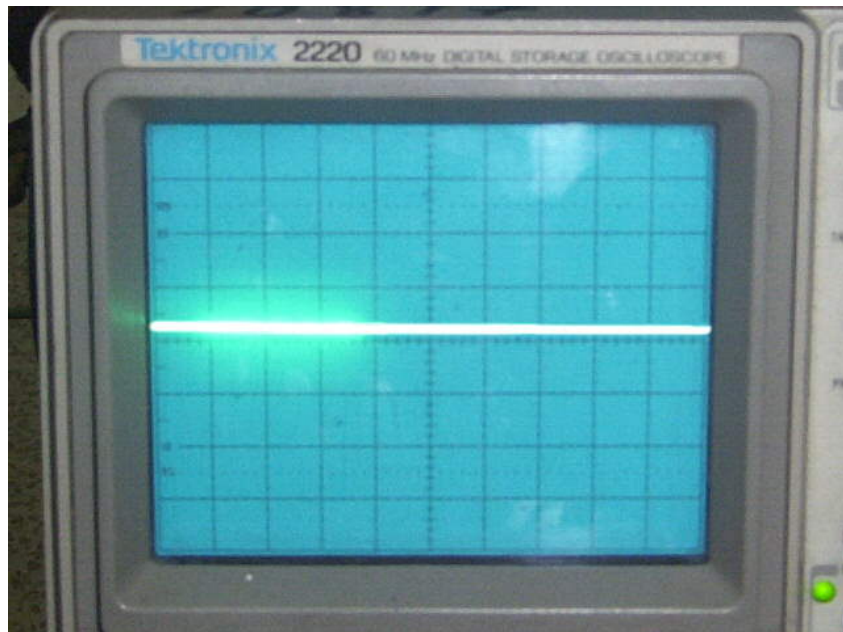
## **4.2. Operación de la tarjeta de control**

Como se puede ver en la figura de los anexos, la tarjeta de control está estructurada en la planta inferior del bloque de circuiterías. Esta tarjeta consta de una generación de onda triangular la cual permite junto con la señal de referencia ajustar la modulación de la onda de salida. Esta comparación producto de la señal triangular y la de referencia, nos da una señal que es la que manejará de algún modo los disparos que van a los transistores de potencia. En términos generales (más adelante se especificará su funcionamiento), la señal de comparación maneja un disparo que es el que permite el paso de la señal positiva a la carga, mientras que la señal de comparación invertida ( o desfasada  $180^\circ$  ) es la que maneja al transistor que permite el paso de la señal negativa a la carga. Las otras dos señales, como ya se ha visto, están dispuestas de tal manera que permiten la “generación de un cero” sobre la carga.

A continuación se detallaran los resultados obtenidos de cada parte de la tarjeta de control:

### **4.2.1. Señal de referencia**

Esta señal de referencia se ve gobernada por un potenciómetro que hace variar una señal de voltaje desde 0 v hasta 5 V, de tal manera que es la que controla la modulación de la señal de salida. Esta señal es la que entra en comparación con la onda triangular.



*Fig.4.1. Onda de Referencia*

#### **4.2.2. Señal Triangular**

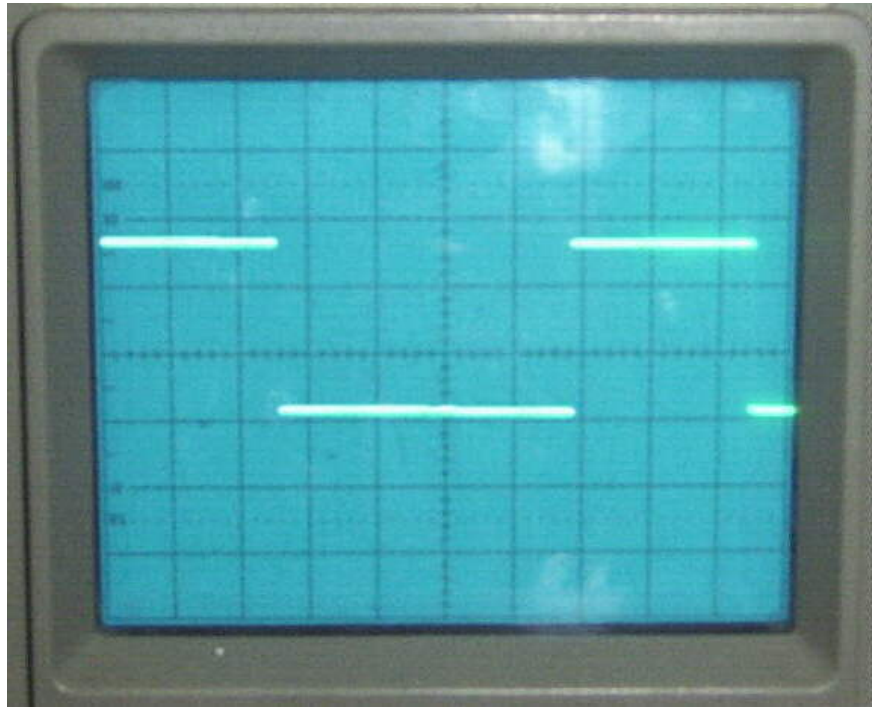
Esta señal es producto de una circuitería sencilla, consta de un arreglo específico, con amplificadores operacionales en configuración integradora y comparadora, gobernando la amplitud y frecuencia de la señal generada. Así como se lo explicó anteriormente, esta señal en conjunto con la referencia es la que determina la modulación. Sus características son, que manejan una amplitud de 5 y  $-5$  V y un rango de frecuencias que de acuerdo a la circuitería con el potenciómetro a 20k ohm su frecuencia será de 30 Hz mientras que con 1.2k ohm su frecuencia será la máxima, o sea 570 Hz.



*Fig.4.2. Onda Triangular*

### **4.2.3. Señal de comparación**

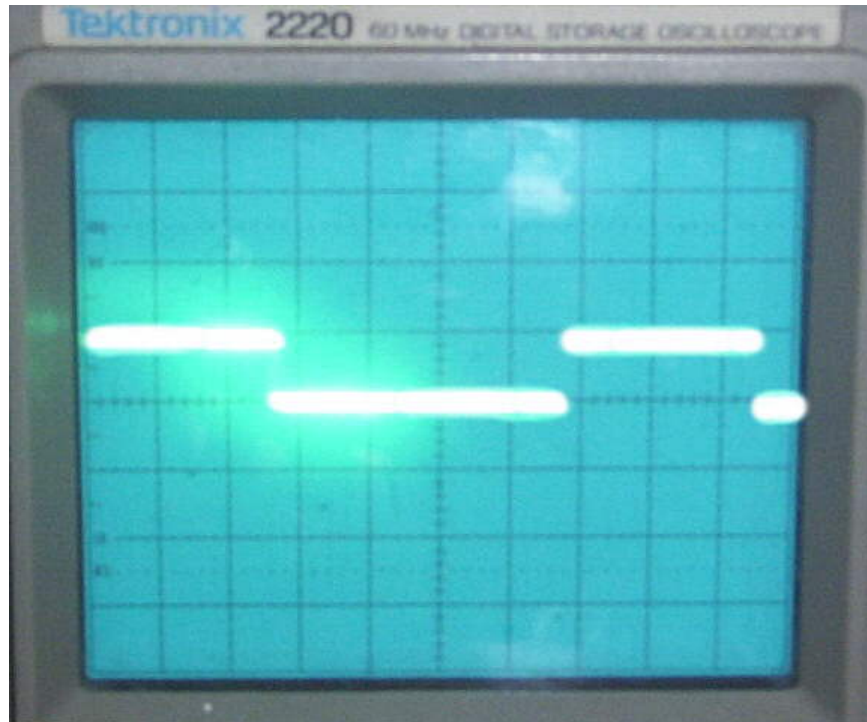
Cuando las señales de referencia y triangular entran al bloque comparador, se produce una señal resultante que es la que se ve en la Fig. 4.3. Esta señal es la que prácticamente gobierna todos los disparos que van a los transistores de potencia que permiten la generación de la onda de salida. Las características de esta señal son que, como esta siendo polarizada por fuentes de 15 y  $-15$  V, los voltajes picos se aproximan a los valores de polarización, debido al consumo de corriente de los integrados y a una frecuencia que dependerá únicamente de la onda triangular.



*Fig.4.3. Onda de Comparación*

#### **4.2.4. Onda que gobierna al transistor 1**

Este disparo es el proveniente propiamente de la comparación de las señales de referencia y triangular. Es el que controlará al transistor de potencia 1, mas no son los pulsos que irán directamente a las bases respectivas, debido a que antes tendrán que pasar por sus respectivos circuitos de ganancia de corriente (configuraciones Darlington) y de acondicionamiento de señal. Vale recalcar como podemos ver en la figura 4.4., que existe una caída de voltaje respecto a los valores ideales, esto se debe a que los elementos absorben tal corriente que la repercusión se la denota en una caída de voltaje. Entonces la señal comprenderá entre 0 y 4.7 V.

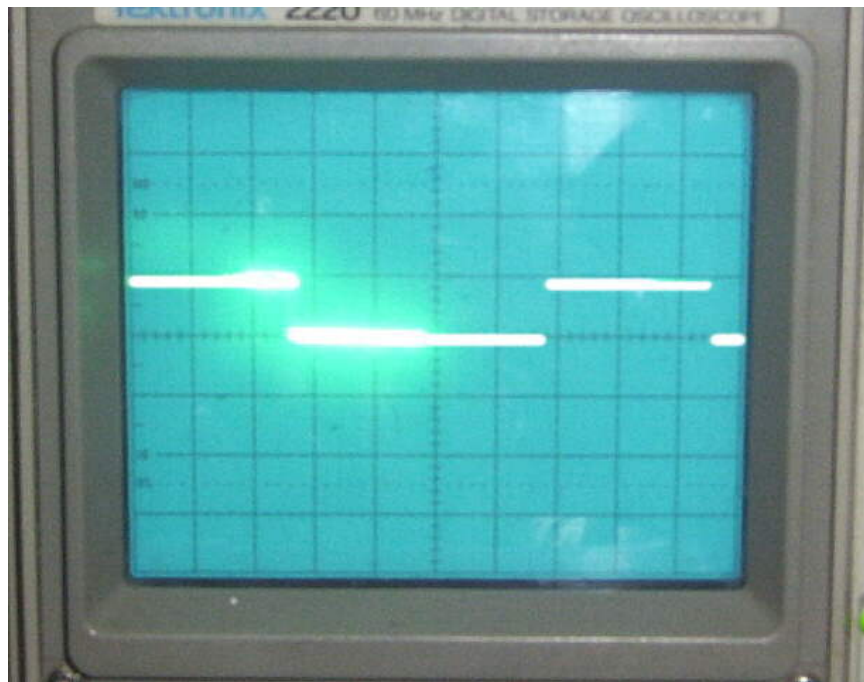


*Fig. 4.4. Onda que gobierna al transistor 1*

#### **4.2.5. Onda que gobierna al transistor 3**

Este disparo es el proveniente de la intersección de la onda triangular invertida con la referencia. Es el que controlará al transistor de potencia 3 mas no son los pulsos que irán directamente a las bases respectivas, debido a que antes tendrán que pasar por sus respectivos circuitos de ganancia de corriente (configuraciones Darlington) y de acondicionamiento de señal. Vale recalcar como podemos ver en la figura 4.5., que existe una caída de voltaje respecto a los valores ideales, esto se debe a que los elementos absorben tal corriente y esto se refleja en una caída de voltaje. Entonces la señal comprenderá entre 0 y 4.7 V.

Es indispensable aclarar que aunque se dijo que los disparos 1 y 4 están desfasados  $180^\circ$  de los disparos 2 y 3 y en las gráficas pareciese que estuviesen en fase, solo es un apreciación del osciloscopio; en realidad están desfasados.



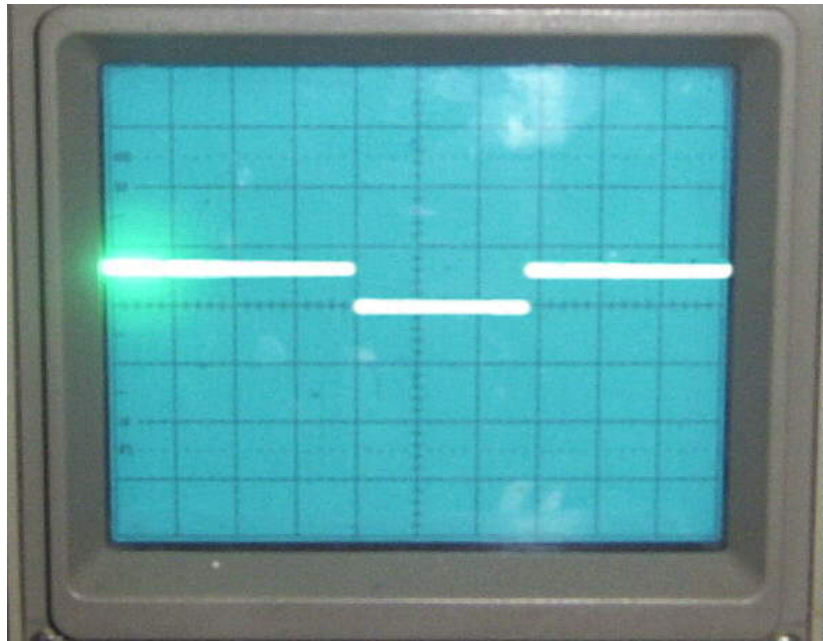
*Fig. 4.5. Onda que gobierna al transistor 3*

#### **4.2.6. Onda que gobierna al transistor 2**

Esta señal se puede apreciar en la Fig. 4.6., es invertida de la señal que gobierna al transistor 3 debido a la necesidad que se tuvo de utilizar circuitos de ganancia de corriente (configuraciones Darlington), producto de las caídas de voltajes demasiado



considerables que se estaban dando por las falencia de la misma (corriente de salida de los elementos). Esta señal es tomada antes de la etapa de optoacopladores y tiene un rango de valores de 4.2V a 0V.

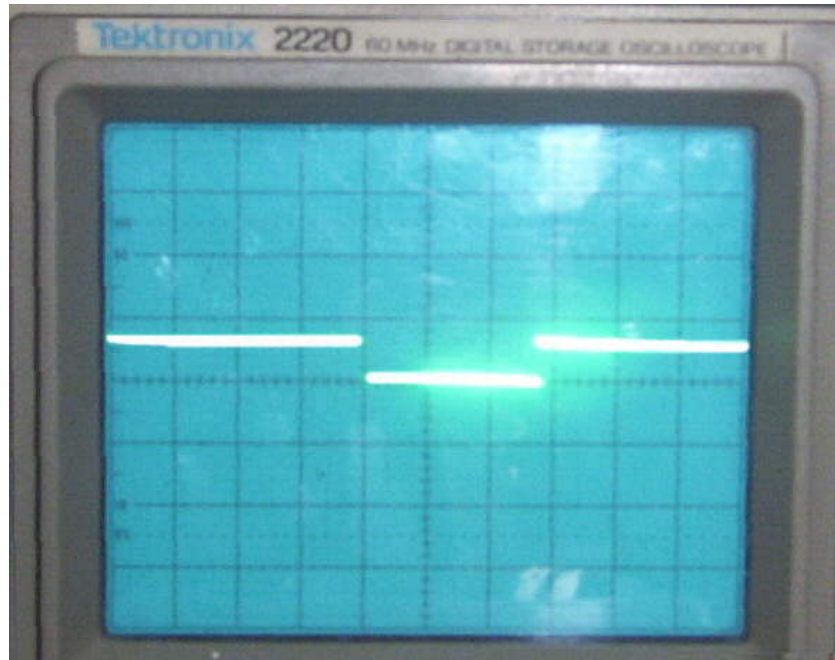


*Fig. 4.6. Onda que gobierna al transistor 2 (señal Invertida de señal 3)*

#### **4.2.7. Onda que gobierna transistor 4**

Esta señal se puede obtener del tablero frontal. Esta señal es el resultado de la inversión de la onda que gobierna al transistor 1, debido a la necesidad que se tuvo de utilizar circuitos de ganancia de corriente (configuraciones Darlington), producto de las caídas de voltajes. Esta señal es tomada antes de la etapa de optoacopladores. Al igual que la

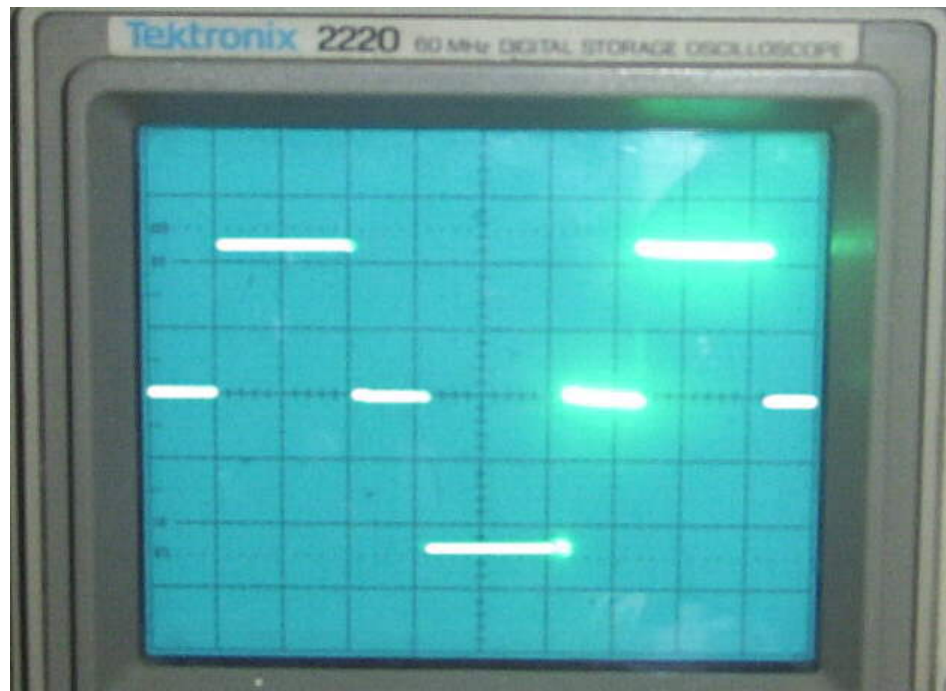
señal anterior, esta señal no va directamente a las bases respectivas, sino a otra circuitería como de acoplamiento y otra ganancia de corriente.



*Fig. 4.7. Onda que gobierna al transistor 4 (señal Invertida de señal 1)*

#### **4.2.8. Onda de Salida**

La onda de salida que se puede visualizar, es la obtenida con diferentes tipos de carga al modular el ancho del pulso, en general la señal de salida se mantuvo casi constante a variar la carga. Los valores pico de voltaje de la onda de salida son: 12 V y -12 V; en lo que respecta a frecuencia y modulación depende de la onda triangular y de la referencia respectiva.



*Fig. 4.8. Onda de Salida*

### **4.3. Pruebas y resultados en la Carga.**

El objetivo de este punto es ver cómo reacciona nuestro inversor ante los cambios de carga, sean estos resistivos o resistivos inductivos.

#### **4.3.1. Pruebas con carga resistiva pura**

Inicialmente se hicieron pruebas con bancos de resistencias, conectadas en paralelo para así tener un mayor manejo y exactitud en los pequeños cambios de resistencias que deseásemos.

Vale recalcar de antemano que no se utiliza como carga un motor, debido a la señal de salida que producimos. Esto es, una onda alterna de un solo escalón, esto implica la presencia relativamente alta de armónicos los cuales no nos permitirían manejar altas potencias. Para lograr aquello se haría indispensable el uso de una señal de salida de múltiples escalones, y esto implicaría una circuitería analógica extremadamente grande o el uso de circuitos digitales, quizás con microcontroladores.

Cuando se uso carga resistiva pura, no hubo ningún problema en la señal de salida del inversor. Debido a que las características de este tipo de carga, la forma de onda de corriente es igual a la del voltaje. Por ejemplo, al eliminar todos los pulsos, la carga no vería corriente, por ende no vería voltaje, generándose un cero de voltaje.

#### **4.3.2. Pruebas con carga resistiva-inductiva**

Al adicionar una carga inductiva, para lo cual se utilizó un banco de inductancias con varios taps (marcados de 0 –11) disponible para pruebas en el laboratorio, surgió el problema del efecto inductivo. Como ejemplo, al eliminar todos los pulsos la energía almacenada en la inductancia, buscaba un camino a través de los elementos del módulo de fuerza generando un voltaje sobre la carga diferente de cero.

Por lo cual fue necesario rediseñar con la finalidad de generar el cero como se explica en la sección 3.2.6 titulada Generación del Cero la cual se basa en mantener encendidos dos transistores que producen un camino por donde la corriente podía descargarse rápidamente y al ser un camino cerrado la carga vería un voltaje cero “instantáneamente”.

En las pruebas notamos el funcionamiento adecuado del diseño, la onda de voltaje de salida sobre la carga se comporta apropiadamente, pese al cambio de inductancia (por medio de los taps del aparato de prueba) no existe cambio alguno en la forma de la onda de salida del voltaje. Bajo ciertas circunstancias de corriente (cerca al valor máximo nominal del inversor) se puede apreciar un pico de voltaje debido a la descarga casi “instantánea” de la corriente a través del camino cerrado, provisto por los transistores de generación de cero.

A continuación se expondrán los resultados obtenidos experimentalmente con el **multímetro gráfico 41B Power Harmonics Analyzer**, detallando en cada toma, la gráfica de voltaje, la distribución de armónicas y los valores RMS. Las pruebas se hicieron en las situaciones mas criticas, esto es de tal manera que demandasen más corriente. Se hicieron pruebas con la máxima y la mínima modulación de ancho de pulso.

#### 4.4. Modos del Multímetro Gráfico Fluke 41B Power Harmonics Analyzer

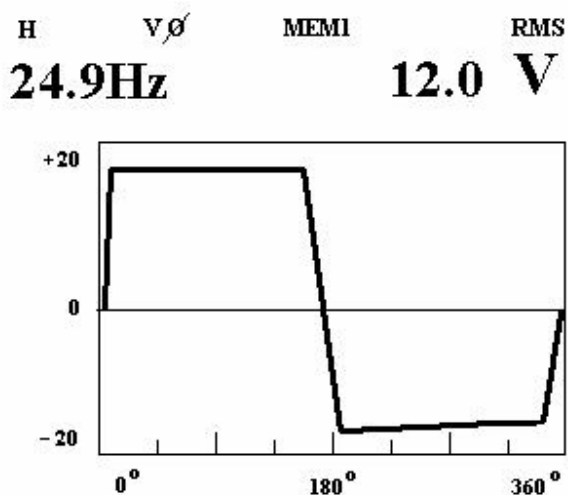
Al usarse este aparato, se pueden visualizar fácilmente tres tipos de datos:

- Gráfica de la onda
- Distribución de armónicos
- Registro de los valores más importantes

A continuación se expondrá qué significa cada parámetro expuesto en cada tipo de dato:

##### 4.4.1. Gráfica de la onda

En este modo se puede visualizar los siguientes parámetros:



*Fig. 4.9. Gráfica de la Onda*

- 1.- Gráfica de la Onda
- 2.- Frecuencia de oscilación
- 3.- Voltaje RMS

#### 4.4.2. Distribución de armónicos

En esta gráfica, vale recalcar que con el puntero se puede seleccionar que armónica se desea obtener detalles. También es bueno acotar que las coordenadas vienen dadas por:

En el eje vertical: El porcentaje de regulación con respecto al 100% de la onda origen

En el eje horizontal: La fundamental o armónica que se desea examinar

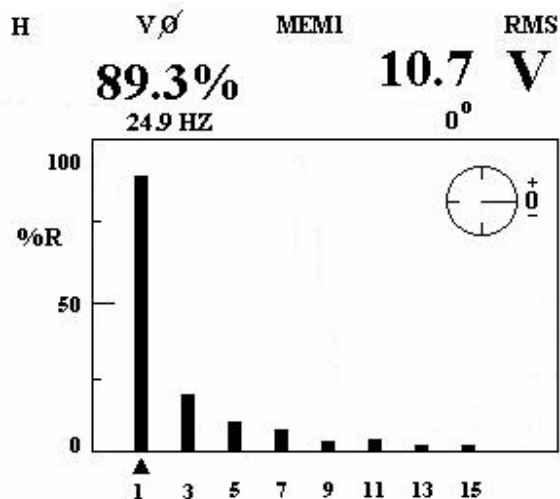


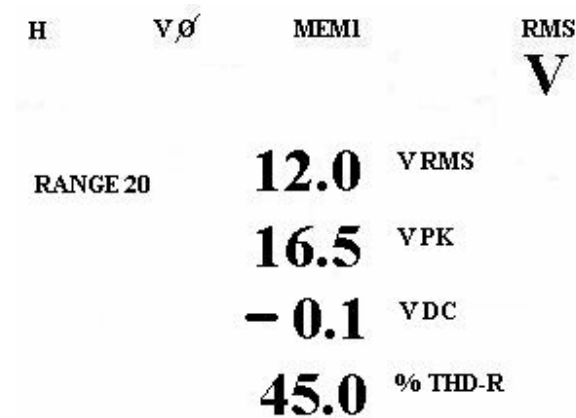
Fig. 4.10. Distribución de Armónicos

En este modo se puede visualizar los siguientes parámetros:

- 1.- Porcentaje con respecto al pico de la onda original
- 2.- Frecuencia de oscilación
- 3.- Voltaje RMS
- 4.- Angulo de desfase con respecto a la fundamental
- 5.- Representación gráfica del ángulo de desfase

### 4.4.3. Registro de los valores más importantes

En este modo se puede visualizar los siguientes parámetros:



*Fig. 4.11. Registro de los valores mas importantes*

- 1.- Voltaje RMS
- 2.- Voltaje pico
- 3.- Voltaje DC
- 4.- Porcentaje de armónicos presentes

Además, en cada gráfica como se puede observar aparece esta simbología en la parte superior, que significa lo siguiente:

- |          |   |
|----------|---|
| H        | Hold.- la imagen es recuperada de la memoria del instrumento. |
| V $\phi$ | La señal tomada es del tipo monofásica.                       |
| MEM1     | La imagen corresponde a la memoria 1 de 8 existentes.         |



