



**ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL**

**Facultad de Ingeniería en Electricidad  
y Computación**

**“Diseño y Construcción de un Troceador Clase B  
Conmutado por Corriente”**

## **INFORME TECNICO**

Previo a la obtención del título de:

**INGENIERO ELECTRICO**

**ESPECIALIZACION: ELECTRONICA**

Presentada por:

**Manuel Chalén Guerrero**

**Marco Díaz Medina**

**Edwin Escobar Medina**

**Edison Panchana Tigrero**

**Alex Plazas**

**Jorge Ramírez Ortiz**

**Sara Ríos Orellana**

Guayaquil - Ecuador

**1996**

**ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL**

**FACULTAD DE INGENIERÍA EN ELECTRICIDAD Y COMPUTACIÓN**

**"Diseño y Construcción de un Troceador Clase B  
Conmutado por Corriente".**

**INFORME TÉCNICO**

Previo a la obtención del título de:

**INGENIERO ELÉCTRICO**

**ESPECIALIZACIÓN: ELECTRÓNICA**

presentada por:

**Manuel Chalén Guerrero**

**Marco Díaz Medina**

**Edwin Escobar Medina**

**Edison Panchana Tigrero**

**Alex Plazas**

**Jorge Ramírez Ortiz**

**Sara Ríos Orellana**

**Guayaquil - Ecuador**

**1996**

## **AGRADECIMIENTO**

A nuestros Padres por su constante apoyo

Al Ing. Alberto Larco, Profesor del Tópico, por su ayuda y colaboración para la realización de este proyecto.

## **DEDICATORIA**

A nuestros Padres y hermanos.

CAPITULO III SIMULACIÓN DEL TROCEADOR	
3.1. Simulación del circuito de fuerza del troceador . . . . .	66
3.2. Simulación circuito de control del troceador . . . . .	81
3.2.1. Simulación del circuito regulador de frecuencia . . . . .	81
3.2.2. Simulación del circuito generador de rampa . . . . .	84
3.2.3. Simulación del circuito comparador . . . . .	87
3.2.4. Simulación del circuito generador del pulso principal VG1 . . . . .	92
3.2.5. Simulación del circuito generador del pulso de conmutación VG11 . . . . .	98
3.2.6. Simulación del circuito generador del primer tiempo de separación . . . . .	102
3.2.7. Simulación del circuito generador del pulso principal VG2 . . . . .	105
3.2.8. Simulación del circuito generador del pulso de conmutación VG22. . . . .	111
3.2.9. Simulación del circuito generador del segundo tiempo de separación . . . . .	115
CAPITULO IV RESULTADOS EXPERIMENTALES	
4.1. Respuestas del circuito de fuerza del troceador . . . . .	118
4.2. Respuestas del circuito de control del troceador . . . . .	122
4.3. Listados de componentes . . . . .	129
4.3.1 Datos del motor usados en la parte experimental . . . . .	131
4.4. Diseño del circuito impreso y construcción de la tarjeta . . . . .	131
CAPITULO V CONSIDERACIONES ECONÓMICAS	
5.1. Costo de los diferentes componentes . . . . .	136
5.2. Análisis de costos . . . . .	139
CONCLUSIONES . . . . .	140
BIBLIOGRAFÍA . . . . .	142

## INTRODUCCION

El troceador es un interruptor situado entre una fuente de corriente continua y la carga, que se abre y se cierra cíclicamente. La tensión media en la carga se controla variando la relación entre el tiempo de cierre y el del ciclo completo (ciclo de trabajo). Si la tensión continua de entrada se interrumpe durante un 10% del ciclo de trabajo, la tensión media en la carga será el 90% de la tensión continua de entrada. Inversamente, se obtiene un 10% de la tensión continua de entrada, interrumpiendo esta tensión durante el 90% del ciclo. La característica resultante del control de potencia depende del tipo de carga (resistiva, inductiva o motor).

Los troceadores electrónicos presentan varias características por las cuales resultan ideales para la conversión de c.c. en c.c. Muchas veces es necesario disponer de una fuente de corriente continua variable, lo cual no plantea problemas con troceadores electrónicos. Su ciclo de trabajo se ajusta fácilmente, lo cual da por resultado un control progresivo de la salida dentro de un amplio margen. Las pérdidas son pequeñas incluso a frecuencias de conmutación elevadas y se obtienen rendimientos de más del 90% en todo margen de control.

Hay que tener presente que una corriente de salida bien filtrada es uno de los principales objetivos al diseñar troceadores para el control de motores, ya que esto evita un excesivo calentamiento del motor. Como los troceadores electrónicos pueden trabajar a frecuencias elevadas, las componentes de ondulación en la carga se suprimen fácilmente empleando un sencillo filtro

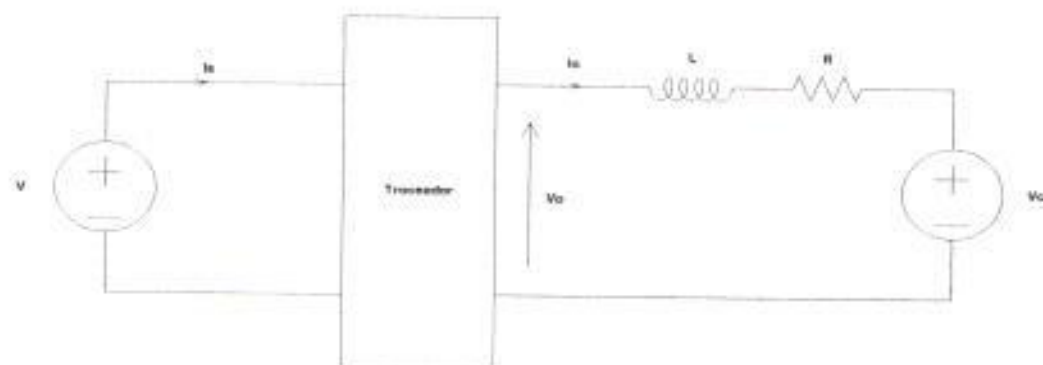
Los troceadores electrónicos tienen una larga duración de vida, puesto que el desgaste de sus elementos de control es pequeño o nulo. Los elementos de control pueden ser transistores, tiristores y otros. Estos pueden trabajar indefinidamente y son de pequeño tamaño.

# CAPITULO I

## TROCEADORES

### I.1. FUNCIONAMIENTO BASICO.

Como hemos dicho, los troceadores son empleados para variar el valor promedio del voltaje directo aplicado a una carga introduciendo uno o más tiristores entre la carga y la fuente dc. La función del troceador se ilustra en la fig.1.1



(a)



(b)

fig. 1.1.

La figura 1.1 muestra que el troceador aplica un tren de pulsos unidireccionales de voltaje a la carga, la magnitud de estos pulsos es el mismo que el de la fuente de voltaje. El voltaje de la carga  $V_o$  podrá variar de tres maneras diferentes.

1. Variando  $t_{on}$ , mientras el periodo  $T$  se mantiene constante (modulación de ancho de pulso).
2. Manteniendo  $t_{on}$  constante, mientras que el periodo  $T$  varía (modulación de frecuencia).
3. Combinando ancho de pulso y modulación de frecuencia.

Antes de empezar el análisis de un troceador clase **B** cabe mencionar que este actúa como un troceador clase **A** cuando trabaja en el primer cuadrante, por lo tanto tenemos que estudiar su funcionamiento cuando trabaja en este cuadrante ya que esto nos servirá más adelante cuando se esté describiendo al troceador clase B.

## 1.2. TIPO DE TROCEADORES.

La figura 1.2a muestra el principio básico del troceador tipo A, en el cual tanto  $V_o$  como  $i_o$  solo pueden ser positivos.

En el diagrama del circuito, el símbolo del tiristor encerrado en un círculo significa que el tiristor debe ser prendido y conmutado a través de elementos no incluidos en el diagrama; note que D1 es un diodo de paso libre.

En la figura también se muestran dos condiciones posibles de operación; se asume que el control es hecho por modulación de frecuencia y de ancho de pulso. Para el Proyecto, el troceador construido tiene un control por modulación de ancho de pulso.

En la fig. 1.2b la corriente de carga es discontinua, así que durante el intervalo en el cual  $i_o=0$ ,  $v_o=V_c$ .

En la fig. 1.2c el periodo  $T$  y el tiempo  $t_{on}$  ha sido reducidos de tal manera que  $i_o$  no cesa de fluir antes de que Q1 se vuelva a prender. Como



consecuencia tenemos que la salida de voltaje consiste de un tren de pulsos rectangulares de magnitud  $V$ .

La figura 1.3 muestra un troceador tipo B, en el cual la corriente de la carga lo puede ser positiva o negativa, pero  $V_o$  solo puede ser positivo.

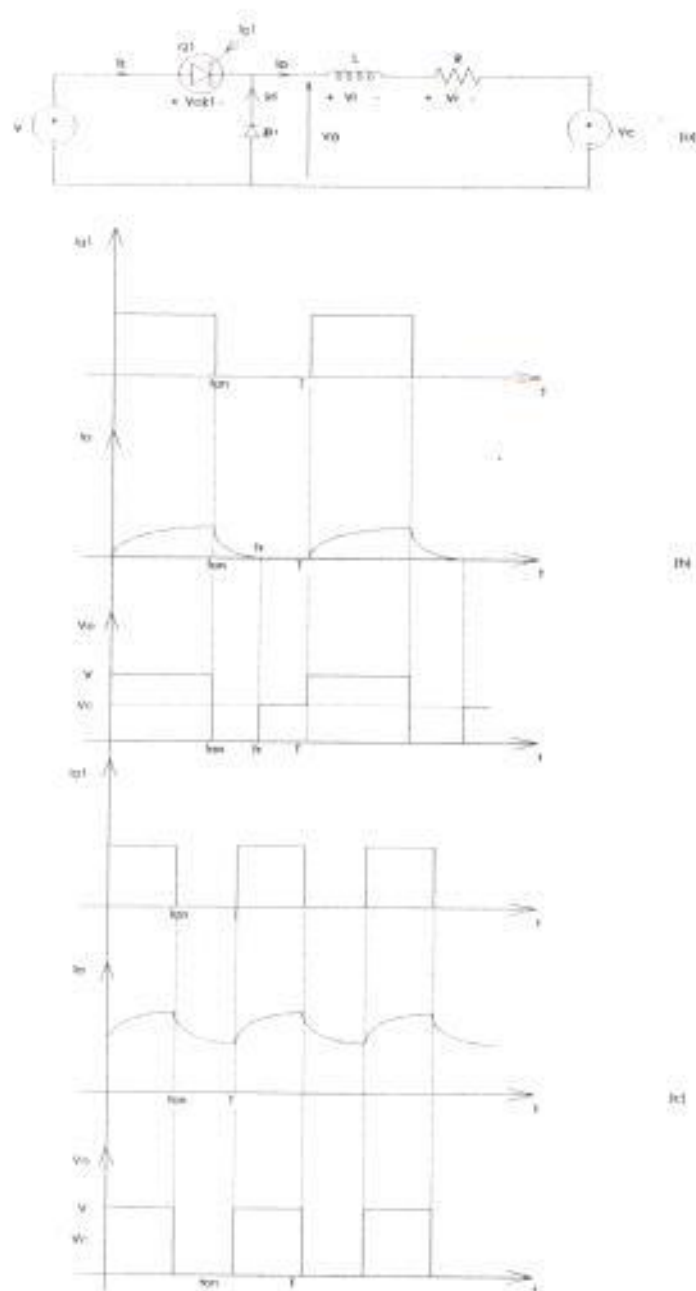


fig. 1.2

Un incremento en la inductancia de carga, o un decremento en el voltaje  $V_c$  también nos conduciría a un caso de corriente continua.

Un convertidor de este tipo puede ser empleado con una carga que es capaz de regresar energía a la fuente  $V$ .

Este troceador tiene dos tiristores; para la operación con corriente de salida positiva, el tiristor 1 y el diodo 1 son controlados y funcionan exactamente igual que el tiristor y el diodo de la figura 1.2a. Para la operación con corriente de salida negativa,  $Q2$  y  $D2$  son empleados, mientras que  $Q1$  es apagado.

Si  $V_c > 0$ , y  $Q2$  está prendido, una  $i_o$  negativa fluirá y la energía proveniente de la fuente  $V_c$  será almacenada en la inductancia  $L$ . Si luego  $Q2$  es conmutado, tendremos un valor positivo de  $V_L$ , que en conjunción con  $V_c$  provocarán que la corriente lo fluya a través del diodo  $D2$  y la fuente  $V$ , entregando de esta manera la energía guardada en la inductancia  $L$  a la fuente  $V$ .

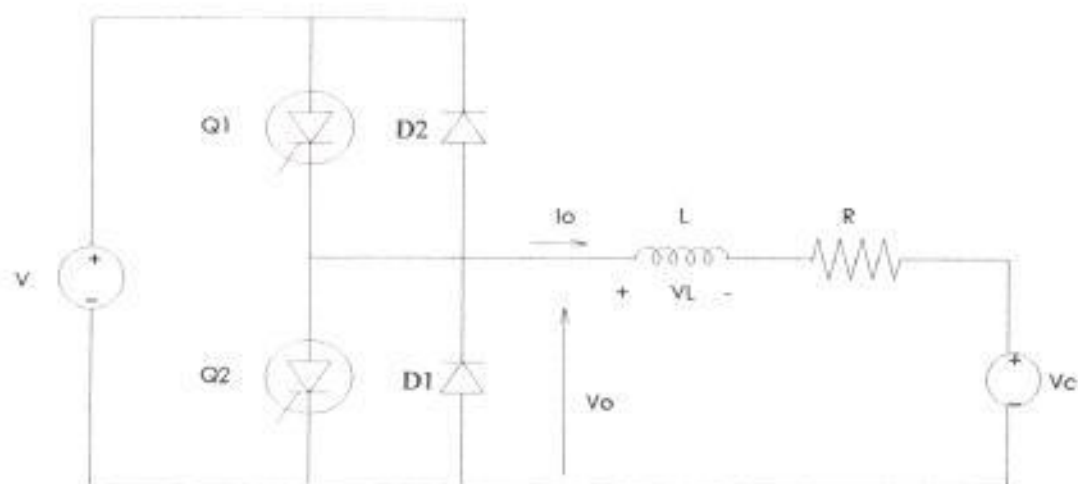


fig. 1.3

En la figura 1.4 vemos un troceador en el cual ambos,  $V_o$  e  $i_o$ , pueden ser positivas o negativas, separada o simultáneamente. Este tipo de troceador provee ambos, regeneración e inversión de la fuente al circuito de la carga. Si el control es arreglado de tal manera que las inversiones de  $V_o$  e  $i_o$  ocurran cíclicamente a la misma frecuencia, luego, el convertidor

estará operando como un sistema ac no sinusoidal, y funcionará como un puente inversor monofásico.

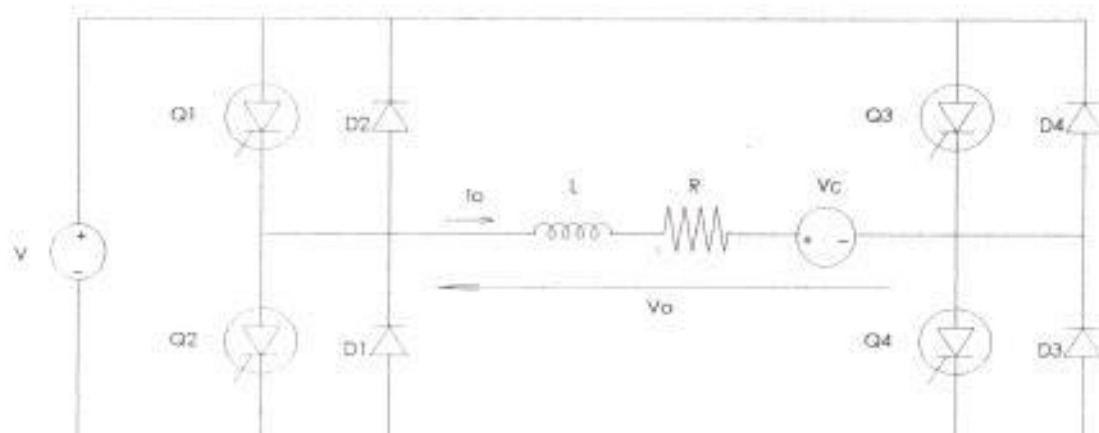


fig. 1.4

En la práctica encontraremos trocadores de conmutación de carga y de conmutación forzada, aunque los últimos son los más usados. Dentro de los trocadores de conmutación forzada tenemos: (a) los de conmutación por voltaje, y (b) los de conmutación por corriente. El trocador del proyecto tiene conmutación por corriente.

### 1.3. ANALISIS DEL CIRCUITO DE FUERZA CUANDO TRABAJA EN EL PRIMER CUADRANTE

Para realizar este análisis utilicemos la figura 1.2 tomando en consideración que el funcionamiento posee una corriente de salida que es continua según como se muestra en la figura 1.2c.

Del circuito de la figura 1.2.a se tiene:

$$-v_o + v_L + v_R + V_c = 0 \quad (1)$$

de donde:

$$\frac{di_o}{dt} - \frac{R}{L} i_o = \frac{v_o - V_c}{L} \quad (2)$$

Cuando el tiristor  $Q_1$  es encendido en  $t=0^+$ ,  $v_o=V$ ,  $i_o=i_{min}$

De la ecuación (2), reemplazando condiciones iniciales se tiene:

$$i_o = \frac{V - V_C}{R} (1 - e^{-t/\tau}) + I_{\min} e^{-t/\tau} \quad \text{A} \quad 0 \leq t < t_{on} \quad \text{s} \quad (3)$$

donde

$$\tau = L / R \quad \text{s} \quad (4)$$

En  $t=t_{on}$ , cuando  $Q_1$  es conmutado,

$$i_o = I_{\max} = \frac{V - V_C}{R} (1 - e^{-t_{on}/\tau}) + I_{\min} e^{-t_{on}/\tau} \quad (5)$$

Cuando  $v_o$  se hace cero debido a la conducción del diodo de paso libre, de la ecuación (2) se tiene:

$$\frac{di_o}{dt'} - \frac{R}{L} i_o = - \frac{V_C}{L} \quad \text{A/s} \quad (6)$$

$$t' = t - t_{on} \quad \text{s} \quad (7)$$

A  $t'=0^+$ ,  $i_o=I_{\max}$ , tomando en consideración la ecuación (6)

$$i_o = - \frac{V_C}{R} (1 - e^{t'/\tau}) + I_{\max} e^{t'/\tau} \quad \text{A} \quad t_{on} \leq t < T \quad (8)$$

A  $t'=T - t_{on}$ , o  $t=T$ ,  $i_o=I_{\min}$ , reemplazando en la ecuación (8)

$$I_{\min} = - \frac{V_C}{R} (1 - e^{-(T-t_{on})/\tau}) + I_{\max} e^{-(T-t_{on})/\tau} \quad \text{A} \quad (9)$$

Resolviendo las ecuaciones (5) y (9), se tiene :

$$I_{\max} = \frac{V(1 - e^{-t_{on}/\tau})}{R(1 - e^{-T/\tau})} - \frac{V_C}{R} \quad \text{A} \quad (10)$$

$$I_{\min} = \frac{V(e^{t_{on}/\tau} - 1)}{R(e^{T/\tau} - 1)} - \frac{V_C}{R} \quad \text{A} \quad (11)$$

#### 1.4. ANALISIS DEL CIRCUITO DE CONMUTACION POR CORRIENTE DEL TROCEADOR CUANDO TRABAJA EN EL PRIMER CUADRANTE

El troceador cuando trabaja en el primer cuadrante con conmutación por corriente se muestra en la fig. 1.5a. Los dispositivos principales que llevan la corriente son el tiristor Q1 y el diodo de paso libre D1. Los elementos adicionales que no se muestran en la fig. 1.2a son los que se requieren para efectuar la conmutación por corriente; en especial el capacitor C que es cargado y empleado para iniciar la conmutación del tiristor Q1.

La secuencia de operación ocurre de la siguiente manera:

1. El troceador es conectado a la fuente cerrando el switch SW, y el capacitor C es cargado hasta  $v_c = V$  volts, a través del resistor  $R_1$ .
2. En el tiempo  $t=0$ , cuando el capacitor esta totalmente cargado, el tiristor Q1 es prendido, y la corriente de la carga incrementa exponencialmente desde cero hasta  $I_{max}$ .
3. En el tiempo  $t=t_{on}$ , el tiristor Q2 es encendido, iniciando así el ciclo de conmutación, y una corriente oscilatoria fluye a través del lazo comprendido por C, L1 y Q2;  $I_c$  inicialmente es negativa. Se asume que el periodo de conmutación es tan pequeño que lo permanece constante en  $I_{max}$  a lo largo de todo el intervalo. También se asume que  $R_1$  es lo suficientemente grande como para que  $I_R$  no sea tomada en cuenta en el análisis del circuito de conmutación; pero es lo suficientemente pequeña como para permitir que  $V_c$  baje hasta el valor de  $V$  antes de que el siguiente ciclo de conmutación sea iniciado.
4. Cuando  $I_c$  se vuelve positiva, el diodo D2 conduce, Q2 se apaga, y como lo permanece constante,  $I_c$  reduce  $I_{Q1}$ .
5. Cuando  $I_{Q1}$  es reducida a cero debido al incremento de  $I_c$ , el diodo D3 empieza a conducir, y la caída de voltaje en este diodo conmuta el tiristor Q1. La corriente que fluye por D3 es  $I_c - I_{max}$ .

6. Una vez que  $i_c$  haya pasado su máximo valor positivo y otra vez se vuelva menor que  $I_{max}$ , el diodo  $D1$  conduce; formando así un nuevo lazo que comprende  $C$ ,  $L1$ ,  $D2$ ,  $D1$  y la fuente  $V$ .
7. El ciclo oscilatorio de  $i_c$  se completa, e  $i_c$  se vuelve cero, dejando que  $v_c > V$ .
8.  $i_c$  decae exponencialmente a través de  $D1$  desde  $I_{max}$ ; y simultáneamente  $v_c$  decae, a través de  $R1$ , hasta llegar a ser  $v_c = V$ .
9. En el tiempo  $t=T$ , cuando  $i_c = I_{min}$ ;  $Q1$  es encendido nuevamente.

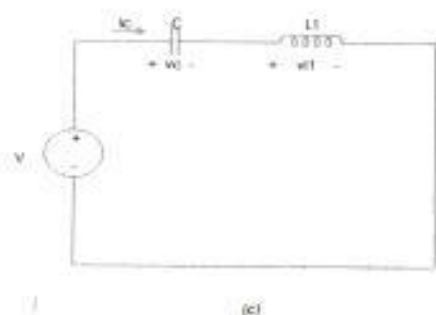
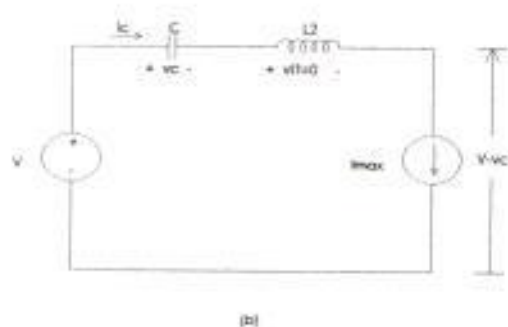
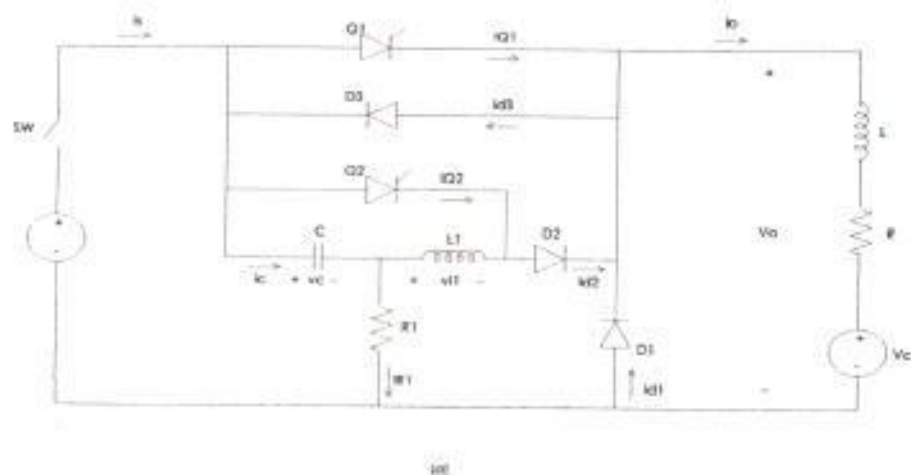


fig. 1.5

Para realizar el análisis en detalle del circuito de conmutación una nueva escala es asumida, esto es cuando  $Q_2$  es encendido se considera  $t=0$ , obteniéndose la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{C} \int i_c dt + L_1 \frac{di_c}{dt} = 0 \quad V \quad (12)$$

aplicando diferenciación:

$$\frac{d^2 i_c}{dt^2} + \frac{i_c}{L_1 C} = 0 \quad A/s^2 \quad (13)$$

Las condiciones requeridas para la solución de la ecuación (13) son:

$$\begin{aligned} t=0^+ \text{ s,} \\ i_c=0 \text{ A : } v_{AK2}=0 \text{ V : } v_c=V \text{ V} \\ v_c + v_{L1} = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

Reemplazando condiciones iniciales en la ecuación (14) a  $t = 0^+$ ,

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{V}{L_1} \quad A/s \quad (15)$$

De las ecuaciones (13), (15), se obtiene la corriente  $i_c$ ,

$$i_c = -\frac{V}{\omega_r L_1} \text{ Sen } \omega_r t \quad (16)$$

mientras que,

$$v_c = V \text{ Cos } \omega_r t \quad (17)$$

Las ecuaciones (16) y (17) son aplicables al período I del intervalo de conmutación, tiempo en el cual los elementos del circuito oscilatorio son cortocircuitados a través de una sucesión de tiristores y diodos. Las variaciones en el tiempo de  $i_c$  y  $v_c$  en el intervalo  $0 < t < t_2$  son por tanto puramente sinusoidales, tal como se muestra en la figura 1.6

En el instante  $t=\pi/\omega_r$ ,  $i_c$  fluye a través del diodo  $D_2$ , y desde aquí el voltaje en el tiristor principal es cero, los elementos oscilatorios continúan cortocircuitados. Para esta parte del período  $i_c$  puede ser considerada en dirección negativa a través de  $Q_1$ , o alternativamente a través de la fuente y la carga. Desde otro punto de vista:

$$i_{Q1} = I_{\max} - i_c = I_{01} - i_c \quad A \quad t > \pi/\omega_r \quad (18)$$

En el instante  $t = t_1$ ,  $i_c = I_{\max}$ ,  $i_{Q1} = 0$ , y el diodo  $D_3$  empieza la conducción, así,  $i_{D3} = i_c - I_{01} \quad A \quad \therefore$  también  $v_{AK1} = -v_{D3} = V$ .

Q1 es conmutado; es decir se hace uso aquí de la naturaleza no ideal de los dispositivos, que ellos poseen una resistencia interna que resulta ser de bajo valor para nuestro análisis.