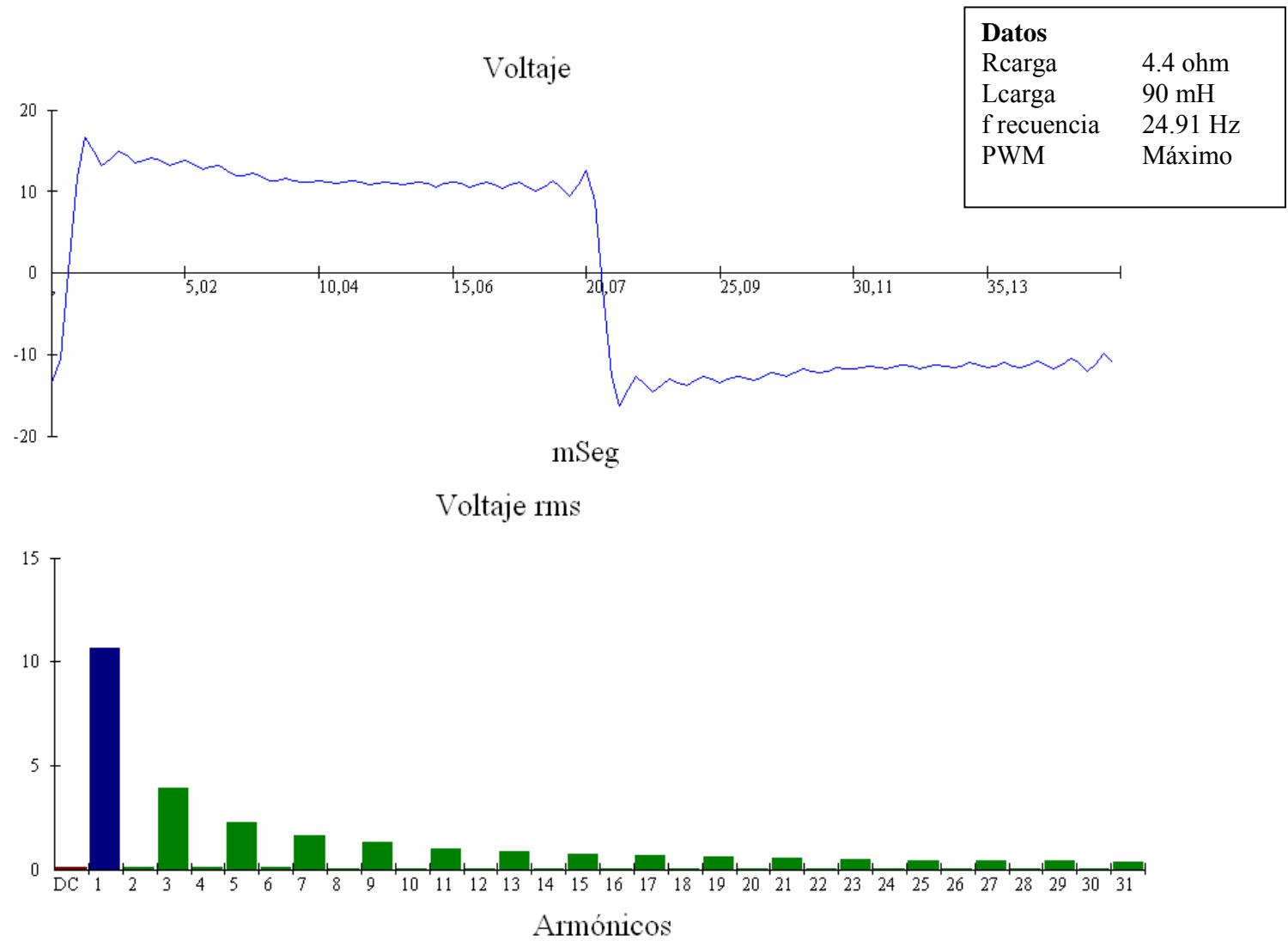


Fig. 4.12. Resultados de pruebas carga RL # 1

			Voltaje	Corriente				
Frecuencia	24,91	RMS	12,02	0,78				
Potencia		Pico	16,45	0,73				
Watts	0	DC Offset	-0,12	-0,07				
VA	9	Crest	1,37	0,94				
Vars	0	THD Rms	44,99	99,3				
Pico W	10	THD Fund	50,37	**OL**				
Fase	133° lead	HRMS	5,38	0,25				
Total PF	0,05	KFactor		**OL**				
DPF	-0,68							
Armónicos	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Potencia (W)
DC	0	0,12	0,97	0	0,07	8,81	0	0
1	24,91	10,68	88,83	0	0,03	3,8	133	-0,32
2	49,81	0,13	1,04	8	0,13	17,45	-170	-0,16
3	74,72	3,91	32,56	-15	0,1	12,93	0	0,32
4	99,63	0,13	1,04	-51	0,03	3,64	-75	0
5	124,54	2,24	18,65	-30	0,03	4,04	36	0
6	149,44	0,08	0,65	-106	0,01	1,62	-149	0
7	174,35	1,6	13,32	-40	0,03	3,88	44	0
8	199,26	0,04	0,32	-99	0,01	0,89	68	0
9	224,16	1,28	10,66	-52	0,04	5,82	20	0
10	249,07	0,05	0,39	-123	0	0,65	-73	0
11	273,98	1,02	8,51	-65	0,04	5,49	0	0
12	298,89	0,05	0,39	-122	0,09	12,2	22	-0,16
13	323,79	0,86	7,15	-76	0,04	4,6	-8	0
14	348,7	0,05	0,39	-155	0,01	0,89	-167	0
15	373,61	0,75	6,24	-86	0,03	4,2	-17	0
16	398,51	0,05	0,45	-167	0,01	1,13	112	0
17	423,42	0,66	5,46	-98	0,05	6,06	-8	0
18	448,33	0,05	0,39	-180	0,04	4,69	-167	0
19	473,23	0,59	4,94	-109	0,03	3,96	-50	0
20	498,14	0,04	0,32	-176	0,01	0,89	180	0
21	523,05	0,53	4,42	-123	0,04	5,33	-62	0
22	547,96	0,03	0,26	157	0,02	2,34	-27	-0,16
23	572,86	0,49	4,09	-134	0,05	5,9	-76	0
24	597,77	0,05	0,45	137	0,01	1,13	-116	0
25	622,68	0,45	3,77	-148	0,04	5,01	-94	0
26	647,58	0,05	0,39	129	0	0,65	90	0
27	672,49	0,4	3,31	-155	0,03	4,2	-107	0
28	697,4	0,02	0,19	122	0	0,57	112	0
29	722,31	0,4	3,31	-168	0,03	4,36	-105	0
30	747,21	0,03	0,26	103	0	0,32	-160	0
31	772,12	0,35	2,92	180	0,04	4,85	-119	0

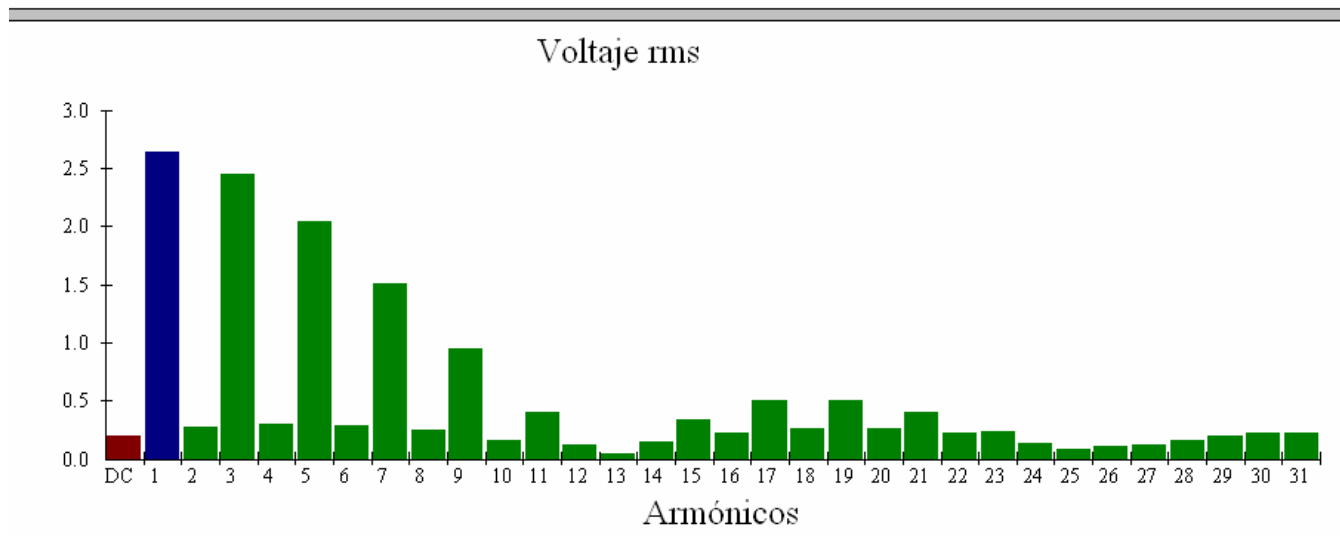
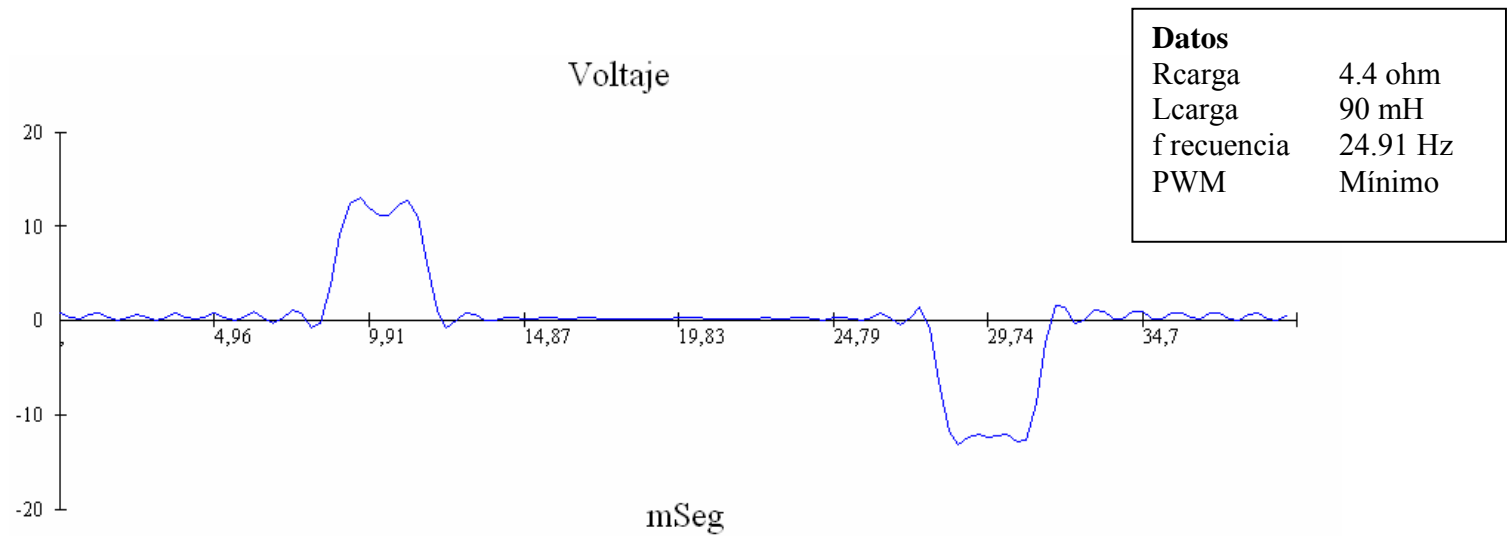
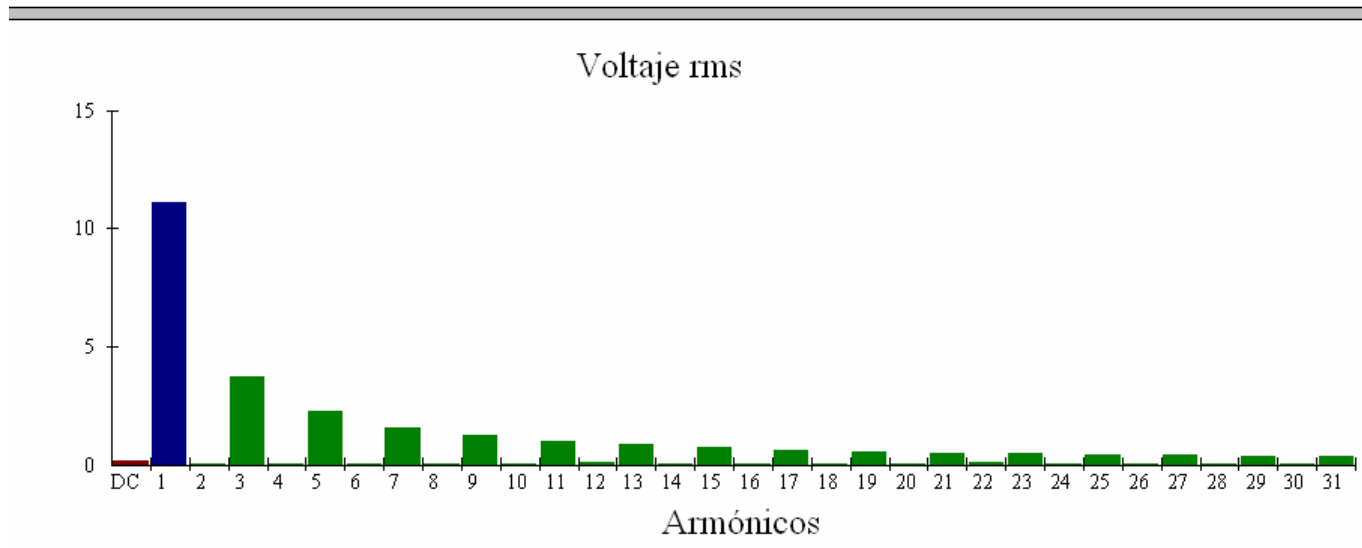
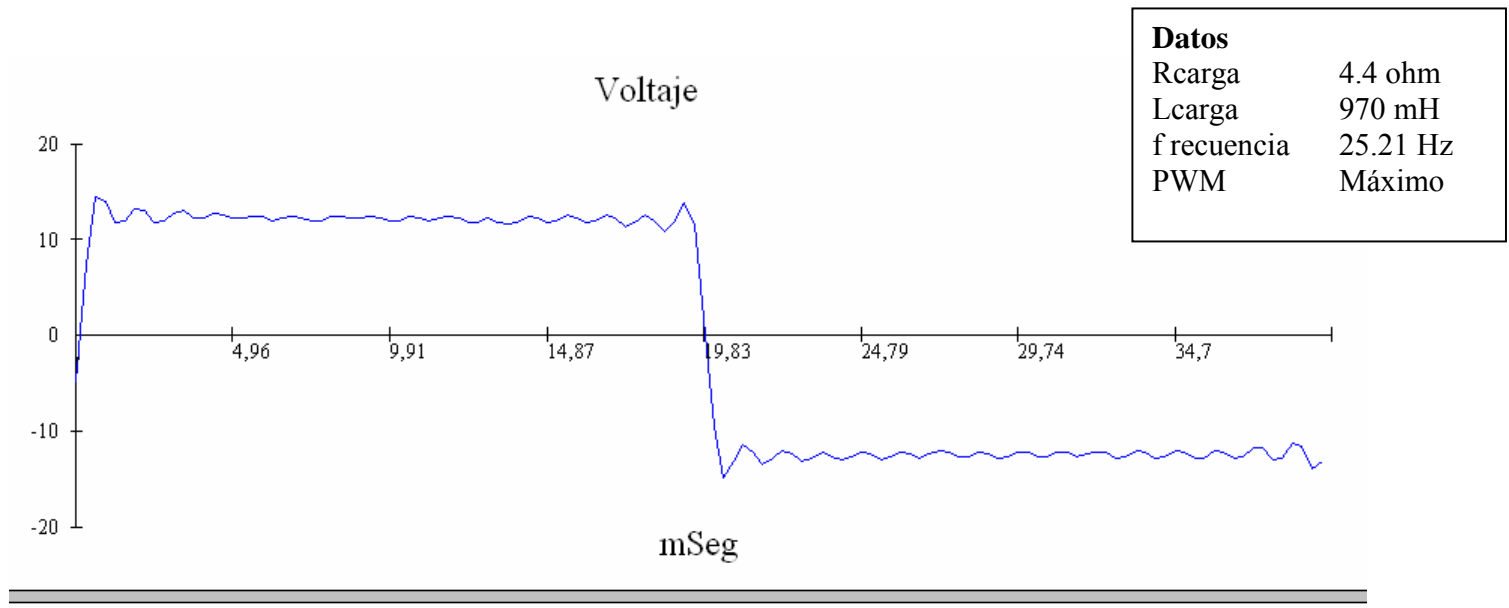


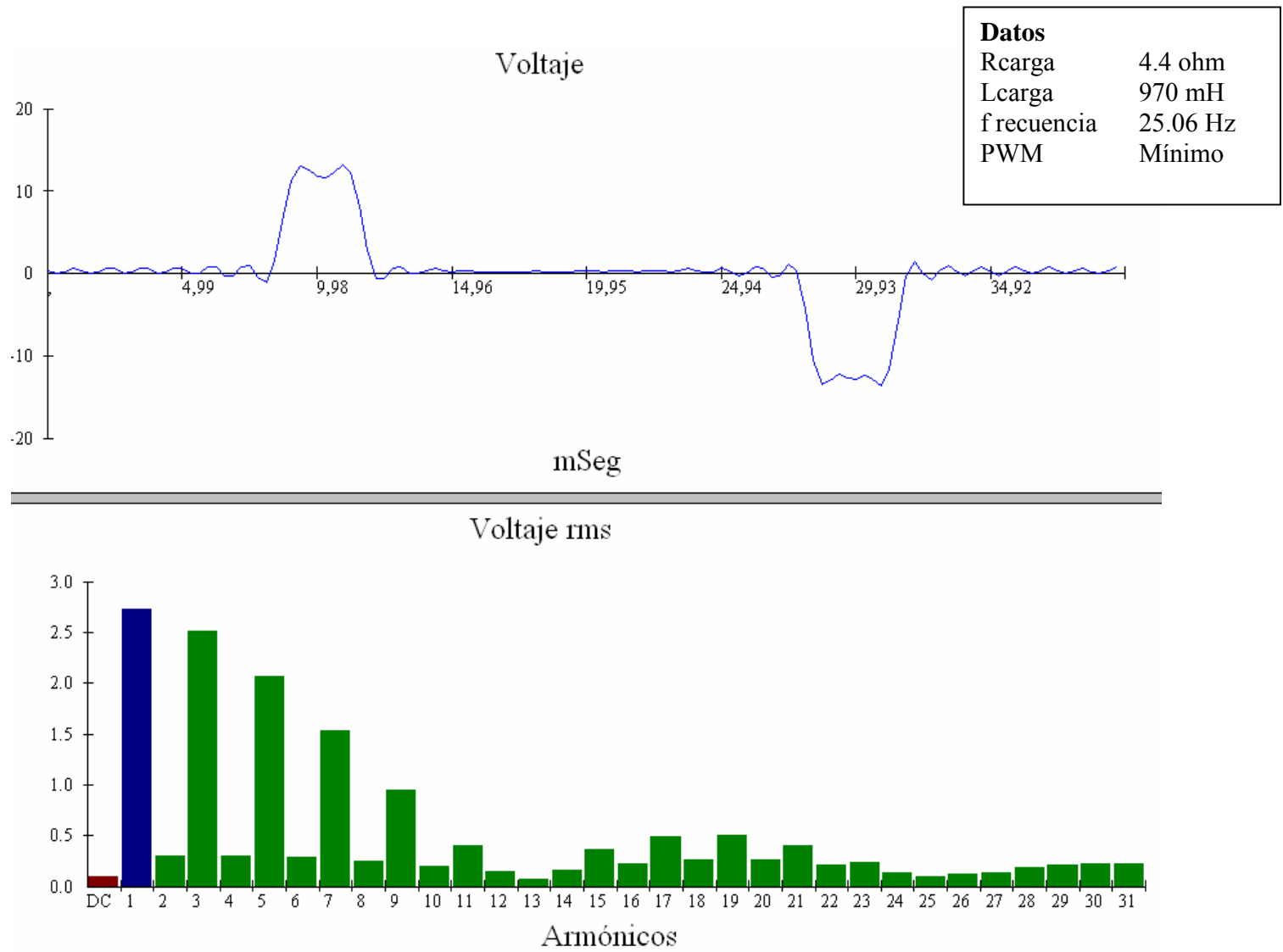
Fig. 4.13. Resultados de prueba con carga RL # 2

			Voltaje	Corriente				
Frecuencia	25,21	RMS	4,77	0,97				
Potencia		Pico	13,12	1,15				
Watts	0	DC Offset	0,2	0				
VA	4	Crest	2,75	1,18				
Vars	0	THD Rms	82,87	99,45				
Pico W	11	THD Fund	148,07	**OL**				
Fase	7° lag	HRMS	3,89	0,26				
Total PF	0,06	KFactor		**OL**				
DPF	0,99							
Armónicos	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Potencia (W)
DC	0	0,2	4,1	0	0	0,06	0	0
1	25,21	2,63	55,26	0	0,03	2,76	-7	0
2	50,43	0,27	5,74	124	0,11	11,75	-176	0
3	75,64	2,45	51,32	176	0,08	7,96	-117	0
4	100,86	0,3	6,39	-44	0,05	4,81	1	0
5	126,07	2,05	42,96	-9	0,05	4,75	63	0
6	151,29	0,29	6,07	148	0,06	5,84	156	0
7	176,5	1,51	31,65	167	0,1	10,72	-84	-0,16
8	201,72	0,25	5,25	-15	0,05	5,58	-24	0
9	226,93	0,95	19,84	-18	0,03	2,95	66	0
10	252,15	0,16	3,44	-179	0,03	2,89	155	0
11	277,36	0,4	8,36	155	0,01	1,22	177	0
12	302,58	0,13	2,62	47	0,07	7,51	-174	-0,16
13	327,79	0,05	0,98	-161	0	0,32	41	0
14	353	0,15	3,12	-79	0,03	2,82	-49	0
15	378,22	0,34	7,21	-25	0,03	3,15	66	0
16	403,43	0,23	4,76	129	0,03	3,15	136	0
17	428,65	0,5	10,49	150	0,05	5,26	-119	-0,16
18	453,86	0,27	5,57	-49	0,04	4,3	-49	0
19	479,08	0,51	10,66	-39	0,04	4,17	58	-0,16
20	504,29	0,26	5,41	141	0,05	5,65	123	0
21	529,51	0,4	8,36	134	0,03	2,7	-148	0
22	554,72	0,22	4,59	-28	0,02	2,12	-63	0
23	579,94	0,24	5,08	-60	0,01	1,41	79	-0,16
24	605,15	0,13	2,79	173	0,01	0,71	84	0
25	630,36	0,09	1,8	79	0,01	0,83	11	0
26	655,58	0,11	2,3	58	0,01	1,03	165	0
27	680,79	0,13	2,62	160	0,02	2,37	-140	0
28	706,01	0,16	3,44	-87	0,03	2,82	-61	0
29	731,22	0,2	4,1	-40	0,04	3,79	38	0
30	756,44	0,23	4,76	105	0,03	2,63	124	0
31	781,65	0,22	4,59	122	0,03	3,47	-127	-0,16



*Fig. 4.14. Resultados de prueba con carga RL # 3*

			Voltaje	Corriente				
Frecuencia	25,21	RMS	12,32	0,85				
Potencia		Pico	14,56	1,53				
Watts	1	DC Offset	-0,16	-0,04				
VA	10	Crest	1,18	1,8				
Vars	0	THD Rms	42,53	97,61				
Pico W	15	THD Fund	46,99	449,12				
Fase	63° lead	HRMS	5,21	0,34				
Total PF	0,13	KFactor		**OL**				
DPF	0,45							
Armónicos	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Potencia (W)
DC	0	0,16	1,33	0	0,04	4,34	0	0
1	25,21	11,09	90,04	0	0,08	8,9	63	0,32
2	50,43	0,07	0,57	-44	0,14	15,97	-96	0
3	75,64	3,73	30,31	-2	0,16	18,77	48	0,32
4	100,86	0,05	0,38	-75	0,04	5,3	-25	0
5	126,07	2,23	18,13	-4	0,04	5,22	61	0
6	151,29	0,07	0,57	-72	0,02	2,28	-146	0
7	176,5	1,55	12,55	-6	0,11	13,1	82	0
8	201,72	0,07	0,57	-75	0,01	1,47	129	-0,16
9	226,93	1,23	9,96	-8	0,08	9,2	68	0
10	252,15	0,05	0,38	-90	0,02	2,13	-4	0
11	277,36	1,02	8,31	-9	0,06	6,84	51	0
12	302,58	0,09	0,76	-86	0,06	6,55	0	0
13	327,79	0,85	6,91	-11	0,05	6,33	57	0
14	353	0,07	0,57	-89	0	0,59	-129	0
15	378,22	0,76	6,15	-13	0,07	8,54	64	0
16	403,43	0,06	0,51	-106	0,02	2,5	20	-0,16
17	428,65	0,64	5,2	-15	0,08	9,13	20	0
18	453,86	0,06	0,51	-101	0,02	2,35	51	-0,16
19	479,08	0,58	4,69	-16	0,07	8,1	44	0
20	504,29	0,06	0,51	-102	0,01	0,66	-124	0
21	529,51	0,52	4,18	-18	0,06	6,62	26	0
22	554,72	0,08	0,63	-112	0	0,07	-25	0
23	579,94	0,48	3,87	-20	0,07	8,1	42	0
24	605,15	0,05	0,44	-105	0,01	1,47	-21	0
25	630,36	0,45	3,61	-20	0,06	6,92	34	0
26	655,58	0,07	0,57	-98	0,02	2,06	-53	0
27	680,79	0,41	3,36	-25	0,05	6,33	32	0
28	706,01	0,06	0,51	-105	0,01	1,4	-78	0
29	731,22	0,38	3,11	-25	0,06	6,92	38	0
30	756,44	0,07	0,57	-115	0,02	1,91	-37	0
31	781,65	0,37	2,98	-25	0,06	6,84	29	0



*Fig. 4.15. Resultados de prueba con carga RL # 4*

			Voltaje	Corriente				
Frecuencia	25,06	RMS	4,88	1				
Potencia		Pico	13,34	1,15				
Watts	0	DC Offset	0,09	-0,05				
VA	4	Crest	2,73	1,14				
Vars	0	THD Rms	82,37	97,38				
Pico W	13	THD Fund	145,29	428,61				
Fase	137° lead	HRMS	3,97	0,33				
Total PF	0,05	KFactor		**OL**				
DPF	-0,73							
Armónicos	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Potencia (W)
DC	0	0,09	1,92	0	0,05	5,29	0	0
1	25,06	2,73	56,03	0	0,08	7,66	137	-0,16
2	50,12	0,3	6,08	115	0,18	18,06	51	0
3	75,18	2,51	51,39	179	0,06	6,23	140	0
4	100,24	0,3	6,08	-41	0,09	8,6	-6	0
5	125,3	2,07	42,42	-1	0,06	6,04	86	0
6	150,37	0,28	5,76	162	0,07	6,85	166	0
7	175,43	1,54	31,54	178	0,05	4,55	-70	-0,16
8	200,49	0,25	5,12	3	0,03	3,36	-8	0
9	225,55	0,95	19,53	-4	0,07	6,6	72	0
10	250,61	0,2	4	-153	0,02	2,06	-158	0
11	275,67	0,4	8,16	171	0,03	3,11	-136	0
12	300,73	0,15	3,04	70	0,1	9,9	-148	-0,16
13	325,79	0,07	1,44	-153	0,01	1,31	-74	0
14	350,85	0,16	3,36	-62	0,02	2,49	-13	0
15	375,91	0,36	7,36	4	0,05	4,86	80	0
16	400,97	0,23	4,64	146	0,04	4,3	-174	0
17	426,03	0,49	10,09	179	0,07	7,1	-120	0
18	451,1	0,26	5,28	-15	0,04	3,67	-11	0
19	476,16	0,51	10,41	-5	0,07	7,29	76	0
20	501,22	0,26	5,28	176	0,04	3,92	-176	0
21	526,28	0,4	8,16	169	0,06	5,61	-108	0
22	551,34	0,21	4,32	13	0,04	3,74	8	0
23	576,4	0,24	4,96	-25	0	0,44	96	-0,16
24	601,46	0,14	2,88	-141	0	0,25	-173	0
25	626,52	0,09	1,92	108	0,01	0,87	97	0
26	651,58	0,13	2,56	101	0,03	2,8	170	0
27	676,64	0,13	2,72	-153	0,03	3,36	-107	0
28	701,7	0,19	3,84	-44	0,04	4,48	-4	0
29	726,76	0,21	4,32	8	0,05	5,04	79	0
30	751,83	0,23	4,64	156	0,05	4,86	-180	0
31	776,89	0,23	4,64	178	0,07	7,47	-121	0