Cuando Q1 es conmutado:

$$i_c = I_{01} = -\frac{V}{\omega_r L_1} \sin \omega_r t_1 \quad A \quad (19)$$

de la cual

$$t_1 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left( -\frac{\omega_r L_1 I_{01}}{V} \right) = \frac{\pi}{\omega_r} - \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left( \frac{\omega_r L_1 I_{01}}{V} \right) \quad (20)$$

de la fig. 1.6 este  $\omega_r t_1$  es un ángulo en el tercer cuadrante. En  $t = t_2$ ,  $i_c$  ha pasado su máximo positivo y cae al valor de  $I_{01}$ . Así

$$t_2 = \frac{2\pi}{\omega_r} - \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left( \frac{-\omega_r L_1 I_{01}}{V} \right) \quad (21)$$

$$= \frac{2\pi}{\omega_r} - t_1 + \frac{\pi}{\omega_r} = \frac{3\pi}{\omega_r} - t_1 \quad (22)$$

En este instante, en la cual finaliza el periodo I de el intervalo de conmutación, el diodo  $D_1$  tiende a conducir, puesto que  $i_0$  es constante e  $i_c$  decrece. El resultado conduce  $D_1$ , sin embargo, sería que  $v_0$  se hace cero, y puesto que  $v_c < V$ ,  $i_c$  debería tender a subir, apagando  $D_1$ . Esta aparente contradicción surge fuera de la asunción simplificada original que por todo el periodo de conmutación  $i_0$  permanece constante en  $I_{\max}$ . Esto por tanto debe ser considerado que resulta en un corto intervalo durante la cual el capacitor es cargado a una corriente constante  $i_c = I_{01}$ , hasta  $v_c = V$ . Durante este intervalo de carga, la cual es llamado periodo II de el intervalo de conmutación,

$$v_0 = V - v_c \quad V \quad (23)$$



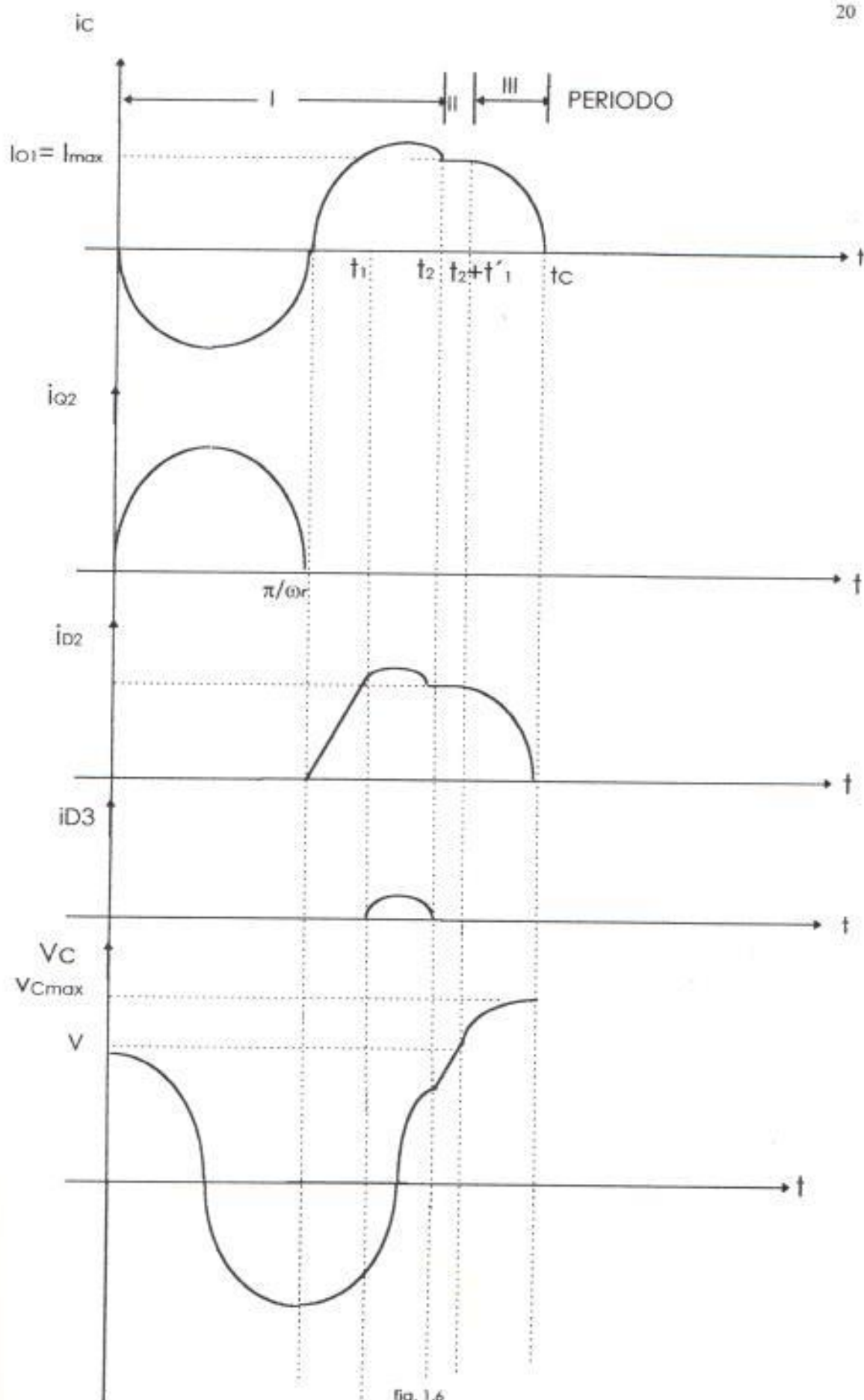


fig. 1.6

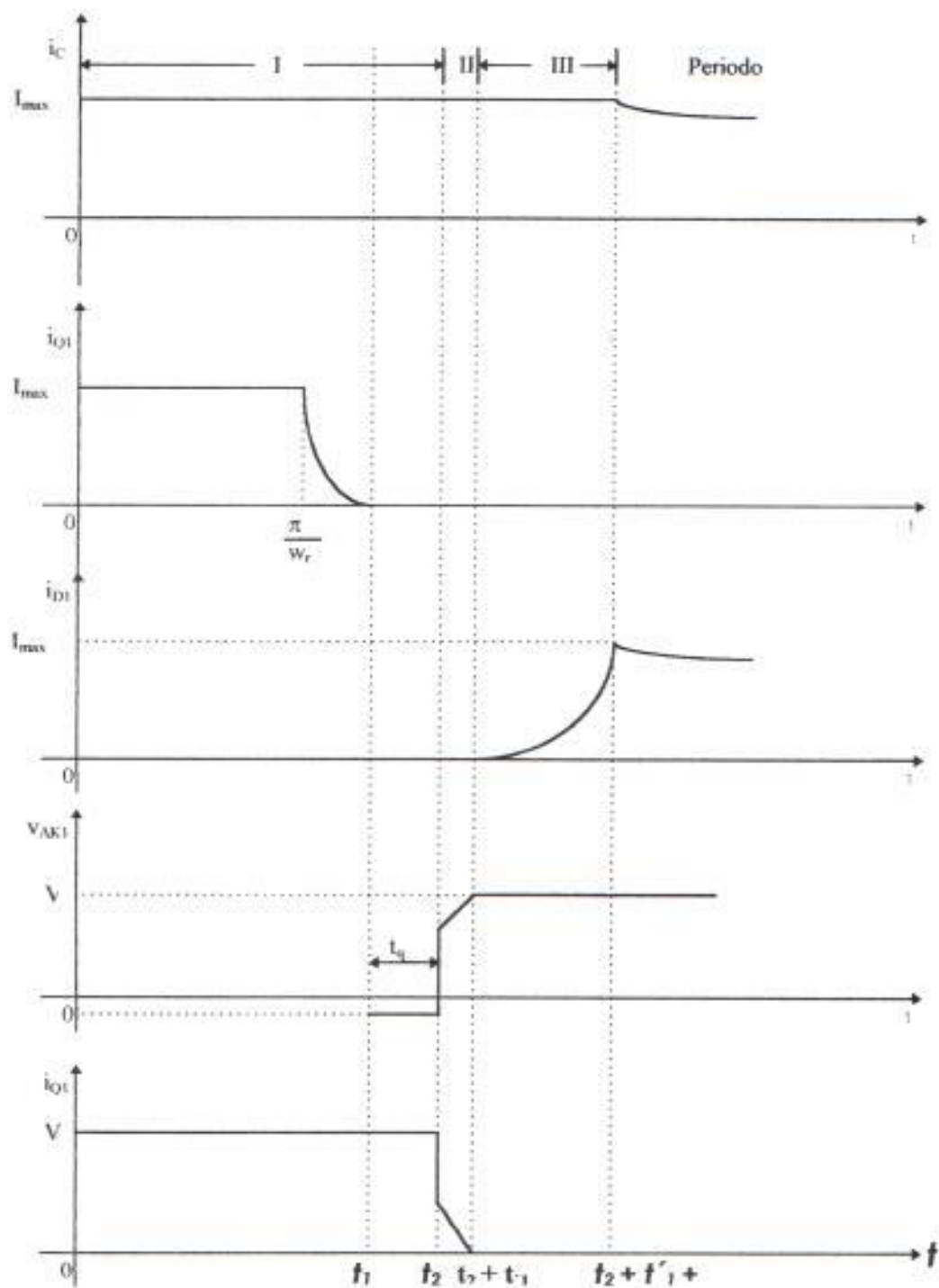


Fig.1.6. Continuación

Esto implica que mientras un voltaje aparece a través de la inductancia  $L$  tal que  $v_0 = -v_c$ , todavía  $i_0$  no varía apreciablemente desde el valor  $I_{max}$ .

También en el instante  $t = t_2$ ,  $D_3$  cesa de conducir, tal que el voltaje inverso es removido de el tiristor  $Q_1$ , y para el lazo externo de la fig. 1.5a

$$-V + v_{AK1} + v_0 = 0 \quad V \quad (24)$$

y sustituyendo para  $v_0$  en la ecuación (23) produce

$$v_{AK1} = v_C \quad V \quad (25)$$

es decir, un voltaje directo es aplicado al tiristor  $Q_1$  como muestra la figura 1.6.

El circuito equivalente para el periodo II en el intervalo de conmutación se muestra en la fig. 1.5b, puesto que  $i_c$  es constante,  $v_{L1} = 0$ . Así

$$i_c = I_{01} = C \frac{dv_c}{dt'} \quad A \quad (26)$$

donde

$$t' = t - t_2 \quad s \quad (27)$$

en  $t = t_2$  de la ecuación (17),

$$v_c = v_{c2} = V \cos \omega_r t_2 \quad V \quad (28)$$

Así las ecuaciones (26) y (28),

$$v_c = \frac{I_{01} t' + V_{c2}}{C} \quad V \quad (29)$$

en  $t' = t'_1$

$$v_c = V = \frac{I_{01} t'_1 + V_{c2}}{C} \quad V \quad (30)$$

así las ecuaciones (26) y (28)

$$t'_1 = \frac{CV}{I_{01}} (1 - \cos \omega_r t_2) \quad s \quad (31)$$

En el instante que  $v_0$  se hace cero, y diodo  $D_1$  empieza a conducir;  $i_c = I_{01}$  ahora se hace la corriente inicial en un circuito oscilatorio comprendido por  $C$ ,  $L$ ,  $D_1$ , y la fuente  $V$  mostrada en la fig. 1.5c. La corriente en este

circuito debe ser considerada fluyendo en dirección inversa a través de  $D_1$ , es decir

$$i_{D1} = i_b - i_c > 0 \quad A \quad (32)$$

Para este nuevo circuito oscilatorio, el cual existe durante el periodo III del intervalo de conmutación,

$$v_C + v_{L1} - V = 0 \quad V \quad (33)$$

$$\frac{1}{C} \int i_c dt'' + L_1 \frac{di_c}{dt''} - V = 0 \quad V \quad (34)$$

donde

$$t'' = t' - t_1 = t - t_2 - t_1 \quad S \quad (35)$$

de, la ecuación (34),

$$\frac{d^2 i_c}{(dt'')^2} + \frac{1}{L_1 C} i_c = 0 \quad A / s^2 \quad (36)$$

Las condiciones iniciales para la solución de esta ecuación son

$$i_c = I_{01} \quad A; \quad \frac{di_c}{dt''} = 0 \quad A / s; \quad t'' = 0 \quad S \quad (37)$$

y de las ecuaciones (36) y (37),

$$i_c = I_{01} \cos \omega_r t'' \quad A \quad (38)$$

$i_c$  se hace cero cuando  $t'' = t''_1$  y

$$t''_1 = \frac{\pi}{2\omega_r} \quad S \quad (39)$$

en este momento, toda la energía almacenada en la inductancia  $L$  en  $t'' = 0$  ha sido transferida al capacitor  $C$ , y como consecuencia  $v_c > V$ . Es necesario determinar este voltaje máximo del capacitor. Así de la ecuación (38)

$$v_c = \frac{1}{C} \int I_{01} \cos \omega_r t'' dt'' \quad V \quad (40)$$

también

$$v_c = V \quad V; \quad t'' = 0 \quad S \quad (41)$$

así de las ecuaciones (40) y (41)

$$v_c = \frac{I_{01}}{\omega_1 C} \sin \omega_1 t'' + V \quad \text{V} \quad (42)$$

y sustituyendo en la ecuación (39) produce

$$v_{Cmax} = V + \frac{I_{01}}{\omega_1 C} \quad \text{V} \quad (43)$$

Este voltaje decae a través de  $R_1$  a  $v_c = V$ , y simultáneamente  $I_0$  decae exponencialmente desde el valor  $I_{max}$ .

La longitud de la conmutación total ahora puede ser determinada

$$t_c = t_2 + t_1' + t_1'' \quad \text{s} \quad (44)$$

y de esta expresión podemos expresar el intervalo de conmutación como una función de  $I_{max}$  y los parámetros del circuito.

La longitud del intervalo de conmutación no es importante en el diseño del troceador tipo A.

En el diseño del troceador tipo B, a fin de efectos en la operación debe ser considerado.

Para la curva de  $v_{AK1}$  en la fig. 1.6 el tiempo disponible para la conmutación del tiristor  $Q_1$  es

$$t_q = t_2 - t_1 \quad \text{s} \quad (45)$$

y sustituyendo para  $t_1$  y  $t_2$  en las ecuaciones (20) y (21) tenemos

$$t_q = \frac{\pi}{\omega_1} - \frac{2}{\omega_1} \sin^{-1} \frac{\omega_1 L_1 I_{01}}{V} \quad \text{s} \quad (46)$$

La ecuación (46) muestra que el tiempo disponible para apagar el tiristor principal decrece con el incremento de corriente de carga.

## 1.5. DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONMUTACION.

El diseño del circuito de conmutación puede ser llevado a cabo en términos de una cantidad adimensional:

$$x = \frac{V}{\omega_r L_1 I_{O1}} = \frac{V}{(L_1/C)^{1/2} I_{O1}} \quad (47)$$

Donde  $I_{O1}$  será la corriente máxima que vaya a pasar a la carga,  $L_1$  la inductancia del circuito de conmutación,  $\omega_r$  la frecuencia y  $V$  el voltaje de entrada;  $C$  es el capacitor del circuito de conmutación.

Por lo general el valor de  $X$  para un troceador con conmutación por corriente suele estar dentro del rango  $1.4 < X < 3.0$ . El valor de  $X$  debe ser elegido, de tal manera que los parámetros del circuito nos conduzcan a valores aceptables de:

1. Voltaje máximo del capacitor
2. Corriente pico de conmutación del tiristor
3. Perdidas en el resistor  $R_1$  durante la carga del capacitor.

Sabiendo que :

$$\frac{V_{cmax}}{V} = 1 + \frac{1}{X} \quad (48)$$

Entonces  $1/X$  será el factor en el cual, el voltaje máximo del capacitor sobrepasa al voltaje de la fuente, valor que deberá tener el voltaje del capacitor al comenzar el ciclo de conmutación.

Ahora bien, si definimos una función  $G(x)$  de la siguiente manera:

$$G(x) = \omega_r t_q = \pi - 2 \sin^{-1}(1/x) \quad (49)$$

Donde

$$t_a = t_{off} + \Delta t \quad (50)$$

Entonces, podríamos utilizar esta función para determinar los valores de  $L_1$  y  $C$ . En la ecuación anterior,  $t_{off}$  es el tiempo de apagado específico para el tiristor principal, y  $\Delta t$  es un margen de error, o tolerancia dado por el diseñador del circuito.

Las expresiones para determinar la inductancia y la capacitancia son las siguientes:

$$L_1 = \frac{V (t_{off} + \Delta t)}{x G(x) I_{O1}} \quad \text{H} \quad (51)$$

$$C = \frac{x I_{O1} (t_{off} + \Delta t)}{G(x) V} \quad \text{F} \quad (52)$$

Con respecto a la resistencia  $R_1$ , se sabe que esta debe ser elegida de tal manera que:

$$T \geq 3 R_1 C = 3 \tau \text{ segs.} \quad (53)$$

Ya que, si este no fuera el caso, no habría tiempo suficiente como para que el voltaje del capacitor caiga de  $V_{cm\acute{a}x}$  a  $V$  antes de que el siguiente ciclo de conmutación haya empezado.

## 1.6. RESULTADOS DE LOS CALCULOS REALIZADOS PARA EL DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONMUTACION.

Para el cálculo de los valores de los elementos del circuito de conmutación, se siguió el proceso descrito anteriormente; a continuación mostramos los resultados obtenidos en cada paso del proceso.

Primero debemos anotar que se trabajó a una frecuencia de 115Hz., lo que implica un periodo de 8.8 ms.; una corriente  $I_{O1} = 15$  A.  $V=12$ v. Con respecto a los tiristores, debemos indicar que estos tienen un tiempo de apagado de 10usegs., así que para los calculos, asumimos  $t_{off} + \Delta t = 40$ usegs.

El valor de x que se ha escogido es de 2.2

Aplicando la ecuación:

$$\frac{V_{cmax}}{V} = 1 + \frac{1}{X}$$

$$\frac{V_{cmax}}{12} = 1 + \frac{1}{2.2}$$

$$V_{cmax} = 17.45 \text{ Volts.}$$

Entonces, según las formulas anotadas anteriormente, tenemos:

$$G(x) = 2.197$$

Por lo tanto:

$$L1 = \frac{V (t_{off} + \Delta t)}{x G(x) I_{O1}} \quad H$$

$$L1 = \frac{12 \cdot 40 \text{ useg}}{2.2 (2.197) (15A)}$$

$$L1 = 6.62 \mu H$$

$$C = \frac{x I_{O1} (t_{off} + \Delta t)}{G(x) V} \quad F$$

$$C = \frac{2.2 (15A) (40 \text{ usegs})}{2.197 (12v)}$$

$$C = 50 \mu F$$



Con respecto a la resistencia  $R_1$ , tenemos que:

$$8.80 \text{ msecs} \geq 3R_1(50\mu\text{F})$$

Entonces:

$$R_1 \leq 58.66\Omega$$

Se tomó una resistencia de:

$$R_1 = 20\Omega$$

El voltaje máximo de la capacitancia fue calculado de la siguiente fórmula:

$$V_{c\text{max}} = V (1 + 1/x)$$

$$V_{c\text{max}} = 12(1 + 1/2.2)$$

$$V_{c\text{max}} = 17.45 \text{ V}$$

Para determinar el número de vueltas de la bobina se usó la siguiente igualdad:

$$L = \frac{1.257n^2 S 10^{-9}}{l} \quad (54)$$

Donde:

n: Número de vueltas

S: Sección o área interna de la bobina

l: Longitud de la bobina.

Si de la ecuación antes mencionada despejamos el valor de n obtendremos el número de vueltas deseado.

$$n^2 = \frac{l \cdot l}{1.257 S 10^{-9}}$$

$$n^2 = \frac{6.62\mu\text{H} (10\text{cm})}{1.257 (2.5^2\pi) 10^{-9}}$$

$$n^2 = 268$$

$$n = 16.3 \text{ vueltas}$$

## 1.7. CIRCUITO DE FUERZA DEL TROCEADOR CLASE B.

El circuito de poder del troceador clase B se muestra en la fig. 1.3 presentada anteriormente, y que a continuación se recuerda (fig.1.7).

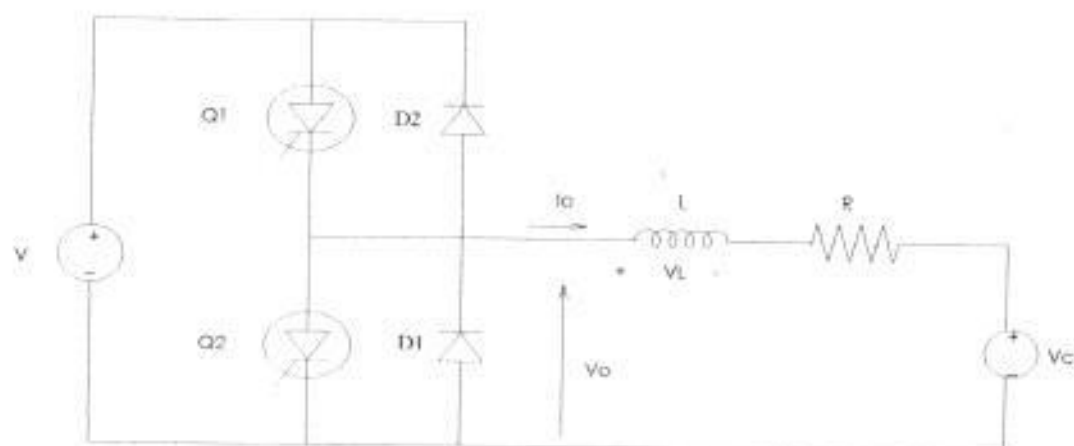


fig. 1.7

Las señales de compuerta para los dos tiristores se muestran en la fig. 1.8, y son asumidas tal que con estas señales de compuerta los valores de  $V$  y  $V_c$  son tal que la corriente de salida es positiva, y que por tanto el convertidor esta operando en el primer cuadrante de un diagrama de  $V_o$  vs  $i_o$ .

Después que el convertidor ha sido conmutado por un corto tiempo, este se puede establecer para operar con una variación de tiempo de las variables del circuito tales como se muestran en la fig. 1.8 Las formas de onda de la fig. 1.8 serían comparadas con la fig. 1.2c.

Cuando se realiza esto, la diferencia entre los dos convertidores son, para la parte del ciclo del troceador clase B,  $i_o < 0$ , y ocurre debido a la presencia del tiristor  $Q_2$  y diodo  $D_2$ , de otro modo el troceador clase B no puede operar con corriente de carga discontinua. La forma de onda ( $i_o$ ) de clase B pueden ser partidos en cuatro segmentos, y en la fig. 1.8 el dispositivo semiconductor identico con  $i_o$  para cualquier intervalo se indica en la forma de onda de  $i_o$ .

Es necesario determinar el parentesco entre las variables independientes  $T$ ,  $t_{on}$ ,  $V$ ,  $V_c$  y las variables dependientes en el circuito, de la cual las más significantes son  $V_o$ ,  $I_o$ , y  $I_s$ , la fuente de corriente promedio.

Esto sería notado en este estado, puesto que la operación de corriente discontinua no es posible, esto debe ser asumido para propósito de análisis del circuito de poder que no hay intervalo entre el fin de una señal de compuerta y el inicio de otra. Esto es sin embargo mostrado después que la operación del circuito de conmutación requiere un intervalo muy pequeño.

El análisis ya desarrollado en capítulos anteriores para troceador clase A se aplica directamente al circuito, así.

$$i_o = \frac{V - V_c}{R} (1 - e^{-t/\tau}) + I_{min} e^{-t/\tau} \quad A: \quad 0 < t < t_{on} \quad s \quad (55)$$

donde

$$\tau = L / R \quad s$$

$$i_o = -\frac{V_c}{R} (1 - e^{t'/\tau}) + I_{max} e^{t'/\tau} \quad A: \quad 0 < t < t_{on} \quad s \quad (56)$$

dónde

$$t' = t - t_{on} \quad s$$

Al sustituir la condición final en la ecuación 1 y 3 y resolver para  $I_{max}$  e  $I_{min}$  y las expresiones para estas dos corrientes son,

$$I_{max} = \frac{V (1 - e^{-t_{on}/\tau})}{R (1 - e^{-t'/\tau})} - \frac{V_c}{R} \quad A \quad (57)$$

$$I_{min} = \frac{V (e^{t_{on}/\tau} - 1)}{R (e^{t'/\tau} - 1)} - \frac{V_c}{R} \quad A \quad (58)$$

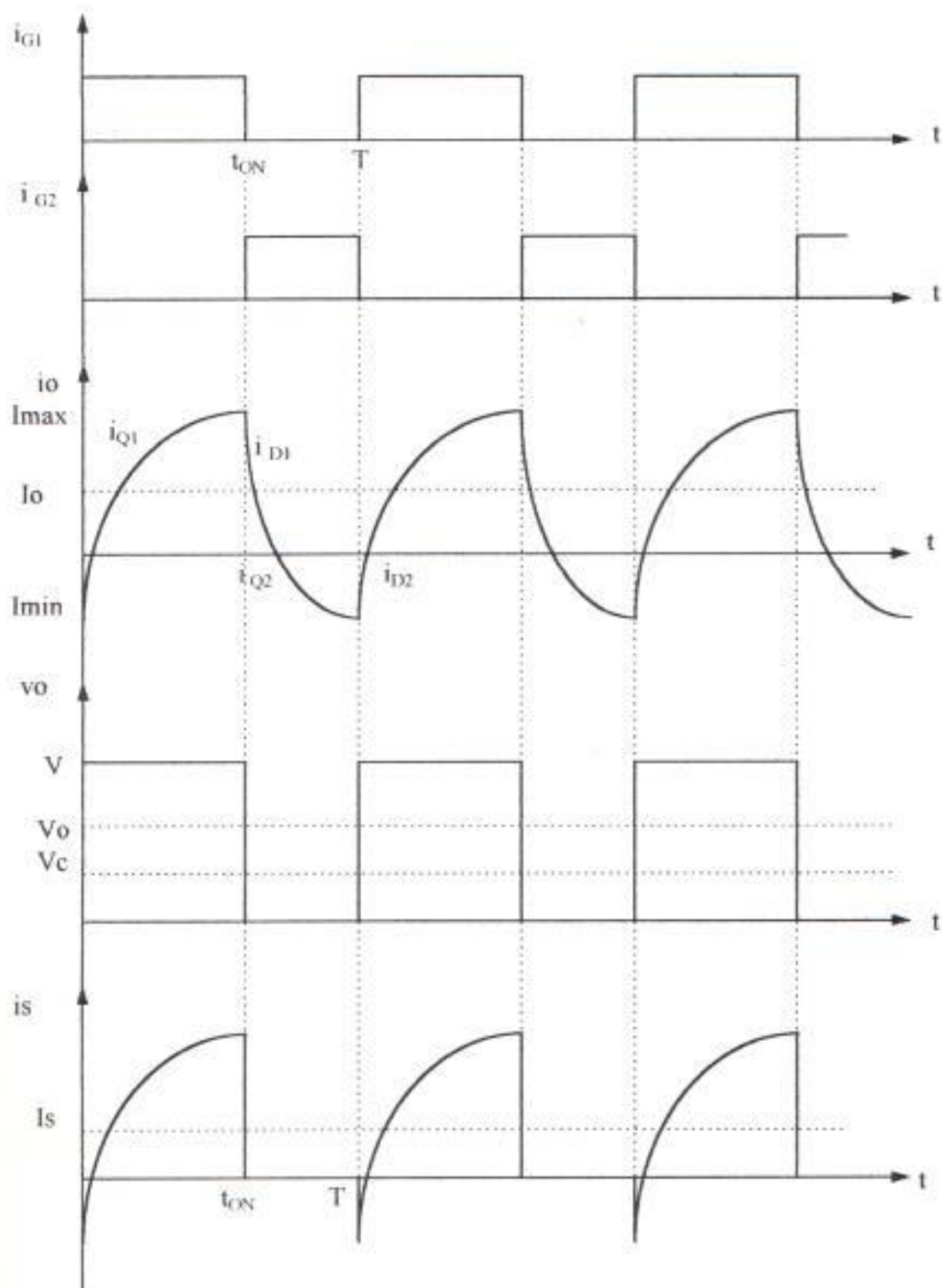


fig. 1.8

## Principios Básicos de un Troceador Clase B

Las variables independientes en las ecuaciones (57) y (58) deben ser tal que  $I_{min} > 0$ . En este caso, el convertidor opera como un simple

troceador clase A con corriente continua de salida. El tiristor Q2 y diodo D2 no conducen durante una parte del ciclo. Esta es operación en el primer cuadrante como lo ilustra la fig. 1.2c.

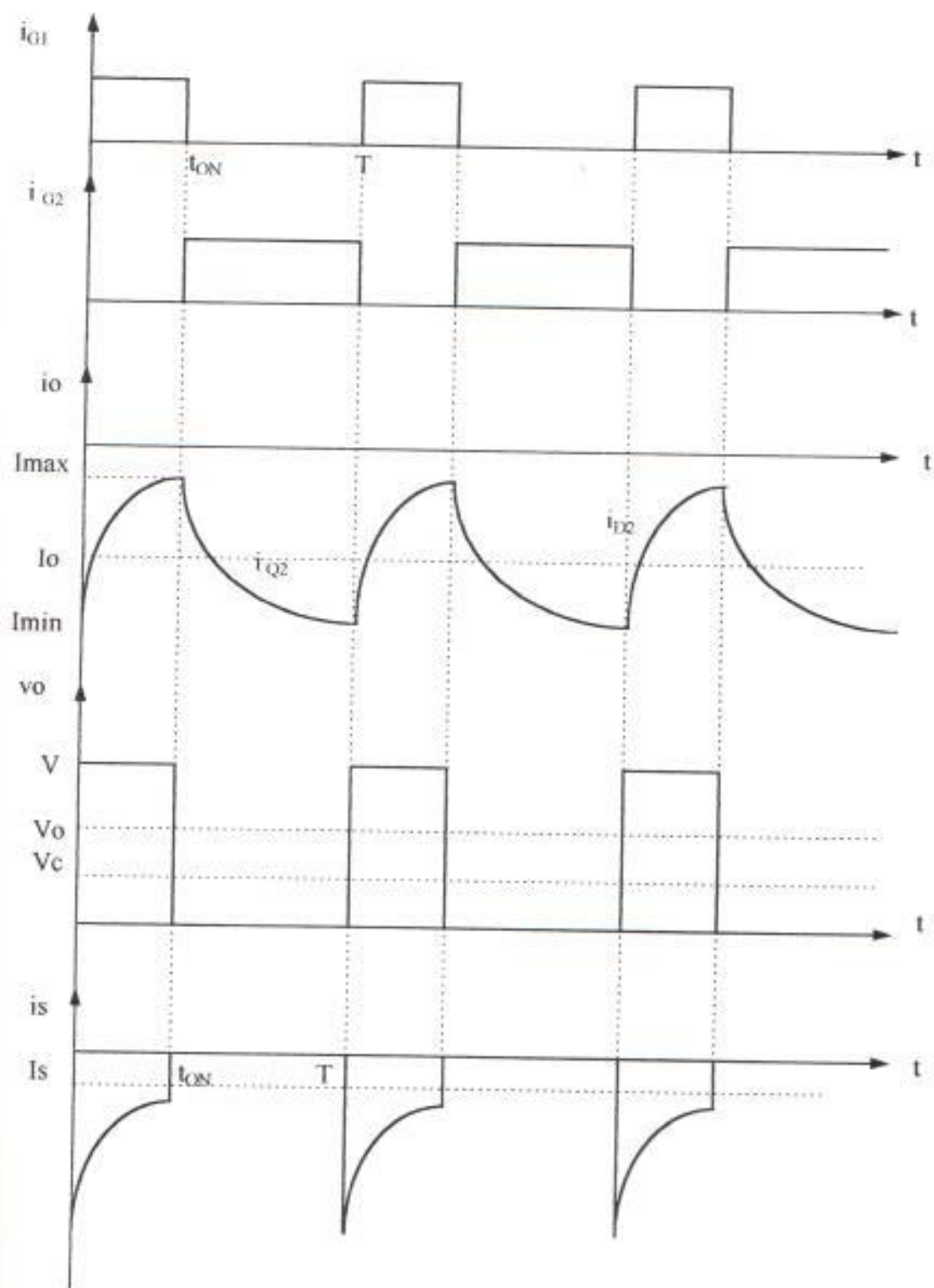


fig. 1.9

Si las variables independientes son tal que  $I_{max} > 0$  e  $I_{min} < 0$ , entonces el resultado debe operación en el primer cuadrante, como lo ilustra la fig. 1.8, donde  $I_o > 0$ .

Si las variables independientes son tal que  $I_{max}$  tiene un valor positivo más pequeño e  $I_{min}$  un valor negativo mayor que los mostrados en la fig. 1.8, así que  $I_o < 0$ , entonces el resultado será operación en el segundo cuadrante.

Para finalizar, si las variables independientes son tal que  $I_{max} < 0$ , entonces  $I_o < 0$ , y el resultado es operación en el segundo cuadrante. Bajo estas condiciones, el tiristor  $Q_1$  y diodo  $D_1$  no conducen durante una parte del ciclo, esta condición se ilustra en la fig. 1.9.

El cuadrante en cual el convertidor esta operando puede ser fácilmente determinado desde los voltajes del circuito de carga. Como en el convertidor tipo A,  $V_o$  es siempre definido, y el voltaje promedio es

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} V \quad \text{Volts} \quad (59)$$

Si ahora  $V_o > V_c$  entonces la potencia promedio fluye al circuito de carga, y el convertidor opera en el primer cuadrante. Si, no obstante  $V_o < V_c$ , entonces la potencia promedio fluye del circuito de carga a la fuente  $V$ , y el convertidor opera en el segundo cuadrante. Estas condiciones son ilustradas en la fig. 1.8 y 1.9.

Cuando  $Q_1$  esta continuamente encendido, tal que  $t_{on} = T$ , entonces.

$$I_{max} = I_{min} = \frac{V - V_c}{R} \quad \text{A} \quad (60)$$

Cuando  $Q_2$  esta continuamente encendido, tal que  $t_{on} = 0$ , entonces.

$$I_{max} = I_{min} = - \frac{V_c}{R} \quad \text{A} \quad (61)$$

También, puesto que los tiristores considerados son ideales, se cumple que

$$V I_s = V_o I_o \quad W \quad (62)$$

El resultado del análisis de Fourier del troceador clase A operando bajo condiciones de corriente continua puede ser aplicado directamente al troceador clase B. Así:

$$v_o = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin (n \omega t + \theta_n) \quad \text{Volts} \quad (63)$$

donde

$$\omega = \frac{2}{T} \quad \text{rad / s} \quad (64)$$

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} V \quad \text{Volts} \quad (65)$$

$$c_n = \frac{\sqrt{2} V}{n \pi} (1 - \cos n \omega t_{on})^{1/2} \quad (66)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\sin n \omega t_{on}}{1 - \cos n \omega t_{on}} \quad \text{rad} \quad (67)$$

De estas expresiones, los valores r.m.s de el voltaje y corriente de salida también como las corrientes armónicas rms y factores de ondulación deben ser determinados.

Los valores promedio, rms máximos de la corriente del tiristor Q1 son idénticos y ocurre durante la operación del primer cuadrante, cuando  $t_{on} = T$  se da la ecuación:

$$I_{Q1max} = I_{Q1Rmax} = \frac{V - V_C}{R} \quad A \quad (68)$$

Correspondientemente, los valores máximos para diodo D1 ocurre también durante la operación del primer cuadrante es,

$$I_{D1max} = \frac{V}{4R} \left[ 1 - \frac{V_C}{V} \right]^2 \quad A \quad (69)$$

$$I_{D1Rmax} = -\frac{V}{2\sqrt{2}R} \quad A \quad (70)$$

Los valores promedio, r.m.s. máximos de la corriente del tiristor Q2 son idénticos y ocurre durante la operación del segundo cuadrante, cuando  $t_{on} = 0$  se da la ecuación

$$I_{Q2Rmax} = I_{Q2Rmax} = V_c / R \quad A \quad (71)$$

Para el diodo  $D_2$ , las condiciones nominales pueden ser obtenidas asumiendo nuevamente que la inductancia del circuito de carga es lo suficientemente grande para mantener  $i_o$  en un valor constante dando la ecuación

$$I_o = \frac{t_{on}}{T} \frac{V}{R} - \frac{V_c}{R} \quad A \quad (72)$$

La corriente promedio para el diodo es entonces

$$I_{D2} = \frac{t_{on}}{T} \left[ \frac{t_{on} V}{T R} - \frac{V_c}{R} \right] \quad A \quad (73)$$

Diferenciando la ecuación 18 con respecto a  $t_{on}$  e igualando a cero,

$$t_{on} = \frac{V_c T}{2V} \quad s \quad (74)$$

y

$$I_{D2max} = \frac{V_c^2}{4VR} \quad A \quad (75)$$

Las corrientes máximas en los dispositivos serían en muchos casos controlados por los de retroalimentación que limitan la corriente en el sistema general, deben ser tomados en cuenta aquí también.

## 1.8. CONMUTACION DE UN TROCEADOR CLASE B

Existen dos tipos de conmutación por corriente para un troceador clase B, a continuación se detalla la conmutación por corriente de tipo 1.



Si el troceador tipo B esta operando en el primer cuadrante, e  $i_b$  también es positiva, entonces la explicación del circuito de conmutación dada ya, también es aplicado al circuito de la fig. 1.10a.

#### Conmutación por corriente tipo 1 para un troceador clase B

fig. 1.10a		fig. 1.5
$Q_1$	corresponde a	$Q_1$
$D_1$	corresponde a	$D_1$
$Q_{11}$	corresponde a	$Q_2$
$D_{11}$	corresponde a	$D_2$
$D_2$	corresponde a	$D_3$
$C_1$	corresponde a	C
$L_1$	corresponde a	$L_1$
$R_{c1}$	corresponde a	$R_1$

El circuito de conmutación empleado para la operación del segundo cuadrante es idéntico como se muestra en la fig.1.5, provee la siguiente correspondencia

fig. 1.10a		fig. 1.5
$Q_2$	corresponde a	$Q_1$
$D_2$	corresponde a	$D_3$
$Q_{22}$	corresponde a	$Q_2$
$D_{22}$	corresponde a	$D_2$
$D_1$	corresponde a	$D_3$
$C_2$	corresponde a	C
$L_2$	corresponde a	$L_1$
$R_{c2}$	corresponde a	$R_1$

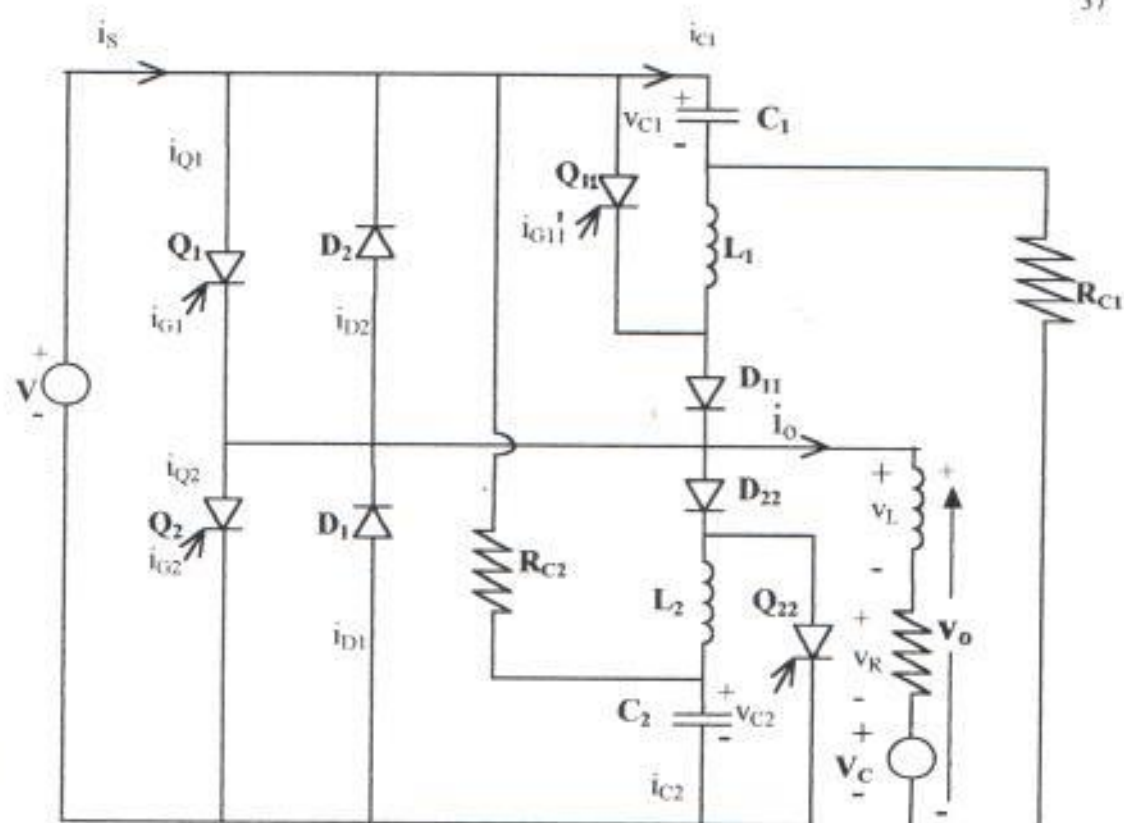


fig. 1.10a

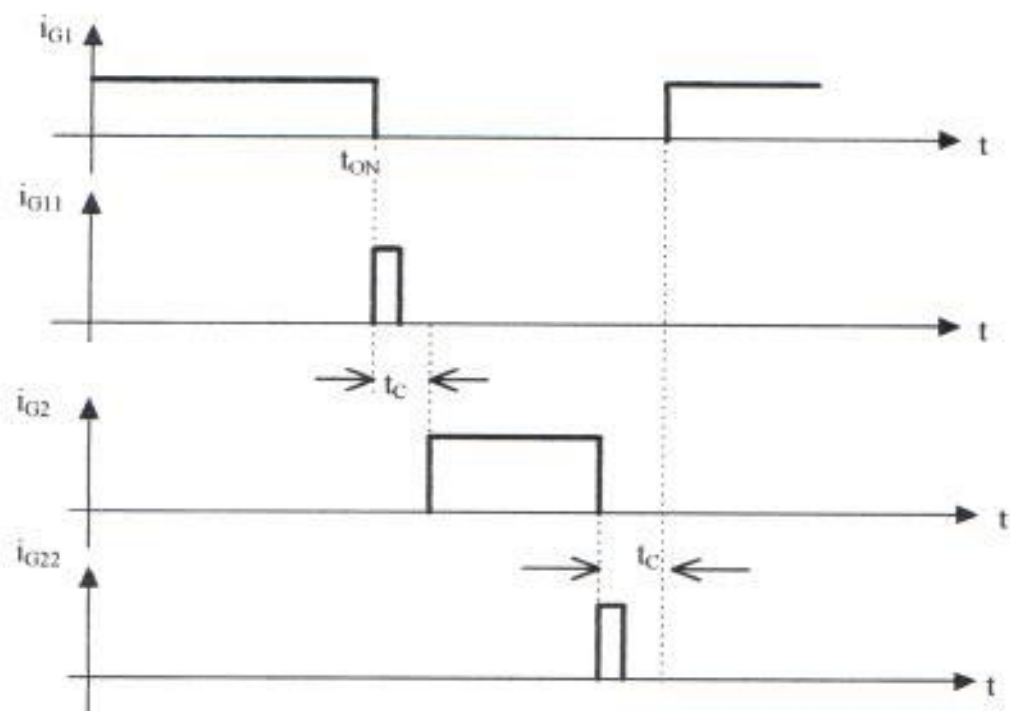


fig. 1.10b

Si el troceador clase B está operando ya sea en el primer o el segundo cuadrante bajo la condición  $i_{\max} > 0$  e  $i_{\min} < 0$ , como lo ilustra la fig.

1.8 entonces un intervalo debe ser permitido que transcurra entre el fin de la señal de compuerta para un tiristor principal y el inicio de la señal de compuerta de la otra.

Cuando la señal de compuerta es retirada de  $Q_1$  y  $Q_{11}$  es encendido para iniciar el ciclo de conmutación, no es lícito encender  $Q_2$  hasta que  $Q_1$  se apague, de otro modo la fuente  $V$  se cortocircuitaría. El ciclo de conmutación de  $Q_1$  debe por tanto ser completado, a menos que en el instante  $t = t_2$  mostrado en la fig. 1.10b, antes que  $Q_2$  sea encendido. Por tanto en la práctica normal retardar la señal de compuerta en cada uno de los tiristores principales hasta el intervalo de conmutación sea completado en el orden.

El arreglo necesario del disparo de las compuertas es el de la fig. 1.10b, por otra parte es importante señalar que los cálculos para determinar el valor de los elementos que hacen falta para obtener un circuito como el de la figura 1.10a ya fueron realizados puesto que para el diseño del circuito de conmutación se utilizó como guía gráfica la figura 1.5 y como existe concordancia entre las figuras antes mencionadas se pueden utilizar los mismos valores de elementos, tomando en consireación la correspondencia entre las mismas, así por ejemplo el valor del capacitor  $C_1$  es de  $50\mu\text{F}$  puesto que este corresponde al valor de  $C$  encontrado anteriormente, el valor de  $R_{c1}$  es igual al valor de  $R_{c2}$ , al valor de  $R_1$ , esto es  $20\Omega$ ; y así sucesivamente.

## C A P I T U L O II

### CIRCUITO DE CONTROL

#### 2.1. CARACTERÍSTICAS DEL CIRCUITO DE CONTROL.

En las operaciones del circuito troceador ya descrito se asumió que los tiristores principales Q1 y Q2 y los de conmutación Q11 y Q22 eran disparados a instantes apropiados como se indica en la figura 2.2. Analizaremos el funcionamiento de nuestro circuito de control, diseñado para un troceador clase B conmutado por corriente bajo control de ancho de pulso.

Otro requerimiento que debe cumplir el circuito de disparo, es que ejecute un control de ancho de pulso (PWM) sobre el troceador; esto significa que el circuito debe poder cambiar el tiempo en el cual se apaga Q1 y se enciende Q2 manteniendo constante el periodo de 8.8 mseg.

#### 2.1.1. FUNCIONAMIENTO BASICO DEL TROCEADOR Y SU CONTROL

Este troceador requerirá de cuatro señales de disparo. El tiristor principal Q1 será disparado durante un tiempo  $t_{on}$  en cada periodo de troceo; este periodo T es mantenido constante.

El tiristor de conmutación Q11 es encendido al final del  $t_{on}$  y formará un lazo que apagará a Q1. Este pulso tiene una duración de algunos microsegundos ya que este se autoconmuta debido al circuito oscilatorio L1 y C1.

Luego de un tiempo  $t_c$ , suficiente para que el tiristor de conmutación Q11 se dispare y se apague, se enciende Q2 que permanecerá activado por el resto del periodo hasta  $T-t_c$ .

Al llegar al instante  $T-t_c$  se enciende Q22 que formará un lazo que apagará a Q2. Q22 permanecerá prendido por unos pocos microsegundos y luego por la corriente del lazo formado por L2 y C2 se autoconmuta. Una vez transcurrido el tiempo  $t_c$  se podrá nuevamente disparar a Q1 y repetir todo el ciclo.

Las formas de onda de VG1, VG11, VG2 y VG22 son generadas mediante circuitería electrónica y digital; tal circuito consta de amplificadores operacionales UA741, LM555, CD4069 y CD4011.

El circuito troceador de la fig. 2.1 consta de cuatro tiristores, dos principales y dos de conmutación. La lógica es generar una onda cuadrada para hacer disparar al tiristor principal Q1, y por la variación del ancho de esta onda cuadrada (modulación de ancho de pulso (PWM)) variar el voltaje DC que le llega a la carga y por ende la velocidad del motor.

Para apagar el tiristor principal Q1 se genera un pulso justo cuando termina la onda cuadrada, esto hace que entre a trabajar el tiristor de conmutación Q11. Pasado un tiempo suficiente  $t_c$  para que se apague Q11, se enciende Q2 que también tiene modulación por ancho de pulso. Cuando al final se debe apagar Q2 se dispara Q22.

Se trabajará con una frecuencia fija de 115Hz, la variación de la velocidad se realizará aumentando o disminuyendo el ancho del pulso del tiristor principal (PWM).

La frecuencia o periodo fijo de troceo se genera con un LM555 en configuración astable, cuya onda cuadrada de salida V1 tiene un gran tiempo en alto y mínimo tiempo en bajo. Esta onda sirve de entrada a otro

LM555 con una configuración que nos permite obtener una rampa  $V_2$ . Para el control de velocidad tenemos un potenciómetro mediante el cual obtenemos un voltaje de referencia  $V_{ref}$ . Al efectuar la comparación de  $V_{ref}$  con  $V_2$  en un UA741 obtenemos una onda cuadrada  $V_3$ . La intersección de la rampa con un voltaje de referencia ( $V_{ref}$ ) marca el fin del ton,

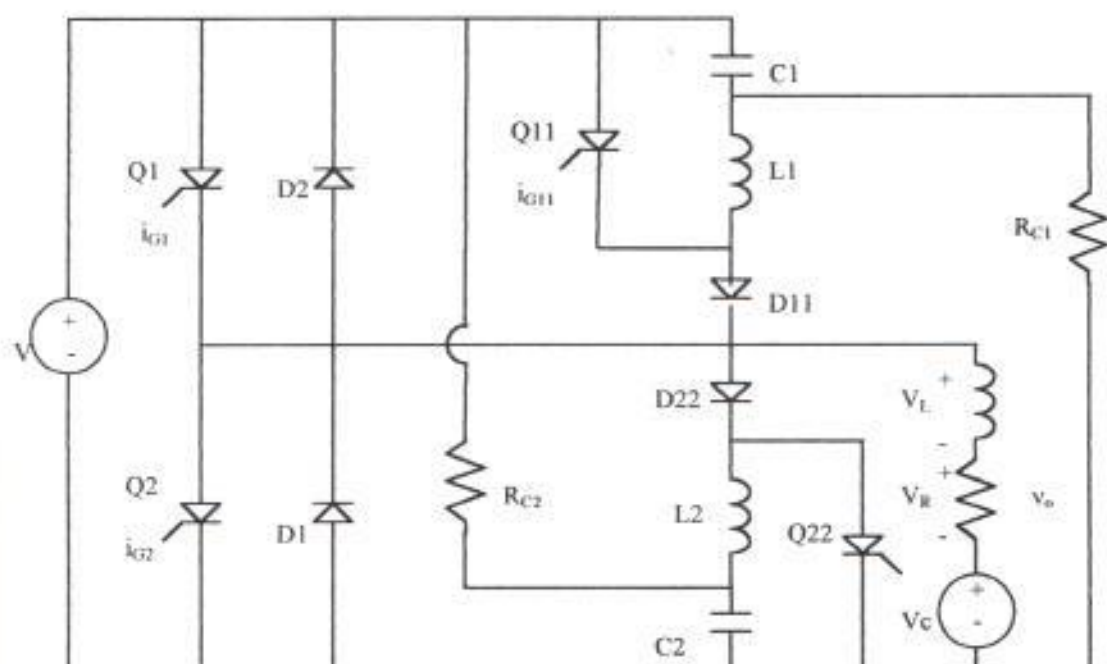


fig. 2.1

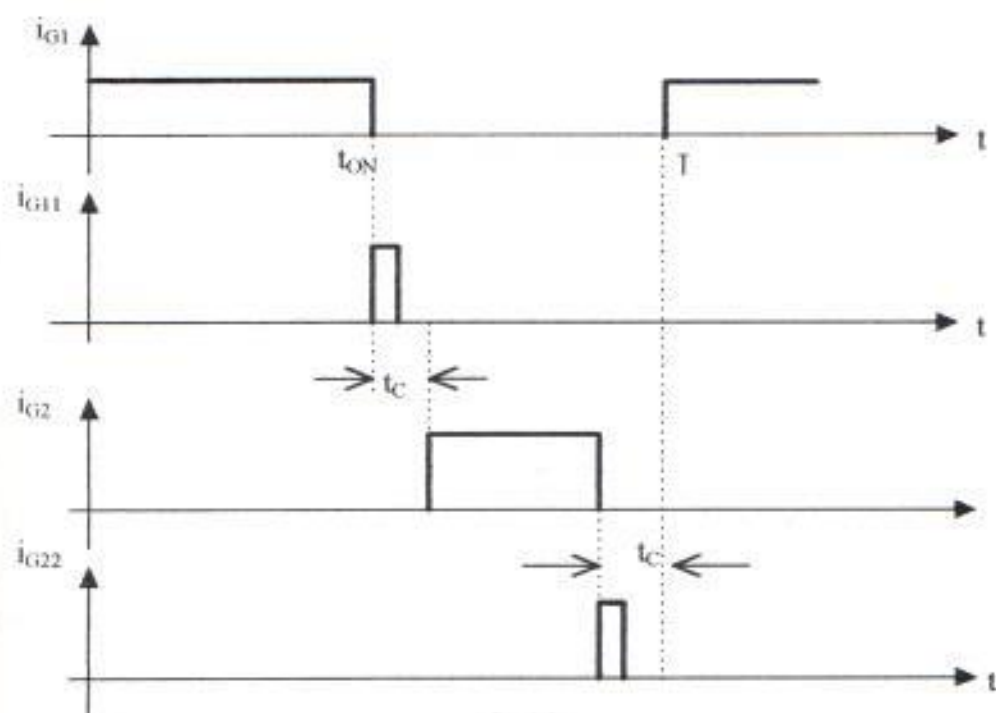


fig. 2.2

La salida V3 del comparador es invertida para obtener un desfase de 180 grados con respecto a la entrada. Esta onda V4 es nuevamente invertida obteniéndose la señal V5, la cual se multiplica con la salida negada del segundo generador del tiempo de separación  $\overline{V14}$ . La resultante V6 activa a un LM555 en configuración astable que genera la ráfaga de pulsos de alta frecuencia que dispara a Q1. Al tiempo  $t_{on}$  la señal V3 va al bajo y por ende V5 también. Con el flanco de bajada se activan 2 LM555 en configuración monoestable; el uno genera el pulso de conmutación Q11 y el otro genera un pulso de duración  $t_c$  que asegura que cuando se encienda Q2 ya estarán apagados Q1 y Q11.

Usando la señal V4 a través de un circuito RC que provoca un retardo mayor al obtenido en el generador del primer tiempo de separación obtenemos V12. Dicha señal la multiplicamos con la salida negada del primer generador de tiempo de separación  $\overline{V11}$  y obtenemos V13 la cual activa a un LM555 en configuración astable. La onda de salida V14 también tiene modulación por ancho de pulso y será la que dispara a Q2.

Luego en el tiempo  $T-t_c$  la señal V4 va al bajo y con el flanco de bajada se activan los LM555 del generador de pulso de Conmutación Q22 y del segundo Generador de tiempo de separación, los cuales están en configuración monoestable. Para producir los pulsos de disparo, tanto de Q1, Q11, Q2 y Q22 se utilizan transformadores de pulsos; utilizándose una circuitería adicional para poder acoplar estos transformadores al circuito de fuerza; tal circuitería consta de un transistor NPN, resistencias y diodos.

El circuito se lo puede dividir en lo siguiente: Regulador de Frecuencia, Generador de Rampa, Comparador, Circuito Inversor y RC, Generador de Pulso Principal VG1, Generador de Pulso de Conmutación VG11, Generador de Pulso Principal VG2, Generador de Pulso de Conmutación VG22, Generador del Primer tiempo de Separación y Generador del Segundo tiempo de Separación.

## 2.2. REGULADOR DE FRECUENCIA.

Se ha diseñado un circuito regulador de frecuencia con el fin de poder fijar la frecuencia de troceo del chopper que estamos diseñando. Podría suceder que luego se necesite cambiar la frecuencia y si no lo construimos variable, esto sería imposible. Para tal efecto el resistor  $R_{a1}$  en realidad es un potenciómetro, que dependiendo de la frecuencia que se requiera se fija en un determinado valor.

Para diseñar el regulador de frecuencia se usó la configuración astable del LM555, tomando en consideración que la onda de salida tenga la frecuencia de troceo del chopper y que exista solo un pequeño tiempo en el bajo para indicar que un período se ha cumplido.

En el multivibrador astable, con  $R_{b1}=1K\Omega$ ,  $R_{a1}=36K\Omega$ ,  $f=115Hz$ .

$$C1 = \frac{T}{0.69(R_{a1} + 2R_{b1})}$$

$$C1 = 0.0087 / (0.69 * 38K)$$

$$C1 = 0.33\mu f$$

$$t_{low} = 0.69R_{b1} C1 = 227\mu s$$

$$t_{high} = 8472\mu s$$

La siguiente gráfica muestra la onda de salida  $V1$  del multivibrador astable, en donde se aprecia el período de 8.8msg. y el tiempo en bajo de 227useg.

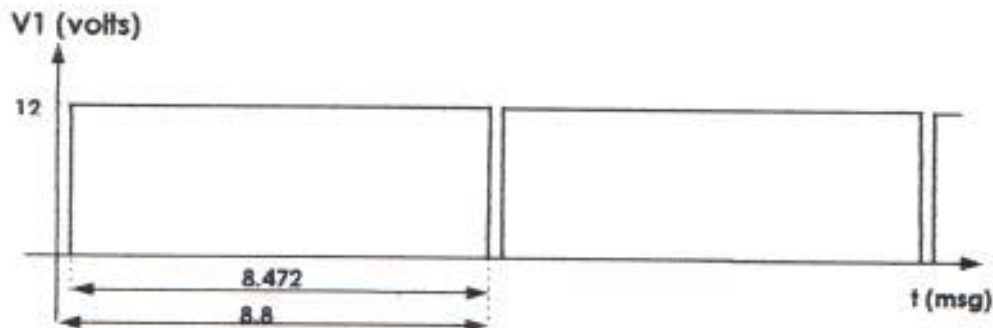


fig. 2.3



La figura 2.4 muestra una de las aplicaciones del LM555 como multivibrador astable.