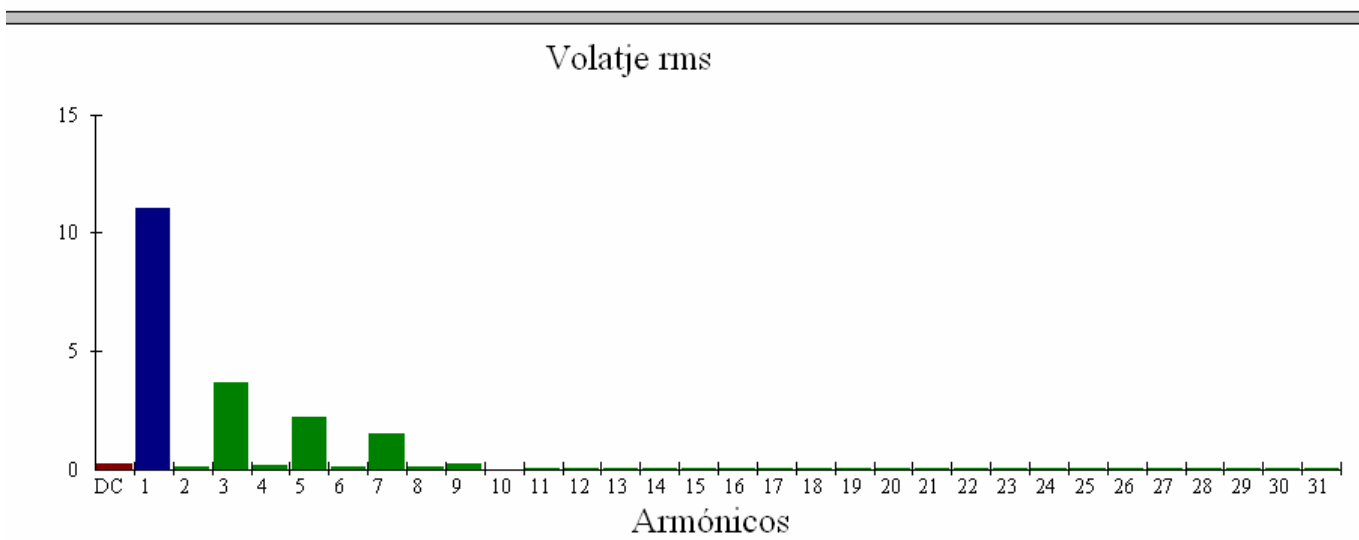
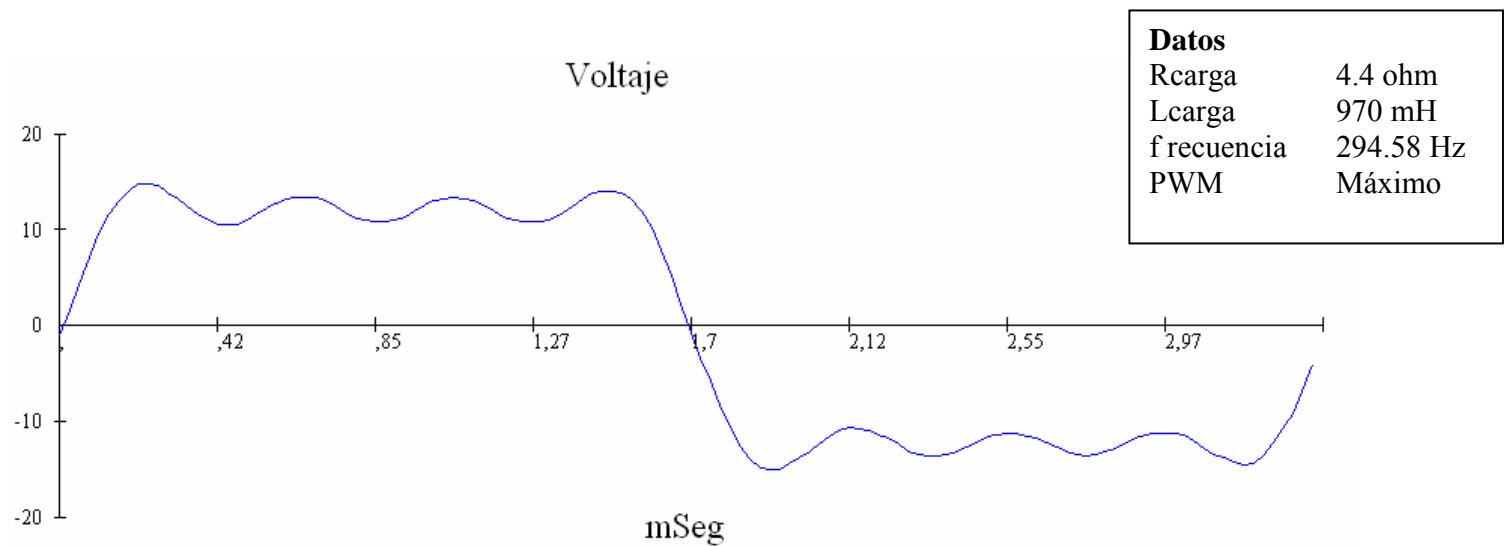


Fig. 4.16. Resultados de prueba con carga RL # 5

			Voltaje	Corriente				
Frecuencia	294,58	RMS	11,93	1,37				
Potencia		Pico	14,97	2,99				
Watts	5	DC Offset	-0,22	-0,04				
VA	16	Crest	1,26	2,19				
Vars	7	THD Rms	38,26	76,32				
Pico W	38	THD Fund	41,41	118,12				
Fase	72° lead	HRMS	4,56	0,85				
Total PF	0,33	KFactor		13,39				
DPF	0,31							
Armónicos	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Potencia (W)
DC	0	0,22	1,83	0	0,04	2,83	0	0
1	294,58	11,02	92,39	0	0,72	52,62	72	2,4
2	589,16	0,12	0,98	-82	0,02	1,51	-26	0
3	883,74	3,68	30,86	-1	0,6	43,53	51	1,28
4	1178,32	0,13	1,11	-89	0,03	2,51	-76	0
5	1472,9	2,2	18,41	-2	0,48	34,85	34	0,8
6	1767,48	0,1	0,85	-105	0,04	3,24	-73	0
7	2062,06	1,52	12,78	-7	0,36	26,67	17	0,48
8	2356,64	0,08	0,66	-110	0,03	1,96	-94	0
9	2651,22	0,23	1,97	178	0,06	4,25	160	0
10	2945,8	0	0	-141	0	0,14	71	0
11	3240,38	0,02	0,2	124	0	0,32	-135	0
12	3534,96	0,02	0,2	-58	0	0,32	45	0
13	3829,54	0,02	0,2	122	0	0,32	-136	0
14	4124,12	0,02	0,2	-60	0	0,32	43	0
15	4418,71	0,02	0,2	120	0	0,32	-139	0
16	4713,29	0,02	0,2	-62	0	0,32	41	0
17	5007,87	0,02	0,2	117	0	0,32	-141	0
18	5302,45	0,02	0,2	-64	0	0,32	39	0
19	5597,03	0,02	0,2	115	0	0,32	-143	0
20	5891,61	0,02	0,2	-66	0	0,32	37	0
21	6186,19	0,02	0,2	114	0	0,32	-145	0
22	6480,77	0,02	0,2	-68	0	0,32	34	0
23	6775,35	0,02	0,2	112	0	0,32	-147	0
24	7069,93	0,02	0,13	123	0	0,23	138	0
25	7364,51	0,01	0,07	-33	0,01	0,46	103	0
26	7659,09	0,01	0,07	101	0,01	0,41	117	0
27	7953,67	0,02	0,2	120	0,01	0,64	59	0
28	8248,25	0,02	0,2	112	0,01	0,55	-135	0
29	8542,83	0,03	0,26	104	0,01	0,46	100	0
30	8837,41	0,02	0,2	163	0,01	0,46	-53	0
31	9131,99	0,01	0,07	72	0	0,09	4	0

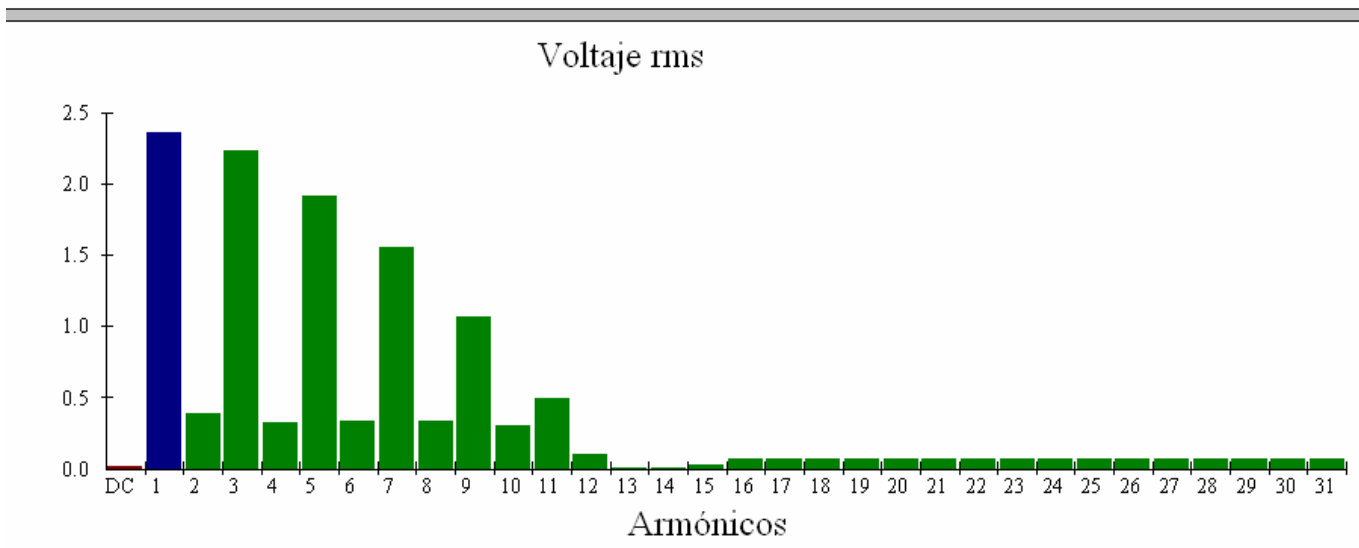
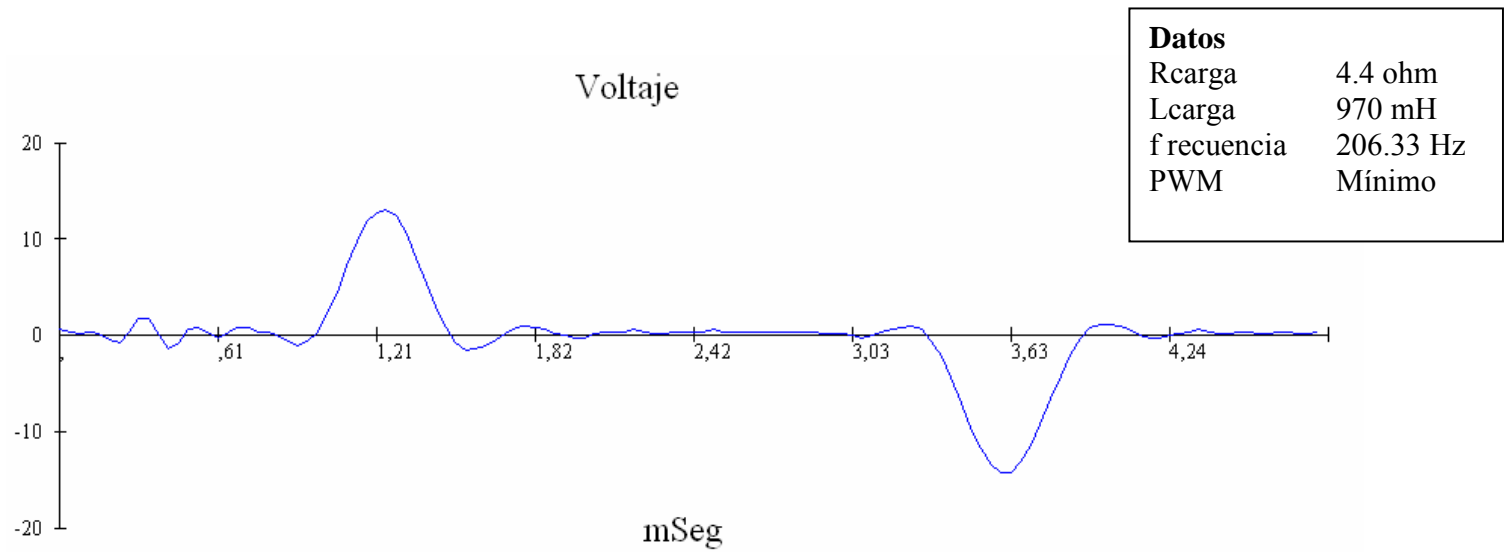


Fig. 4.17. Resultados de prueba con carga RL # 6

			Voltaje	Corriente				
Frecuencia	206,33	RMS	4,32	1,1				
Potencia		Pico	13,66	2,54				
Watts	1	DC Offset	0,01	-0,02				
VA	4	Crest	3,16	2,31				
Vars	0	THD Rms	83,84	98,73				
Pico W	36	THD Fund	153,84	621,41				
Fase	72° lead	HRMS	3,62	0,74				
Total PF	0,35	KFactor		**OL**				
DPF	0,31							
Armónicos	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Potencia (W)
DC	0	0,02	0,36	0	0,02	1,76	0	0
1	206,33	2,36	54,6	0	0,12	10,84	72	0
2	412,66	0,39	9,04	110	0,14	12,43	161	0
3	618,99	2,23	51,71	-179	0,29	26,62	-115	0,16
4	825,32	0,32	7,41	-40	0,21	19,18	-31	0
5	1031,65	1,91	44,3	1	0,35	32,24	54	0,32
6	1237,98	0,34	7,77	160	0,19	17,65	145	0
7	1444,3	1,55	35,98	179	0,34	30,88	-136	0,32
8	1650,63	0,34	7,77	3	0,15	13,91	-41	0
9	1856,96	1,07	24,77	-6	0,26	23,61	34	0,16
10	2063,29	0,3	7,05	-160	0,09	7,78	142	0
11	2269,62	0,49	11,39	168	0,13	11,75	-155	0
12	2475,95	0,1	2,35	41	0,01	1,02	-6	0
13	2682,28	0,01	0,18	172	0,01	0,74	163	0
14	2888,61	0,01	0,18	0	0	0,28	-30	0
15	3094,94	0,02	0,54	-39	0	0,06	13	0
16	3301,27	0,07	1,63	103	0,02	1,48	155	0
17	3507,6	0,07	1,63	75	0,02	1,48	127	0
18	3713,93	0,07	1,63	47	0,02	1,48	99	0
19	3920,26	0,07	1,63	19	0,02	1,48	72	0
20	4126,58	0,07	1,63	-9	0,02	1,48	44	0
21	4332,91	0,07	1,63	-37	0,02	1,48	16	0
22	4539,24	0,07	1,63	-65	0,02	1,48	-13	0
23	4745,57	0,07	1,63	-93	0,02	1,48	-41	0
24	4951,9	0,07	1,63	-121	0,02	1,48	-68	0
25	5158,23	0,07	1,63	-149	0,02	1,53	-96	0
26	5364,56	0,07	1,63	-177	0,02	1,53	-124	0
27	5570,89	0,07	1,63	156	0,02	1,53	-152	0
28	5777,22	0,07	1,63	128	0,02	1,53	-180	0
29	5983,55	0,07	1,63	101	0,02	1,53	153	0
30	6189,88	0,07	1,63	72	0,02	1,53	125	0
31	6396,21	0,07	1,63	45	0,02	1,53	97	0

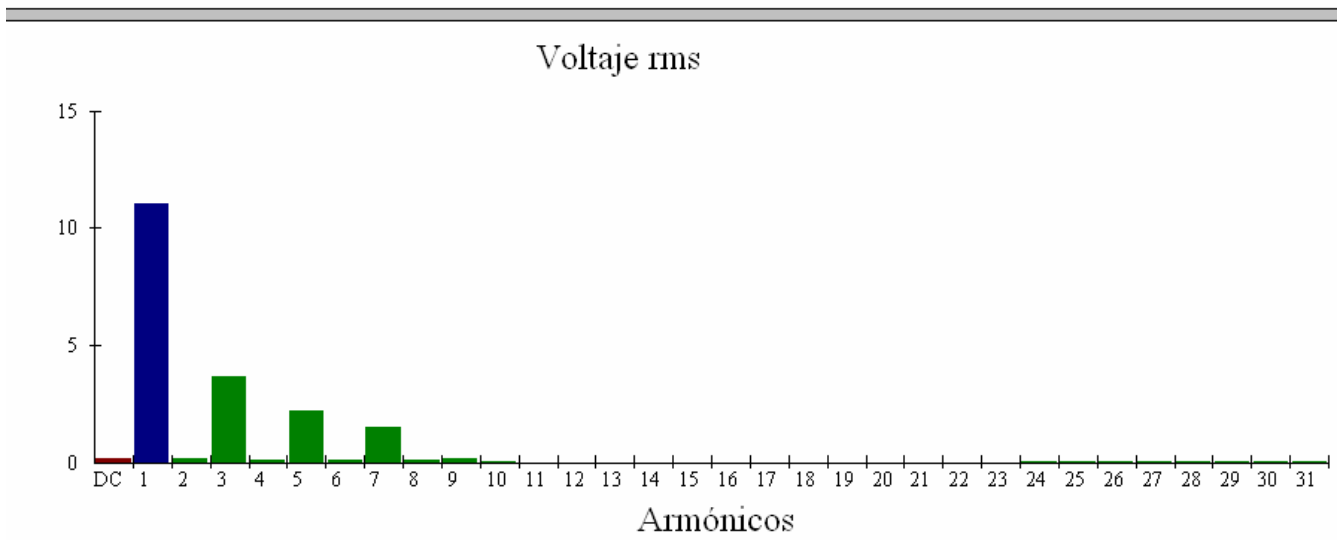
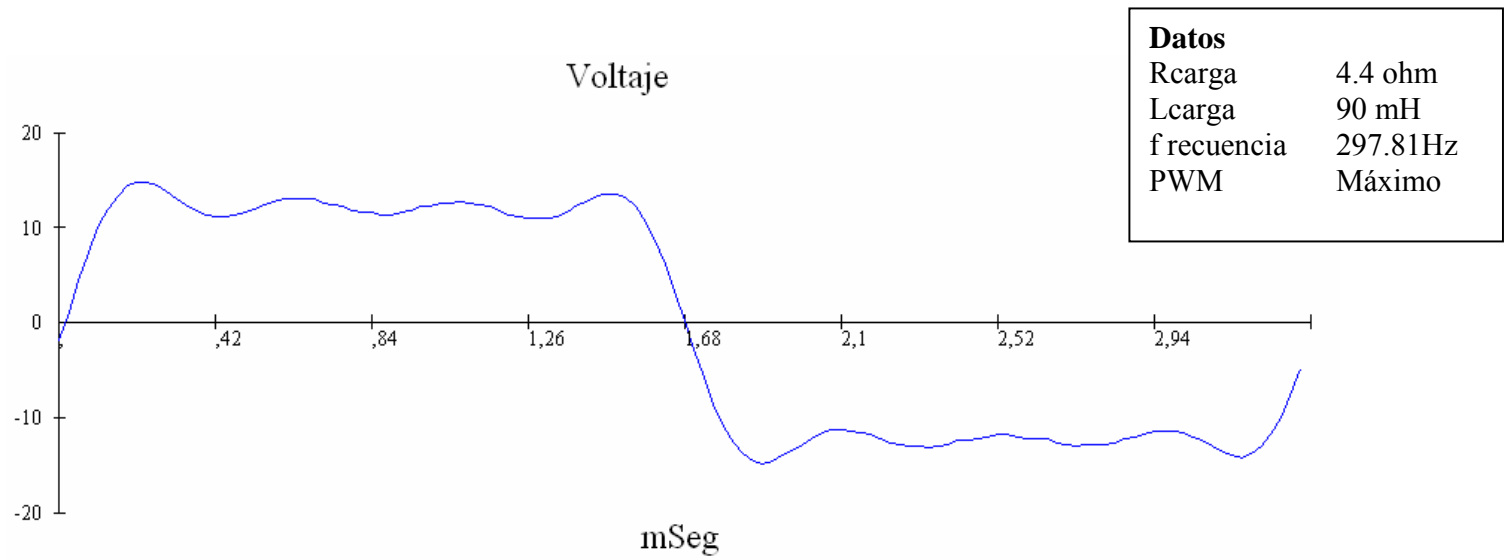


Fig. 4.18. Resultados de prueba con carga RL # 7

			Voltaje	Corriente				
Frecuencia	297,81	RMS	11,94	1,27				
Potencia		Pico	14,85	1,82				
Watts	3	DC Offset	-0,2	-0,03				
VA	15	Crest	1,24	1,43				
Vars	5	THD Rms	38,02	69,96				
Pico W	23	THD Fund	41,11	97,9				
Fase	71° lead	HRMS	4,53	0,47				
Total PF	0,22	KFactor		13,01				
DPF	0,33							
Armónicos	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Potencia (W)
DC	0	0,2	1,64	0	0,03	2,56	0	0
1	297,81	11,03	92,38	0	0,48	37,79	71	1,6
2	595,62	0,13	1,11	-56	0,02	1,33	-26	0
3	893,43	3,66	30,62	-3	0,32	25,26	47	0,64
4	1191,24	0,13	1,05	-87	0,02	1,97	-54	0
5	1489,05	2,2	18,45	-6	0,26	20,79	34	0,32
6	1786,85	0,1	0,85	-93	0,03	2,46	-79	0
7	2084,66	1,5	12,56	-12	0,21	16,46	17	0,16
8	2382,47	0,08	0,65	-103	0,02	1,92	-91	0
9	2680,28	0,2	1,64	-18	0,03	2,41	-42	0
10	2978,09	0,01	0,07	-67	0	0,34	74	0
11	3275,9	0	0	79	0	0,29	-165	0
12	3573,71	0	0	-114	0	0,29	4	0
13	3871,52	0	0	55	0	0,29	172	0
14	4169,33	0	0	-138	0	0,29	-22	0
15	4467,14	0	0	30	0	0,29	147	0
16	4764,94	0	0	-163	0	0,29	-46	0
17	5062,75	0	0	0	0	0,29	122	0
18	5360,56	0	0	174	0	0,29	-70	0
19	5658,37	0	0	-19	0	0,29	98	0
20	5956,18	0	0	150	0	0,29	-95	0
21	6253,99	0	0	-44	0	0,29	73	0
22	6551,8	0	0	125	0	0,29	-120	0
23	6849,61	0	0	-68	0	0,29	49	0
24	7147,42	0,01	0,07	78	0	0,39	53	0
25	7445,23	0,01	0,07	-148	0	0,39	115	0
26	7743,03	0,01	0,07	-81	0,02	1,23	41	0
27	8040,84	0,01	0,07	-112	0	0,29	-169	0
28	8338,65	0,01	0,07	115	0,01	0,64	-142	0
29	8636,46	0,03	0,26	144	0	0,39	114	0
30	8934,27	0,02	0,2	-109	0,02	1,47	134	0
31	9232,08	0,02	0,13	26	0	0,15	6	0

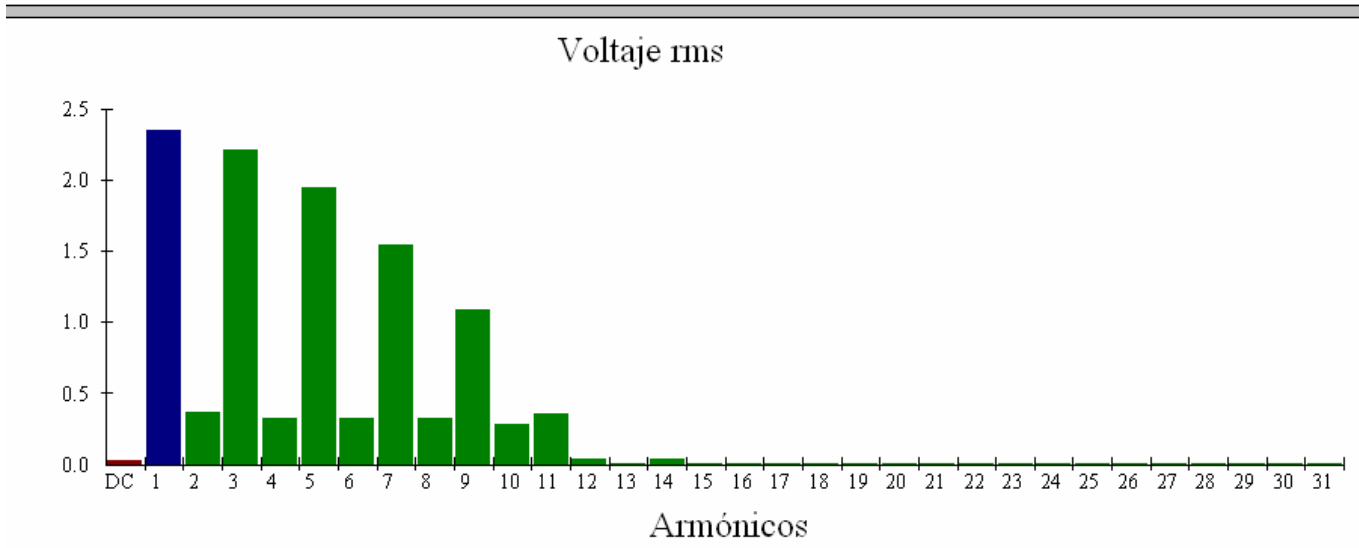
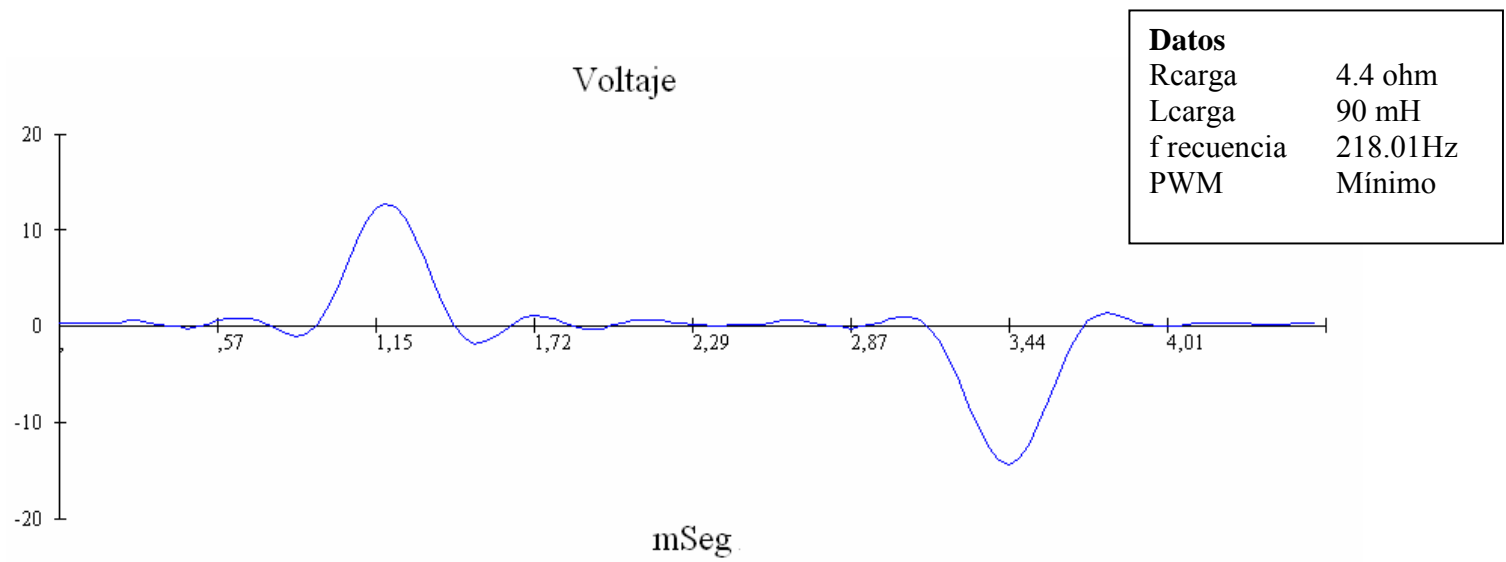