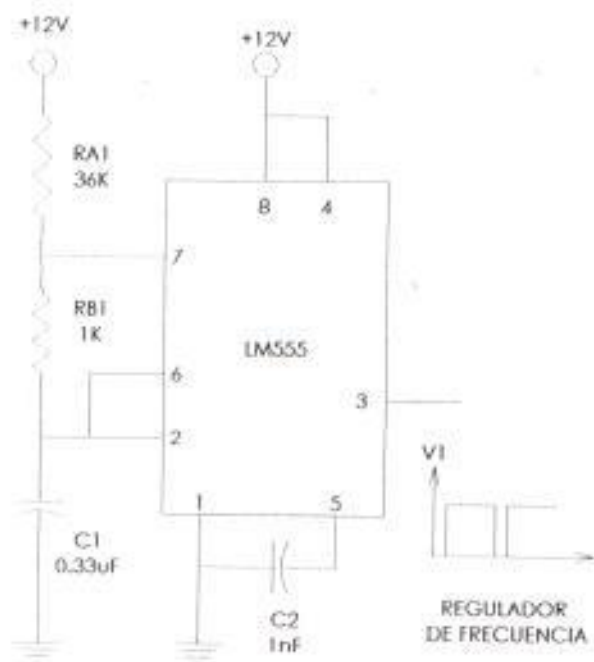


fig. 2.4

- Elementos:
- Un LM555N.
  - Dos capacitores cerámicos de 0.33µF y 1nF.
  - Una resistencia de 1kΩ.
  - Un potenciómetro de 50KΩ fijado en 36KΩ.
  - Alimentación de voltaje de +12V.

### 2.3. GENERADOR DE RAMPA.

Aplicación del LM555 para generar una onda diente de sierra tipo rampa, cuya aplicación es fundamental para el circuito.

El capacitor del circuito en la figura 2.6 se cargará y descargará con una corriente constante. Esto producirá un voltaje lineal de salida.

Observando la configuración interna del LM555 en la figura 2.5 tenemos los voltajes de umbral de los dos amplificadores:

$$V_{-}(A1) = 12 (10 \parallel 5) / [(5 \parallel 5) + (10 \parallel 5)]$$

$$V_{-}(A1) = 6.856 \text{ V.} = V_{cf}$$

$$V_{+}(A2) = V_{-}(A1) / 2 = 3.43 \text{ V.}$$

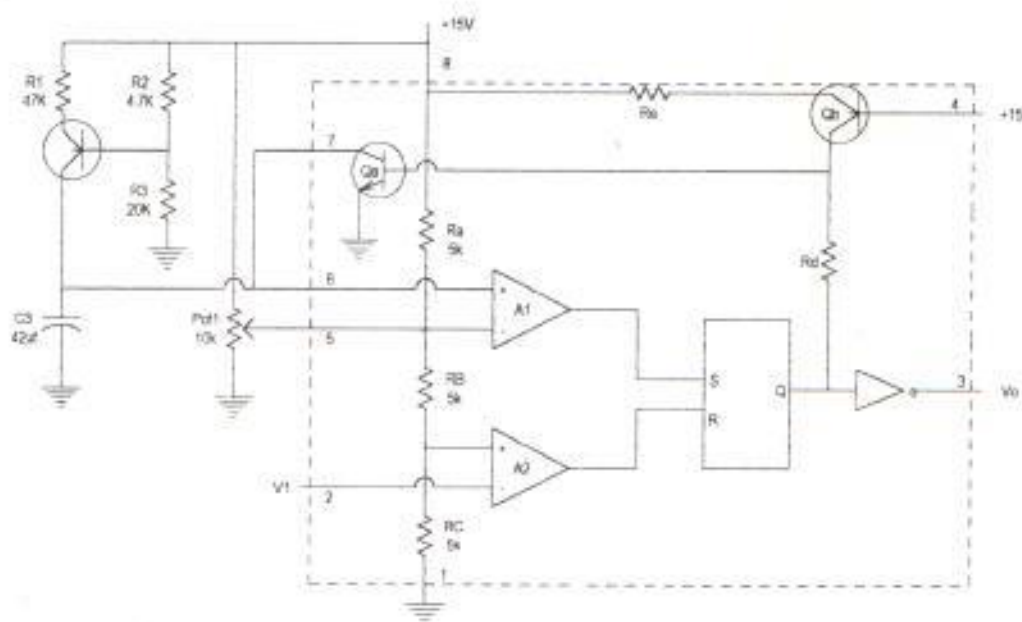


Fig. 2.5

Mientras tanto para el análisis de la fuente de corriente constante realizamos un equivalente Thevenin de donde obtenemos lo siguiente:

$$R_{th} = 4.7 \parallel 20 = 3.8K$$

$$V_{th} = 12 (10/24.7) = 9.7 \text{ V.}$$

$$V_{cc} - V_{EB} - V_{th} - R_{th} I_b - R_1 (\beta + 1) I_b = 0$$

$$I_b = 1.59 / 8.5M$$

$$I_b = 0.186 \mu A$$

$$I_c = \beta I_b$$

$$I_c = 180(0.186) \mu A = 33 \mu A$$

$$t_{righ} = C_3 * V_{cf} / I_c$$

$$C_3 = 8472 \text{ useg} * 33 \mu A / 6.85$$

$$C_3 = 41.3 \text{ nf}$$

La señal V1 ingresa al V-(A2). Supongamos que V1 está en alto y que  $Q_{n+1} = 0$  entonces Qa está abierto y C3 se está cargando hasta el voltaje máximo  $V_{cf}$ . Si  $V1=12V$  entonces  $V-(A2) = 12V$  que se compara con  $V+(A2)=3.43V$  y a la salida obtenemos  $R=0$ .

El voltaje del capacitor C3 corresponde a una rampa ascendente de carga que corresponde a  $V+(A1)$  y  $V-(A1)=6.856V$  fijos que se comparan y se obtiene S. En este caso  $V-(A1) > V+(A1)$  y se obtiene  $S=0$

Según la siguiente tabla característica tenemos:

S	R	$Q_{n+1}$
0	0	$Q_n$
0	1	0
1	0	1
1	1	$\Phi$

que el próximo estado es igual al estado presente y todo continúa desarrollándose igual.

Esto sucede hasta que el voltaje del capacitor C3 alcanza su valor máximo y entonces  $V+(A1) > V-(A1)$  y a la salida del comparador A1 tenemos  $S=1$ . Por otro lado si la forma de onda de V1 continúa en el alto tenemos  $V-(A2) > V+(A2)$  y a la salida del comparador A2 obtenemos  $R=0$ .

Según la tabla característica el próximo estado a la salida del flip-flop  $Q_{n+1}$  será un alto. Con este valor Qa se satura y C3 se descarga rápidamente obteniéndose  $V2=0$ . También  $V+(A1)=0$  y tenemos que  $V-(A1) > V+(A1)$  y a la salida del comparador A1 obtenemos  $S=0$  y dado que  $R=0$  tenemos que V2 continuará en cero.

Luego V1 baja a cero y tenemos que  $V+(A2) > V-(A2)$  y por ende  $R=1$ . Con C3 descargado  $S=0$  continúa siendo verdad. Con estos valores de S y R y según la tabla tenemos que el próximo estado es cero. Con  $Q_{n+1} = 0$  Qa se abre y C3 comienza a cargarse nuevamente y todo el ciclo se repite.

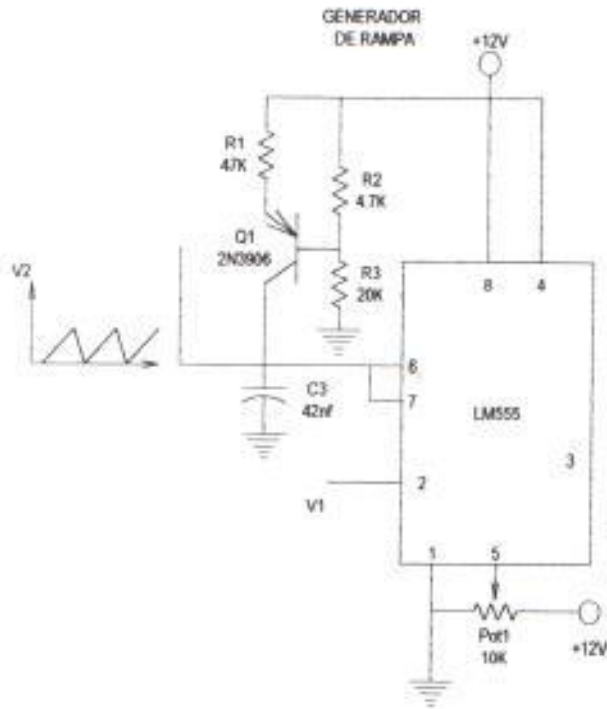


fig. 2.6

En la figura 2.7 se muestra la forma de onda final de la rampa V2 con magnitudes de voltajes y tiempos.

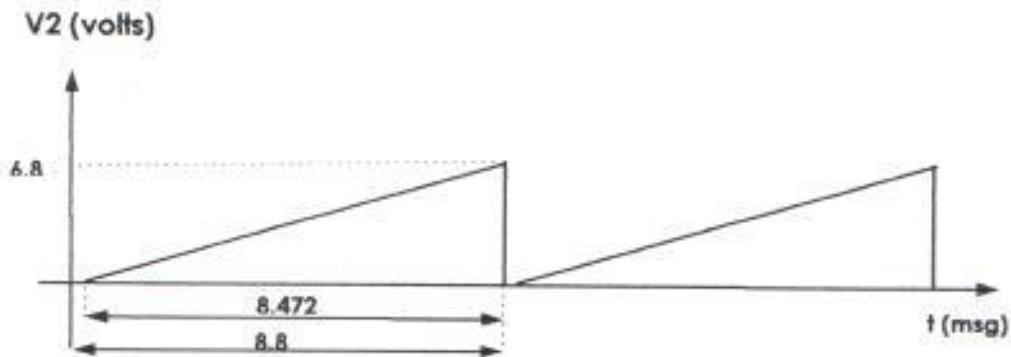


fig. 2.7

- Elementos:
- Un LM555
  - Tres resistencias de  $47k\Omega$ ,  $4.7k\Omega$  y  $20k\Omega$
  - Un capacitor ceramico de  $42nf$ .
  - Un transistor 2N3906.
  - Un potenciometro de  $10k\Omega$

## 2.4. COMPARADOR.

Aplicación del LM741 como comparador de la rampa generada en el circuito anterior con un nivel de voltaje DC ajustable (mediante un potenciómetro) como referencia. Se usan voltajes de polarización de +12V y de -2V para obtener a la salida el voltaje V3 ya sea en cero o en el alto.

$$\text{Si } V_2 > V_{\text{ref}} \Rightarrow V_3 = -V_{\text{cc}} + 2V$$

$$\text{Si } V_2 < V_{\text{ref}} \Rightarrow V_3 = +V_{\text{cc}} - 2V$$

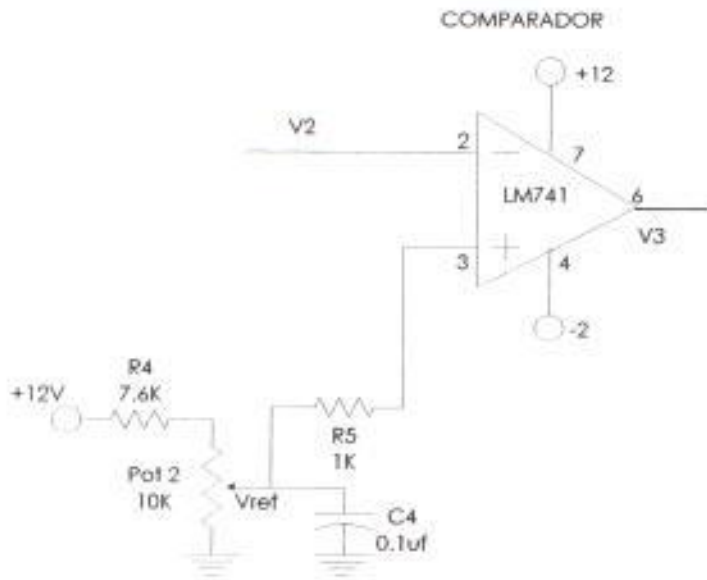


fig. 2.8

Mediante la resistencia R4 de 7,6K se consigue limitar el voltaje máximo de referencia.

$$V_{\text{ref max}} = \frac{12 (R_{\text{pot.2}})}{(R_4 + R_{\text{pot.2}})}$$

$$V_{\text{ref max}} = 6,8V$$

El capacitor C4 evita las variaciones bruscas de voltaje que suceden cuando se intenta cambiar rápidamente de velocidad. En la siguiente figura se muestra la forma de onda de la salida V3.

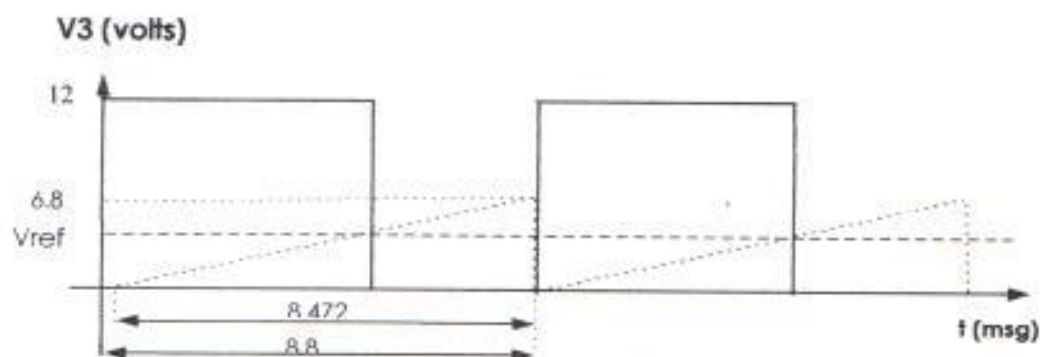


fig. 29

Elementos: Un opamp LM741,  
 Resistencias de 7,6K $\Omega$ , 1K $\Omega$ .  
 Un potenciómetro de 10K $\Omega$ .  
 Un capacitor de 0,1 $\mu$ f.  
 Alimentación de voltaje de +12V y -2V DC.

## 2.5 CIRCUITO INVERSOR Y RC

El circuito inversor se usó por 2 motivos. El primero que es fijar los valores de la onda cuadrada V3 tanto en el bajo a cero voltios como en el alto a 12V, lo cual se consigue pasando V3 por 2 inversores CD4069. La onda resultante es V5.

El segundo motivo era conseguir una onda que fuera el complemento de V3 o desfasar V3 en 180° con la finalidad de usar el ton como referencia para disparar luego de un tiempo  $t_c$  a Q2. Al pasar V3 por un inversor CD4069 se obtiene V4 que luego alimenta a un circuito RC que provoca un retardo.

El circuito RC con su retardo es necesario ya que compensa el retardo provocado en el circuito generador del primer tiempo de separación. Calculando  $\tau$  tendremos una idea del retardo generado.

$$\tau = R6 * C5$$

$$\tau = 1K * 1.8nf$$

$$\tau = 1.8useg$$

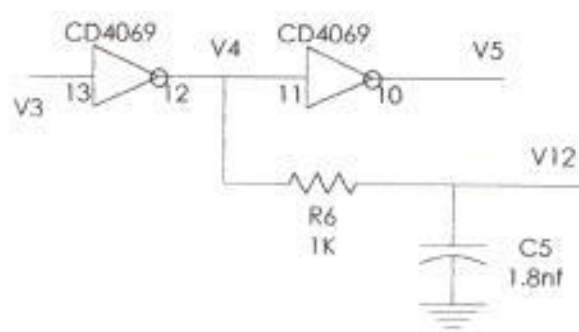


fig. 2.10

Elementos: Dos inversores CD4069.  
Resistencia de 1KΩ.  
Un capacitor de 1.8nf.

## 2.6. GENERADOR DEL PULSO PRINCIPAL VG1.

Aplicación del LM555 como multivibrador en configuración astable, la salida del pin tres del LM555 es el pulso buscado que mediante el transformador de pulsos y una circuiteria adicional será acoplado a la puerta del tiristor principal para dispararlo.

Existe una lógica que se conecta al pin 4 del LM555 para activarlo. Esta lógica controla que ya haya transcurrido el segundo tiempo de separación  $t_c$  para que pueda activarse el LM555 y generar V7.

La señal de voltaje V6 se aplica al pin 4 o reset del LM555, lo cual permite enviar una ráfaga de pulsos de alta frecuencia en el intervalo definido por el  $t_{on-t_c}$ .

$$T = 0.69(R7+2R8)C6$$

$$T = 0.69(240+2(1000))0.1\mu F$$

$$T = 154\mu\text{seg}$$

$$f = 6469 \text{ Hz}$$

Una vez que se obtiene la señal V7 esta ya está lista para hacer disparar a Q1, pero para aumentar la corriente de disparo y asegurar que éste se prenda, hacemos que la señal pase por un transistor que tienen un transformador de pulsos conectado a su colector.

El diodo D1 sirve como diodo de paso libre, mientras que D2 rectifica los pulsos. El capacitor C8 evita cambios bruscos de voltaje, es un filtro de altas frecuencias.

Al pin 8 de polarización del LM555 se conectó una red RC para evitar que el pulso VG1 sea disparado a tiempos inadecuados como al principio de la operación, en el arranque en donde se podría provocar un cortocircuito.

GENERADOR DE PULSO PRINCIPAL DE Q1

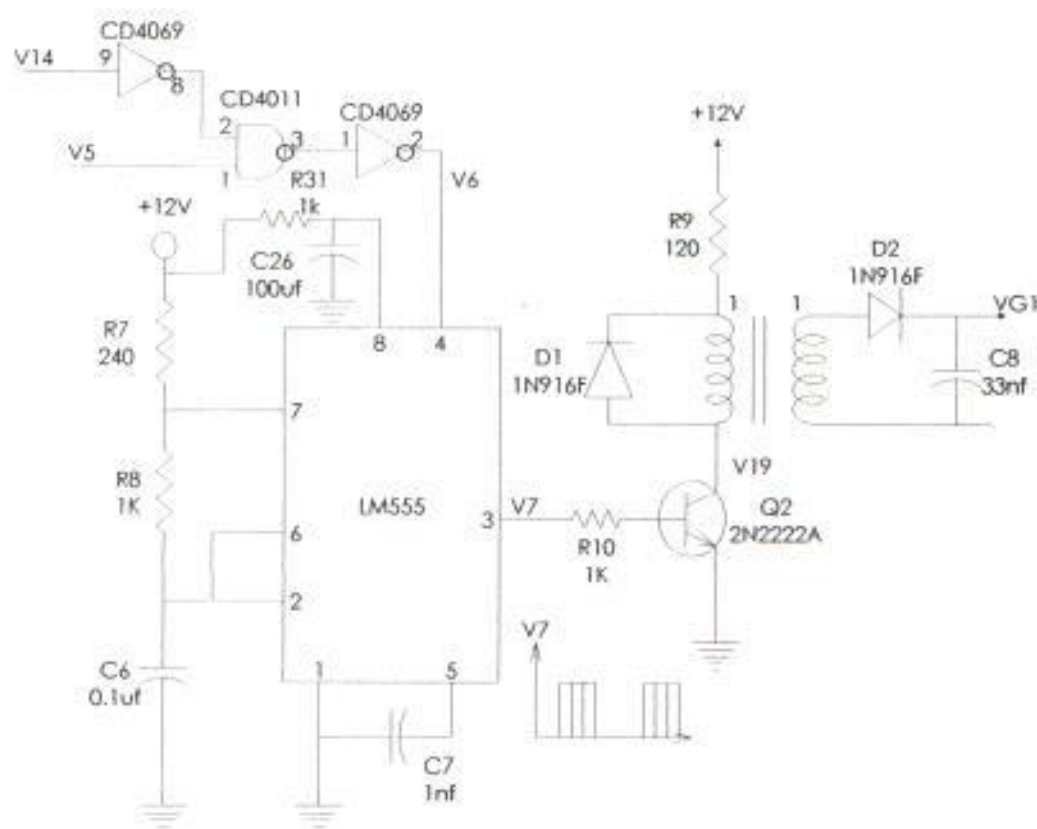


fig. 2.11

A continuación se presentan los gráficos ideales de entrada y salida del presente circuito.



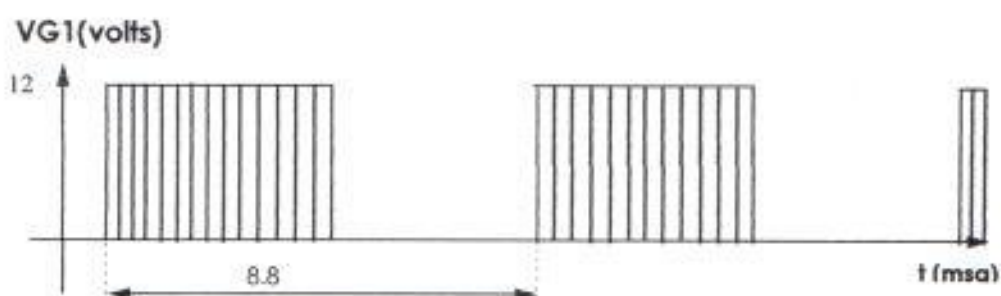
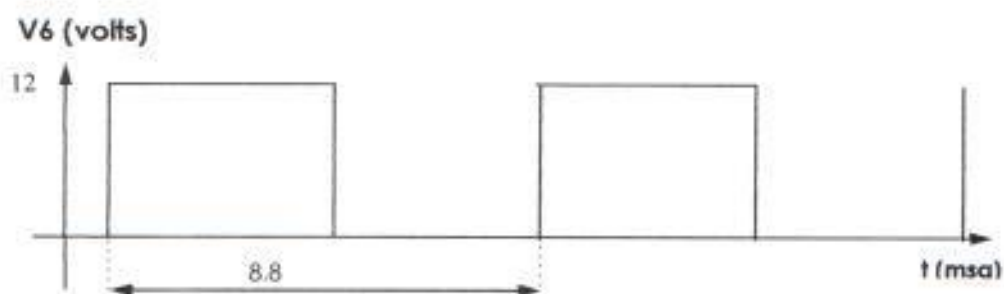
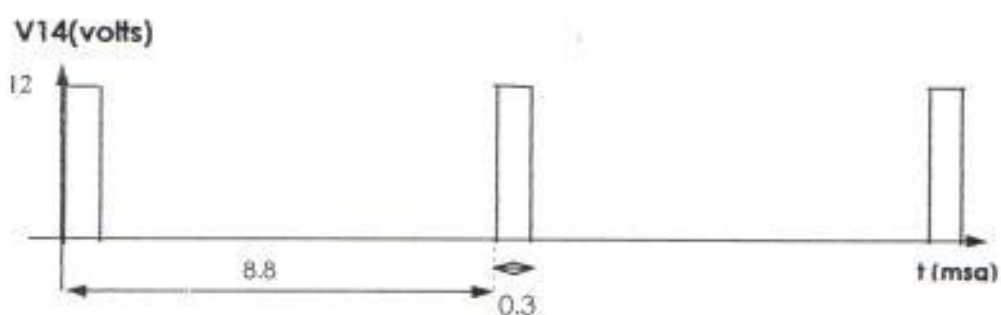
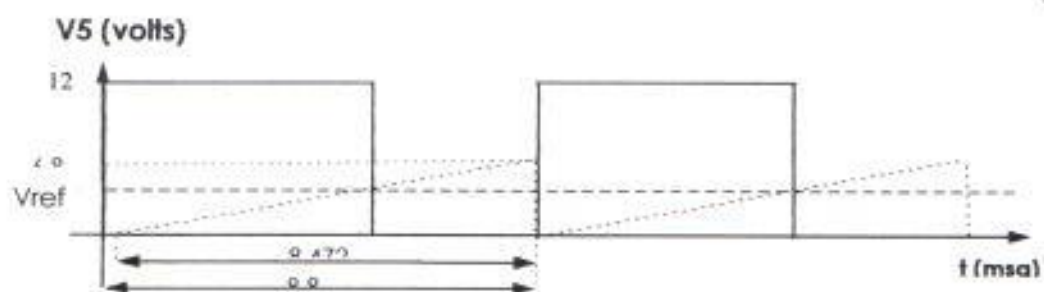


fig. 2.12

- Elementos:
- Un LM555
  - Dos inversores CD4069
  - Una puerta NAND CD4011
  - Resistencias de  $240\Omega$ ,  $1K\Omega$ ,  $120\Omega$
  - 3 Resistencias de  $1K\Omega$ .
  - Capacitores cerámicos de  $1nf$ ,  $0.1\mu f$  y  $33nf$ .
  - Capacitor electrolítico de  $100\mu f$ .
  - Dos diodos 1N916F
  - Un transistor 2N2222A
  - Un transformador de 1 a 1
  - Alimentación de voltaje de  $+12V$  DC.

## 2.7. GENERADOR DEL PULSO DE CONMUTACION VG11.

Aplicación del LM555 para generar el pulso de conmutación que dispara al tiristor Q11. Tomando la salida del inversor, V5 esta se inyecta a la red que generará los pulsos de conmutación del tiristor Q11. Es de destacar que estos pulsos son regulables, es decir que se puede cambiar el tiempo de duración de los mismos dependiendo del tiempo de apagado de los tiristores que se usen. Estos pulsos están en fase con la terminación de los pulsos del tiristor principal Q1 asegurando de esta manera la conmutación.

La onda cuadrada V5 de la salida del inversor ingresa al diferenciador formado por C9, R11 y R12. Cuando V5 se encuentra en el alto el capacitor C9 se encuentra descargado ya que en el pin 2 tenemos 12V. El pin 2 del LM555 denominado trigger internamente es el pin V-(A2) y por tanto no circula corriente.

Cuando V5 cambia de un alto a un bajo, C9 comienza a cargarse desde cero, lo que produce en la entrada del pin 2 del LM555 un flanco negativo que activa al integrado, provocando que a la salida en el pin 3 el voltaje V9 vaya al alto por el tiempo requerido.

## GENERADOR DEL PULSO DE CONMUTACION Q11

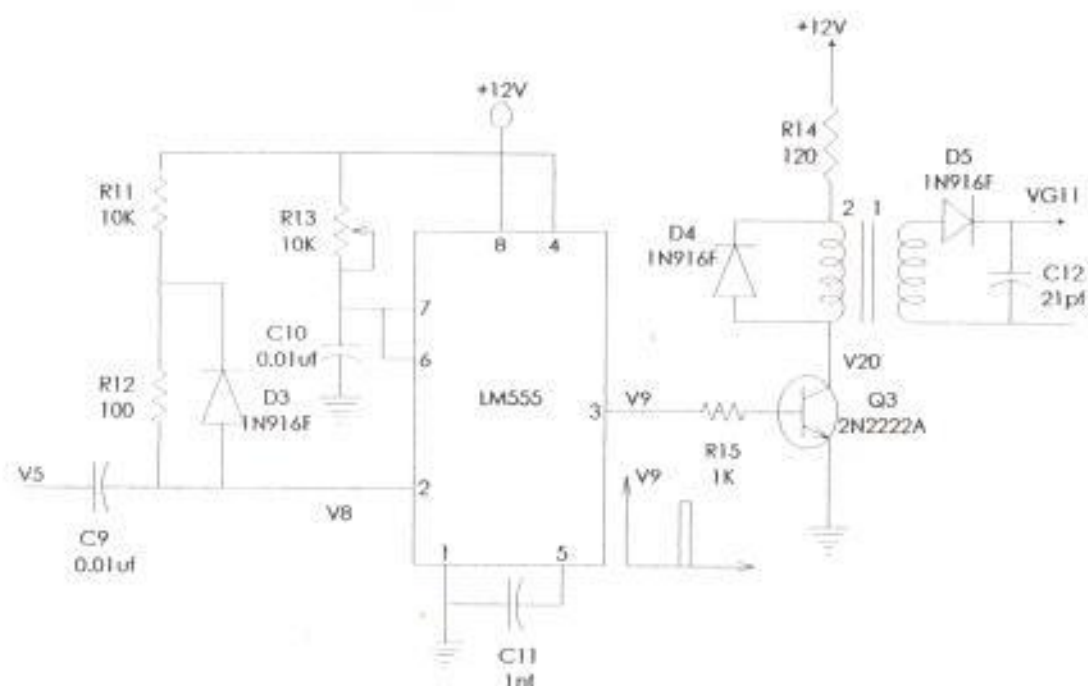


fig. 2.13

Con  $t_{high} = 60\mu\text{seg.}$  y  $C10 = 0.01\mu\text{F}$  calculamos el valor en el que  $R13$  debe fijarse, usando la siguiente fórmula.

$$t_{high} = 1.09 C10 R13$$

$$R13 = 5.504K$$

Una vez que el capacitor  $C9$  se ha cargado hasta los 12V permanece invariable hasta que sucede el cambio del voltaje  $V5$  de bajo a alto. Dada la polaridad del voltaje inicial del capacitor tenemos

$$V8 = 12 + V_{C9}$$

el cual finalmente llegará hasta los 12V y el capacitor  $C9$  se encontrará descargado.

El diodo  $D3$  asegura que la transición positiva no exceda significativamente el voltaje de alimentación y dañe al integrado.

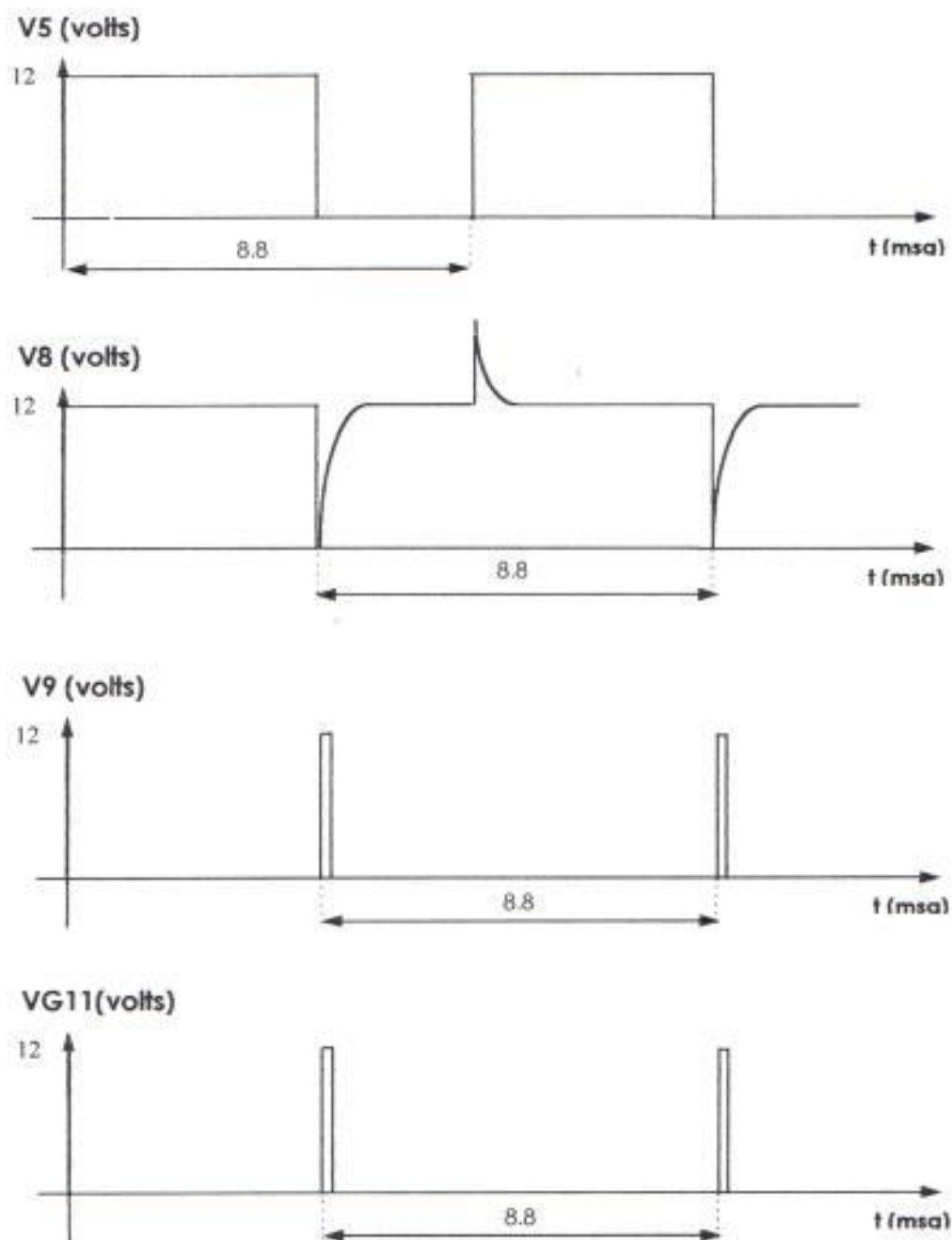


fig. 2.14

Cuando se obtiene la señal V9 esta ya está lista para hacer disparar a Q11, pero para aumentar la corriente de disparo y asegurar que éste se prenda, hacemos que la señal pase por un transistor que tienen un transformador de pulsos conectado a su colector. Desde el secundario de este transformador se toma la señal de disparo VG11.

En la figura 2.14 se muestran las formas de onda ideales que se obtendrán con los valores calculados.

Elementos: Un LM555.

Transistor 2N2222A.

Resistencias de  $1K\Omega$ ,  $120\Omega$ ,  $100\Omega$  y de  $10k\Omega$ .

Un potenciómetro de  $10K\Omega$ .

Dos capacitores cerámicos de  $0.01\mu f$ .

Capacitores de  $1n f$  y de  $21pf$ .

Tres diodos IN916F.

Un transformador de Pulsos de 2 a 1

Alimentación de voltaje de  $+12V DC$ .

## 2.8. GENERADOR DEL PRIMER TIEMPO DE SEPARACION

Aplicación del LM555 para generar el primer tiempo de separación  $t_c$ . Tomando la salida del inversor, V5 esta se inyecta a la red que generará el tiempo de separación. La duración de este pulso es fija y se calculó mayor a la duración del pulso de conmutación para asegurar que Q11 ya esté apagado cuando se dispare Q2. Este pulso está en fase con la terminación de los pulsos del tiristor principal Q1.

La onda cuadrada V5 de la salida del inversor ingresa al diferenciador formado por C13, R16 y R17. Cuando V5 se encuentra en el alto el capacitor C13 se encuentra descargado ya que en el pin 2 tenemos  $12V$ . El pin 2 del LM555 denominada trigger internamente es el pin V-(A2) y por tanto no circula corriente.

Cuando V5 cambia de un alto a un bajo, C13 comienza a cargarse desde cero, lo que produce en la entrada del pin 2 del LM555 un flanco negativo que activa al integrado, provocando que a la salida en el pin 3 el voltaje V11 vaya al alto por el tiempo requerido.

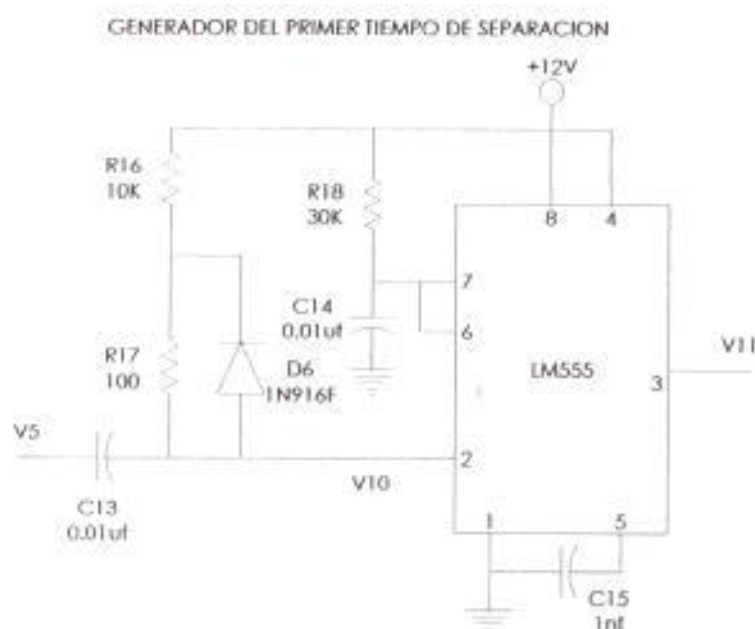


fig. 2.15

Con  $R18=30K$  y  $C14= 0.01\mu f$  calculamos el valor del  $t_{high}$  que se obtiene desde la siguiente fórmula del monoestable.

$$t_{high} = 1.09 C14 R18$$

$$t_{high} = 300\mu\text{seg}$$

Una vez que el capacitor  $C13$  se ha cargado hasta los 12V permanece invariable hasta que sucede el cambio del voltaje  $V5$  de bajo a alto. Dada la polaridad del voltaje inicial del capacitor tenemos

$$V8 = 12 + V_{C13}$$

el cual finalmente llegará hasta los 12V y el capacitor  $C13$  se encontrará descargado.

Elementos: Un LM555

Resistencias de  $100\Omega$ ,  $30K\Omega$ ,  $10K\Omega$

Capacitores cerámicos de  $1nF$ ,  $0.1\mu f$ .

Un diodo 1N916F

Alimentación de voltaje de +12V DC.

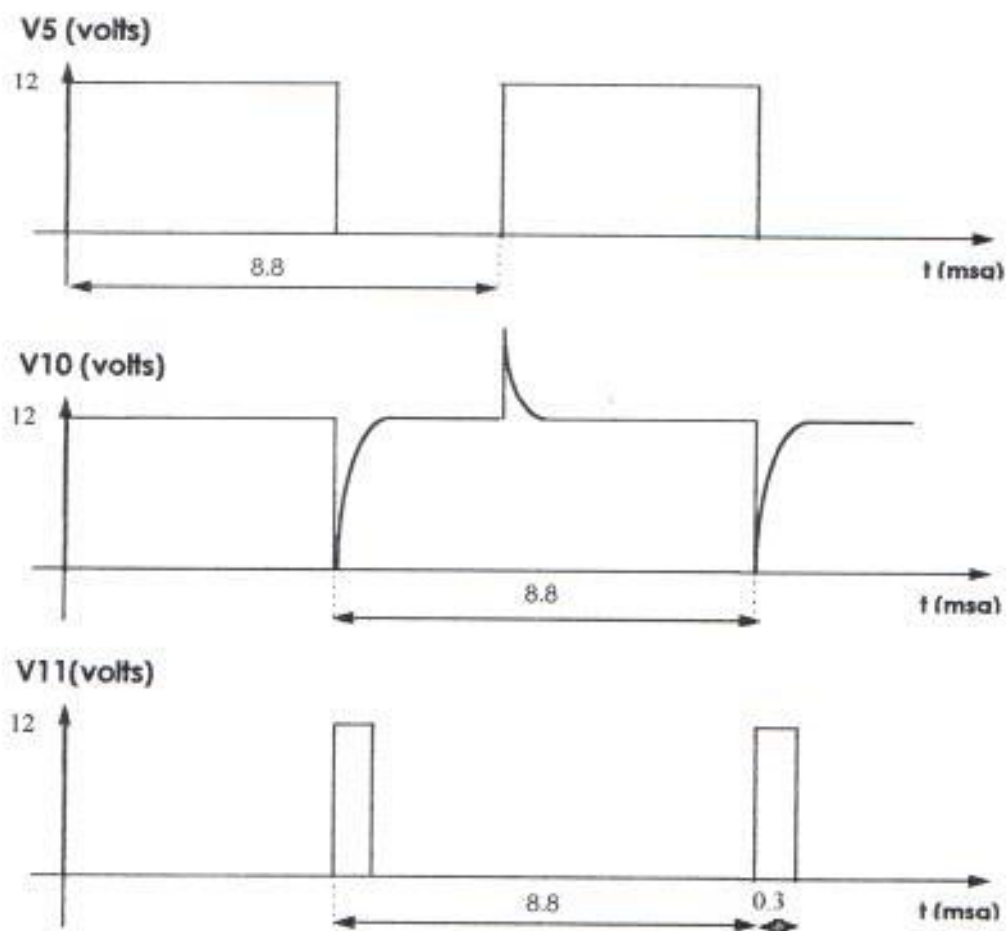


fig. 2.16

## 2.9. GENERADOR DEL PULSO PRINCIPAL VG2

Aplicación del LM555 como multivibrador en configuración astable, la salida del pin tres del LM555 es el pulso buscado que mediante el transformador de pulsos y una circuitería adicional será acoplado a la puerta del tiristor principal Q2 para dispararlo.

Existe una lógica que se conecta al pin 4 del LM555 para activarlo. Esta lógica controla que ya haya transcurrido el primer tiempo de separación  $t_c$  para que pueda activarse el LM555 y generar V14.

La señal de voltaje V13 se aplica al pin 4 o reset del LM555, lo cual permite enviar una ráfaga de pulsos de alta frecuencia en el intervalo definido por el  $T\text{-ton-}t_c$ .

## GENERADOR DEL PULSO PRINCIPAL Q2

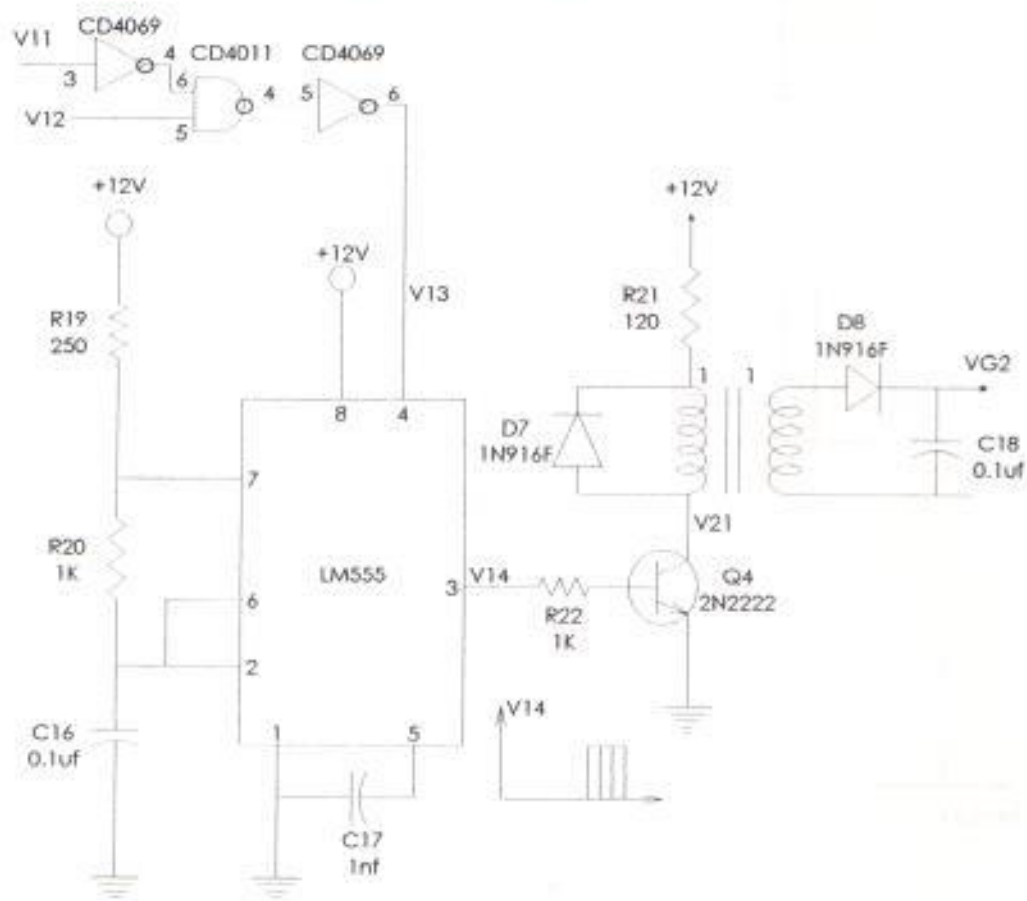


fig. 2.17

Usando la fórmula para la configuración astable podemos calcular la frecuencia de la ráfaga.

$$T = 0.69(R19 + 2R20)C16$$

$$T = 0.69(250 + 2(1000))0.1\mu\text{F}$$

$$T = 155\mu\text{seg}$$

$$f = 6441\text{ Hz}$$

A continuación se presentan los gráficos ideales de entrada y salida del presente circuito.



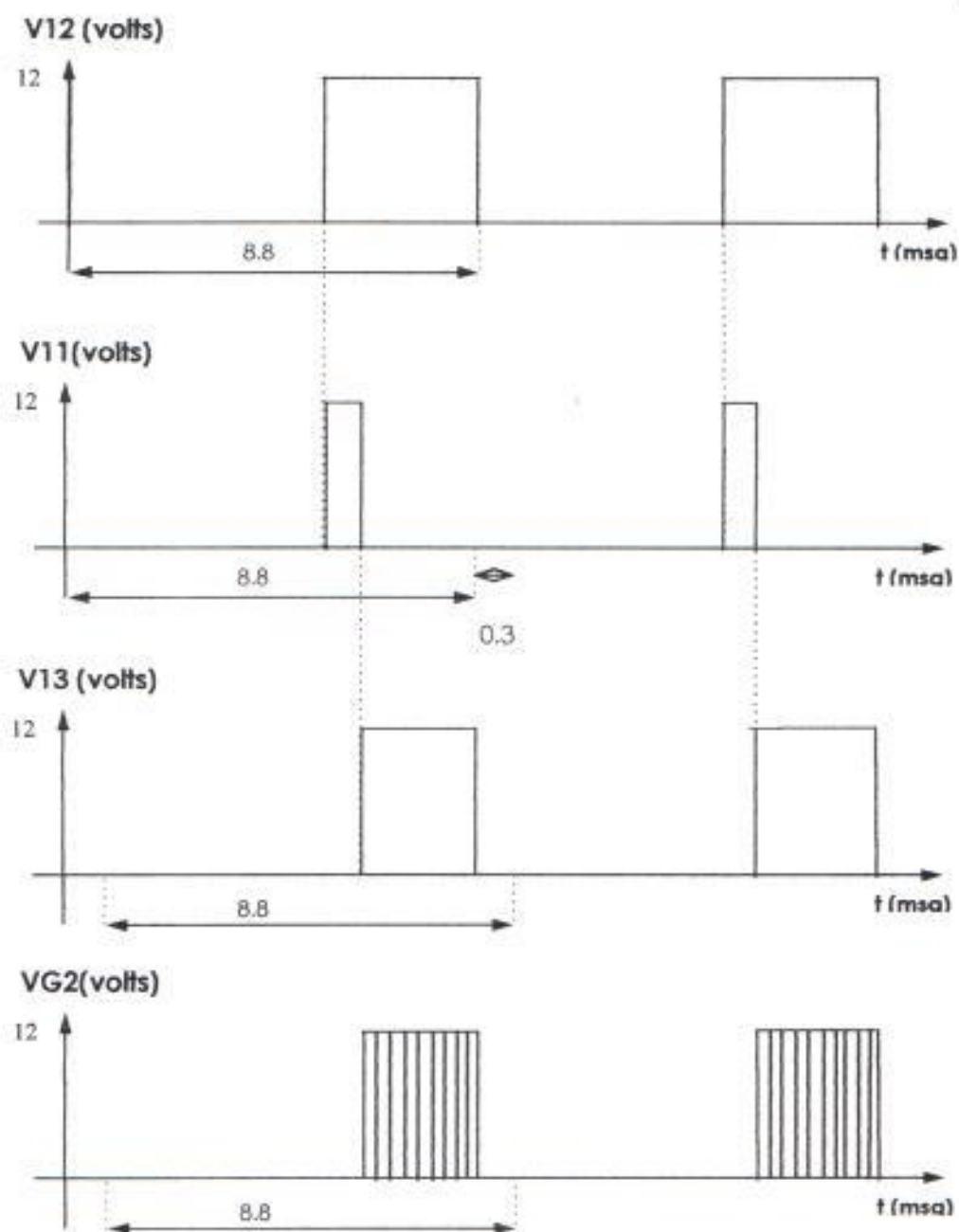


fig. 2.18

- Elementos:
- Un LM555
  - Dos inversores CD4069
  - Una puerta NAND CD4011
  - Resistencias de  $250\Omega$ ,  $120\Omega$
  - 2 Resistencias de  $1K\Omega$ .
  - Capacitores cerámicos de  $1nf$ ,  $0.1\mu f$ .
  - Dos diodos 1N916F
  - Un transistor 2N2222A
  - Un transformador de 1 a 1

## 2.10. GENERADOR DEL PULSO DE CONMUTACION VG22.

Aplicación del LM555 para generar el pulso de conmutación que dispara al tiristor Q22. Tomando la salida de la red RC, V12 esta llega al circuito generador de los pulsos de conmutación del tiristor Q22. Es de destacar que estos pulsos son regulables, es decir que se puede cambiar el tiempo de duración de los mismos dependiendo del tiempo de apagado de los tiristores que se usen. Estos pulsos están en fase con la terminación de los pulsos del tiristor principal Q2 asegurando de esta manera la conmutación.

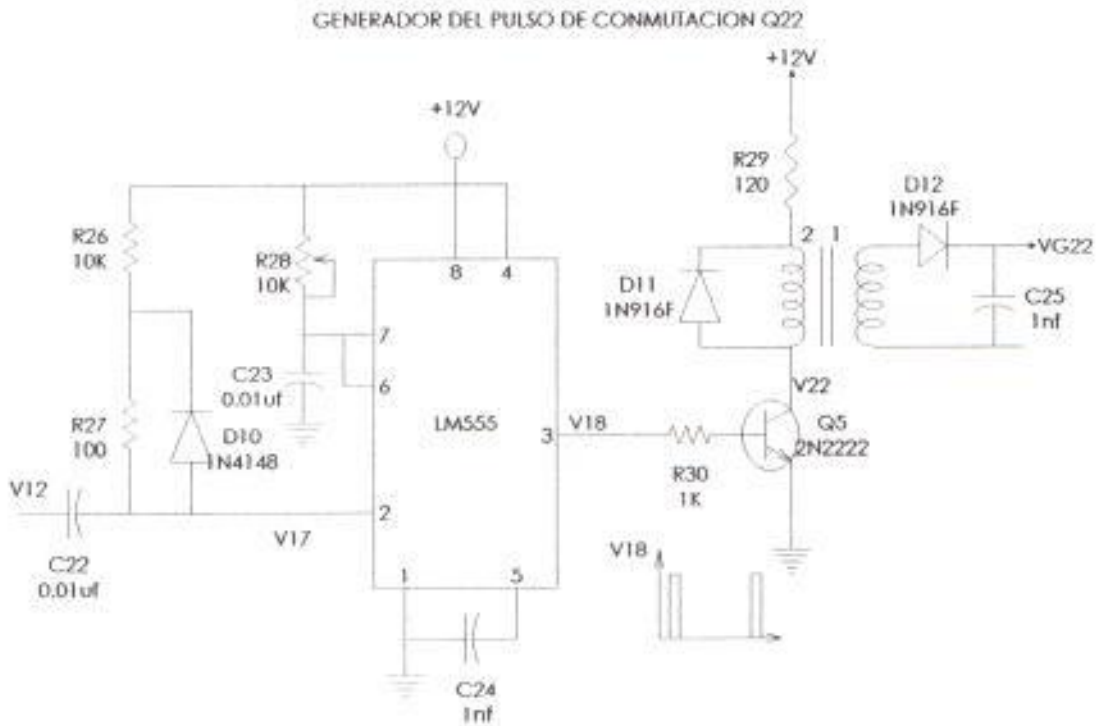


fig. 2.19

La onda cuadrada V12 de la salida de la red RC ingresa al diferenciador formado por C22, R26 y R27. Cuando V12 se encuentra en el alto, el capacitor C22 se encuentra descargado ya que en el pin 2 tenemos 12V. El pin 2 del LM555, V17 denominado trigger internamente es el pin V-(A2) y por tanto no circula corriente.

Cuando V12 cambia de un alto a un bajo, C22 comienza a cargarse desde cero, lo que produce en V17 un flanco negativo que activa al integrado, provocando que a la salida en el pin 3, el voltaje V18

vaya al alto por el tiempo requerido. Con  $t_{high} = 60\mu\text{seg.}$  y  $C23 = 0.01\mu\text{f}$  calculamos el valor en el que R28 debe fijarse, usando la siguiente fórmula.

$$t_{high} = 1.09 C23 R28$$

$$R28 = 5.504K$$

En la figura 2.20 se muestran las formas de onda ideales que se obtendrán con los valores calculados.

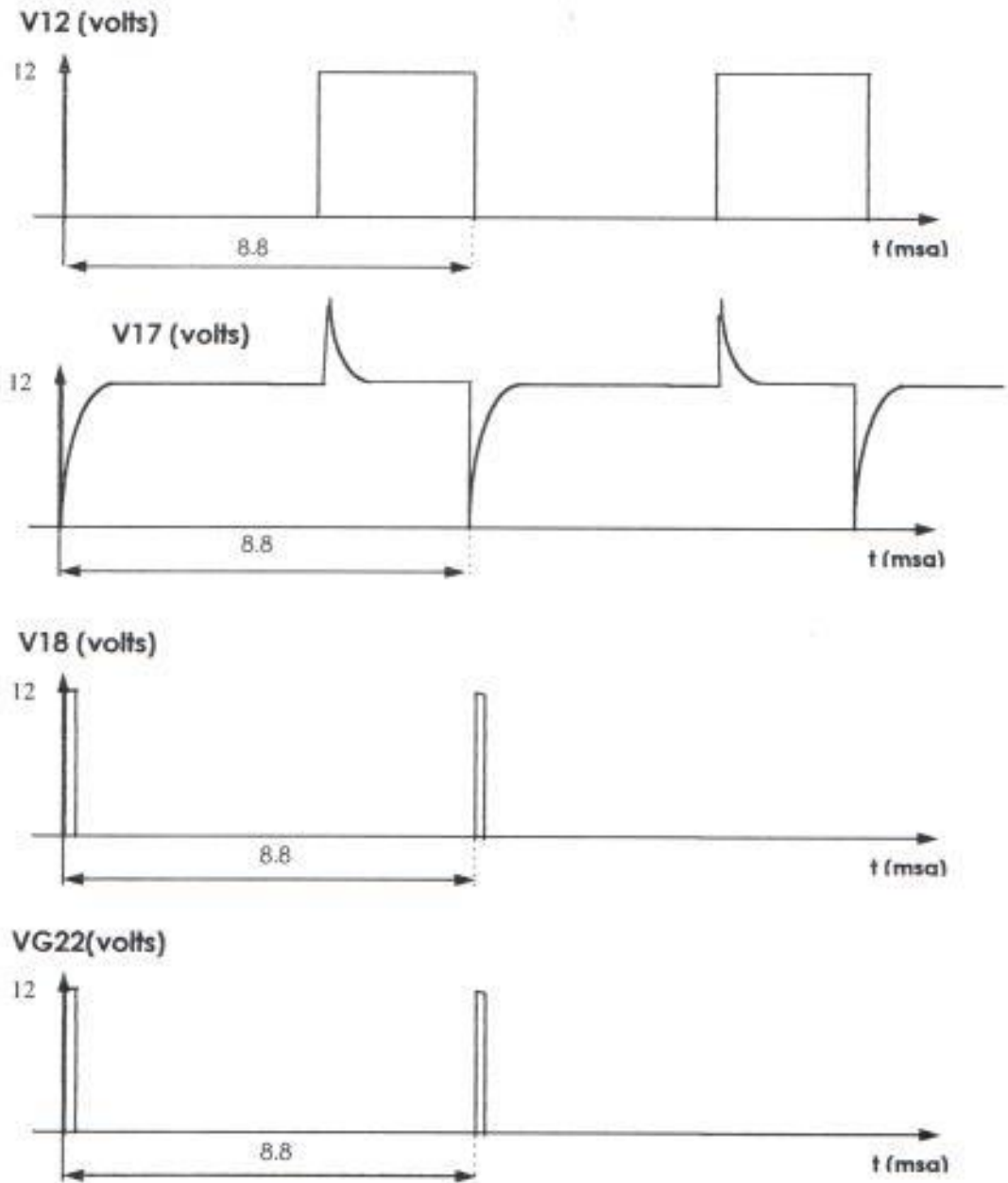


fig. 2.20

Una vez que el capacitor C23 se ha cargado hasta los 12V permanece invariable hasta que sucede el cambio del voltaje V12 de bajo a alto. Dada la polaridad del voltaje inicial del capacitor tenemos

$$V17 = 12 + V_{C22}$$

el cual finalmente llegará hasta los 12V y el capacitor C22 se encontrará descargado. El diodo D10 asegura que la transición positiva no exceda significativamente el voltaje de alimentación y dañe al integrado.

Cuando se obtiene la señal V18 esta ya está lista para hacer disparar a Q11, pero para aumentar la corriente de disparo y asegurar que éste se prenda, hacemos que la señal pase por un transistor que tienen un transformador de pulsos conectado a su colector. Desde el secundario de este transformador se toma la señal de disparo VG22.