Fig. 4.19. Resultados de prueba con carga RL # 8

			Voltaje	Corriente				
Frecuencia	218,01	RMS	4,29	0,98				
Potencia		Pico	13,59	1,96				
Watts	0	DC Offset	0,03	-0,02				
VA	4	Crest	3,17	2				
Vars	0	THD Rms	83,77	99,37				
Pico W	29	THD Fund	153,41	**OL**				
Fase	72° lead	HRMS	3,59	0,58				
Total PF	0,24	KFactor		**OL**				
DPF	0,31							
Armónicos	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°	Potencia (W)
DC	0	0,03	0,73	0	0,02	2,11	0	0
1	218,01	2,34	54,68	0	0,06	6,65	72	0
2	436,03	0,37	8,57	110	0,25	25,56	151	0
3	654,04	2,21	51,58	179	0,17	17,83	-117	0,16
4	872,06	0,32	7,47	-48	0,2	20,19	-42	0
5	1090,07	1,95	45,38	-5	0,22	22,04	53	0,16
6	1308,08	0,33	7,65	154	0,22	22,3	123	0
7	1526,1	1,55	36,09	171	0,21	21,98	-139	0,16
8	1744,11	0,32	7,47	-7	0,15	15,4	-65	0
9	1962,13	1,09	25,33	-15	0,16	16,68	35	0
10	2180,14	0,28	6,56	-176	0,09	8,75	105	0
11	2398,15	0,36	8,38	154	0,05	5,5	-155	0
12	2616,17	0,04	0,91	-56	0	0,45	57	0
13	2834,18	0,01	0,18	-63	0,01	1,34	48	0
14	3052,2	0,04	0,91	60	0,01	0,77	64	0
15	3270,21	0,01	0,18	-172	0	0,51	-60	0
16	3488,22	0,01	0,18	134	0	0,51	-114	0
17	3706,24	0,01	0,18	80	0	0,51	-168	0
18	3924,25	0,01	0,18	26	0	0,51	139	0
19	4142,27	0,01	0,18	-28	0	0,51	84	0
20	4360,28	0,01	0,18	-83	0	0,51	30	0
21	4578,29	0,01	0,18	-137	0	0,51	-25	0
22	4796,31	0,01	0,18	170	0	0,51	-79	0
23	5014,32	0,01	0,18	116	0	0,51	-132	0
24	5232,34	0,01	0,18	62	0	0,51	174	0
25	5450,35	0,01	0,18	7	0	0,51	120	0
26	5668,37	0,01	0,18	-47	0	0,51	66	0
27	5886,38	0,01	0,18	-101	0	0,51	12	0
28	6104,39	0,01	0,18	-155	0	0,51	-43	0
29	6322,41	0,01	0,18	152	0	0,51	-97	0
30	6540,42	0,01	0,18	98	0	0,51	-151	0
31	6758,44	0,01	0,18	43	0	0,51	155	0



Con una resistencia de carga de  $4.4 \Omega$ , el banco de inductancia del laboratorio en el tap 11 ( $L = 90 \text{ mH}$ ) y a una frecuencia de  $25 \text{ Hz}$ . Se obtuvieron los siguientes datos:

V(Vrms)	I(Arms)
13,65	0,65
13	0,65
12,06	0,63
11	0,6
9,8	0,56
9	0,52
8	0,48
7	0,42
6	0,36
5	0,3
4	0,25
3	0,18
2,7	0,16

Se obtuvo la siguiente gráfica en base a los datos obtenidos

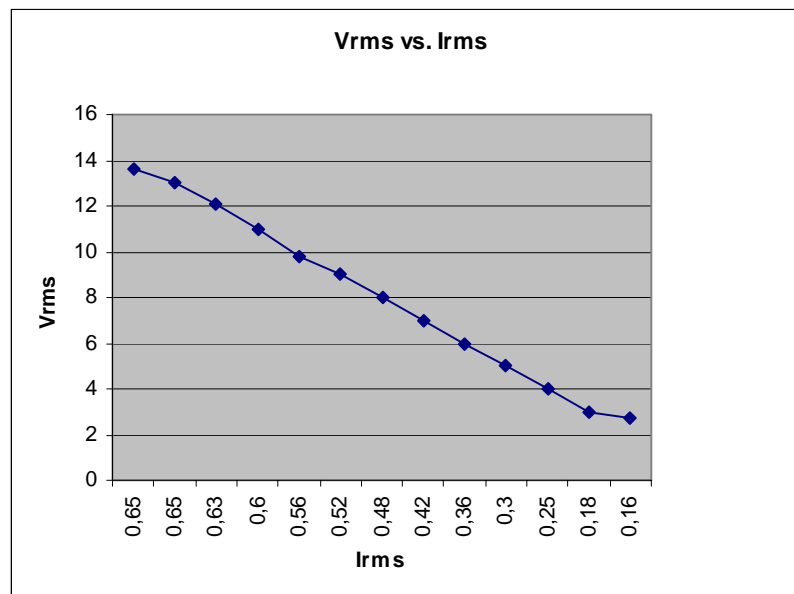


Fig. 4.17. Gráfica Vrms vs. Irms # 1

Con una resistencia de carga de  $4.4 \Omega$ , el banco de inductancia del laboratorio en el tap 1 ( $L = 970 \text{ mH}$ ) y a una frecuencia de  $25 \text{ Hz}$ . Se obtuvieron los siguientes datos:

V(Vrms)	I(Arms)
13,71	0,06
12	0,06
11	0,06
10,6	0,05
8,4	0,04
6,3	0,02
2,9	0,01

Se obtuvo la siguiente gráfica en base a los datos obtenidos

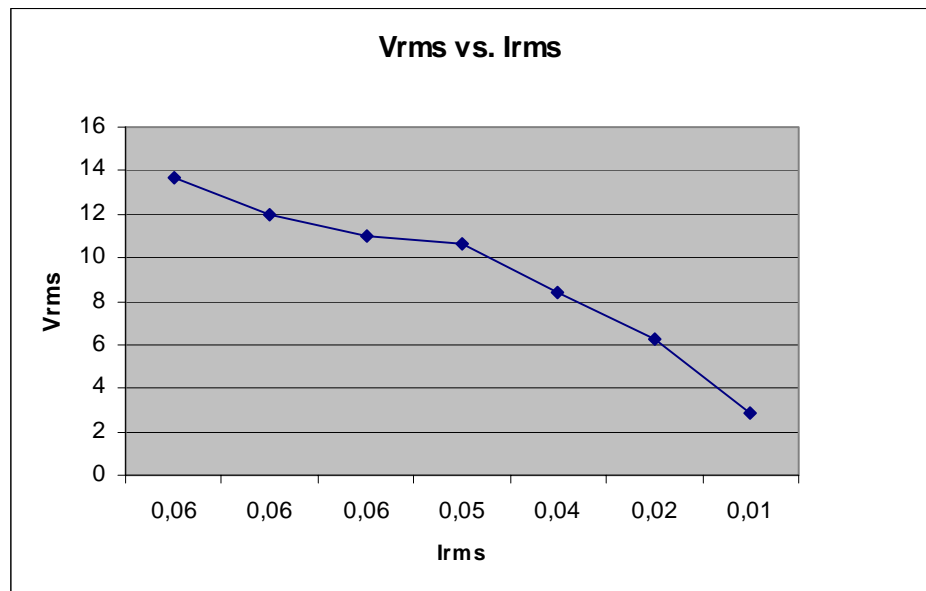
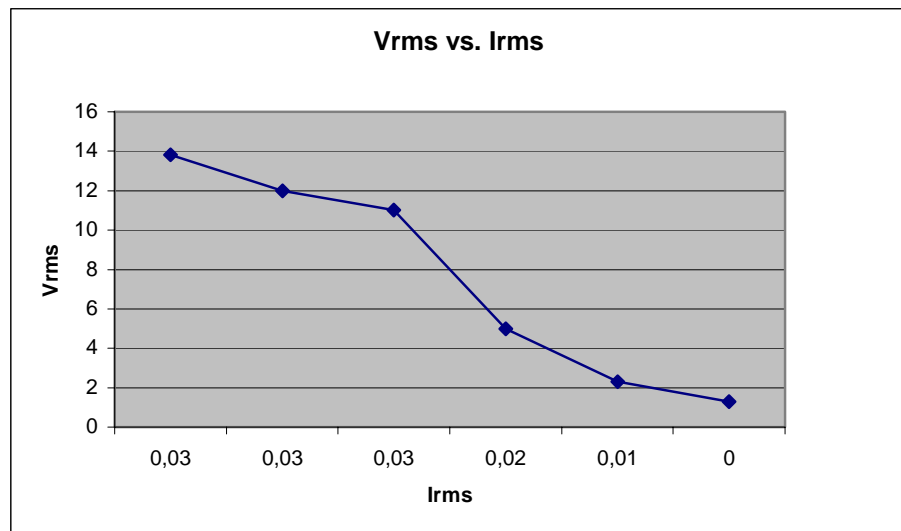


Fig. 4.18. Gráfica  $V_{rms}$  vs.  $I_{rms}$  # 2

Con una resistencia de carga de  $4.4 \Omega$ , el banco de inductancia del laboratorio en el tap 11 ( $L = 90 \text{ mH}$ ) y a una frecuencia de  $588 \text{ Hz}$ . Se obtuvieron los siguientes datos:

V(Vrms)	I(Arms)
13,83	0,03
12	0,03
11	0,03
5	0,02
2,3	0,01
1,3	0

Se obtuvo la siguiente gráfica en base a los datos obtenidos



*Fig. 4.19. Gráfica Vrms vs. Irms # 3*

Con una resistencia de carga de  $4.4 \Omega$ , el banco de inductancia del laboratorio en el tap 1 ( $L = 970 \text{ mH}$ ) y a una frecuencia de  $588 \text{ Hz}$ . Se obtuvieron los siguientes datos:

V(Vrms)	I(Arms)
13,84	0,0015
9,8	0,002
6,5	0,0031
4,9	0,0037
3,2	0,0042
1,37	0,0049

Se obtuvo la siguiente gráfica en base a los datos obtenidos

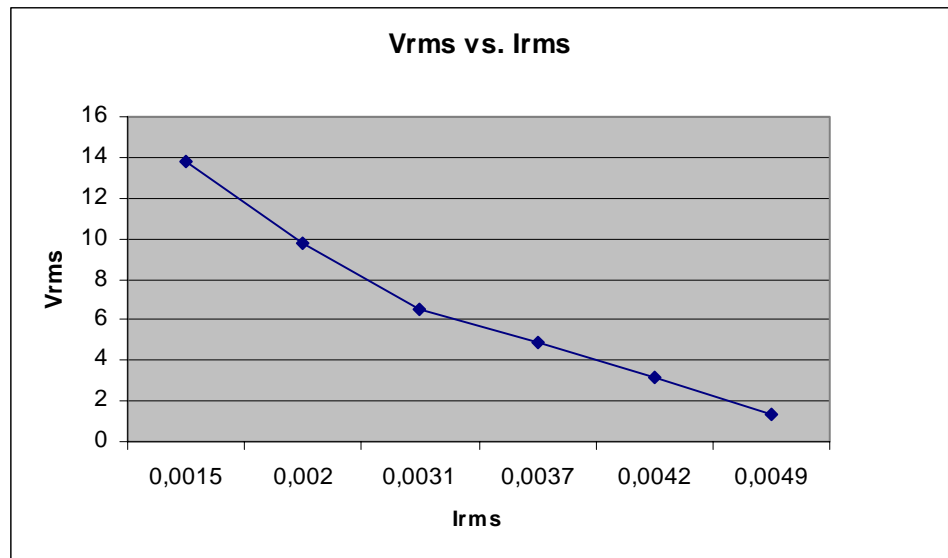


Fig. 4.20. Gráfica Vrms vs. Irms # 4

Con una resistencia de carga de  $4.4 \Omega$ , el banco de inductancia del laboratorio en el tap 11 ( $L = 90 \text{ mH}$ ). Se obtuvieron los siguientes datos:

V(Vrms)	f(Hz)	I(Arms)
13,4	507	0,03
13,47	350	0,04
13,5	216	0,08
13,6	100	0,18
13,2	24	0,66
13,5	50,8	0,34

Se obtuvo las siguientes gráficas en base a los datos obtenidos

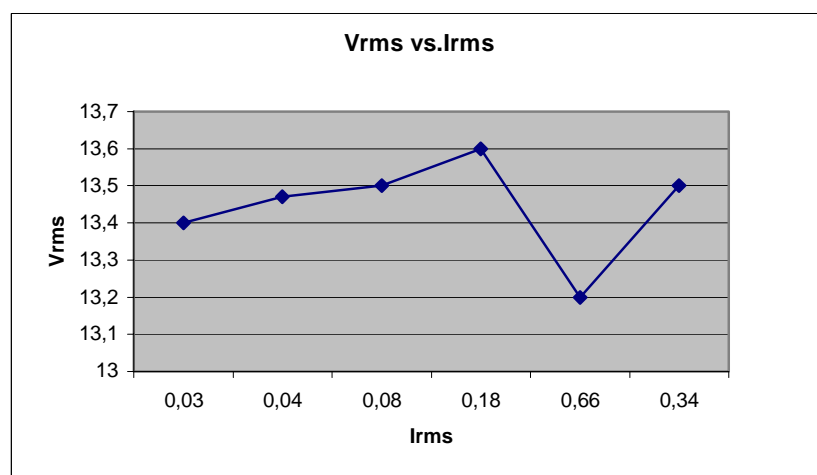
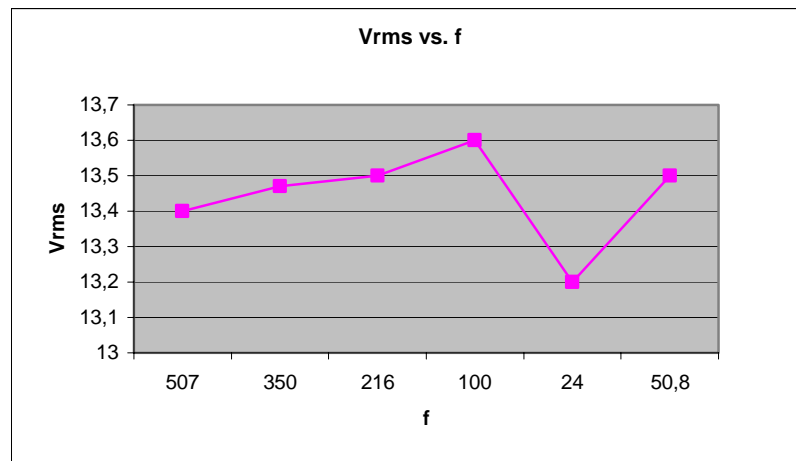


Fig. 4.21. Gráfica  $V_{rms}$  vs.  $I_{rms}$  y  $V_{rms}$  vs  $f$

#### 4.5. Simulación para obtener la señal de salida del inversor

En la siguiente ilustración, se muestra cual fue la circuitería usada para poder simular de un amañera aproximada la señal obtenida a las salida del inversor, a partir de la suma de las señales tanto armónicas como la fundamental.

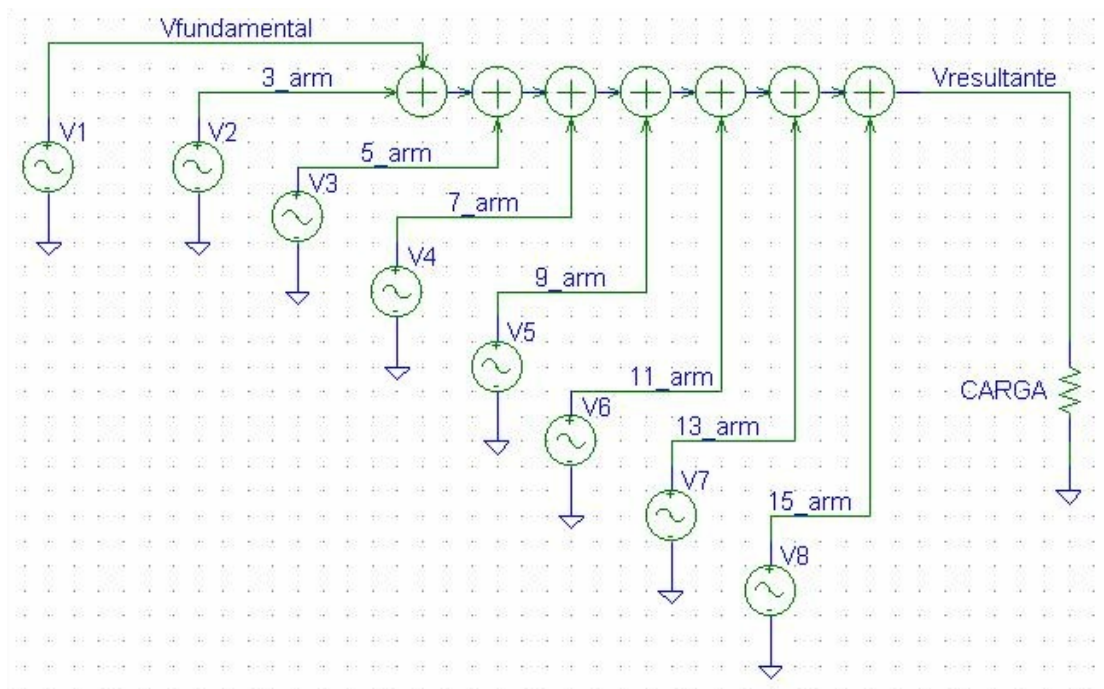
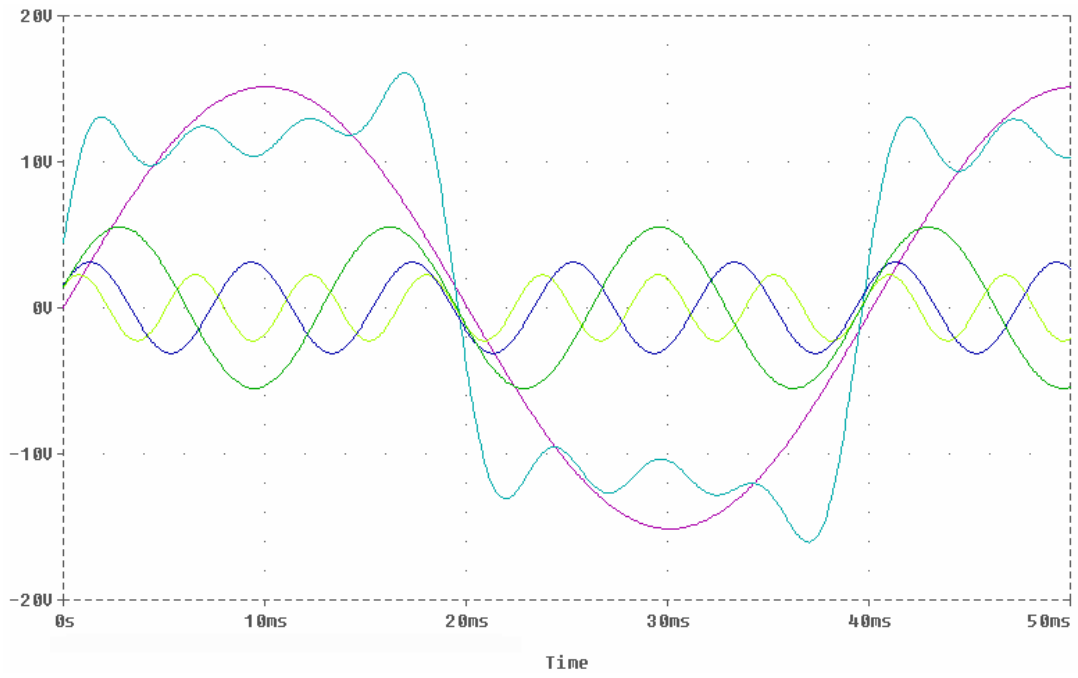


Fig. 4.22. Círcuitería de la simulación de la onda resultante

De acuerdo a los datos obtenidos del medidor de la distribución de armónicos, se puede simular la señal obtenida, debido a que este medidor muestra entre sus valores, el porcentaje con respecto a la fundamental de los picos de las armónicas existentes, así como su respectiva frecuencia y el ángulo de desfase, también con respecto a la fundamental.



*Fig. 4.23. Gráficas obtenidas de la simulación*

# Capítulo 5

## 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### 5.1. Conclusiones

Se puede concluir definitivamente que la teoría ha sido base fundamental en el desarrollo del diseño y construcción del inversor, debido a la falta de atención de ciertas reglas, en lo que a diseño se refiere; se incidió en muchos errores, los cuales poco a poco se fueron corrigiendo.

Entre los errores más relevantes, se puede mencionar que al comienzo del diseño, se quiso manejar con la salida de un integrado varias entradas hacia otros integrados. Esto es factible hacerlo, teniendo en cuenta la capacidad de



corriente que demanda las entradas de los integrados conectados a la salida del integrado fuente. Si el integrado fuente está en capacidad de entregar la corriente demandada, no existe ningún problema, caso contrario el diseño no funcionaría.

Al comienzo del diseño para simular la señal de comparación se utilizó un generador de onda cuadrada, debido a que éste equipo no abastecía con la demanda de corriente, se tuvo que probar por partes la circuitería. Al final los resultados fueron los deseados y como paso siguiente se realizó el respectivo diseño e implementación de un generador de onda cuadrada.

Cuando se terminó con la implementación de la correspondiente circuitería que generaba la onda cuadrada, al alimentarla con las fuentes de voltaje de, se observó caídas de voltaje considerables, las cuales se remediaron añadiendo circuitos de ganancia de corriente como son las configuraciones Darlington.

Podemos concluir, que dependiendo del tipo de carga, el diseño implementado va a ser más efectivo. Esto quiere decir, que se debe tomar en cuenta la corriente máxima que el equipo puede entregar, debido a que se podría ocasionar un sobrecalentamiento en la circuitería, por la excesiva corriente, a pesar que los elementos de mayor potencia tienen sus respectivos disipadores.

## **5.2. Recomendaciones**

Con el objetivo de realizar mejoras al equipo se puede recomendar lo siguiente:

- Se puede implementar un sistema de ventilación, muy parecido al que usa la computadora. Esto serviría fundamentalmente al circuito de fuerza, porque precisamente los transistores de potencia, a pesar que tienen disipadores, son los elementos que más se calientan
- Mientras más se asemeje la señal de voltaje que le llega a la carga, a una onda sinusoidal, más eficaz será diseño. Por lo que se recomienda en pro de mejoras del diseño, incrementar más pasos con el fin de asemejar mucho más la onda de salida a una onda sinusoide.

### **5.2.1. Mejoras de la forma de onda de voltaje de salida**

Lo ideal sería que la forma de onda de salida de un inversor sea sinusoidal. En la práctica ésta forma no es sinusoidal y en general puede ser considerada como una forma de onda cuadrada o casi-cuadrada, consistente de una fundamental con varias armónicas de diferente orden.

Generalmente la salida de onda cuadrada de un inversor es aceptable, sin embargo en algunos casos se requiere salidas con formas de ondas sinusoidales que tengan baja distorsión. Para lograr cumplir con estos

requerimientos se puede aplicar la neutralización de armónicas por transformador. Lo que se basa en combinar por medio de un transformador, dos o más salidas de inversores de onda cuadrada, desplazadas en fase, cada una trabajando a frecuencia fundamental, produciéndose así una forma de onda de voltaje combinado con menor contenido de armónicas que el de la forma de onda de un inversor individual.