Elementos: Un LM555.

Transistor 2N2222A

Resistencias de  $1K\Omega$ ,  $120\Omega$ ,  $100\Omega$  y de  $10k\Omega$ .

Un potenciómetro de  $10K\Omega$ .

Dos capacitores cerámicos de  $0.01\mu f$ .

Capacitores de  $1\mu f$ .

Tres diodos IN916F.

Un transformador de Pulsos de 2 a 1

Alimentación de voltaje de +12V DC.

## 2.11. GENERADOR DEL SEGUNDO TIEMPO DE SEPARACION

Aplicación del LM555 para generar el segundo tiempo de separación  $t_c$ . Tomando la salida de la red RC, V12 esta se inyecta al circuito generador del segundo tiempo de separación.

La duración de este pulso es fija y se calculó mayor a la duración del pulso de conmutación para asegurar que Q22 ya esté apagado cuando se

dispare Q1. Este pulso está en fase con la terminación de los pulsos del tiristor principal Q2.



fig. 2.21

La onda cuadrada V12 de la salida de la red RC ingresa al diferenciador formado por C19, R23 y R24. Cuando V12 se encuentra en el alto el capacitor C19 se encuentra descargado ya que en el pin 2 tenemos 12V. El pin 2 del LM555, V15 denominado trigger, internamente es el pin V-(A2) y por tanto no circula corriente.

Cuando V12 cambia de un alto a un bajo, C19 comienza a cargarse desde cero, lo que produce en la entrada del pin 2 del LM555 un flanco negativo que activa al integrado, provocando que a la salida en el pin 3 el voltaje V16 vaya al alto por el tiempo requerido.

Con  $R25=30K$  y  $C20=0.01\mu f$  calculamos el valor del  $t_{high}$  que se obtiene desde la siguiente fórmula del monoestable.

$$t_{high} = 1.09 C20 R25$$

$$t_{high} = 300\mu\text{seg}$$

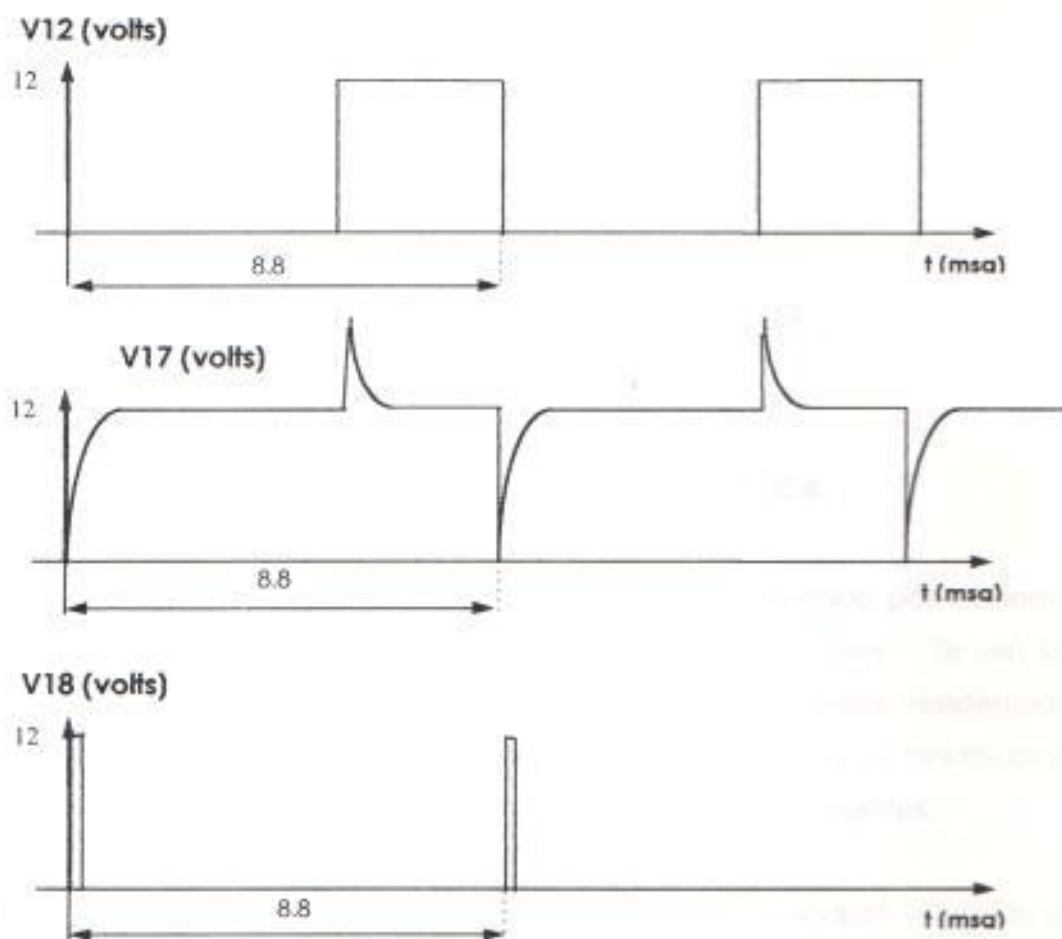


fig. 2.22

Elementos: Un LM555

Resistencias de  $100\Omega$ ,  $30K\Omega$ ,  $10K\Omega$

Capacitores cerámicos de  $1\text{nf}$ ,  $0.1\mu\text{f}$ .

Un diodo 1N916F

Alimentación de voltaje de +12V DC.

## C A P Í T U L O III

### SIMULACIÓN DEL TROCEADOR

#### 3.1. SIMULACIÓN DEL CIRCUITO DE FUERZA DEL TROCEADOR.

Para la simulación del Troceador Clase B conmutado por corriente se ha usado el Programa Pspice bajo ambiente de Windows. Se usó los elementos existentes en las librerías, tales como capacitores, resistencias, inductores, fuentes y diodos. Los parámetros de los diodos se modificaron para convertirlos en diodos ideales y que soporten altas corrientes.

Debido a limitaciones en el simulador, el SCR se modeló. Cuando se usaba el SCR existente en la librería del programa, el circuito de fuerza no corría debido a demasiados nodos.

Para el circuito de conmutación se usaron los valores de los elementos que existen en la parte experimental. Estos son valores aproximados a los calculados teóricamente que debido a dificultades para obtenerlos en los valores exactos se usaron los valores de los elementos que había en el mercado.

Las señales de disparo de los tiristores se simularon con fuentes de pulsos, las cuales tenían los parámetros calculados.

Posteriormente se realiza una comparación entre los datos experimentales, simulados y teóricos, con lo cual se analizan las aproximaciones.

En la figura 3.1, se muestra el circuito de Fuerza con los datos que se usaron para la simulación y en las figuras posteriores se muestran los gráficos de las formas de onda más importantes de dicho circuito tales como: Voltaje del Capacitor C1, Voltaje de Salida, Corriente del Capacitor C1, Voltaje del Tiristor Principal, etc. Dichas figuras van desde la fig. 3.2 hasta la fig. 3.9.

Como se puede apreciar de las gráficas de las formas de onda se nota que el circuito simulado funciona de acuerdo a lo esperado.

Se ve que el voltaje a la salida es troceado y que el capacitor C1 se descarga hasta un voltaje cercano a  $-5V$  y luego se carga a  $+12V$  nuevamente, mientras que el capacitor C2 se descarga hasta  $-7$  y luego se carga hasta  $+12$ .

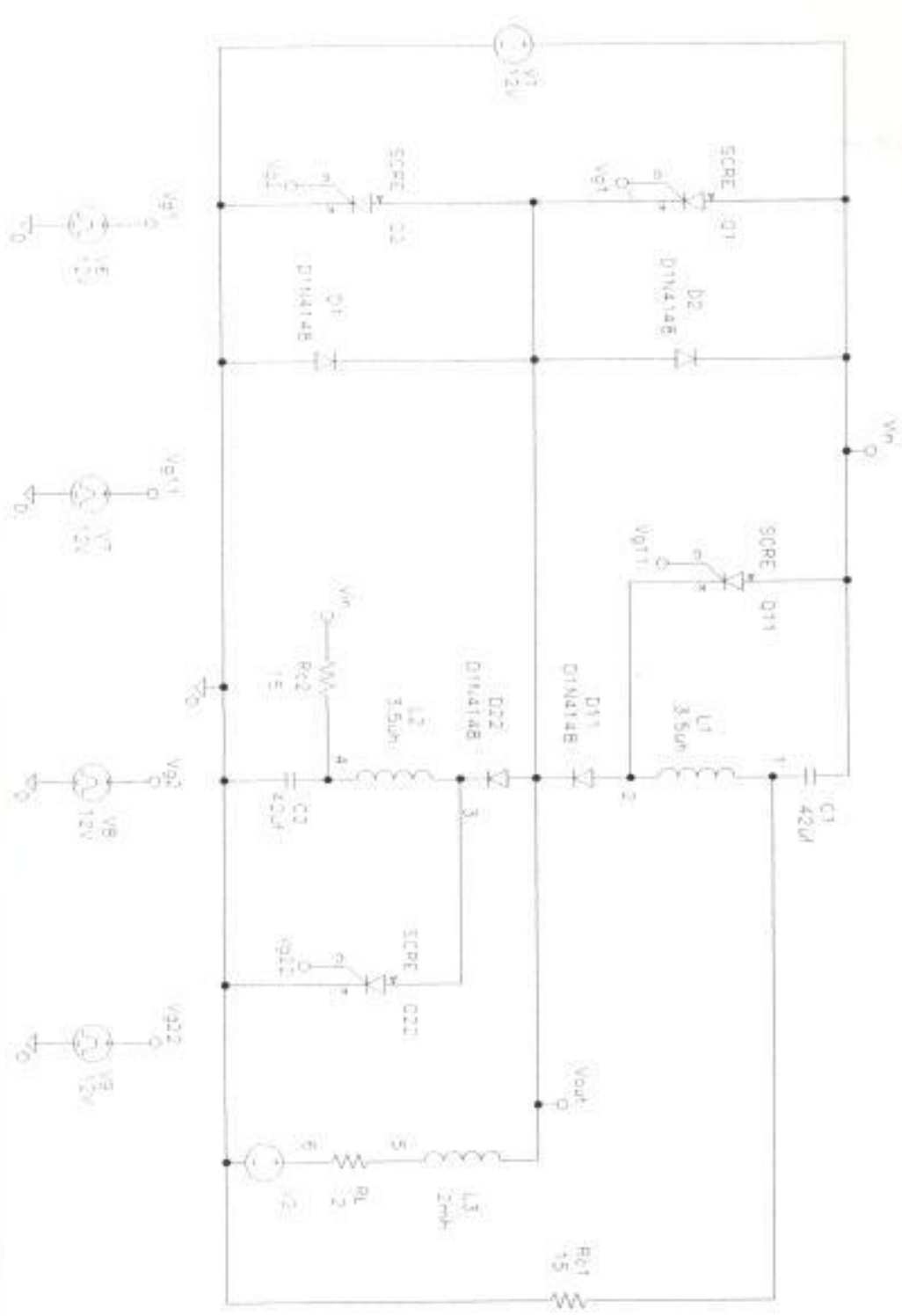
Para el ton usado se observa en la fig. 3.4 que la corriente tiene un pico positivo de  $5.5 A$  y un pico negativo de  $9mA$ .

Se obtuvo también el voltaje promedio de voltaje que le llega al motor, el cual es de aproximadamente  $4,75V$  y la corriente promedio que entra al motor es de  $2.3 A$ . Debo indicar que estos valores se obtuvieron para el ton usado en la simulación.

Finalmente se adiciona el archivo de salida en donde encontramos los parámetros de los diferentes elementos usados en la simulación, tales como fuentes, diodos, capacitores, inductores, etc. y el listado de conexiones de todos los componentes.

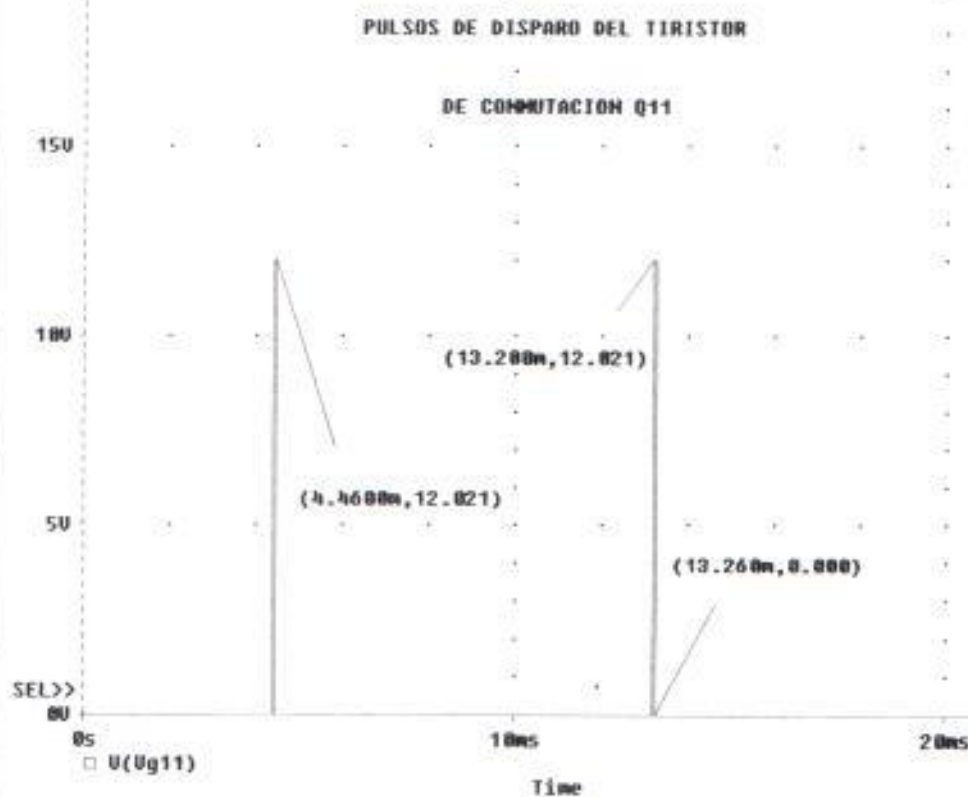
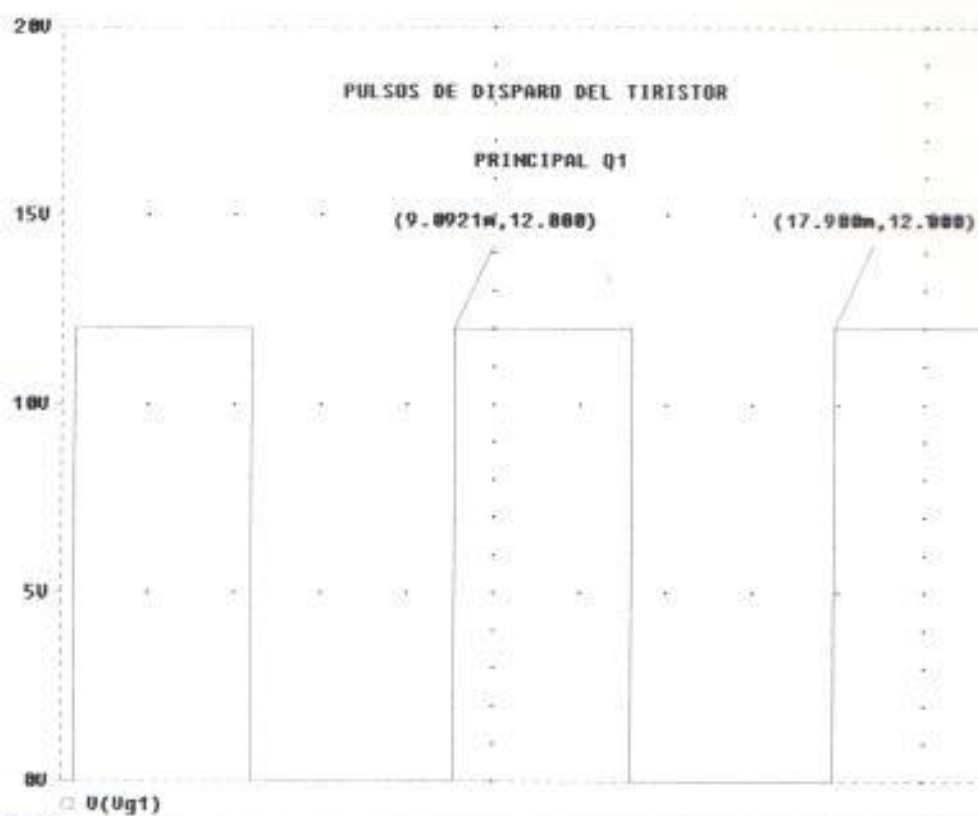


# TROCEADOR CLASE B TIPO 1 CONMUTADO POR CORRIENTE

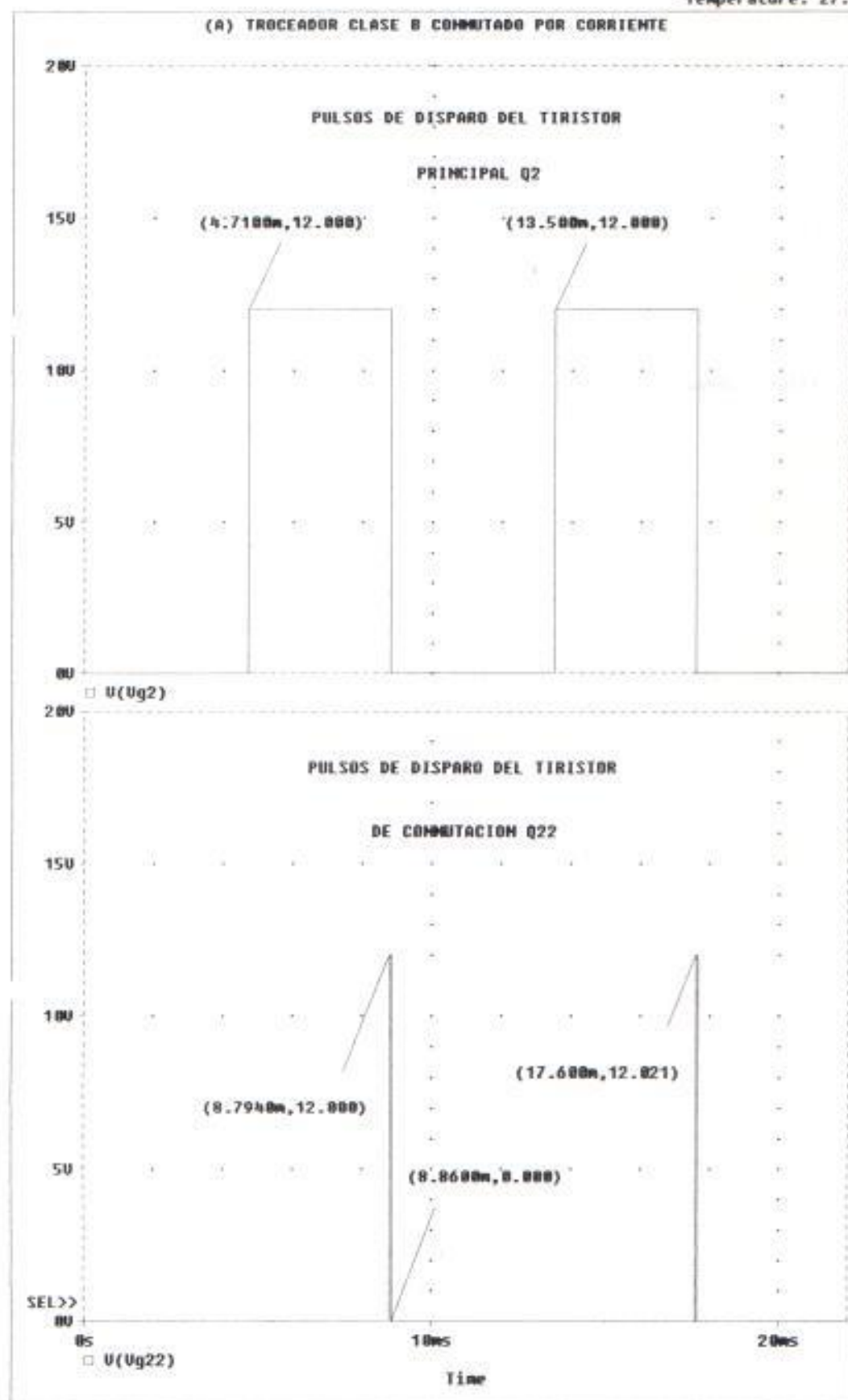


Temperature: 27.8

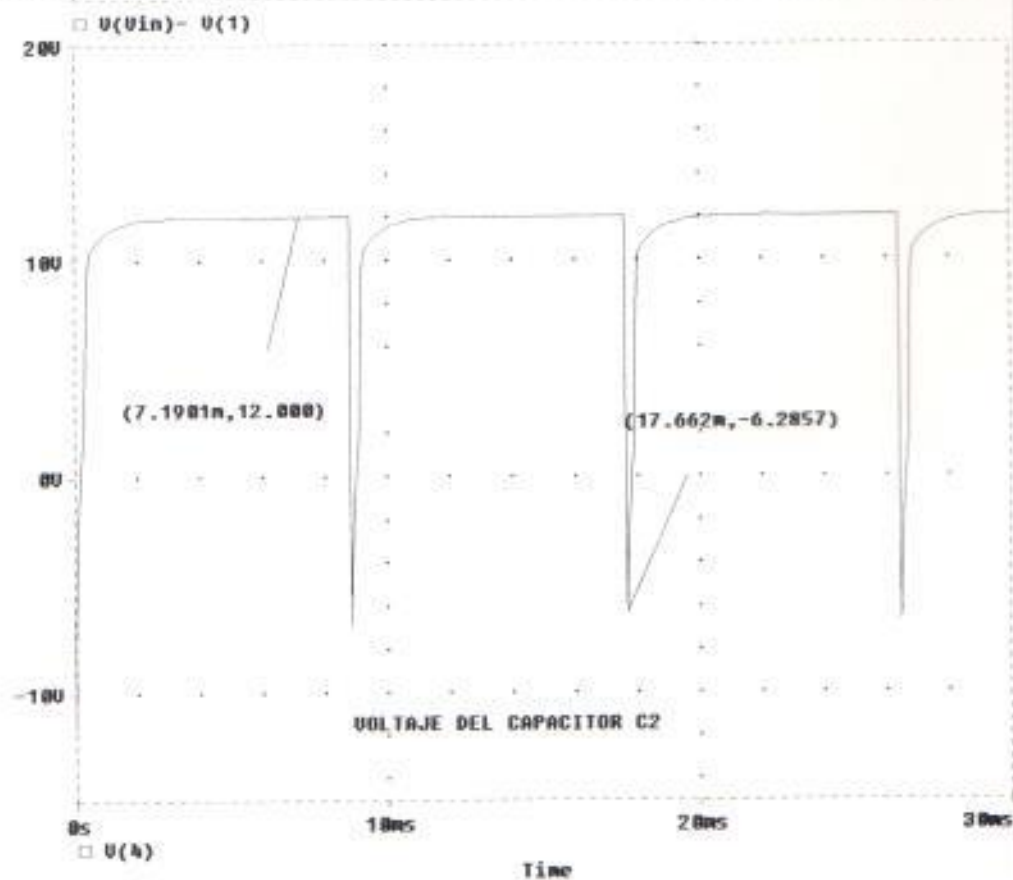
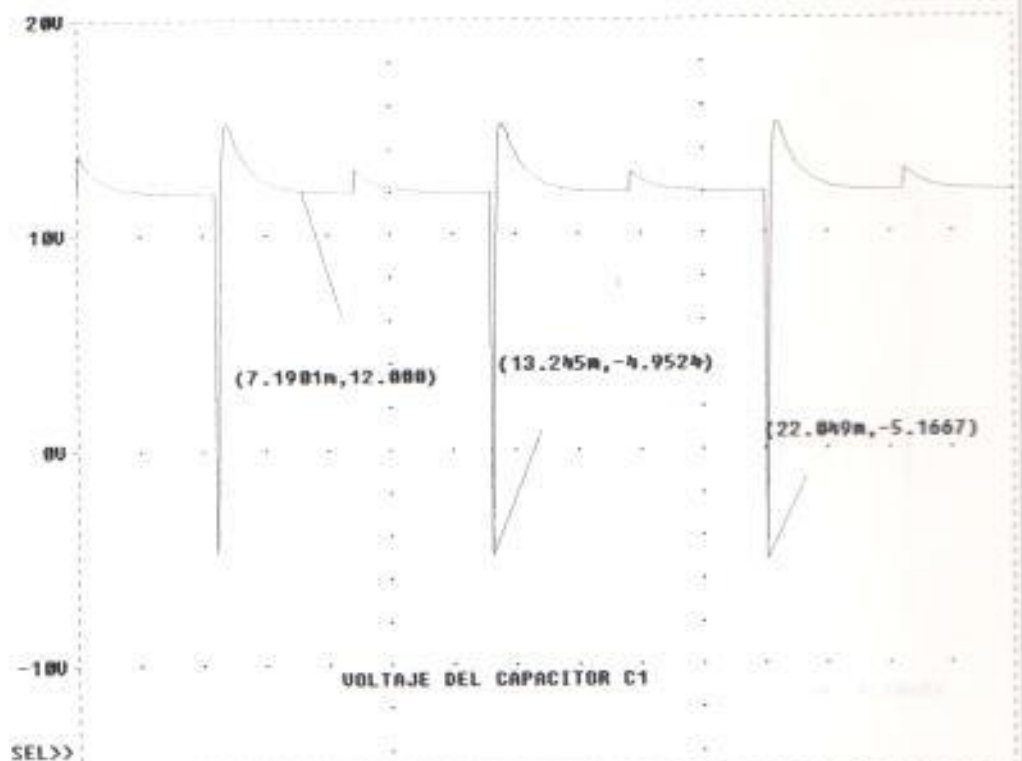
## (A) TROCEADOR CLASE B CONMUTADO POR CORRIENTE



Temperature: 27.8

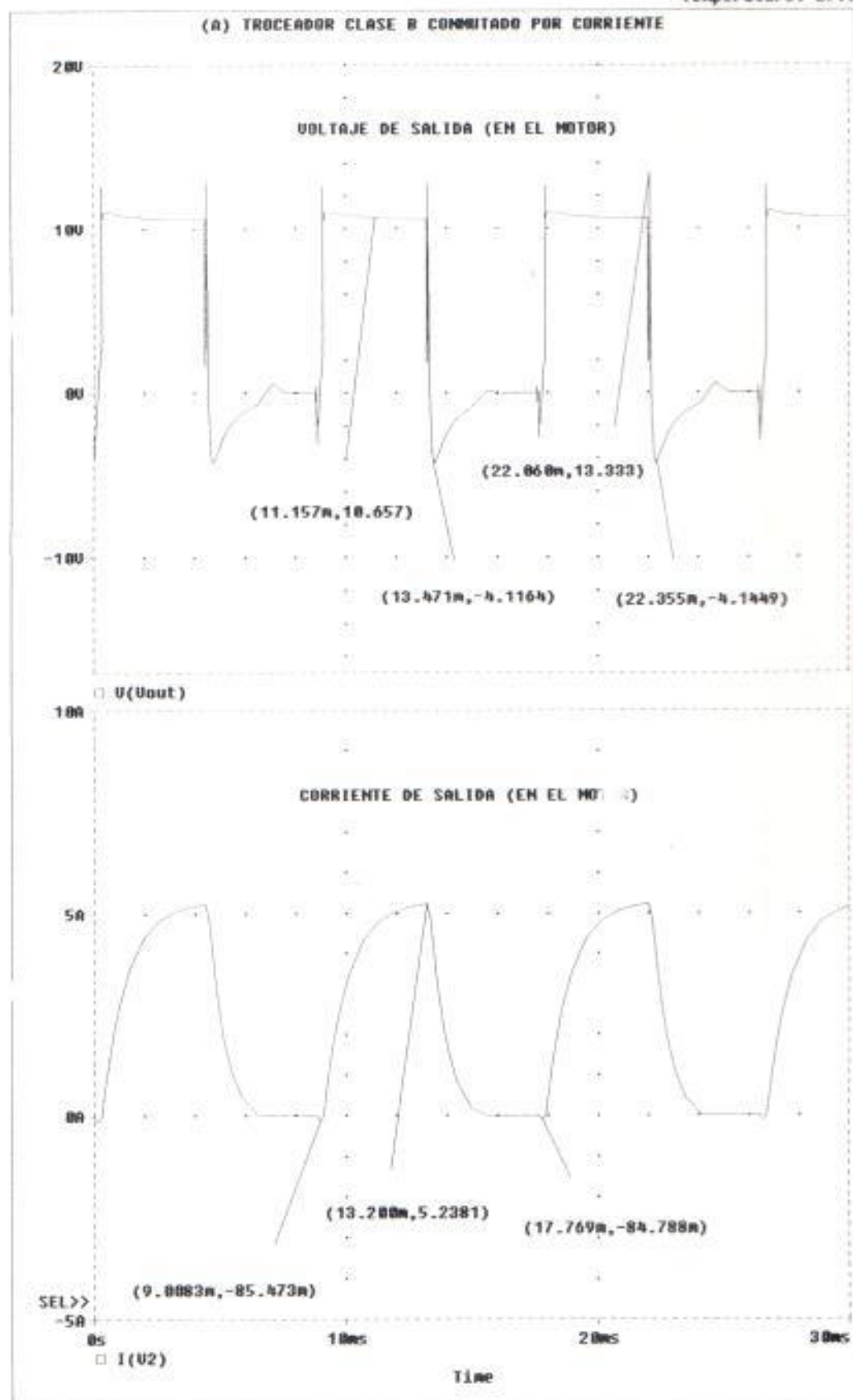


(A) C:\MSIMEU6\CHOPMOD.DAT



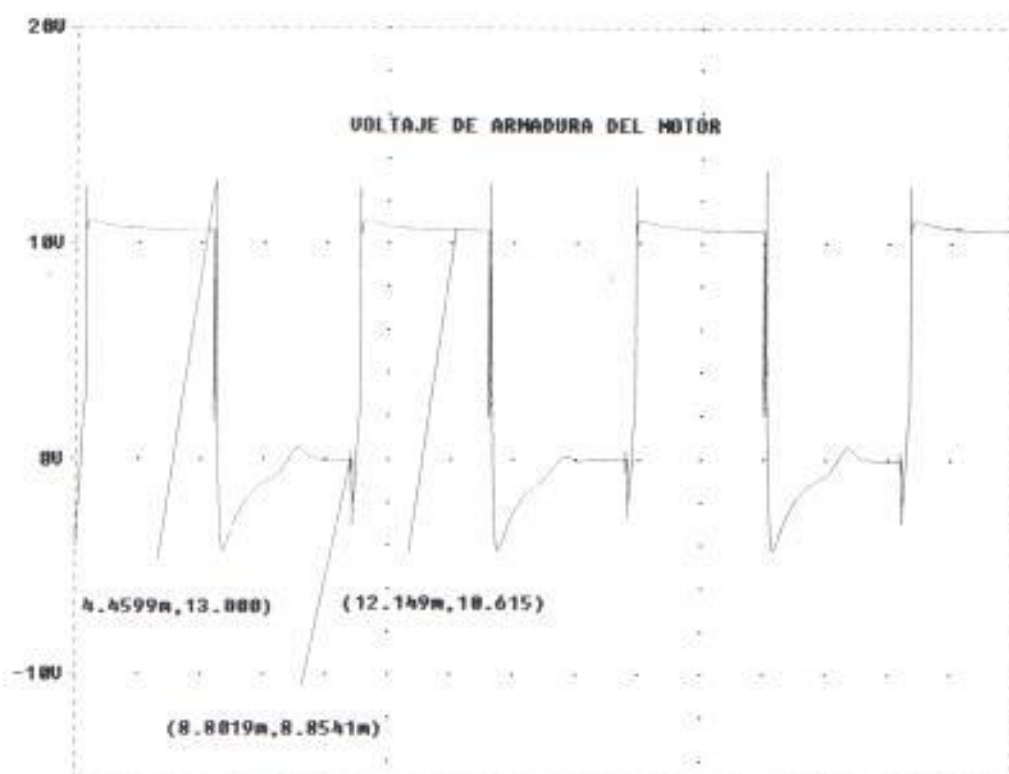
Temperature: 27.8

(A) TROCEADOR CLASE B CONMITADO POR CORRIENTE

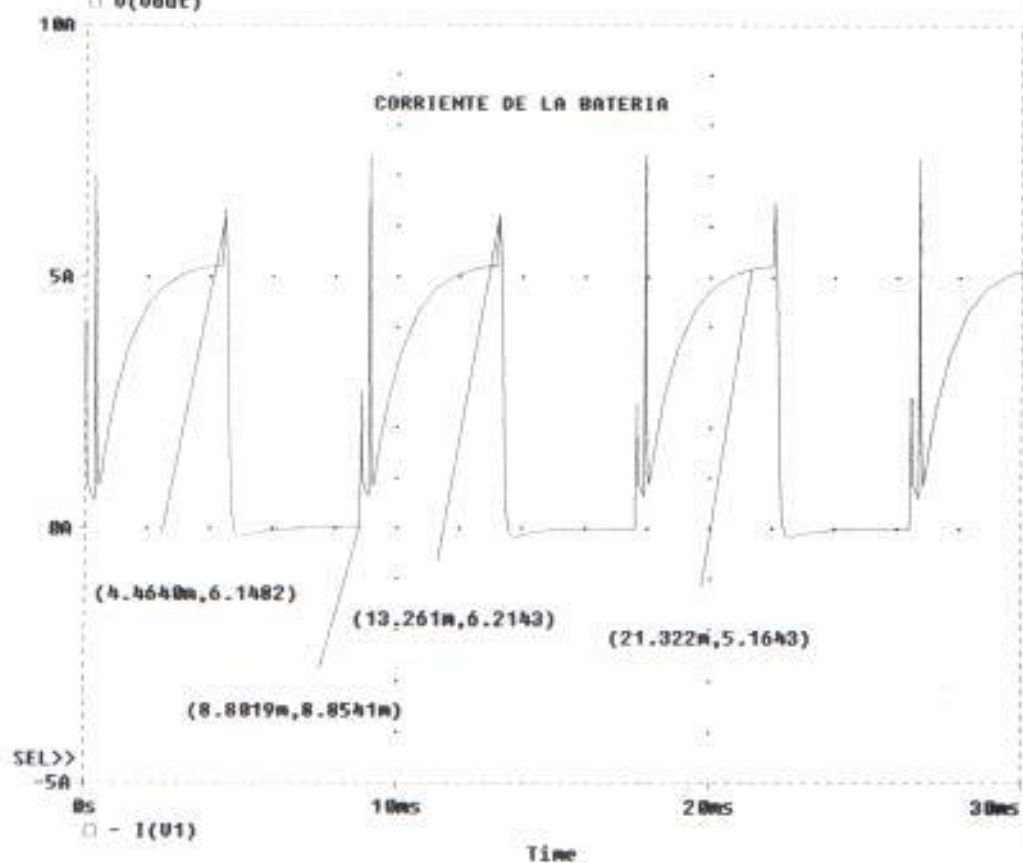


Temperature: 27.8

(A) C:\MSIMEU60\CHOPMOD.DAT

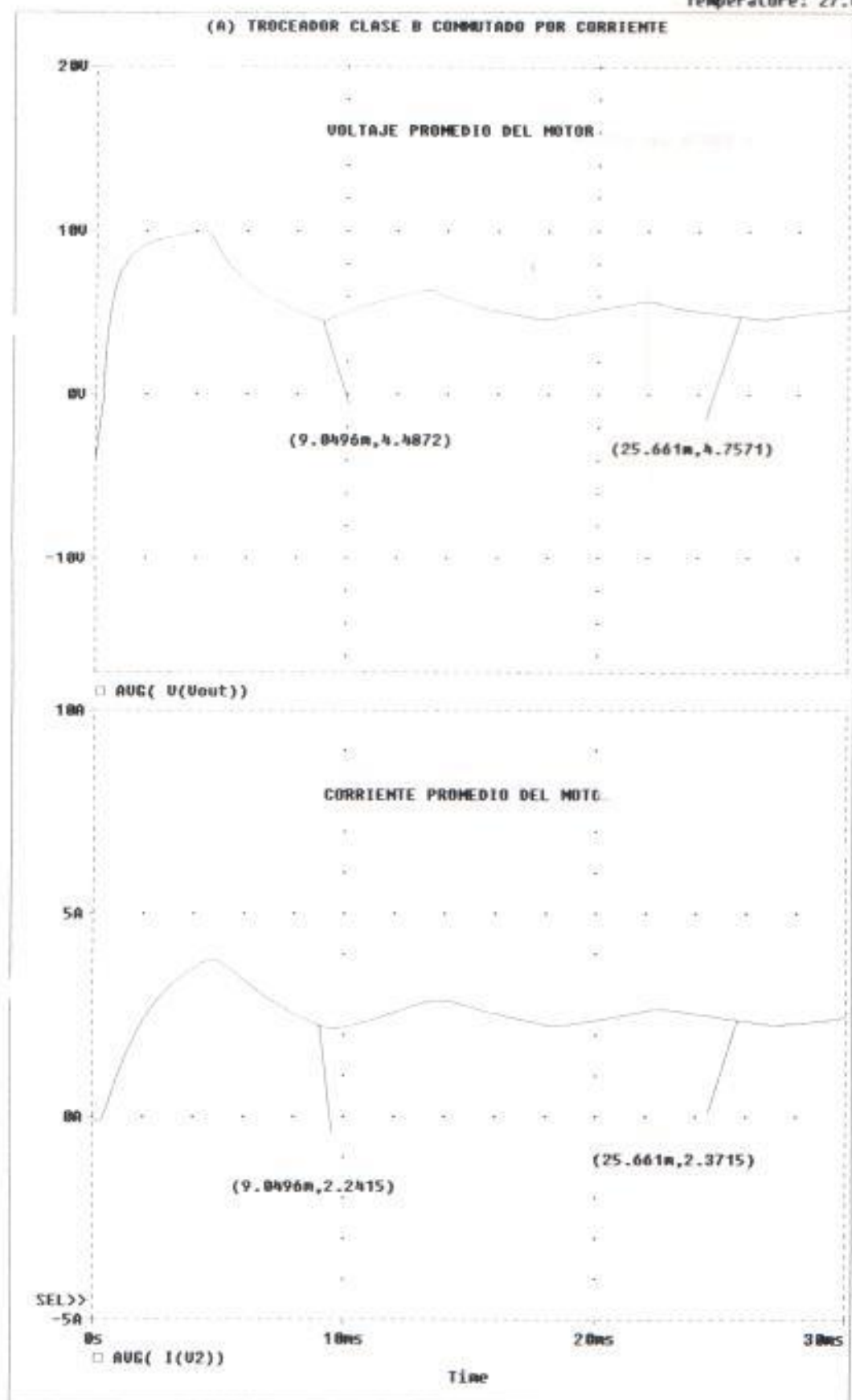


□ U(Uout)



Temperature: 27.0

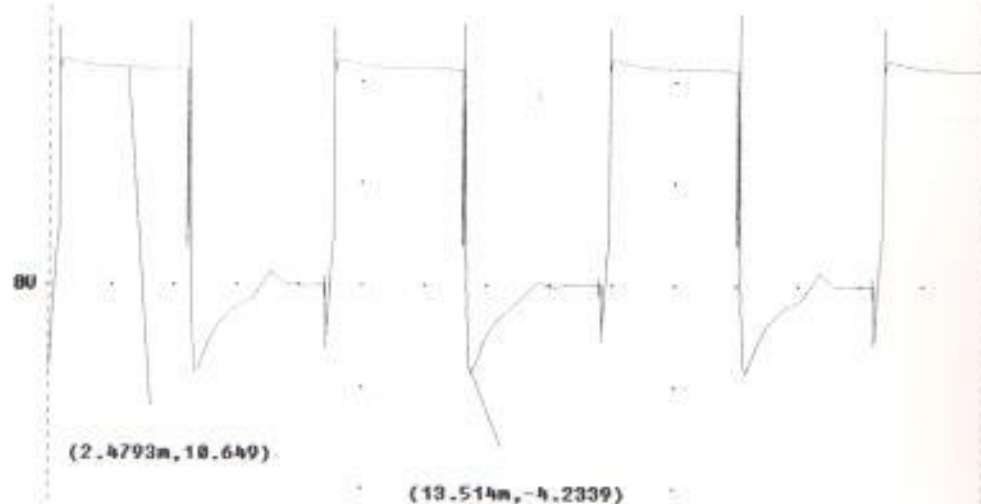
## (A) TROCEADOR CLASE B CONMUTADO POR CORRIENTE



(A) C:\MSIMEU60\CHOPMOD.DAT

200

VOLTAJE ANODO-CATODO DE Q2 O VOLTAJE INVERSO DEL DIODO D1



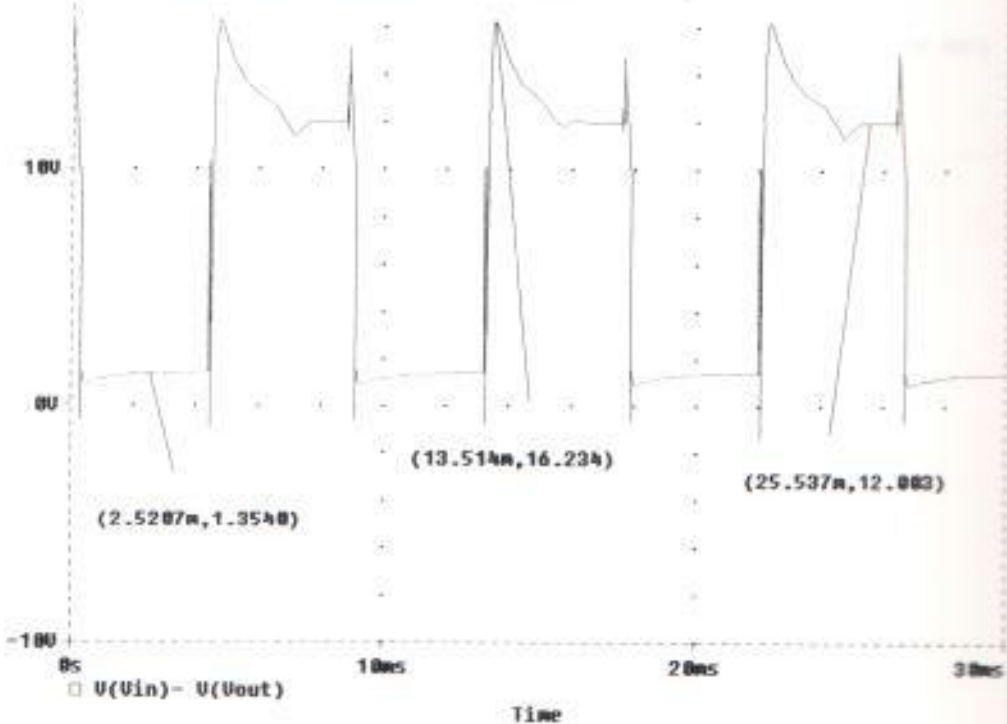
SEL&gt;&gt;

-150

□ U(Uout)

200

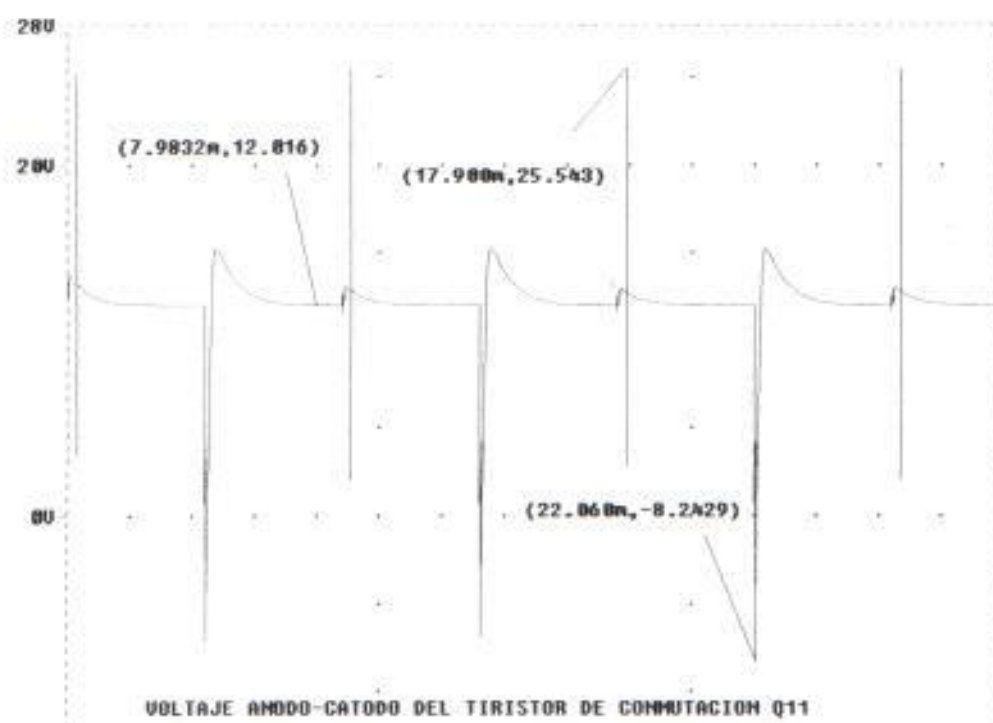
VOLTAJE ANODO-CATODO DE Q1 O VOLTAJE INVERSO DEL DIODO D2





Temperature: 27.8

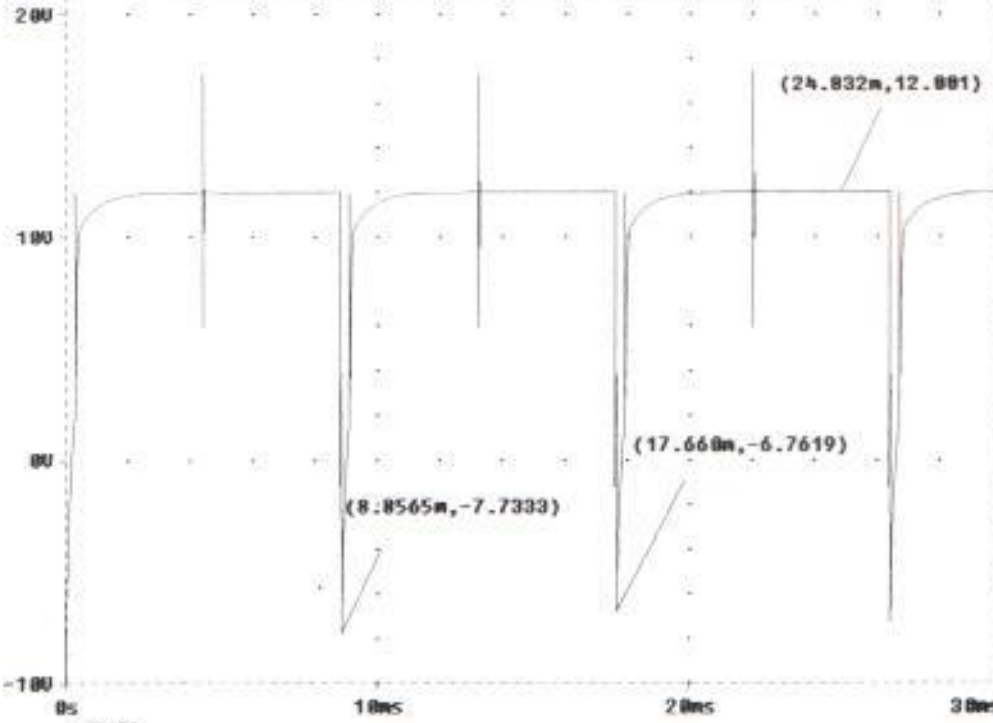
(A) C:\MSIMEU60\CHOPMOD.DAT



SEL>>  
-150

U(Vin)- U(2)

VOLTAGE ANODO-CATODO DEL TIRISTOR DE CONMUTACION Q22



U(3)

\*\*\*\* 05/29/96 22:55:01 \*\*\*\*\* Evaluation PSpice (Jan 1994) \*\*\*\*\*

\* C:\MSIMEV60\CHOPMOD.SCH

\*\*\*\* CIRCUIT DESCRIPTION

\*\*\*\*\*

\* Schematics Version 6.0 - January 1994

\* Wed May 29 22:54:57 1996

\*\* Analysis setup \*\*

.tran 1ms 30ms UIC

.OPTIONS ABSTOL=1nA

.OPTIONS ITL4=50

.OPTIONS RELTOL=0.01

.OPTIONS VNTOL=1uV

.OPTIONS LIST

.OPTIONS NOPAGE

.LIB C:\MSIMEV60\LIB\SCRT.LIB

.LIB CHOPPER.lib

.LIB CHOPMOD.lib

\* From [SCHEMATICS NETLIST] section of msim.ini:

.lib C:\MSIMEV60\LIB\PROYE.LIB

.lib nom.lib

.INC "CHOPMOD.net"

\*\*\*\* INCLUDING CHOPMOD.net \*\*\*\*

\* Schematics Netlist \*

V\_V1 Vin 0 DC 12V AC 0 0

D\_D2 Vout Vin D1N4148

D\_D1 0 Vout D1N4148-X

D\_D11 2 Vout D1N4148-X

D\_D22 Vout 3 D1N4148-X

C\_C1 Vin 1 42uf IC=12

C\_C2 0 4 42uf IC=12

L\_L1 2 1 3.5uh

L\_L2 4 3 3.5uh

L\_L3 5 Vout 2mh

R\_Rc2 Vin 4 15

R\_RL 6 5 2

R\_Rc1 0 1 15

V\_V2 6 0 DC 0 AC 0 0

V\_V6 Vg1 0 DC 0 AC 0

+PULSE 0 12V 300us 1ns 1ns 4.1ms 8.8ms

```

V_V7  Vg11 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 12V 4.4ms 1ns 1ns 60us 8.8ms
V_V8  Vg20 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 12V 4.7ms 1ns 1ns 4.1ms 8.8ms
V_V9  Vg22 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 12V 8.8ms 1ns 1ns 60us 8.8ms
X_Q1  Vin Vout Vg1 SCRE
X_Q11 Vin 2 Vg11 SCRE
X_Q22 3 0 Vg22 SCRE
X_Q2  Vout 0 Vg2 SCRE

```

```
**** RESUMING CHOPMOD.CIR ****
```

```
.probe
```

```
.END
```

```
**** Diode MODEL PARAMETERS
```

```

D1N4148  D1N4148-X  X_Q1.DMOD  X_Q11.DMOD
IS 100.000000E-15 100.000000E-15 10.000000E-15 10.000000E-15
BV 100          1.000000E+03 1.000000E+03 1.000000E+03
IBV 100.000000E-15 100.000000E-15
RS 1          1
TT 12.000000E-09 12.000000E-09
CJO 2.000000E-12 2.000000E-12
VJ          .7          .7

```

```

X_Q22.DMOD  X_Q2.DMOD
IS 10.000000E-15 10.000000E-15
BV 1.000000E+03 1.000000E+03
VJ .7          .7

```

```
**** Voltage Controlled Switch MODEL PARAMETERS
```

```

X_Q1.SMOD  X_Q11.SMOD  X_Q22.SMOD  X_Q2.SMOD
RON .1          .1          .1          .1
ROFF 10.000000E+06 10.000000E+06 10.000000E+06 10.000000E+06
VON .7          .7          .7          .7
VOFF 0          0          0          0

```

```
**** CIRCUIT ELEMENT SUMMARY
```

```
**** RESISTORS
```

NAME	NODES	MODEL	VALUE	TC1	TC2	TCE
R_Rc2	Vin 4		1.50E+01			
R_RL	6 5		2.00E+00			
R_Rc1	0 1		1.50E+01			

## \*\*\*\* CAPACITORS

NAME	NODES	MODEL	VALUE	In. Cond.	TC1	TC2
C_C1	Vin 1		4.20E-05	1.20E+01		
C_C2	0 4		4.20E-05	1.20E+01		

## \*\*\*\* INDUCTORS

NAME	NODES	MODEL	VALUE	In. Cond.	TC1	TC2
L_L1	2 1		3.50E-06	0.00E+00		
L_L2	4 3		3.50E-06	0.00E+00		
L_L3	5 Vout		2.00E-03	0.00E+00		

## \*\*\*\* INDEPENDENT SOURCES

NAME	NODES	DC VALUE	AC VALUE	AC PHASE
V_V1	Vin 0	1.20E+01	0.00E+00	0.00E+00 degrees
V_V2	6 0	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00 degrees
V_V6	Vg1 0	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00 degrees
	TRANSIENT: PULSE			
	Initial Value 0.00E+00			
	Pulsed Value 1.20E+01			
	Delay 3.00E-04			
	Rise Time 1.00E-09			
	Fall Time 1.00E-09			
	Pulse Width 4.10E-03			
	Period 8.80E-03			
V_V7	Vg11 0	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00 degrees
	TRANSIENT: PULSE			
	Initial Value 0.00E+00			
	Pulsed Value 1.20E+01			
	Delay 4.40E-03			
	Rise Time 1.00E-09			
	Fall Time 1.00E-09			
	Pulse Width 6.00E-05			
	Period 8.80E-03			
V_V8	Vg2 0	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00 degrees
	TRANSIENT: PULSE			
	Initial Value 0.00E+00			
	Pulsed Value 1.20E+01			
	Delay 4.70E-03			

Rise Time 1.00E-09  
 Fall Time 1.00E-09  
 Pulse Width 4.10E-03  
 Period 8.80E-03

V\_V9 Vg22 0 0.00E+00 0.00E+00 0.00E+00 degrees  
 TRANSIENT: PULSE  
 Initial Value 0.00E+00  
 Pulsed Value 1.20E+01  
 Delay 8.80E-03  
 Rise Time 1.00E-09  
 Fall Time 1.00E-09  
 Pulse Width 6.00E-05  
 Period 8.80E-03

\*\*\*\* DIODES

NAME	+	-	MODEL	AREA
D_D2	Vout	Vin	D1N4148	1.00E+00
D_D1	0	Vout	D1N4148-X	1.00E+00
D_D11	2	Vout	D1N4148-X	1.00E+00
D_D22	Vout	3	D1N4148-X	1.00E+00
X_Q1.D1	X_Q1.5	Vout	X_Q1.DMOD	1.00E+00
X_Q11.D1	X_Q11.5	2	X_Q11.DMOD	1.00E+00
X_Q22.D1	X_Q22.5	0	X_Q22.DMOD	1.00E+00
X_Q2.D1	X_Q2.5	0	X_Q2.DMOD	1.00E+00

\*\*\*\* VOLTAGE CONTROLLED SWITCHES

NAME	LOAD1	LOAD2	CTRL+	CTRL-	MODEL
X_Q1.ST1	Vin	X_Q1.5	Vg1	0	X_Q1.SMOD
X_Q11.ST1	Vin	X_Q11.5	Vg11	0	X_Q11.SMOD
X_Q22.ST1	3	X_Q22.5	Vg22	0	X_Q22.SMOD
X_Q2.ST1	Vout	X_Q2.5	Vg2	0	X_Q2.SMOD

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME 11.20

### 3.2. SIMULACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL TROCEADOR

Para la simulación del circuito de control este ha sido dividido en etapas debido a la gran cantidad de componentes. Cada una de estas etapas se mostrará con su respectivo circuito y una descripción de los parámetros usados para la simulación. Posteriormente se incluirán los gráficos de las diversas salidas de cada etapa del circuito de control.

#### 3.2.1 SIMULACIÓN DEL CIRCUITO REGULADOR DE FRECUENCIA

Mediante el regulador de frecuencia fijamos la frecuencia de troceo en 115Hz. Con lo cual nos da un periodo de 8.8ms. Se necesita que el tiempo en bajo de la onda sea lo más pequeño posible, así que al colocar los valores obtenidos del diseño se observa que el tiempo en bajo es de aproximadamente de 227useg. Para la fuente de polarización se coloca  $V_{cc}=12V$  que es el valor de voltaje de la batería. A continuación se presenta el circuito del regulador de frecuencia que fue simulado en el Programa Pspice bajo Windows.

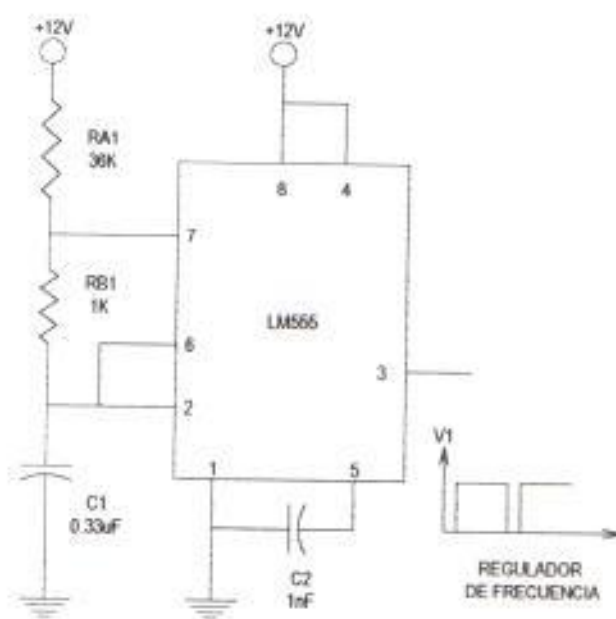


fig 3.10.