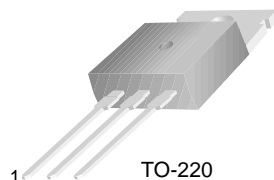
# **ANEXO 1**

## **HOJAS DE DATOS**

## TIP31 Series(TIP31/31A/31B/31C)

### Medium Power Linear Switching Applications

- Complementary to TIP32/32A/32B/32C



TO-220  
1.Base 2.Collector 3.Emitter

### NPN Epitaxial Silicon Transistor

#### Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage : TIP31	40	V
	: TIP31A	60	V
	: TIP31B	80	V
	: TIP31C	100	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage : TIP31	40	V
	: TIP31A	60	V
	: TIP31B	80	V
	: TIP31C	100	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	3	A
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	5	A
$I_B$	Base Current	1	A
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	40	W
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )	2	W
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

#### Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage : TIP31	$I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$	40		V
	: TIP31A		60		V
	: TIP31B		80		V
	: TIP31C		100		V
$I_{CEO}$	Collector Cut-off Current : TIP31/31A	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$		0.3	mA
	: TIP31B/31C	$V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$		0.3	mA
$I_{CES}$	Collector Cut-off Current : TIP31	$V_{CE} = 40\text{V}, V_{EB} = 0$		200	$\mu\text{A}$
	: TIP31A	$V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB} = 0$		200	$\mu\text{A}$
	: TIP31B	$V_{CE} = 80\text{V}, V_{EB} = 0$		200	$\mu\text{A}$
	: TIP31C	$V_{CE} = 100\text{V}, V_{EB} = 0$		200	$\mu\text{A}$
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = 5\text{V}, I_C = 0$		1	mA
$h_{FE}$	* DC Current Gain	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 1\text{A}$	25		
		$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 3\text{A}$	10	50	
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 3\text{A}, I_B = 375\text{mA}$		1.2	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 3\text{A}$		1.8	V
$f_T$	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = 10\text{V}, I_C = 500\text{mA}$	3.0		MHz

\* Pulse Test:  $PW \leq 300\mu\text{s}$ , Duty Cycles  $\leq 2\%$

# Typical Characteristics

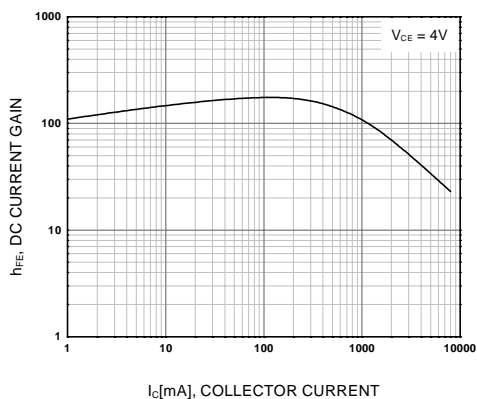


Figure 1. DC current Gain

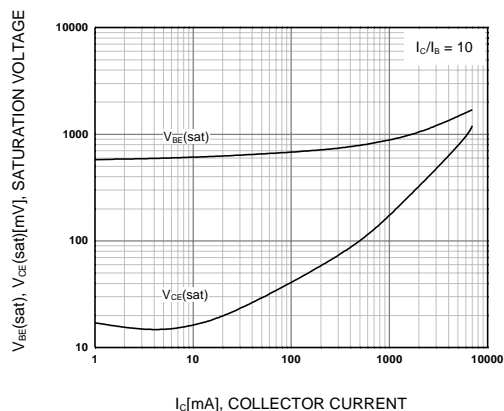


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage  
Collector-Emitter Saturation Voltage

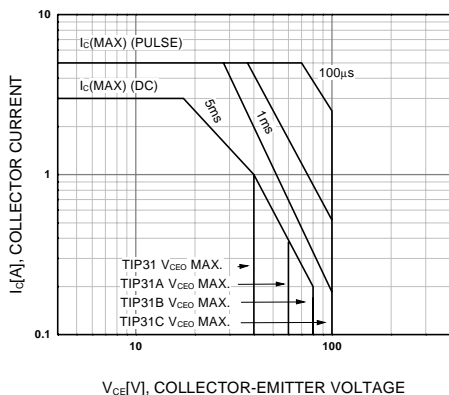


Figure 3. Safe Operating Area

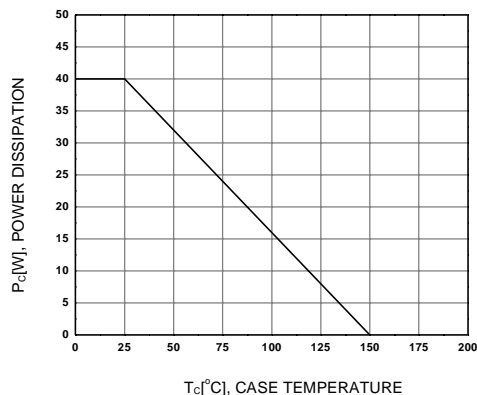
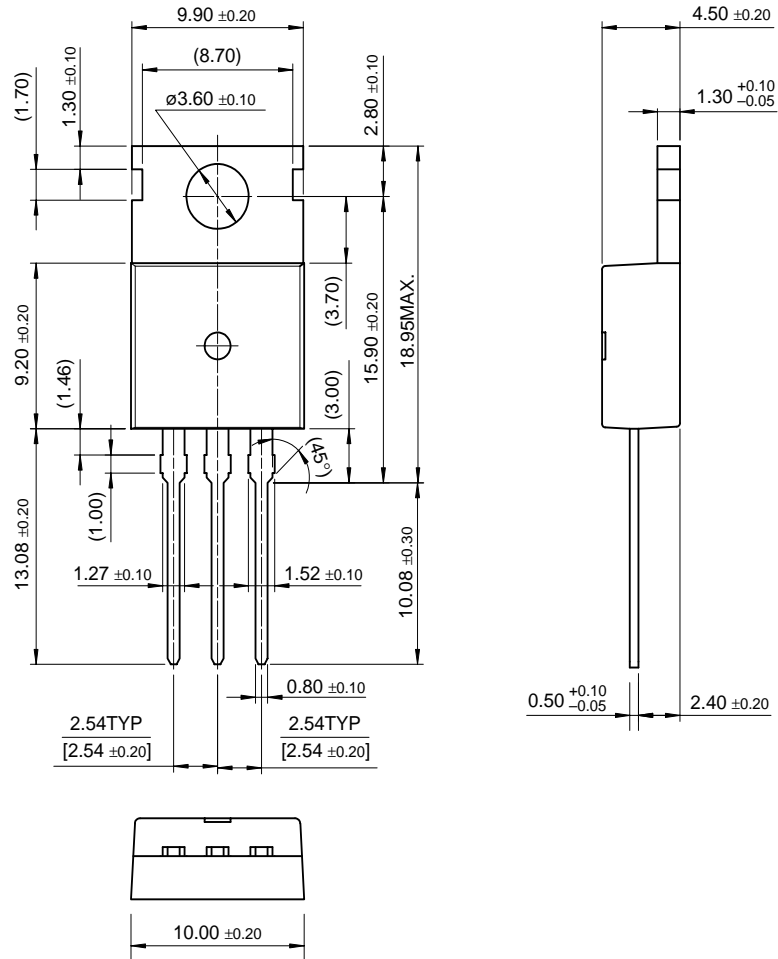


Figure 4. Power Derating

# Package Dimensions

## TO-220



Dimensions in Millimeters

TIP31 Series (TIP31/31A/31B/31C)

## TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	HiSeC™	SuperSOT™-8
Bottomless™	ISOPLANAR™	SyncFET™
CoolFET™	MICROWIRE™	TinyLogic™
CROSSVOLT™	POP™	UHC™
E <sup>2</sup> CMOS™	PowerTrench®	VCX™
FACT™	QFET™	
FACT Quiet Series™	QS™	
FAST®	Quiet Series™	
FASTr™	SuperSOT™-3	
GTO™	SuperSOT™-6	

## DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

## LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INTERNATIONAL.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

## PRODUCT STATUS DEFINITIONS

### Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.



# LM741

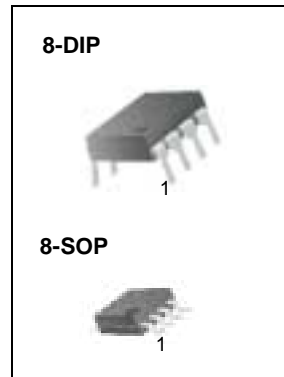
## Single Operational Amplifier

### Features

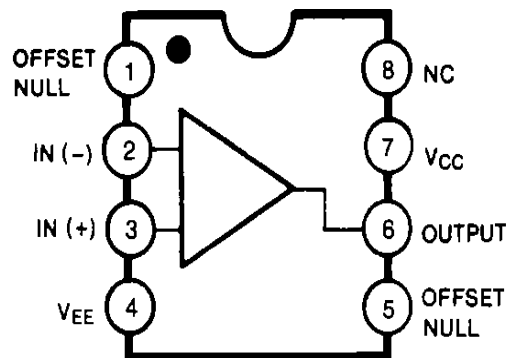
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- Internal frequency compensation
- High Input voltage range
- Null of offset

### Description

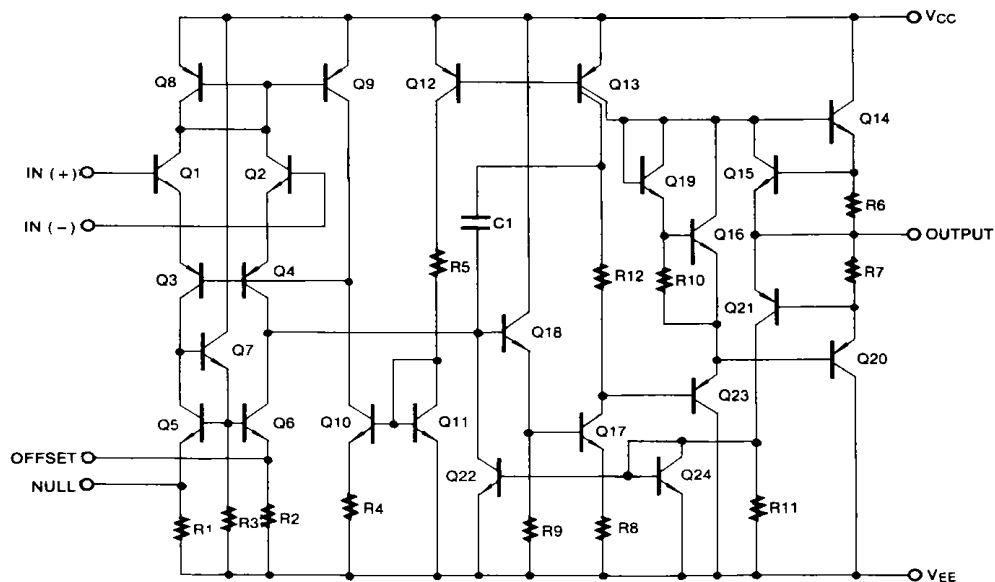
The LM741 series are general purpose operational amplifiers. It is intended for a wide range of analog applications. The high gain and wide range of operating voltage provide superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.



### Internal Block Diagram



## Schematic Diagram



## Absolute Maximum Ratings (TA = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	±18	V
Differential Input Voltage	VI(DIFF)	30	V
Input Voltage	VI	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	Indefinite	-
Power Dissipation	PD	500	mW
Operating Temperature Range LM741C LM741I	TOPR	0 ~ +70 -40 ~ +85	°C
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	°C

## Electrical Characteristics

( $V_{CC} = 15V$ ,  $V_{EE} = -15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise specified)

Parameter		Symbol	Conditions	LM741C/LM741I			Unit	
				Min.	Typ.	Max.		
Input Offset Voltage	$V_{IO}$		$R_S \leq 10K\Omega$	-	2.0	6.0	mV	
			$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-		
Input Offset Voltage Adjustment Range	$V_{IO(R)}$		$V_{CC} = \pm 20V$	-	$\pm 15$	-	mV	
Input Offset Current	$I_{IO}$		-	-	20	200	nA	
Input Bias Current	$I_{BIAS}$		-	-	80	500	nA	
Input Resistance (Note1)	$R_I$		$V_{CC} = \pm 20V$	0.3	2.0	-	$M\Omega$	
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$		-	$\pm 12$	$\pm 13$	-	V	
Large Signal Voltage Gain	$G_V$		$R_L \geq 2K\Omega$	$V_{CC} = \pm 20V$ , $V_{O(P-P)} = \pm 15V$		-	V/mV	
			$V_{CC} = \pm 15V$ , $V_{O(P-P)} = \pm 10V$	20	200	-		
Output Short Circuit Current	$I_{SC}$		-	-	25	-	mA	
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$		$V_{CC} = \pm 20V$	$R_L \geq 10K\Omega$	-	-	-	V
			$R_L \geq 2K\Omega$	-	-	-		
			$V_{CC} = \pm 15V$	$R_L \geq 10K\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$	-	
			$R_L \geq 2K\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$	-		
Common Mode Rejection Ratio	CMRR		$R_S \leq 10K\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12V$	70	90	-	dB	
			$R_S \leq 50\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12V$	-	-	-		
Power Supply Rejection Ratio	PSRR		$V_{CC} = \pm 15V$ to $V_{CC} = \pm 15V$ $R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	dB	
			$V_{CC} = \pm 15V$ to $V_{CC} = \pm 15V$ $R_S \leq 10K\Omega$	77	96	-		
Transient Response	Rise Time	$T_R$	Unity Gain	-	0.3	-	$\mu s$	
	Overshoot	OS		-	10	-	%	
Bandwidth		BW	-	-	-	-	MHz	
Slew Rate		SR	Unity Gain	-	0.5	-	$V/\mu s$	
Supply Current		$I_{CC}$	$R_L = \infty\Omega$	-	1.5	2.8	mA	
Power Consumption		$P_C$	$V_{CC} = \pm 20V$	-	-	-	mW	
			$V_{CC} = \pm 15V$	-	50	85		

Note:

1. Guaranteed by design.

## Electrical Characteristics

( $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$   $V_{CC} = \pm 15\text{V}$ , unless otherwise specified)

The following specification apply over the range of  $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$  for the LM741C; and the  $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$  for the LM741I

Parameter	Symbol	Conditions	LM741C/LM741I			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Input Offset Voltage	$V_{IO}$	$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	mV	
		$R_S \leq 10\text{K}\Omega$	-	-	7.5		
Input Offset Voltage Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	-	-	-	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	
Input Offset Current	$I_{IO}$	-	-	-	300	nA	
Input Offset Current Drift	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	-	-	-	$\text{nA}/^{\circ}\text{C}$	
Input Bias Current	$I_{BIAS}$	-	-	-	0.8	$\mu\text{A}$	
Input Resistance (Note1)	$R_I$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	-	-	-	$\text{M}\Omega$	
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$	-	$\pm 12$	$\pm 13$	-	V	
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	$R_S \geq 10\text{K}\Omega$	-	-	-	V
			$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	-	-	-	
		$V_{CC} = \pm 15\text{V}$	$R_S \geq 10\text{K}\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$	-	
			$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$	-	
Output Short Circuit Current	$I_{SC}$	-	10	-	40	mA	
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	$R_S \leq 10\text{K}\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	70	90	-	dB	
		$R_S \leq 50\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	-	-	-		
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$	$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	dB
			$R_S \leq 10\text{K}\Omega$	77	96	-	
Large Signal Voltage Gain	$G_V$	$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$ , $V_{O(P-P)} = \pm 15\text{V}$	-	-	-	V/mV
			$V_{CC} = \pm 15\text{V}$ , $V_{O(P-P)} = \pm 10\text{V}$	15	-	-	
			$V_{CC} = \pm 15\text{V}$ , $V_{O(P-P)} = \pm 2\text{V}$	-	-	-	

Note :

1. Guaranteed by design.

## Typical Performance Characteristics

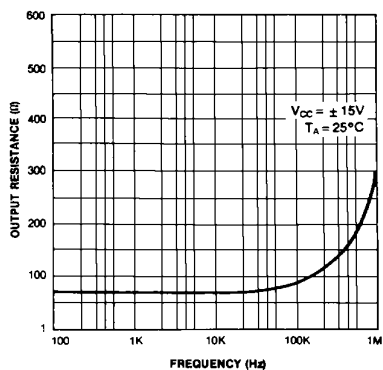


Figure 1. Output Resistance vs Frequency

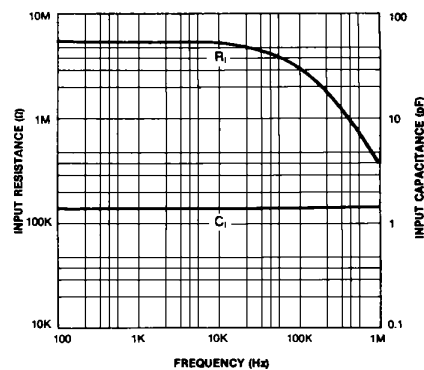


Figure 2. Input Resistance and Input Capacitance vs Frequency

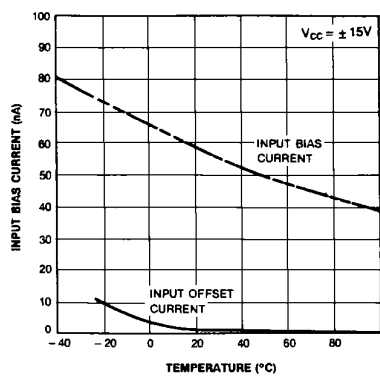


Figure 3. Input Bias Current vs Ambient Temperature

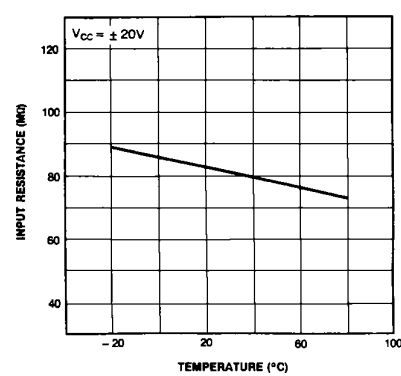


Figure 4. Power Consumption vs Ambient Temperature

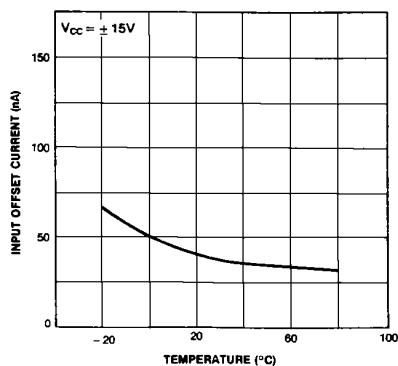


Figure 5. Input Offset Current vs Ambient Temperature

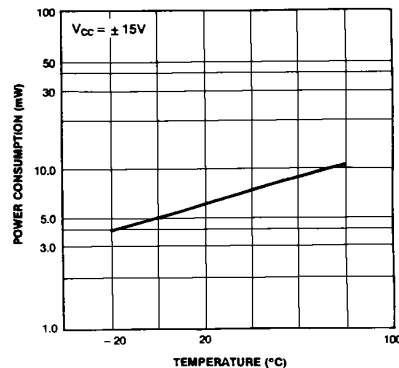


Figure 6. Input Resistance vs Ambient Temperature

## Typical Performance Characteristics (continued)

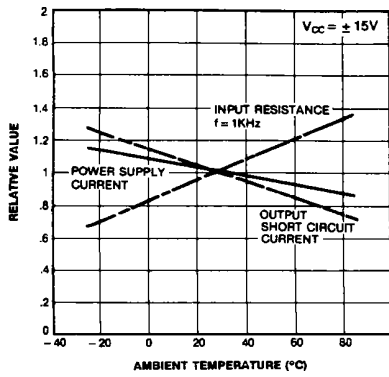


Figure 7. Normalized DC Parameters vs Ambient Temperature

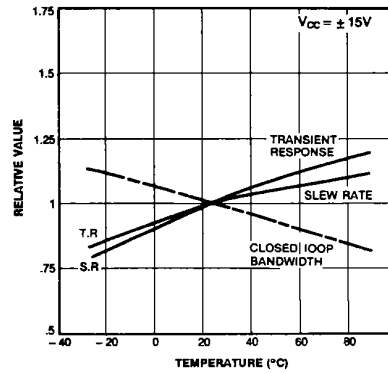


Figure 8. Frequency Characteristics vs Ambient Temperature

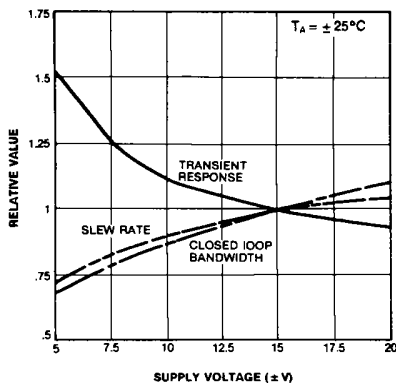


Figure 9. Frequency Characteristics vs Supply Voltage

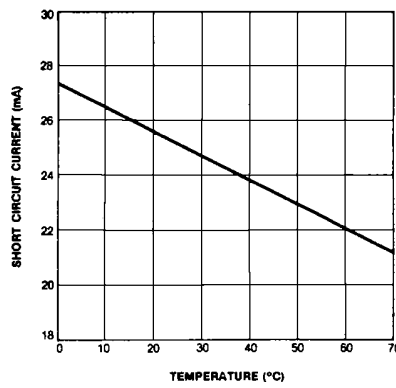


Figure 10. Output Short Circuit Current vs Ambient Temperature

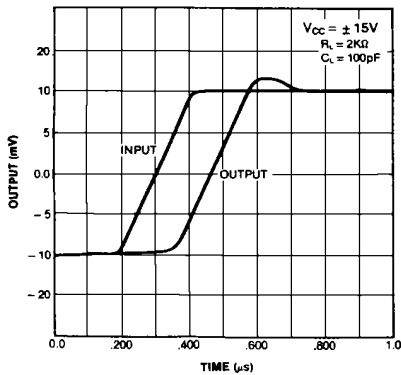


Figure 11. Transient Response

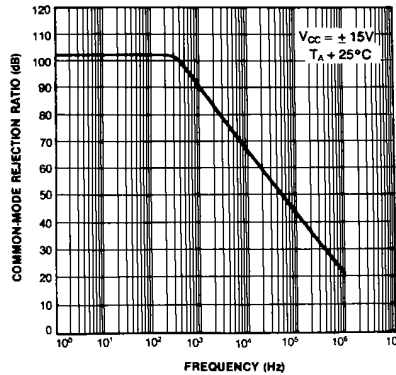


Figure 12. Common-Mode Rejection Ratio vs Frequency

## Typical Performance Characteristics (continued)

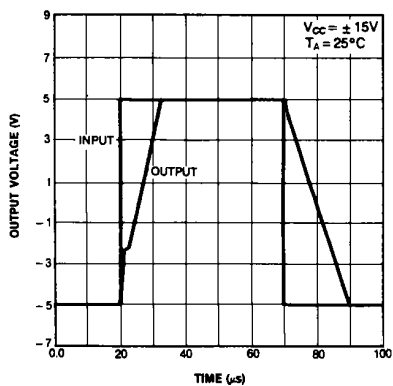


Figure 13. Voltage Follower Large Signal Pulse Response

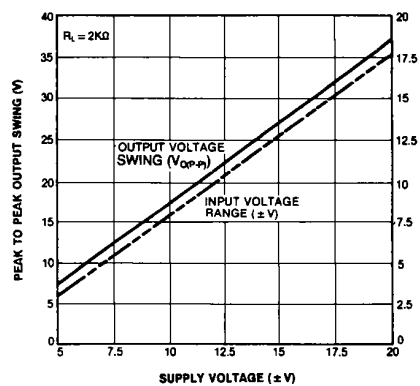
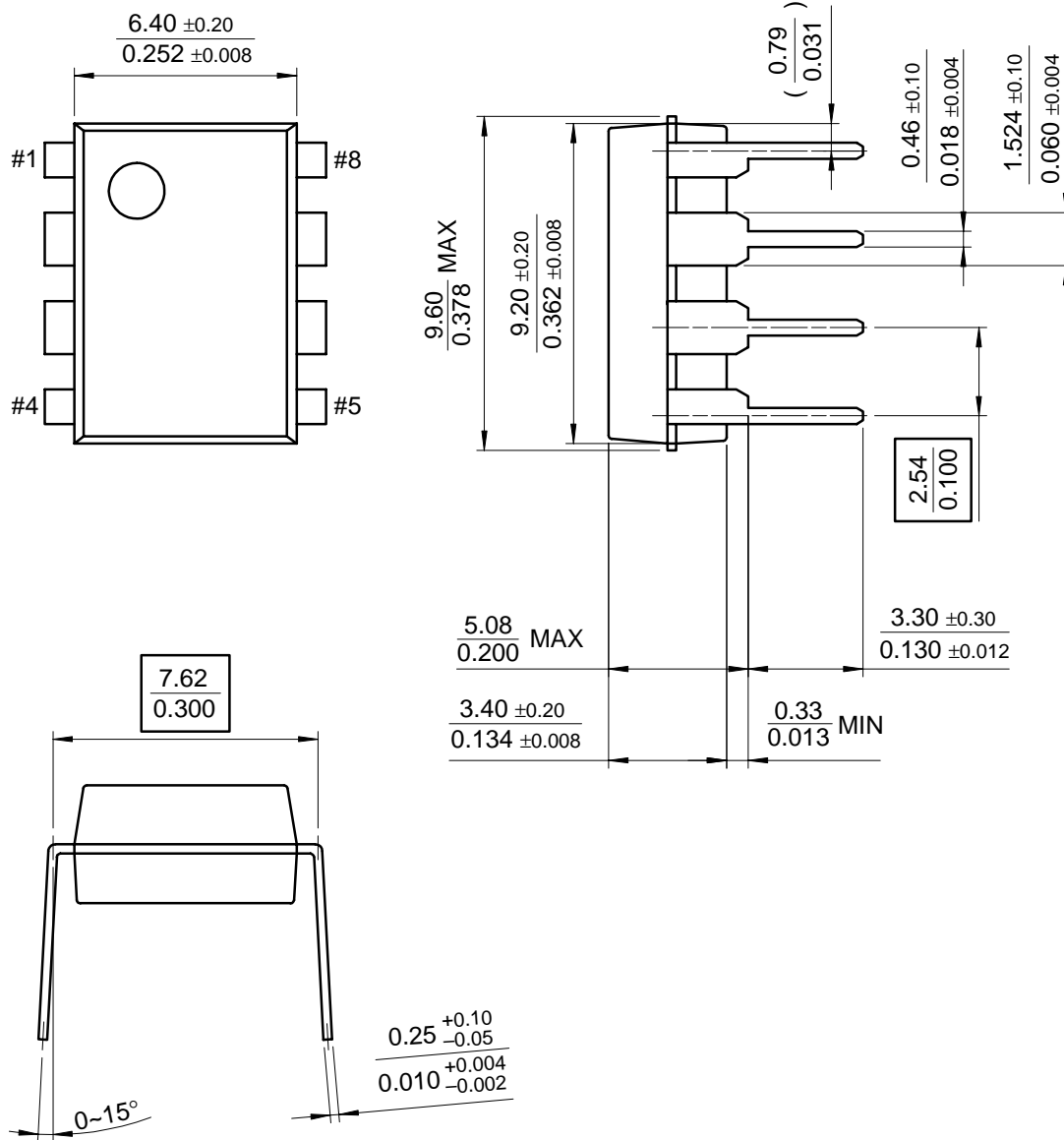


Figure 14. Output Swing and Input Range vs Supply Voltage

# Mechanical Dimensions

## Package

### 8-DIP

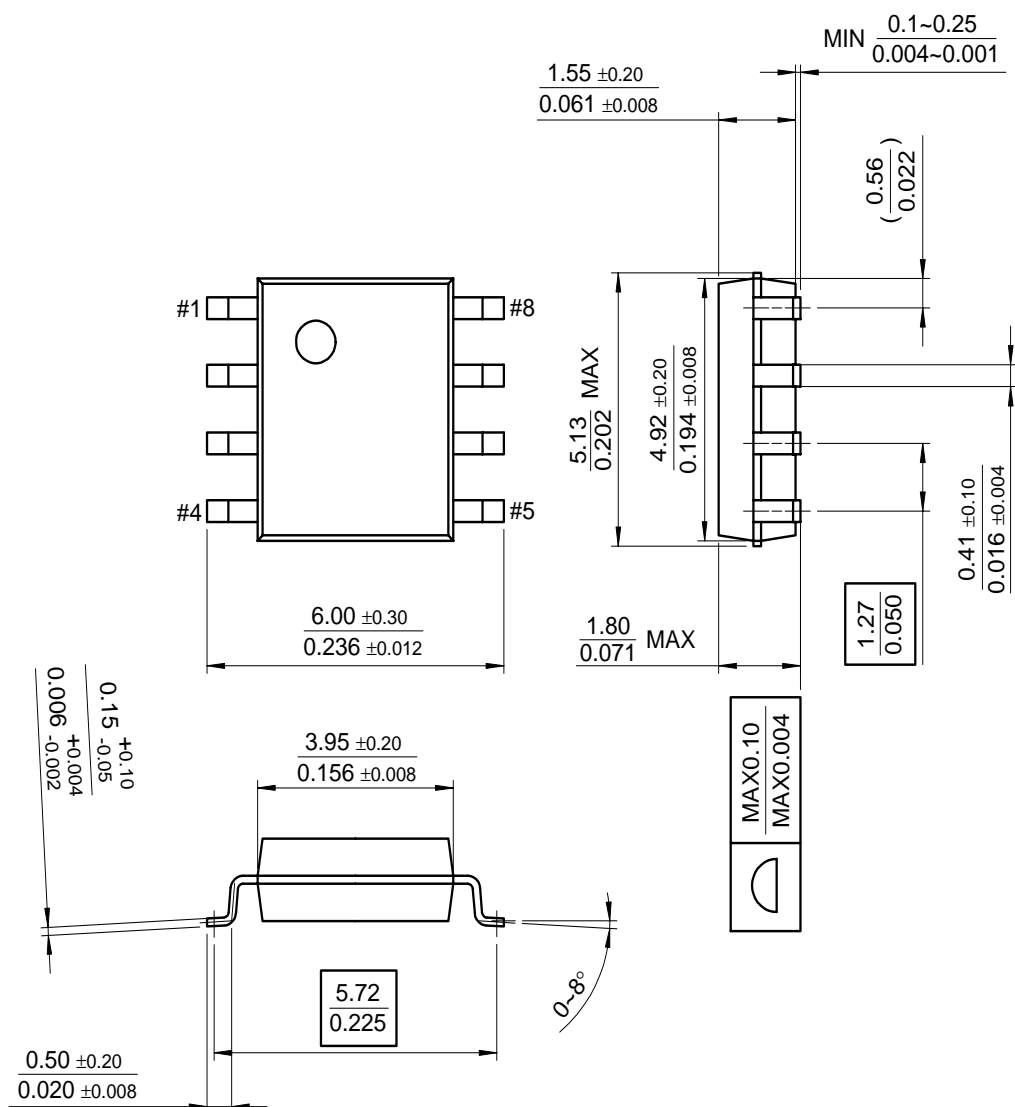




# Mechanical Dimensions (Continued)

## Package

### 8-SOP



## Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
LM741CN	8-DIP	0 ~ + 70°C
LM741CM	8-SOP	
LM741IN	8-DIP	-40 ~ + 85°C

### DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

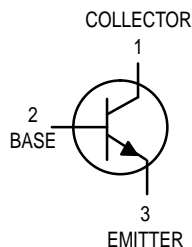
### LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

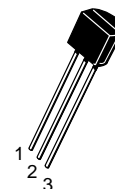
1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

# Amplifier Transistors

## NPN Silicon



**P2N2222A**



CASE 29-04, STYLE 17  
TO-92 (TO-226AA)

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage	$V_{CEO}$	40	Vdc
Collector–Base Voltage	$V_{CBO}$	75	Vdc
Emitter–Base Voltage	$V_{EBO}$	6.0	Vdc
Collector Current — Continuous	$I_C$	600	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	1.5 12	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

### OFF CHARACTERISTICS

Collector–Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 10 \text{ mAdc}, I_B = 0$ )	$V_{(BR)CEO}$	40	—	Vdc
Collector–Base Breakdown Voltage ( $I_C = 10 \text{ }\mu\text{Adc}, I_E = 0$ )	$V_{(BR)CBO}$	75	—	Vdc
Emitter–Base Breakdown Voltage ( $I_E = 10 \text{ }\mu\text{Adc}, I_C = 0$ )	$V_{(BR)EBO}$	6.0	—	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 60 \text{ Vdc}, V_{EB(off)} = 3.0 \text{ Vdc}$ )	$I_{CEX}$	—	10	nAdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CB} = 60 \text{ Vdc}, I_E = 0$ ) ( $V_{CB} = 60 \text{ Vdc}, I_E = 0, T_A = 150^\circ\text{C}$ )	$I_{CBO}$	— —	0.01 10	$\mu\text{Adc}$
Emitter Cutoff Current ( $V_{EB} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	—	10	nAdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 10 \text{ V}$ )	$I_{CEO}$	—	10	nAdc
Base Cutoff Current ( $V_{CE} = 60 \text{ Vdc}, V_{EB(off)} = 3.0 \text{ Vdc}$ )	$I_{BEX}$	—	20	nAdc

## P2N2222A

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>ON CHARACTERISTICS</b>				
DC Current Gain ( $I_C = 0.1\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 1.0\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 10\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 10\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $T_A = -55^\circ\text{C}$ ) ( $I_C = 150\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ ) <sup>(1)</sup> ( $I_C = 150\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$ ) <sup>(1)</sup> ( $I_C = 500\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ ) <sup>(1)</sup>	$h_{FE}$	35 50 75 35 100 50 40	— — — — 300 — —	—
Collector–Emitter Saturation Voltage <sup>(1)</sup> ( $I_C = 150\text{ mAdc}$ , $I_B = 15\text{ mAdc}$ ) ( $I_C = 500\text{ mAdc}$ , $I_B = 50\text{ mAdc}$ )	$V_{CE(sat)}$	— —	0.3 1.0	Vdc
Base–Emitter Saturation Voltage <sup>(1)</sup> ( $I_C = 150\text{ mAdc}$ , $I_B = 15\text{ mAdc}$ ) ( $I_C = 500\text{ mAdc}$ , $I_B = 50\text{ mAdc}$ )	$V_{BE(sat)}$	0.6 —	1.2 2.0	Vdc

### SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS

Current–Gain — Bandwidth Product <sup>(2)</sup> ( $I_C = 20\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 20\text{ Vdc}$ , $f = 100\text{ MHz}$ )	$f_T$	300	—	MHz
Output Capacitance ( $V_{CB} = 10\text{ Vdc}$ , $I_E = 0$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C_{obo}$	—	8.0	pF
Input Capacitance ( $V_{EB} = 0.5\text{ Vdc}$ , $I_C = 0$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C_{ibo}$	—	25	pF
Input Impedance ( $I_C = 1.0\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ ) ( $I_C = 10\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$h_{ie}$	2.0 0.25	8.0 1.25	k $\Omega$
Voltage Feedback Ratio ( $I_C = 1.0\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ ) ( $I_C = 10\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$h_{re}$	— —	8.0 4.0	$\times 10^{-4}$
Small–Signal Current Gain ( $I_C = 1.0\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ ) ( $I_C = 10\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$h_{fe}$	50 75	300 375	—
Output Admittance ( $I_C = 1.0\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ ) ( $I_C = 10\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$h_{oe}$	5.0 25	35 200	$\mu\text{mhos}$
Collector Base Time Constant ( $I_E = 20\text{ mAdc}$ , $V_{CB} = 20\text{ Vdc}$ , $f = 31.8\text{ MHz}$ )	$r_b'C_c$	—	150	ps
Noise Figure ( $I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $R_S = 1.0\text{ k}\Omega$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$N_F$	—	4.0	dB

### SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time	$(V_{CC} = 30\text{ Vdc}$ , $V_{BE(off)} = -2.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 150\text{ mAdc}$ , $I_{B1} = 15\text{ mAdc}$ ) (Figure 1)	$t_d$	—	10	ns
Rise Time		$t_r$	—	25	ns
Storage Time	$(V_{CC} = 30\text{ Vdc}$ , $I_C = 150\text{ mAdc}$ , $I_{B1} = I_{B2} = 15\text{ mAdc}$ ) (Figure 2)	$t_s$	—	225	ns
Fall Time		$t_f$	—	60	ns

1. Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .
2.  $f_T$  is defined as the frequency at which  $|h_{fe}|$  extrapolates to unity.

SWITCHING TIME EQUIVALENT TEST CIRCUITS

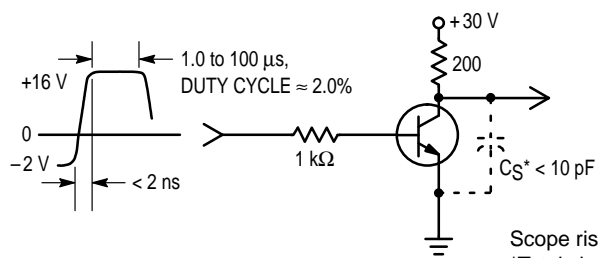


Figure 1. Turn-On Time

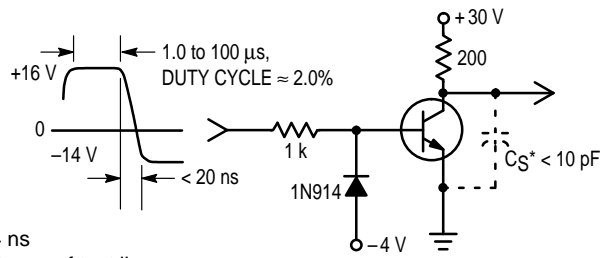


Figure 2. Turn-Off Time

Scope rise time <math>< 4 \text{ ns}</math>  
 \*Total shunt capacitance of test jig, connectors, and oscilloscope.

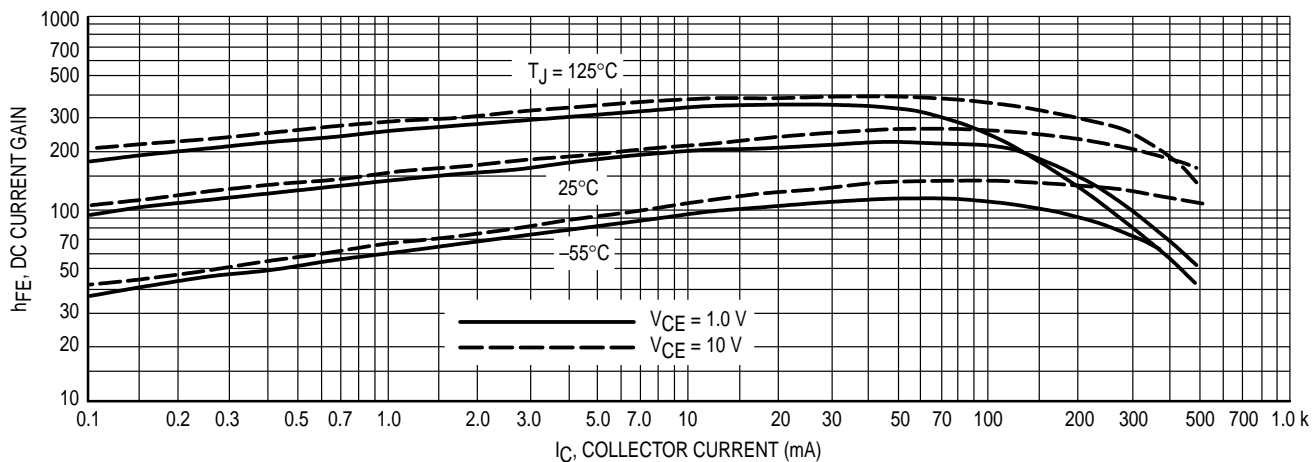


Figure 3. DC Current Gain

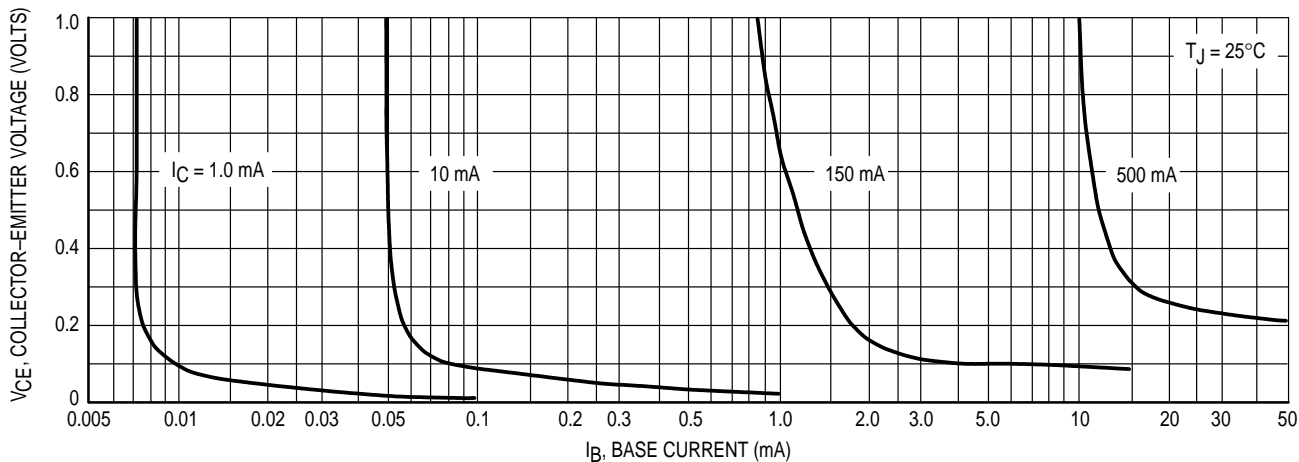
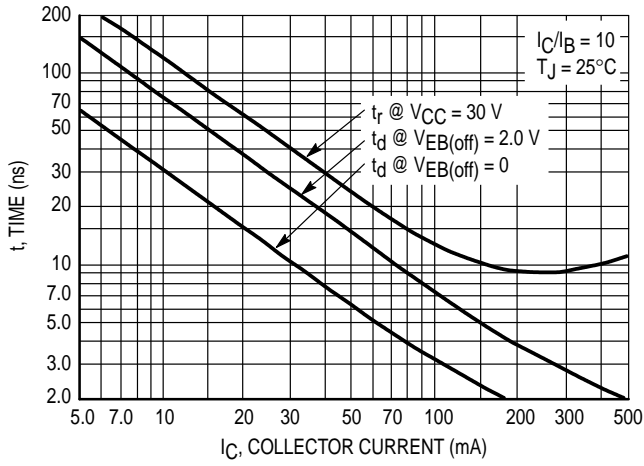
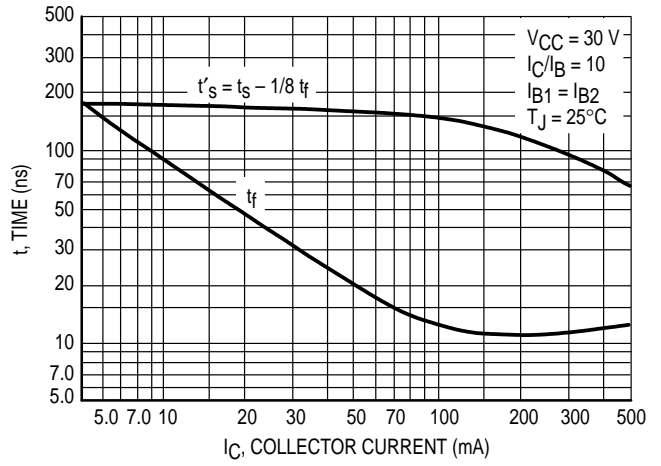


Figure 4. Collector Saturation Region

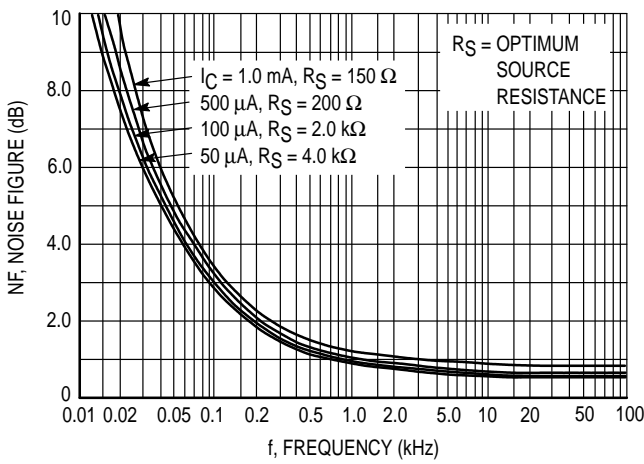
**P2N2222A**



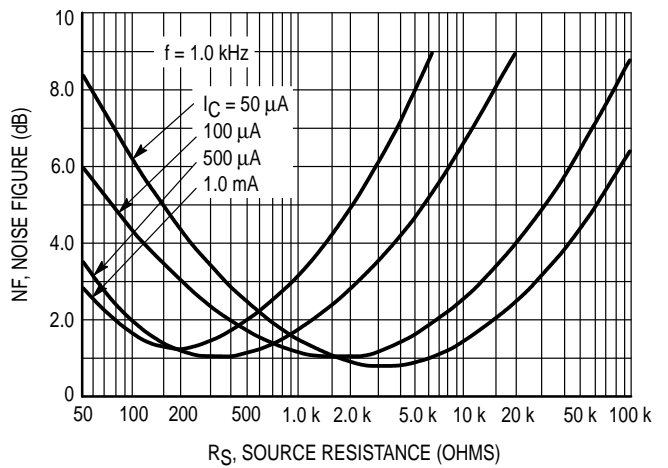
**Figure 5. Turn-On Time**



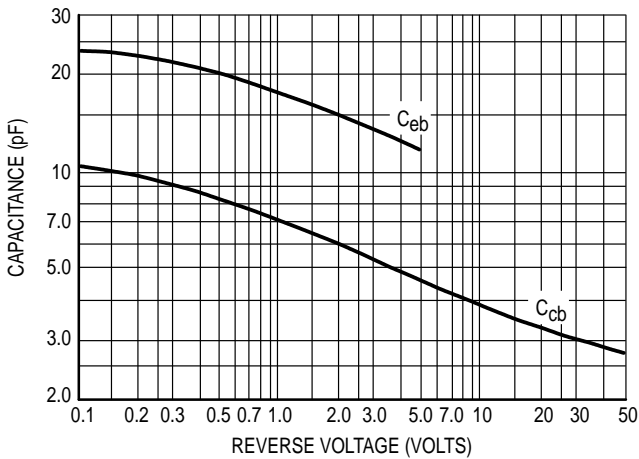
**Figure 6. Turn-Off Time**



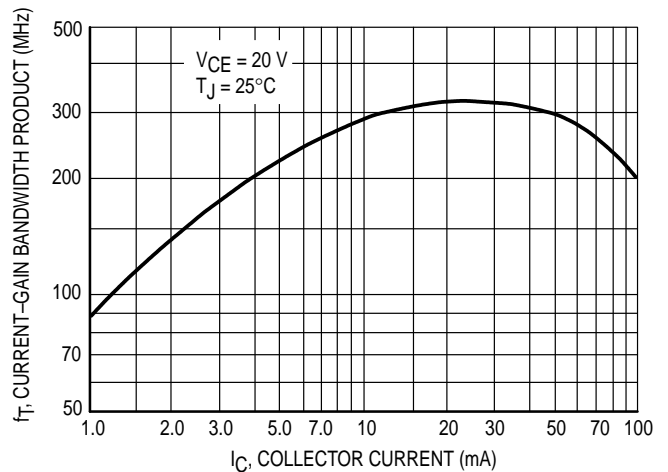
**Figure 7. Frequency Effects**



**Figure 8. Source Resistance Effects**



**Figure 9. Capacitances**



**Figure 10. Current-Gain Bandwidth Product**

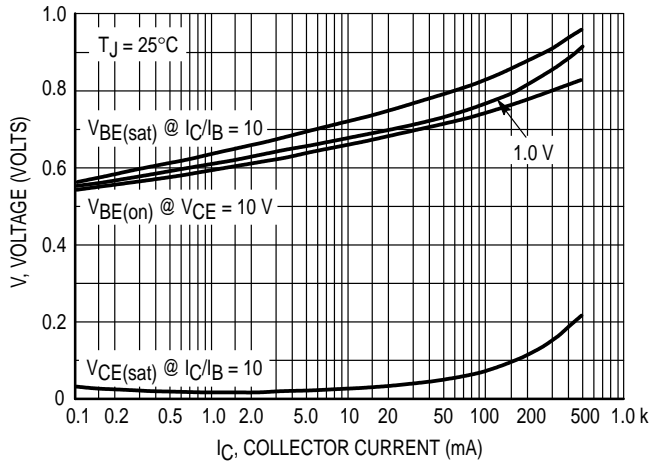


Figure 11. "On" Voltages

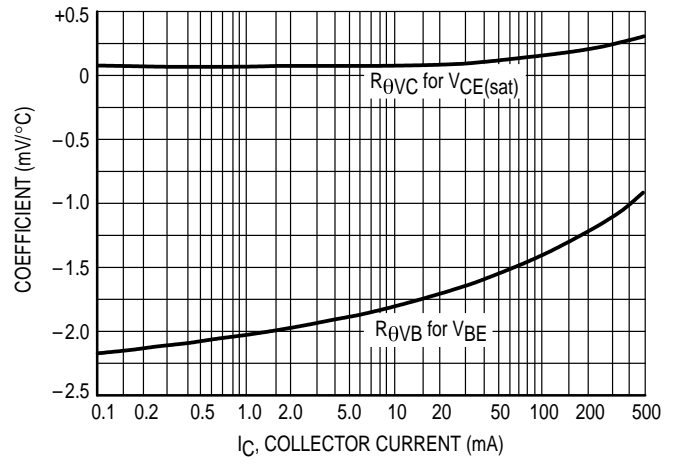
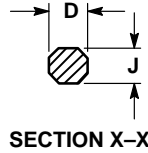
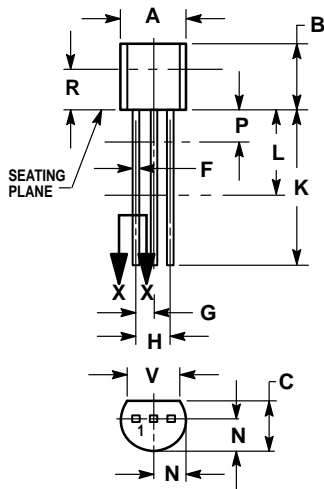


Figure 12. Temperature Coefficients

PACKAGE DIMENSIONS



CASE 029-04  
(TO-226AA)  
ISSUE AD

- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND DIMENSION R IS UNCONTROLLED.
  4. DIMENSION F APPLIES BETWEEN P AND L. DIMENSION D AND J APPLY BETWEEN L AND K. MINIMUM LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.20
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.165	3.18	4.19
D	0.016	0.022	0.41	0.55
F	0.016	0.019	0.41	0.48
G	0.045	0.055	1.15	1.39
H	0.095	0.105	2.42	2.66
J	0.015	0.020	0.39	0.50
K	0.500	—	12.70	—
L	0.250	—	6.35	—
N	0.080	0.105	2.04	2.66
P	—	0.100	—	2.54
R	0.115	—	2.93	—
V	0.135	—	3.43	—

- STYLE 17:
1. COLLECTOR
  2. BASE
  3. EMITTER

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

**How to reach us:**  
**USA/EUROPE/Locations Not Listed:** Motorola Literature Distribution;  
 P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

**JAPAN:** Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,  
 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

**MFAX:** RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609  
**INTERNET:** http://Design-NET.com

**ASIA/PACIFIC:** Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,  
 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298





# MC78XX/LM78XX/MC78XXA

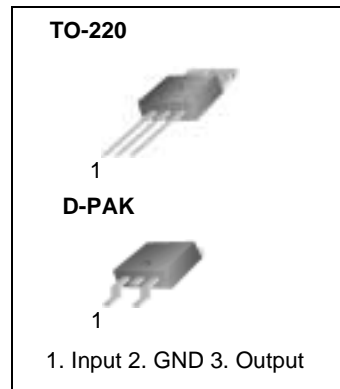
## 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

### Features

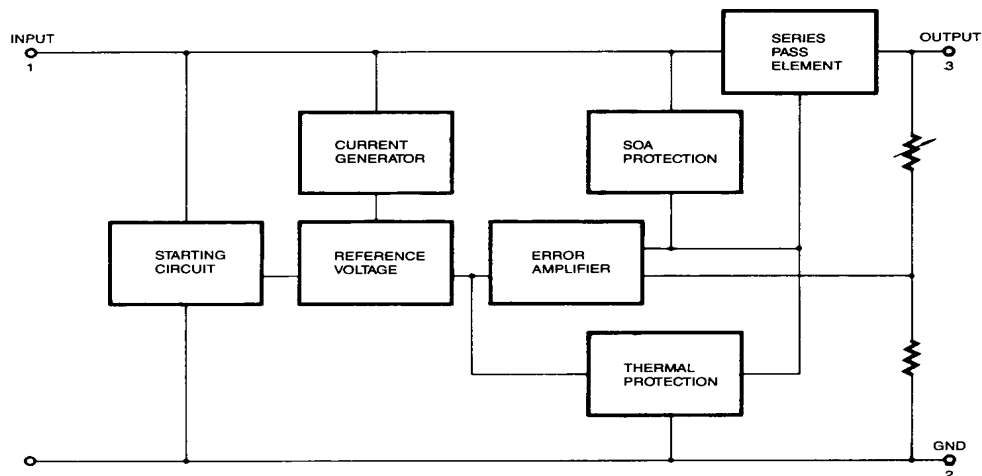
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

### Description

The MC78XX/LM78XX/MC78XXA series of three terminal positive regulators are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



### Internal Block Diagram



## Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for $V_O = 5V$ to $18V$ ) (for $V_O = 24V$ )	$V_I$	35	V
	$V_I$	40	V
Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)	$R_{\theta JC}$	5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)	$R_{\theta JA}$	65	$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range	$T_{OPR}$	0 ~ +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	$T_{STG}$	-65 ~ +150	$^{\circ}C$

## Electrical Characteristics (MC7805/LM7805)

(Refer to test circuit , $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$ ,  $I_O = 500mA$ ,  $V_I = 10V$ ,  $C_I = 0.33\mu F$ ,  $C_O = 0.1\mu F$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MC7805/LM7805			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	$V_O$	$T_J = +25^{\circ}C$	4.8	5.0	5.2	V	
		$5.0mA \leq I_O \leq 1.0A$ , $P_O \leq 15W$ $V_I = 7V$ to $20V$	4.75	5.0	5.25		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_O = 7V$ to $25V$	-	4.0	100	mV
			$V_I = 8V$ to $12V$	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}C$	$I_O = 5.0mA$ to $1.5A$	-	9	100	mV
			$I_O = 250mA$ to $750mA$	-	4	50	
Quiescent Current	$I_Q$	$T_J = +25^{\circ}C$	-	5.0	8.0	mA	
Quiescent Current Change	$\Delta I_Q$	$I_O = 5mA$ to $1.0A$	-	0.03	0.5	mA	
		$V_I = 7V$ to $25V$	-	0.3	1.3		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}C$	
Output Noise Voltage	$V_N$	$f = 10Hz$ to $100KHz$ , $T_A = +25^{\circ}C$	-	42	-	$\mu V/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $V_O = 8V$ to $18V$	62	73	-	dB	
Dropout Voltage	$V_{Drop}$	$I_O = 1A$ , $T_J = +25^{\circ}C$	-	2	-	V	
Output Resistance	$r_O$	$f = 1KHz$	-	15	-	m $\Omega$	
Short Circuit Current	$I_{SC}$	$V_I = 35V$ , $T_A = +25^{\circ}C$	-	230	-	mA	
Peak Current	$I_{PK}$	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A	

### Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

## Electrical Characteristics (MC7815)

(Refer to test circuit,  $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$ ,  $I_O = 500\text{mA}$ ,  $V_I = 23\text{V}$ ,  $C_I = 0.33\mu\text{F}$ ,  $C_O = 0.1\mu\text{F}$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MC7815			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	$V_O$	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	14.4	15	15.6	V	
		$5.0\text{mA} \leq I_O \leq 1.0\text{A}$ , $P_O \leq 15\text{W}$ $V_I = 17.5\text{V to } 30\text{V}$	14.25	15	15.75		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 17.5\text{V to } 30\text{V}$	-	11	300	mV
			$V_I = 20\text{V to } 26\text{V}$	-	3	150	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{mA to } 1.5\text{A}$	-	12	300	mV
			$I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$	-	4	150	
Quiescent Current	$I_Q$	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	5.2	8.0	mA	
Quiescent Current Change	$\Delta I_Q$	$I_O = 5\text{mA to } 1.0\text{A}$	-	-	0.5	mA	
		$V_I = 17.5\text{V to } 30\text{V}$	-	-	1.0		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5\text{mA}$	-	-1	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$	
Output Noise Voltage	$V_N$	$f = 10\text{Hz to } 100\text{KHz}$ , $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	90	-	$\mu\text{V}/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$ $V_I = 18.5\text{V to } 28.5\text{V}$	54	70	-	dB	
Dropout Voltage	$V_{\text{Drop}}$	$I_O = 1\text{A}$ , $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2	-	V	
Output Resistance	$r_O$	$f = 1\text{KHz}$	-	19	-	$\text{m}\Omega$	
Short Circuit Current	$I_{\text{SC}}$	$V_I = 35\text{V}$ , $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	250	-	mA	
Peak Current	$I_{\text{PK}}$	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2.2	-	A	

### Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

## Typical Performance Characteristics

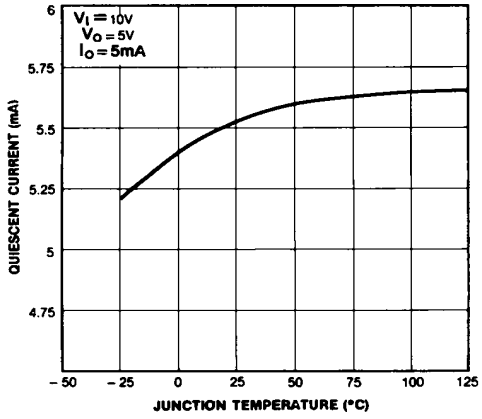


Figure 1. Quiescent Current

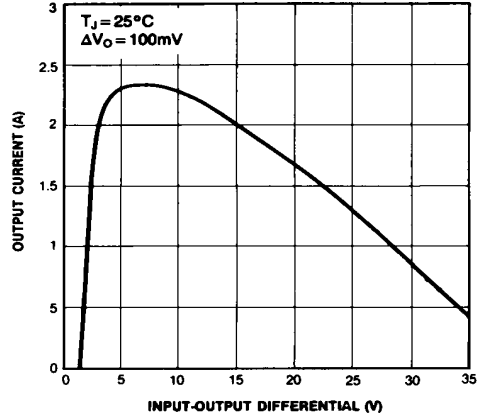


Figure 2. Peak Output Current

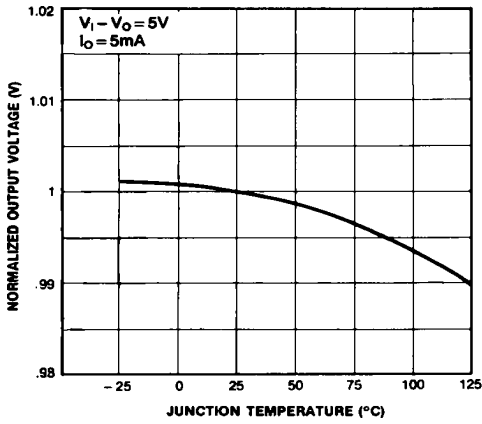


Figure 3. Output Voltage

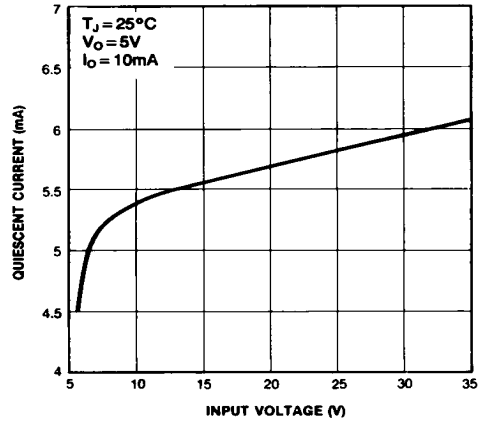


Figure 4. Quiescent Current

## Typical Applications

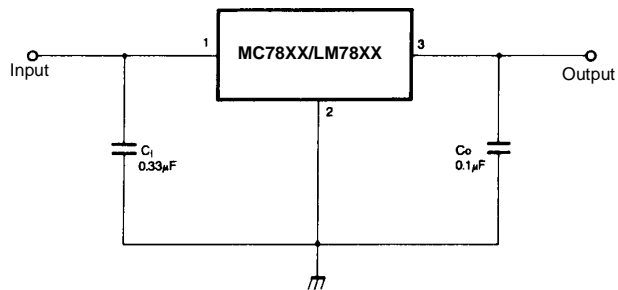


Figure 5. DC Parameters

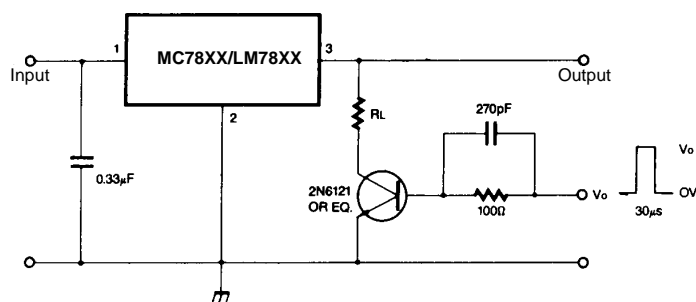


Figure 6. Load Regulation

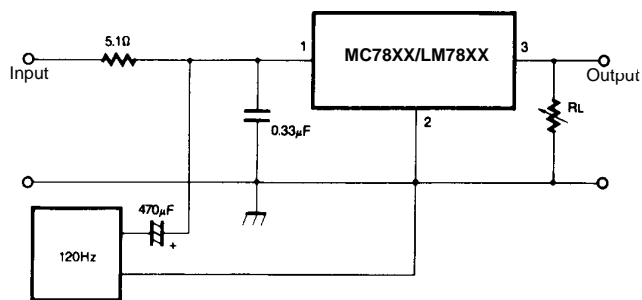


Figure 7. Ripple Rejection

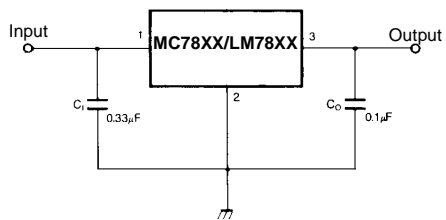


Figure 8. Fixed Output Regulator

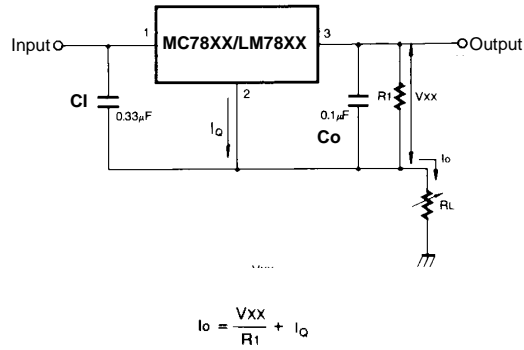
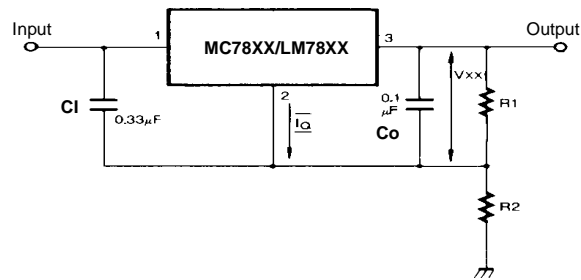


Figure 9. Constant Current Regulator

**Notes:**

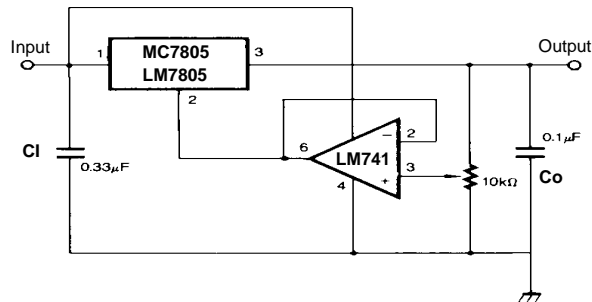
- (1) To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX." A common ground is required between the input and the Output voltage. The input voltage must remain typically 2.0V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.
- (2) C1 is required if regulator is located an appreciable distance from power Supply filter.
- (3) Co improves stability and transient response.



$$I_{R1} \geq 5I_Q$$

$$V_O = V_{XX}(1+R_2/R_1)+I_Q R_2$$

Figure 10. Circuit for Increasing Output Voltage



$$I_{R1} \geq 5 I_Q$$

$$V_O = V_{XX}(1+R_2/R_1)+I_Q R_2$$

Figure 11. Adjustable Output Regulator (7 to 30V)

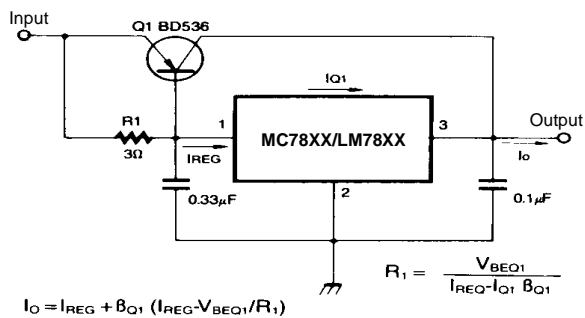


Figure 12. High Current Voltage Regulator

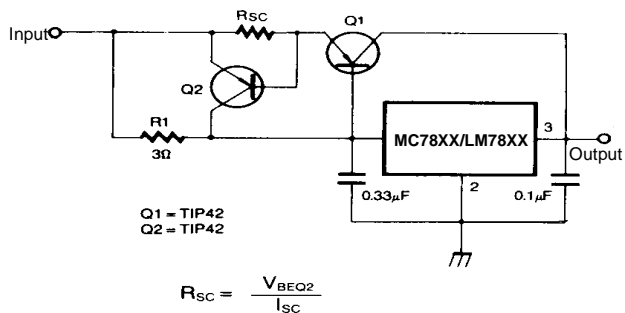


Figure 13. High Output Current with Short Circuit Protection

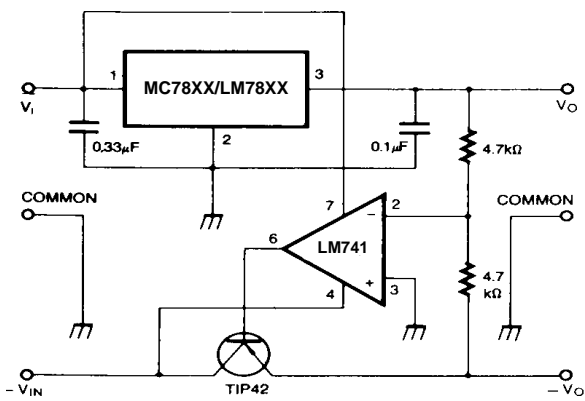


Figure 14. Tracking Voltage Regulator

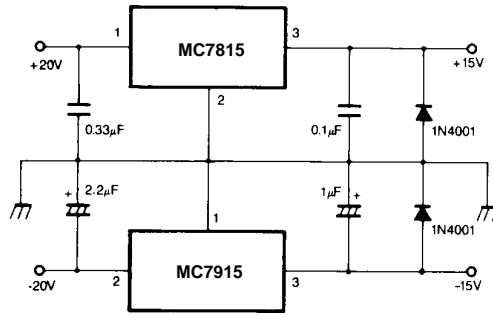


Figure 15. Split Power Supply ( ±15V-1A)

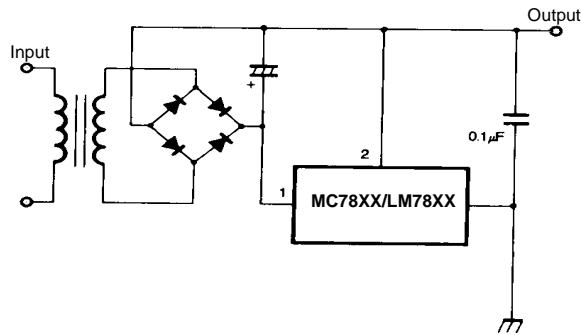


Figure 16. Negative Output Voltage Circuit

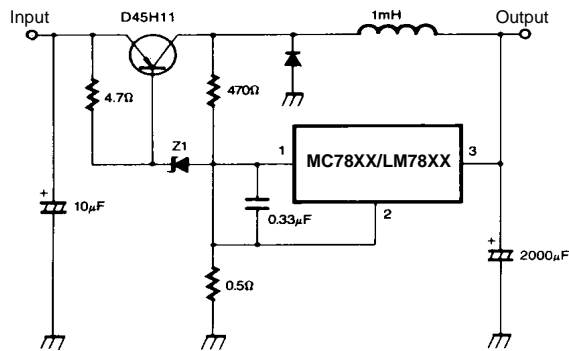


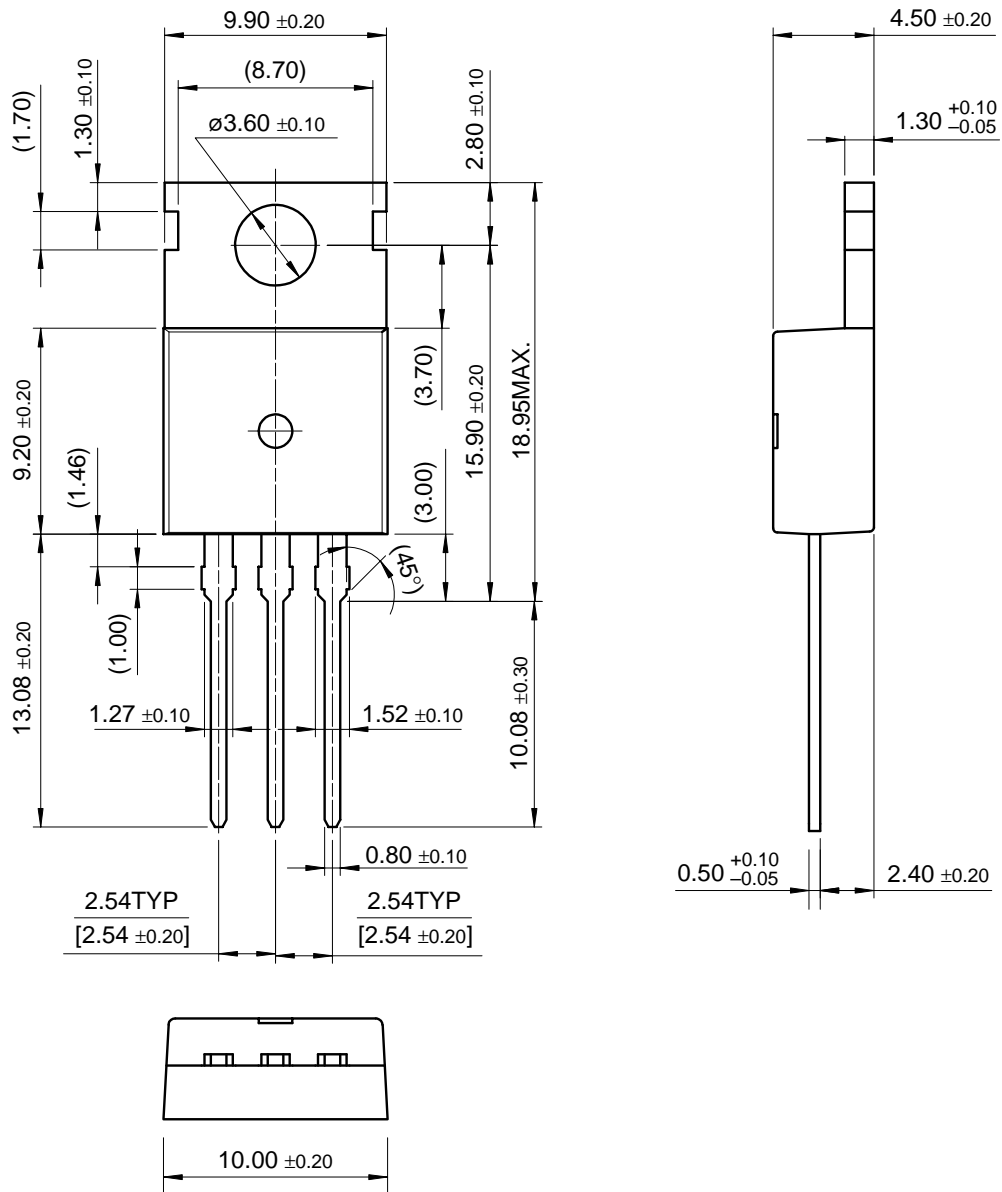
Figure 17. Switching Regulator



# Mechanical Dimensions

## Package

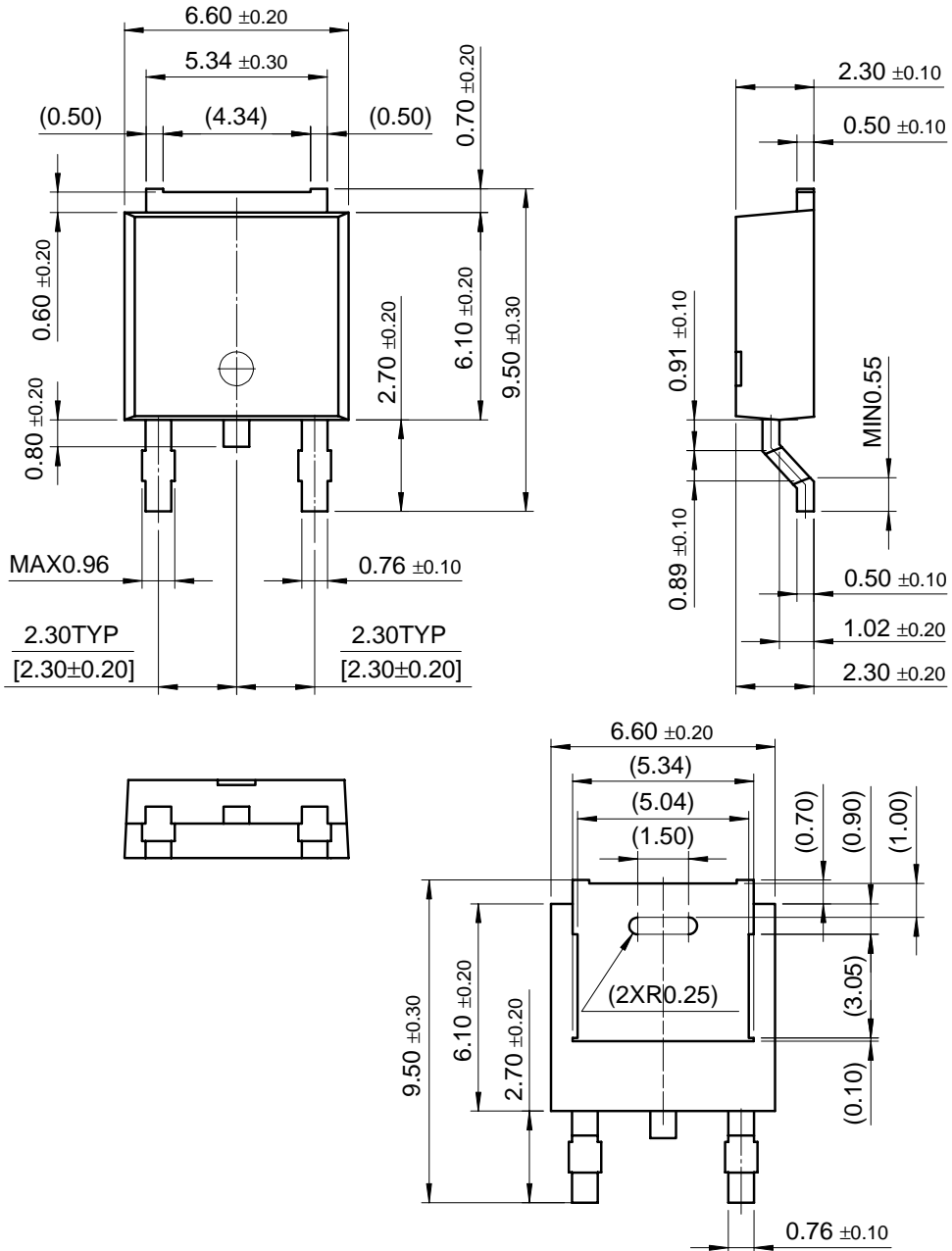
### TO-220



# Mechanical Dimensions (Continued)

## Package

### D-PAK



## Ordering Information

Product Number	Output Voltage Tolerance	Package	Operating Temperature
LM7805CT	±4%	TO-220	0 ~ + 125°C

Product Number	Output Voltage Tolerance	Package	Operating Temperature
MC7805CT	±4%	TO-220	0 ~ + 125°C
MC7806CT			
MC7808CT			
MC7809CT			
MC7810CT			
MC7812CT			
MC7815CT		D-PAK	
MC7818CT			
MC7824CT			
MC7805CDT			
MC7806CDT			
MC7808CDT			
MC7809CDT	TO-220		
MC7810CDT			
MC7812CDT			
MC7805ACT			
MC7806ACT			
MC7808ACT			
MC7809ACT			
MC7810ACT			
MC7812ACT			
MC7815ACT	±2%		
MC7818ACT			
MC7824ACT			

**DISCLAIMER**

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

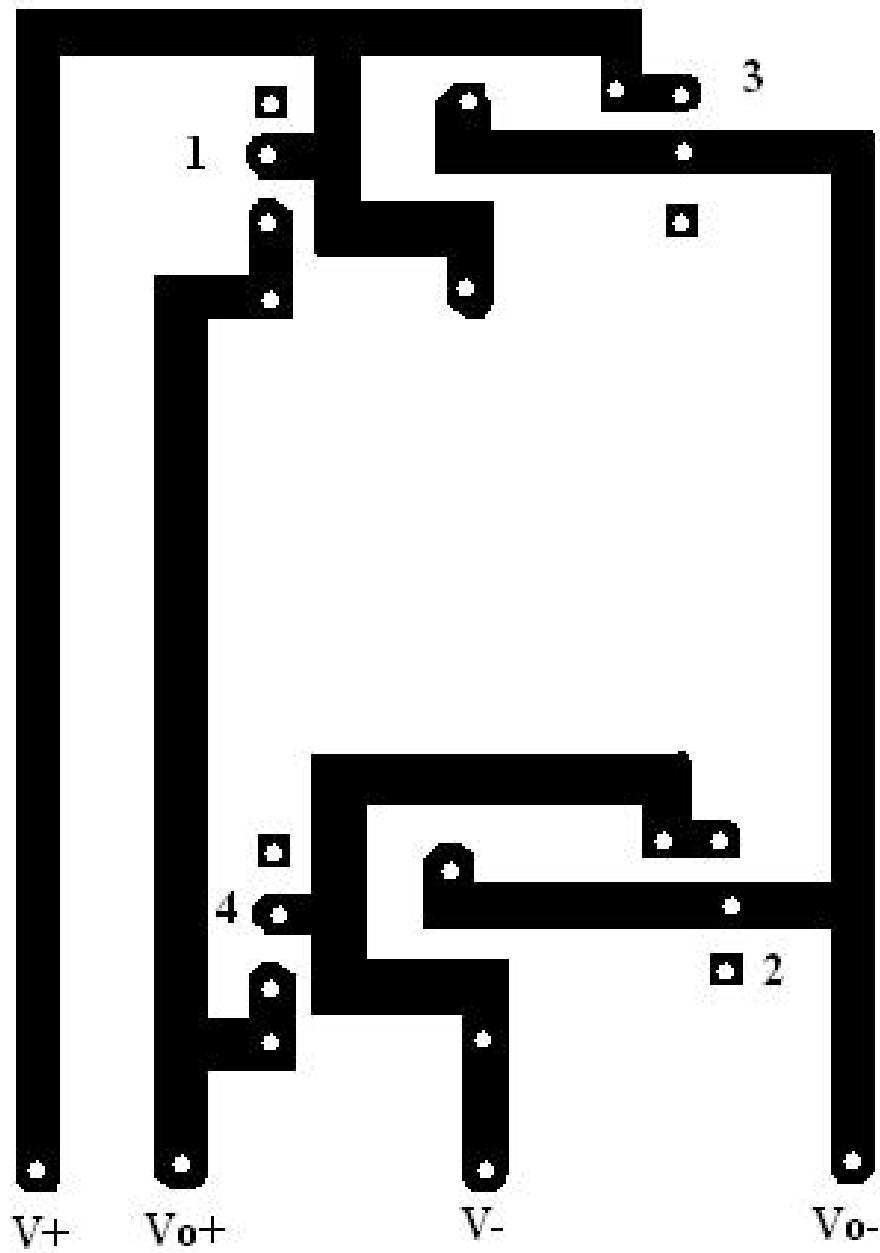
**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

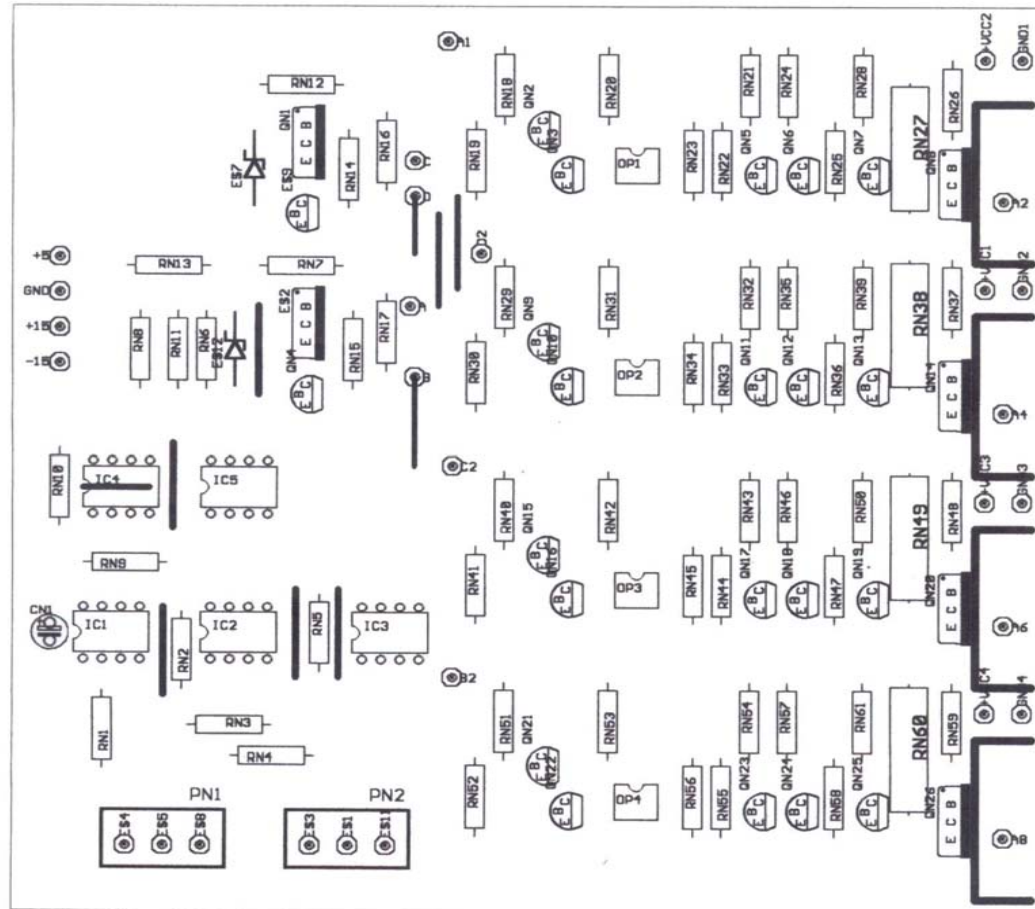
1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

## **ANEXO 2**

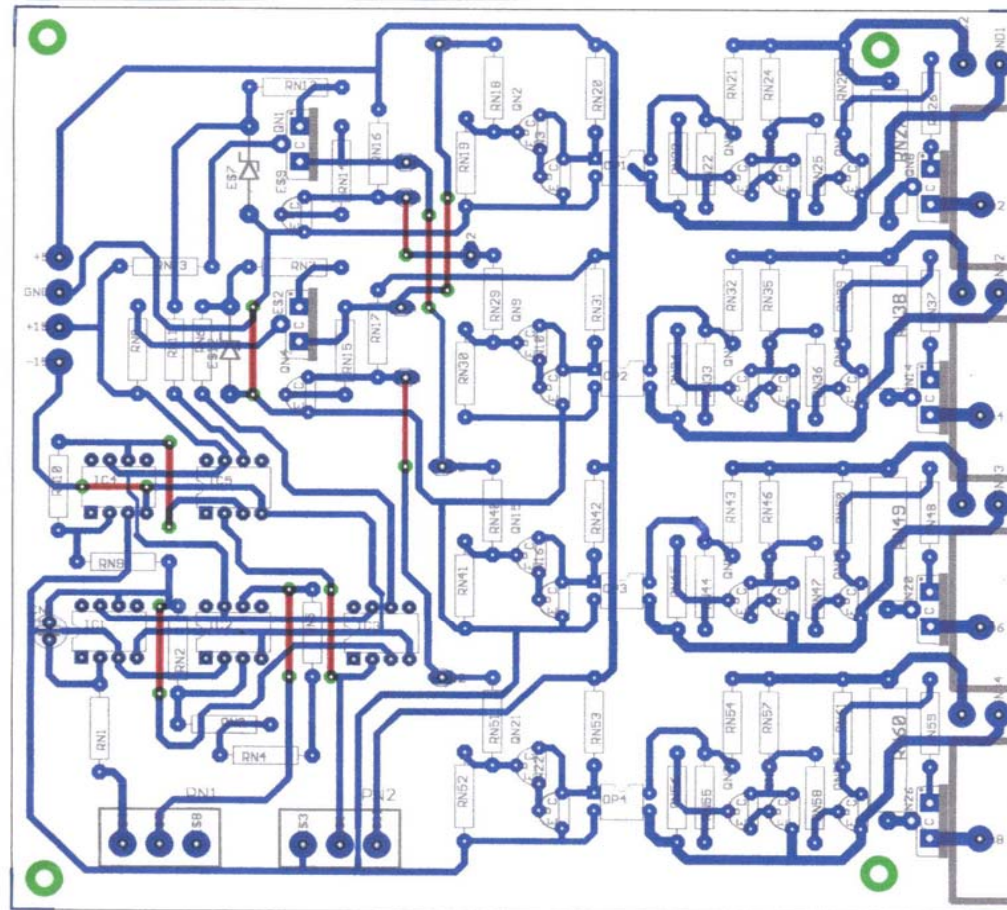
**DIAGRAMAS CIRCUITALES DEL TROCEADOR.**



Placa de fuerza



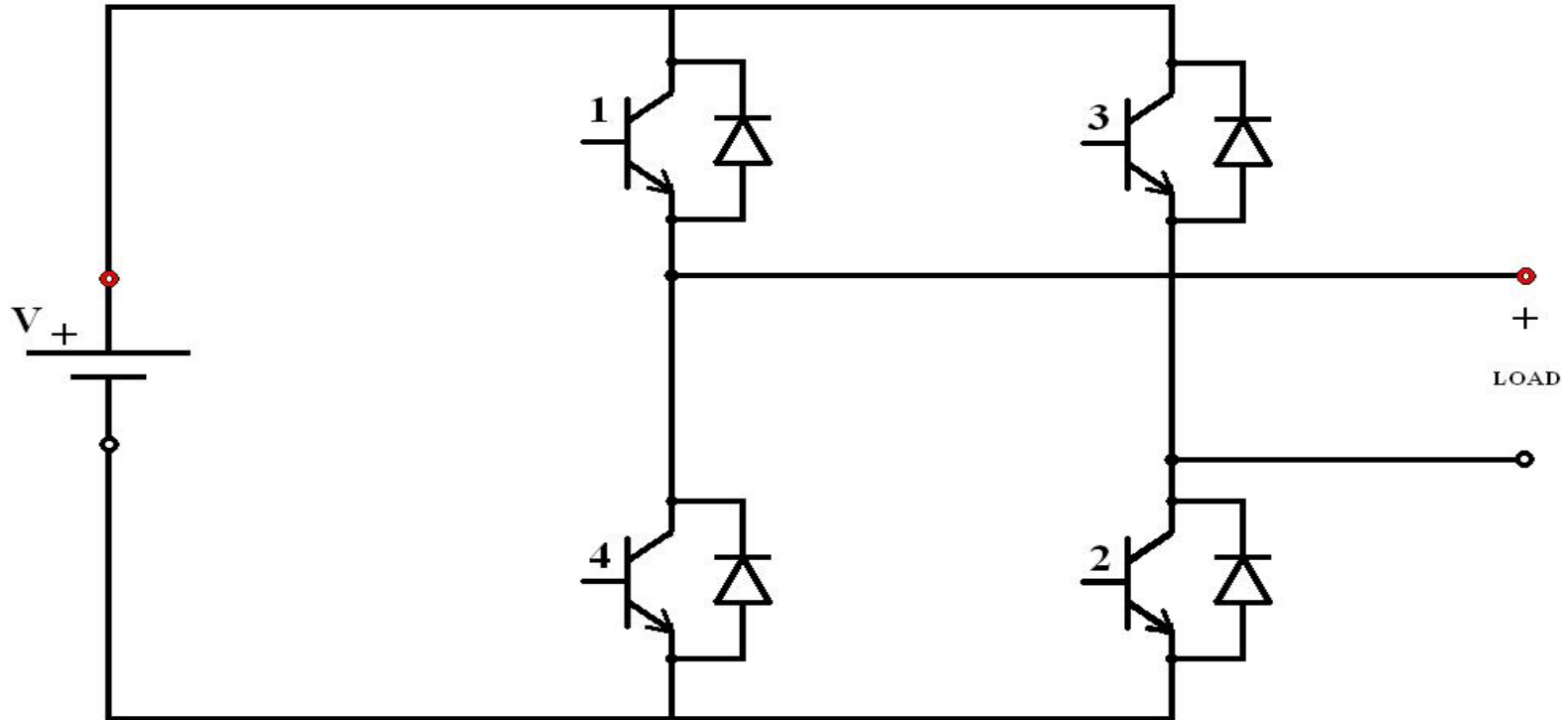
Placa de control. Ubicaciones reales de los elementos.



Placa de control. Pistas.



**ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL**  
*Convertidor DC/DC - Circuito de Fuerza*

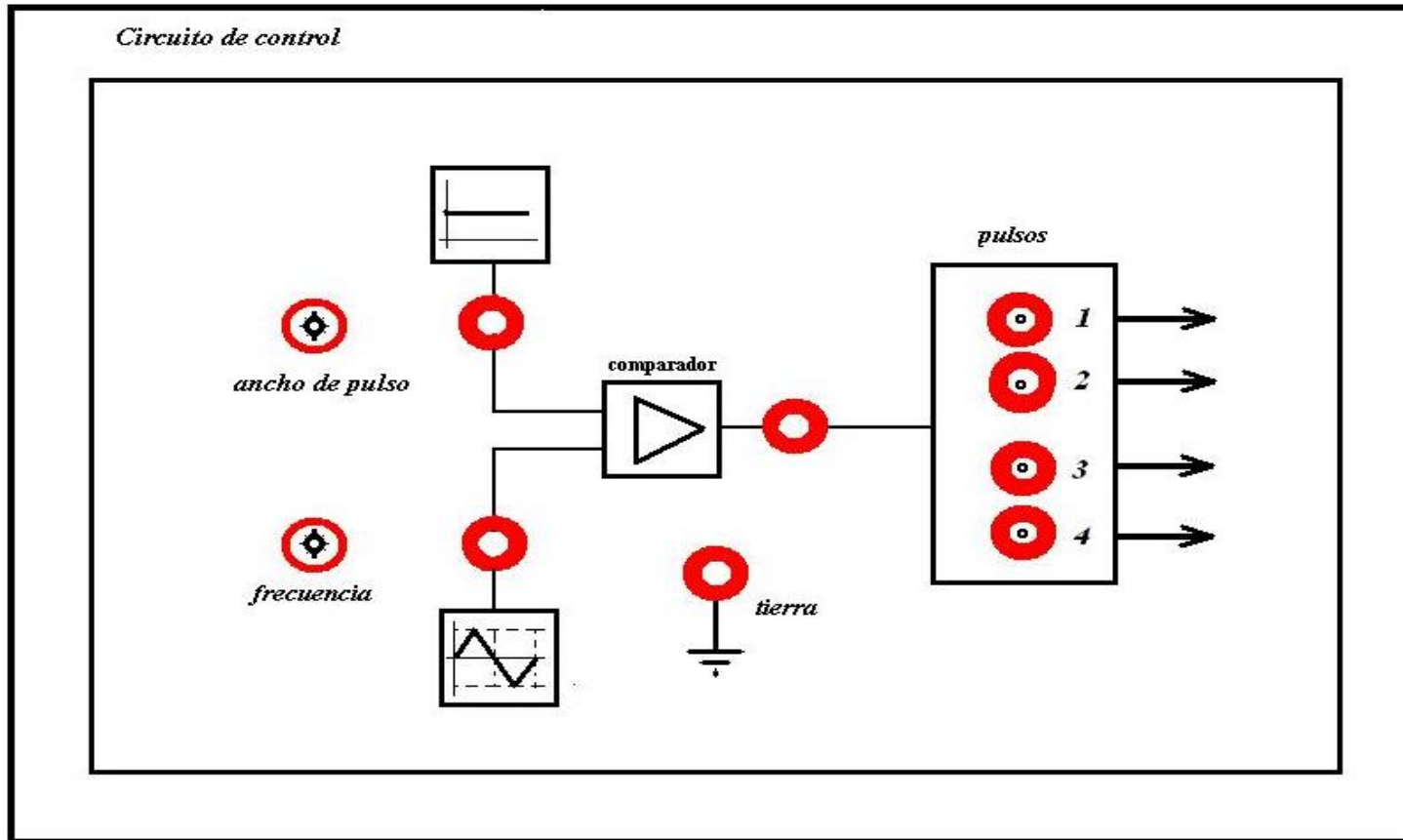


Carátula de la parte superior del tablero (Circuito de Fuerza)

**Esto es de los anexos 2**

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Convertidor DC/DC - Circuito de control



Carátula de la parte inferior del tablero (Control del inversor) **Esto es de los anexos 2**

## **ANEXO 3**

FOTOS DEL INVERSOR

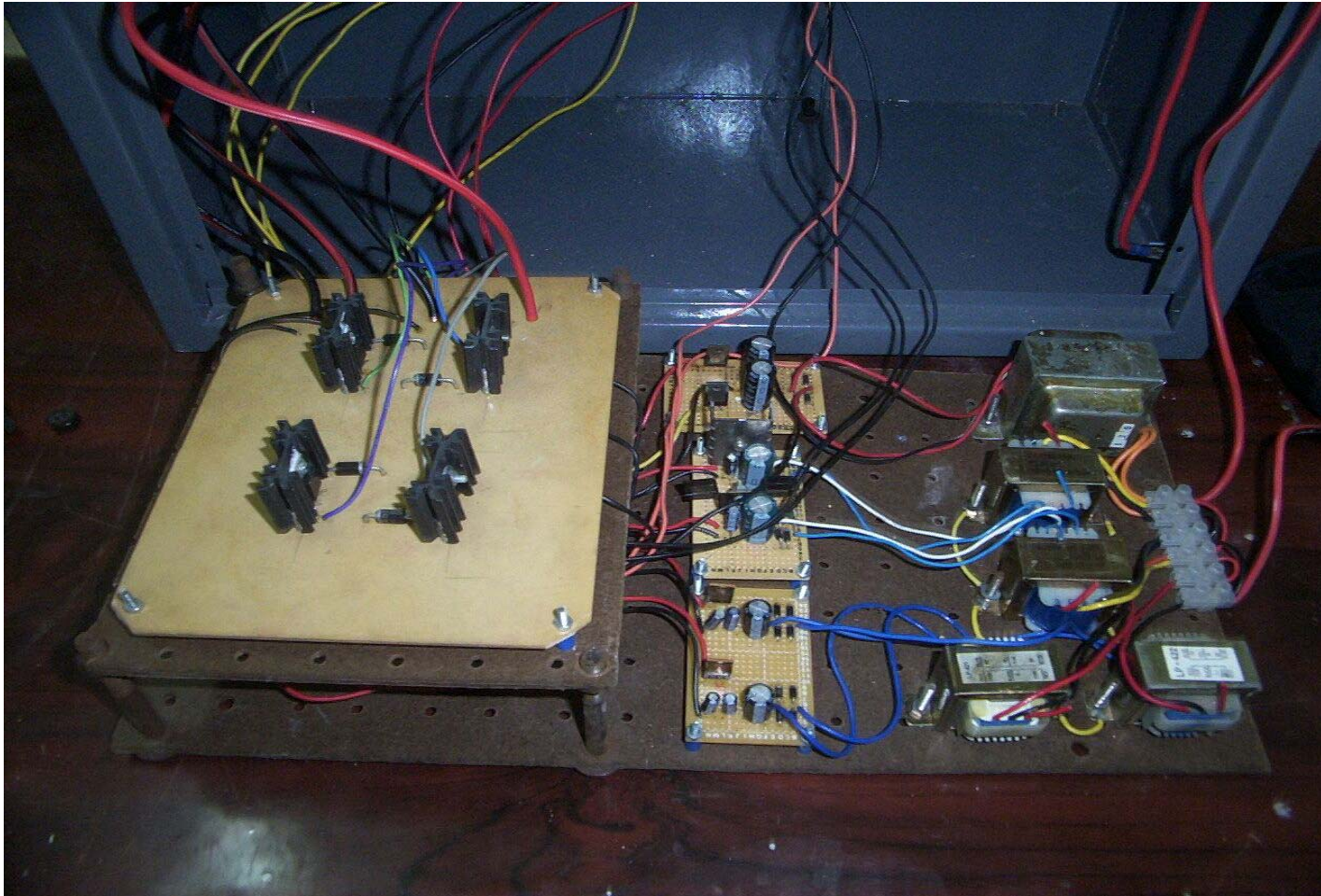


Foto1.- Vista Global de la circuitería de fuerza y de las fuentes



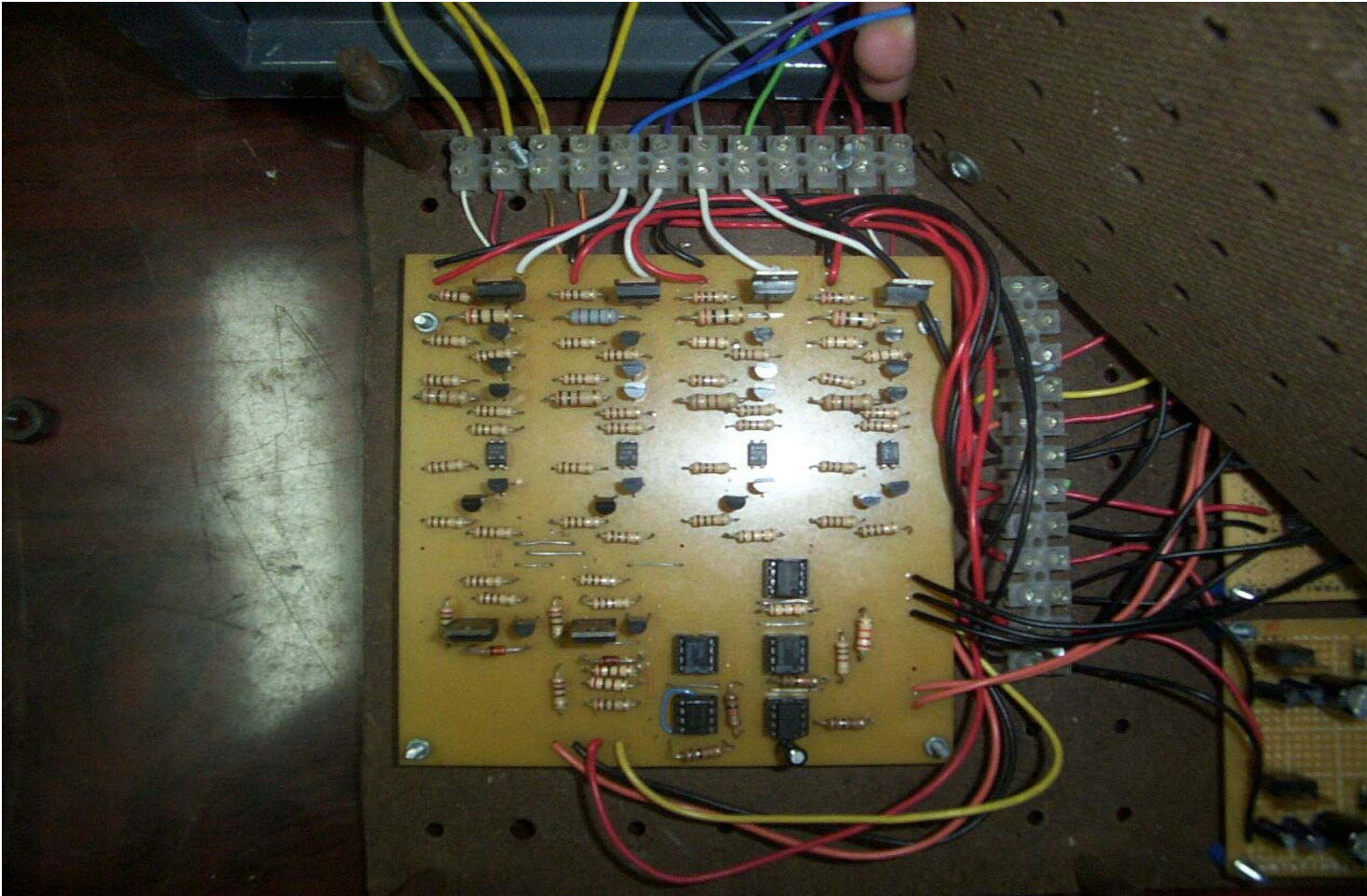


Foto 2.- Vista superior de la placa de control.

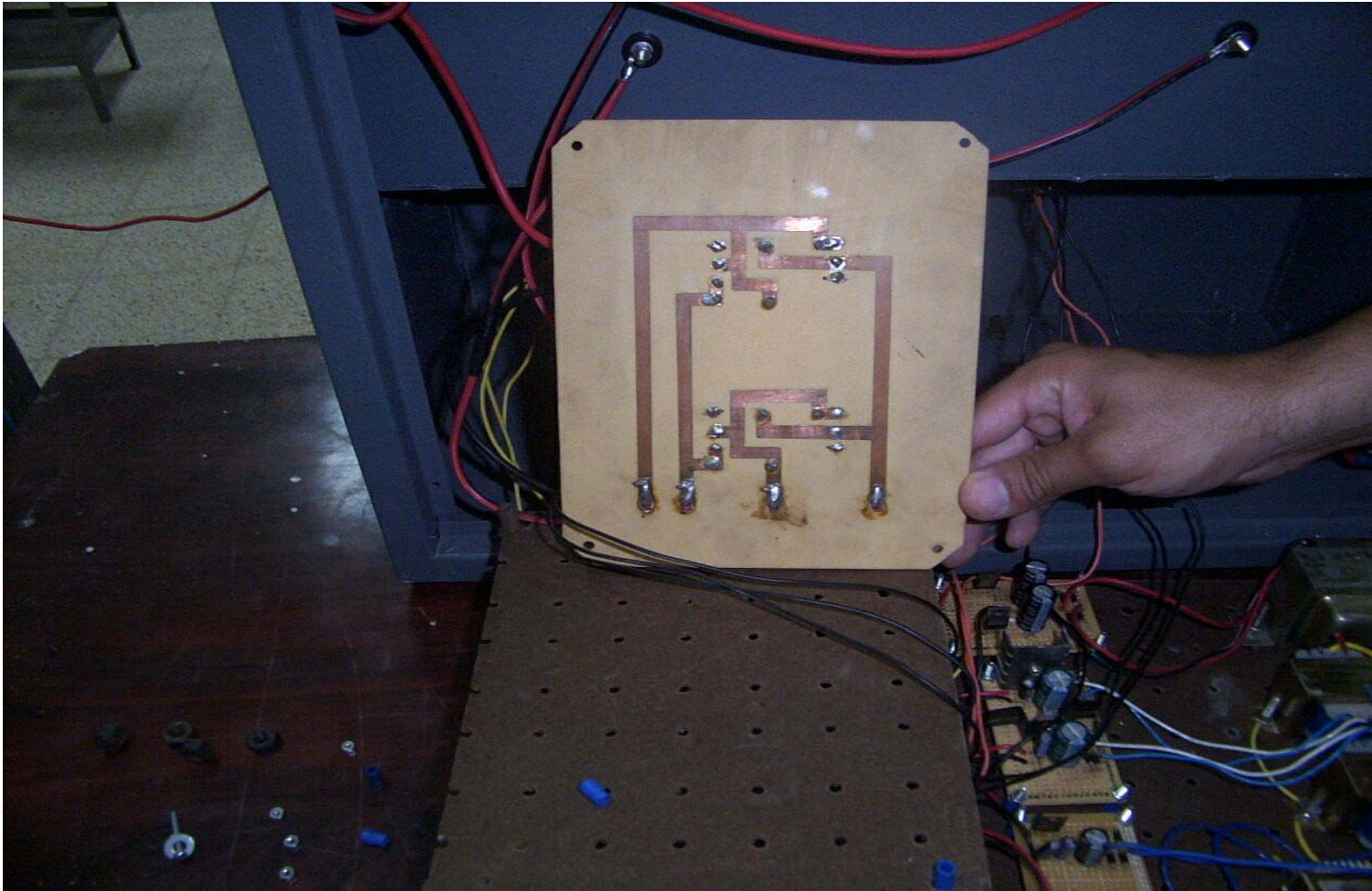


Foto 3.- Vista de las pistas de la placa de fuerza



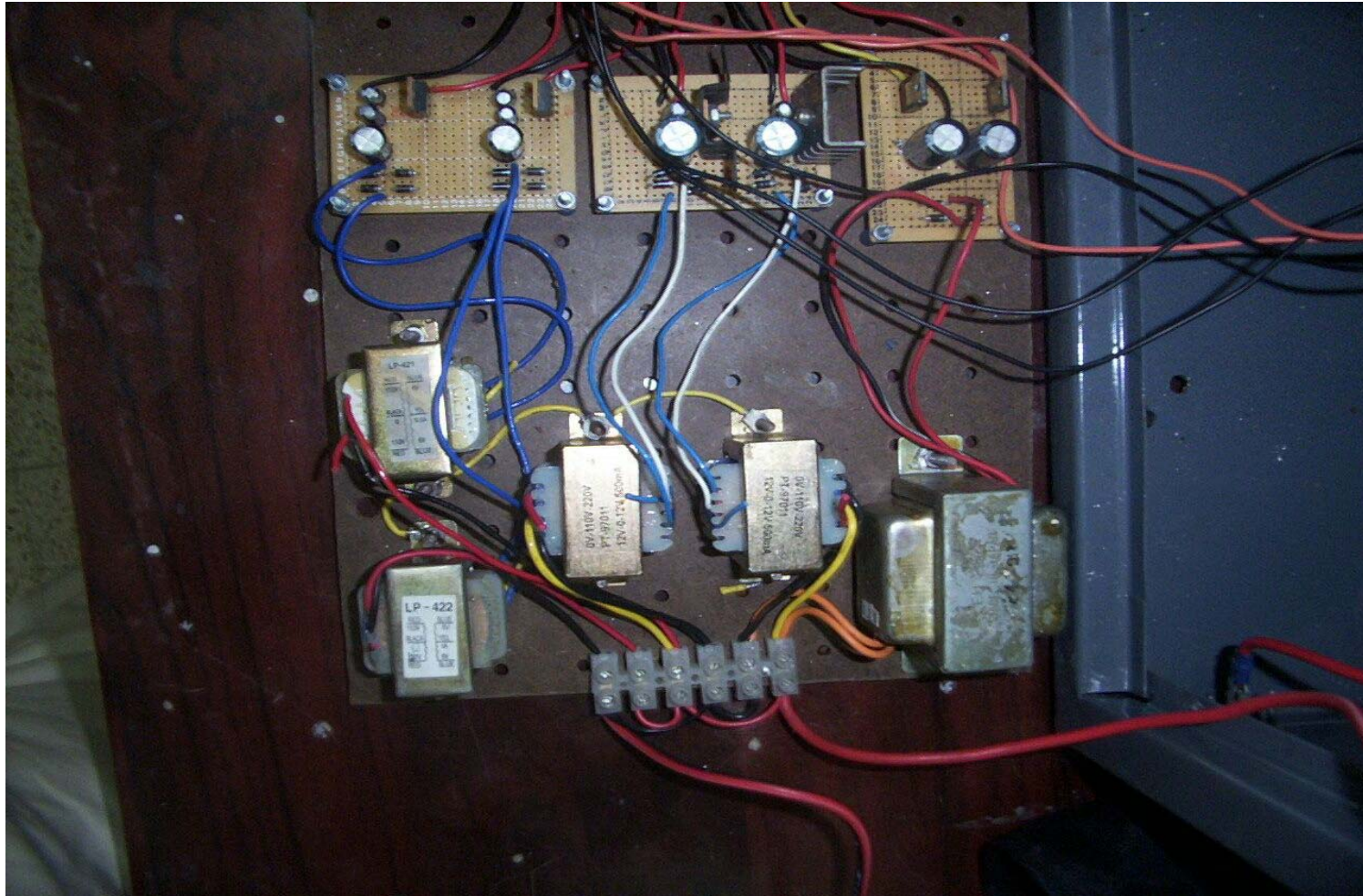


Foto 4.- Vista superior de las fuentes de voltaje

## BIBLIOGRAFÍA

[1] González José A., INTRODUCCIÓN A LOS MICROCONTROLADORES, Mc. Graw-Hill, 1992.

[2] Gualda, S. Martínez y P.M. Martínez. ELECTRÓNICA INDUSTRIAL: TÉCNICAS DE POTENCIA, Editorial Marcombo. 1982.

[3] Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins. POWER ELECTRONICS: CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN, John Wiley and Sons. 1989.

[4] Mohammed H. Rashid , POWER ELECTRONICS: CIRCUITS, DEVICES AND APPLICATIONS. Prentice-Hall International 1993, Segunda Edición

[5] Van Roon, Tony, 741 OP-AMP TUTORIAL. En línea. Internet 3 de Enero de 2003. disponible WWW <http://www.uoguelph.ca/~antoon/gadgets/741/741.html>

[6] Fairchild Semiconductor, Datasheets. En línea. Internet 12 de Julio de 2003. disponible WWW [http://www.fairchildsemi.com/technical\\_information/datasheets.html](http://www.fairchildsemi.com/technical_information/datasheets.html)

[7] DE A, Thomas, ARMÓNICOS Y LA IEEE 519 . En línea. Internet 15 de Julio de 2003. disponible WWW [http://members.tripod.com/JaimeVp/Electricidad/armonico519\\_pag2.htm](http://members.tripod.com/JaimeVp/Electricidad/armonico519_pag2.htm)

[8] Aguilar Peña, J. Doming, DISIPADORES DE CALOR. En línea. Internet 12 de Julio de 2003. disponible WWW <http://voltio.ujaen.es/te/enlinea/esp/disipa.htm>:

[9] Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Costa Rica INDEX HIJA En línea. Internet 21 de Junio de 2003. disponible WWW <http://www.eie.ucr.ac.cr/prodida/baseht/hija/>