Para los gráficos se realizó un análisis transiente con un tiempo final que corresponde a varios periodos. La figura 3.12 nos muestra la forma de onda de salida del regulador de frecuencia V1.

# CIRCUITO REGULADOR DE FRECUENCIA

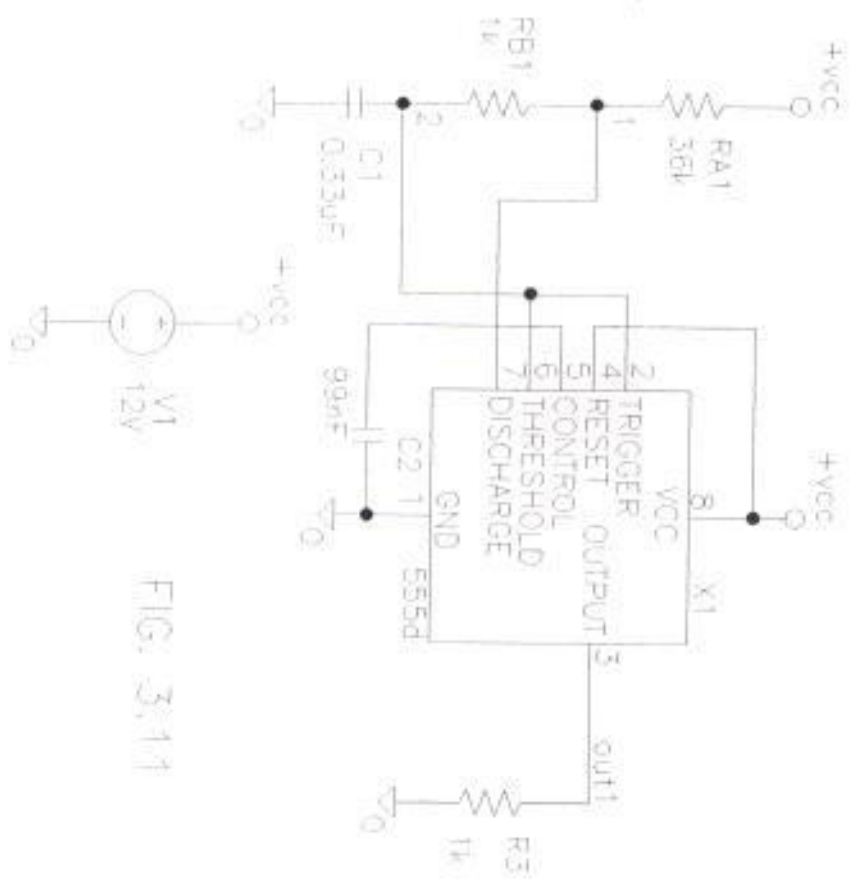


FIG. 3.11

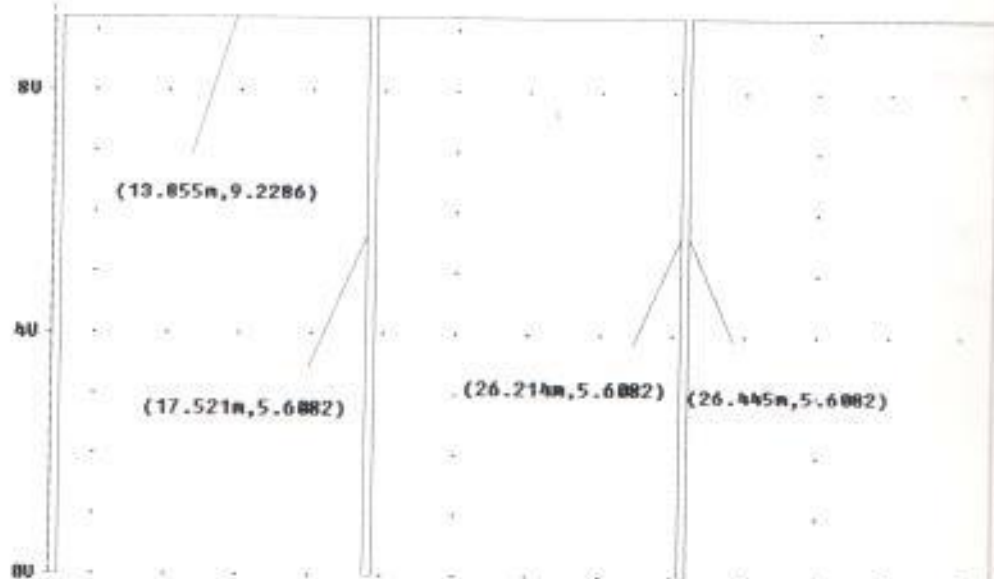
Temperature: 27.8

## (A) REGULADOR DE FRECUENCIA

120

VOLTAJE DE SALIDA DEL CIRCUITO REGULADOR DE FRECUENCIA

U(1)



U(out1)

120

VARIACION DEL VOLTAJE EN EL CAPACITOR C1

80

40

(26.214ms, 8.0000)

(17.790ms, 4.8235)

SEL&gt;&gt;

00

10ms

U(2)

20ms

30ms

35ms

Time



### 3.2.2. SIMULACIÓN DEL CIRCUITO GENERADOR DE RAMPA

En el circuito del generador rampa presentado en la figura 3.13, se usaron los valores de los elementos obtenidos en el diseño y que posteriormente se usaron en la parte experimental. Para la simulación de esta segunda etapa se usó una fuente de pulsos V1 que se inyectó como entrada al pin 2 del LM555. Esta fuente de pulsos contiene los mismos parámetros del voltaje de salida de la etapa anterior.

La polarización se simuló con una fuente VSRC con un valor DC de 12V igual al de la batería. Para evitar errores por nodos flotantes se colocó una carga de 10K en el pin 3 de salida del LM555.

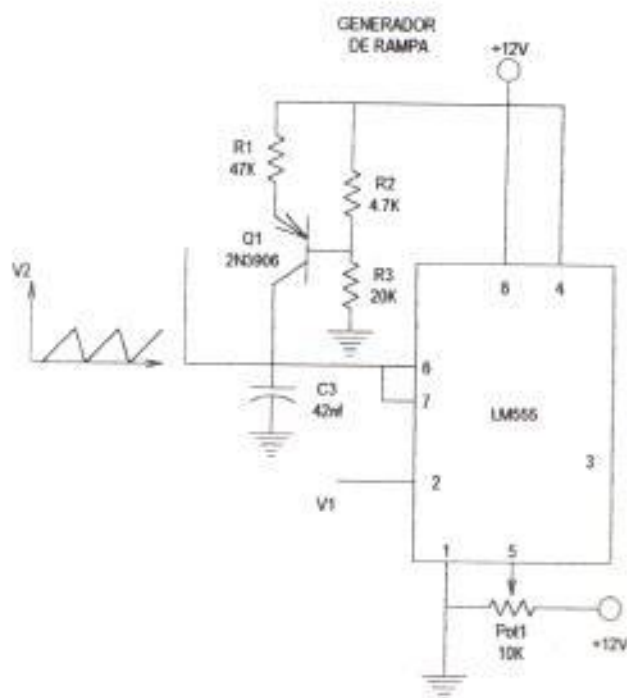


fig. 3.13.

La rampa V2 debido al pequeño tiempo en bajo de V1 también tiene un tiempo pequeño en bajo. Todo el resto del tiempo corresponde a una carga del capacitor lineal, cuyo máximo voltaje está dado por uno de los voltajes de umbral del LM555 de aproximadamente 8V. En la figura 3.15 se presenta el gráfico de V2 que corresponde a la salida de la presente

# CIRCUITO GENERADOR DE RAMPA

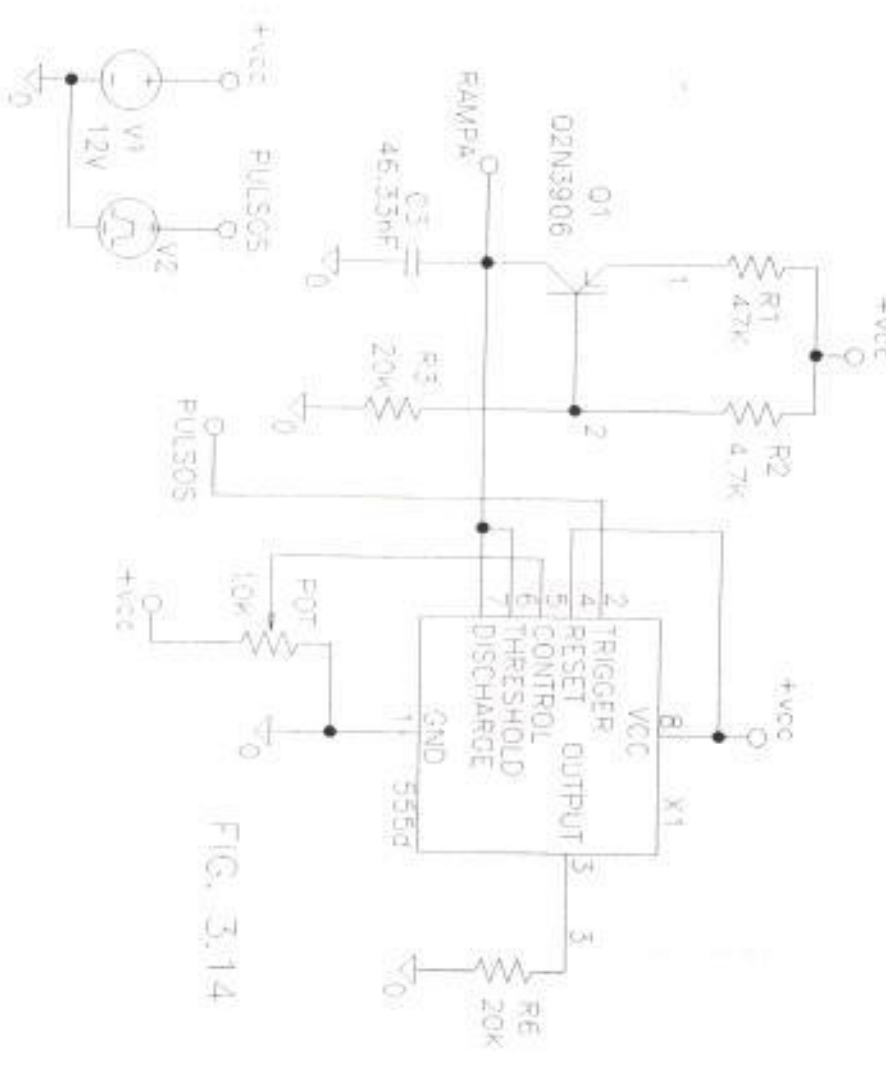
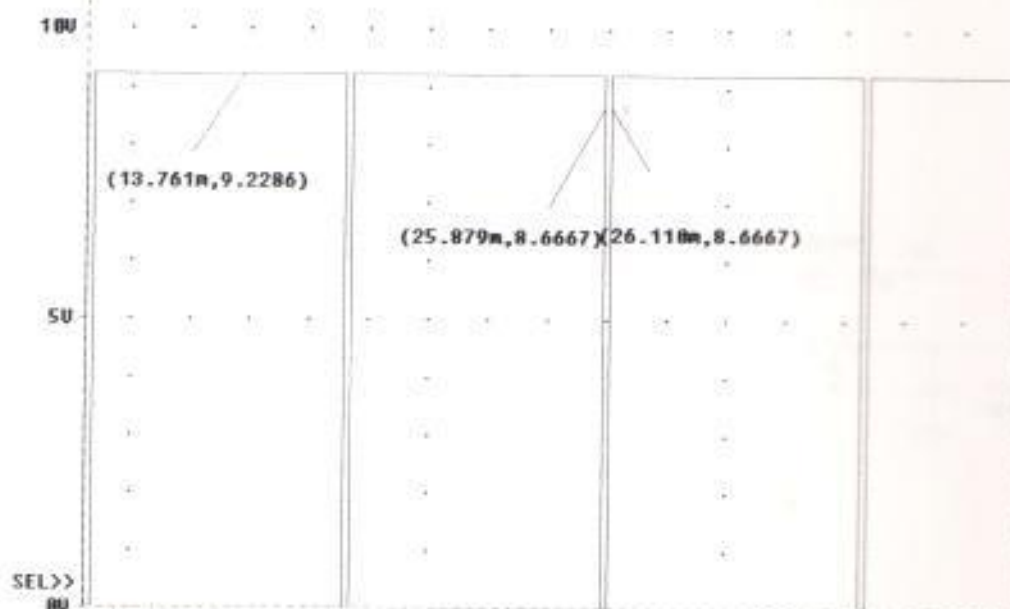


FIG. 3.14

Temperature: 27.8

## (A) GENERADOR DE RAMPA

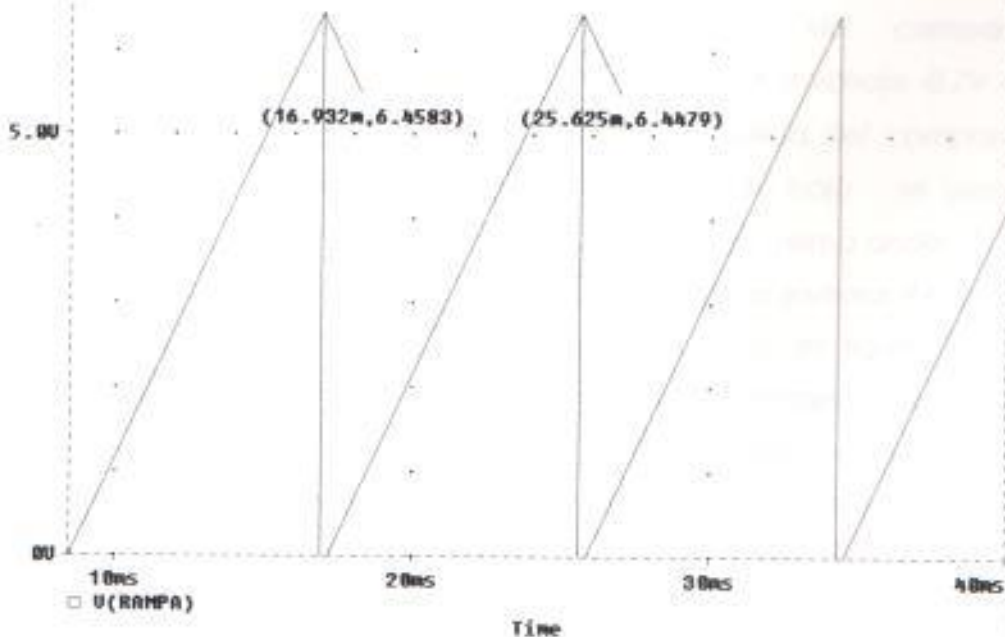
VOLTAJE DE CONTROL DEL CIRCUITO GENERADOR DE RAMPA



□ U(PULSOS)

0.00

VOLTAJE U2 (RAMPA)



### 3.2.3 SIMULACIÓN DEL CIRCUITO COMPARADOR

En la simulación del comparador se usó el LM741 que se encuentra en la librería del Pspice. Se usó una fuente de pulsos modificada para convertirla en una onda triangular. Para ello se usó un pequeño tiempo en alto y de bajada de 1ns, un largo tiempo de subida que abarca el resto del tiempo del período.

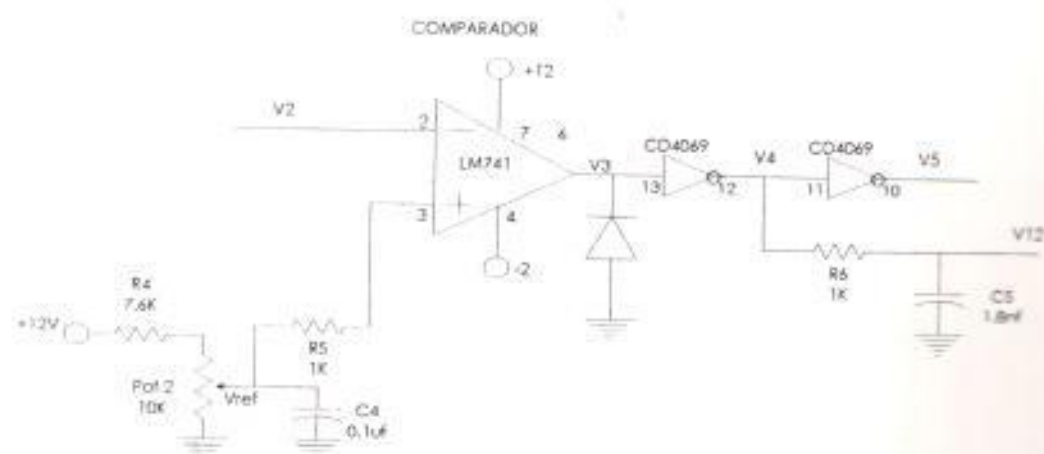
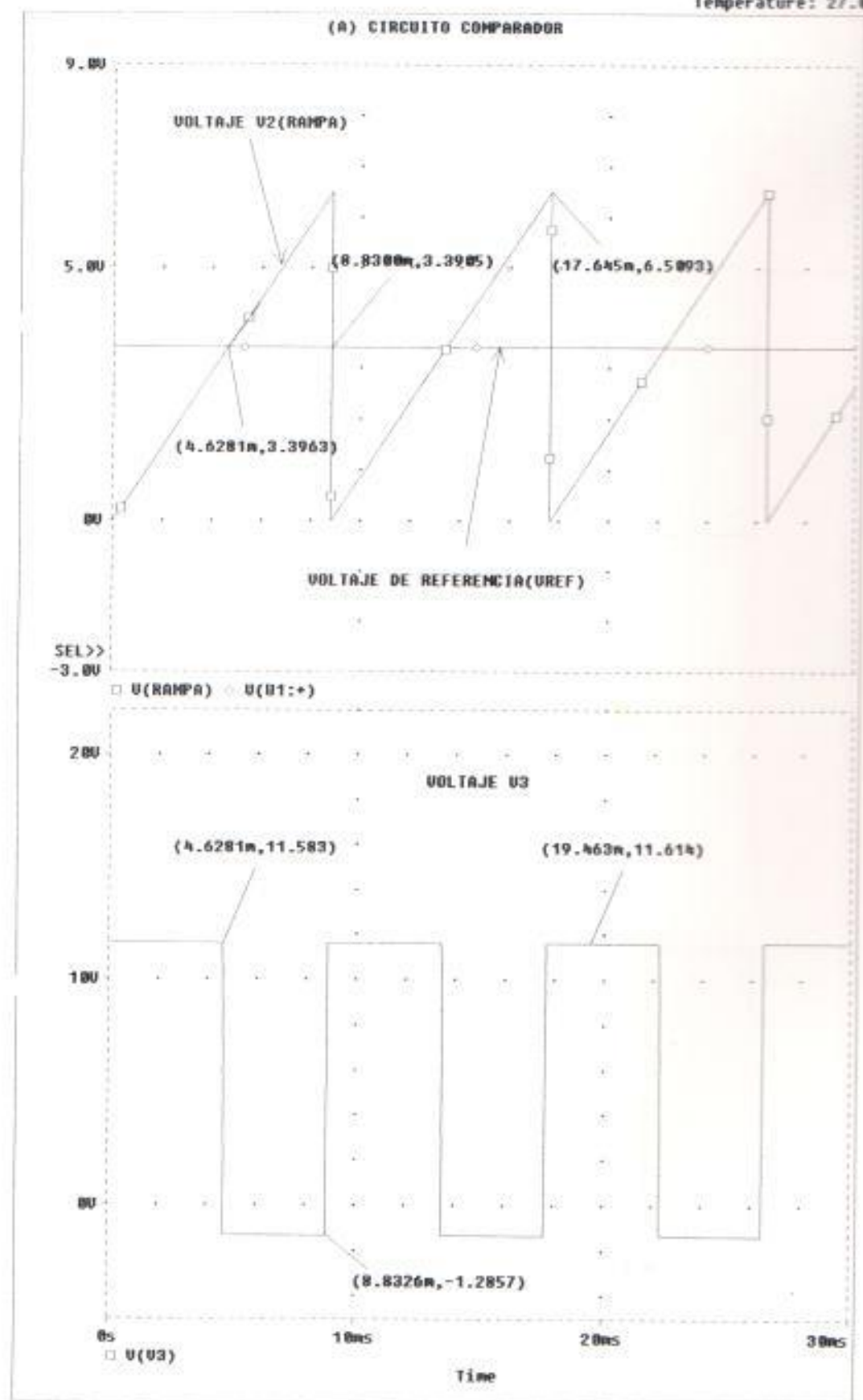


fig. 3.16.

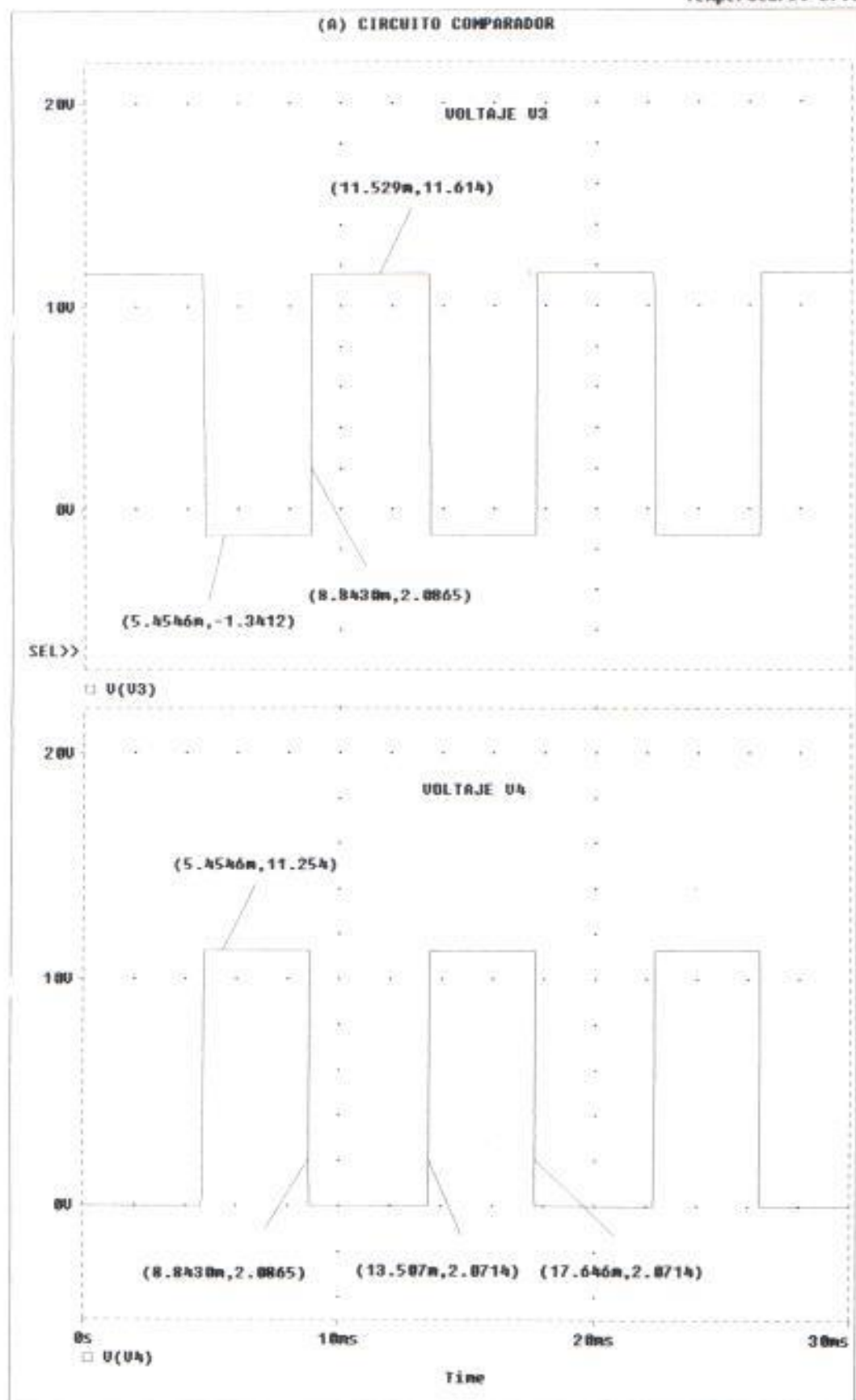
En la figura 3.17, se presenta el circuito del comparador que fué simulado por Pspice. La fuente de voltaje V2 corresponde a la onda triangular. El potenciómetro Pot2 fué simulado colocando un potenciómetro en la mitad, con lo que se obtiene un tiempo de apagado en la mitad del período. El voltaje de salida del comparador corresponde a una onda cuadrada V3, la cual llega al voltaje -0.7V en su estado bajo que corresponde a un diodo en la salida del comparador. Para obtener el voltaje de V3 con 0V como estado bajo se usan dos inversores CMOS. De ésta manera se obtiene en V5 la misma onda V3 pero que llega a 0V en el estado bajo. La salida del primer inversor V4 nos sirve para poder sincronizar los disparos de Q2 y Q22. En la figura 3.18, se muestra el voltaje V3 que sale del LM741 así como el voltaje de referencia y de la rampa. De la misma manera en la figura 3.19 observamos la salida de voltaje V4 del primer inversor y en la fig. 3.20 la del otro inversor, el mismo que nos da la forma de onda requerida, con 0V como estado bajo y también V12, que nos proporciona un retardo requerido en la próxima etapa del circuito.



Temperature: 27.8

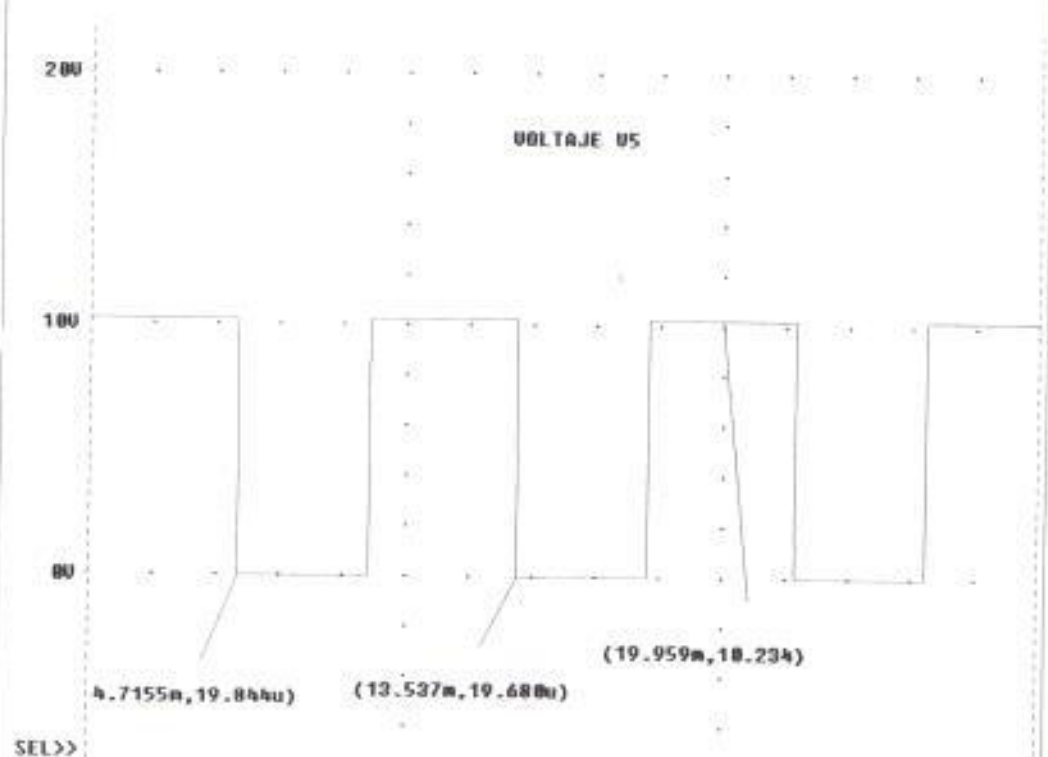


Temperature: 27.8

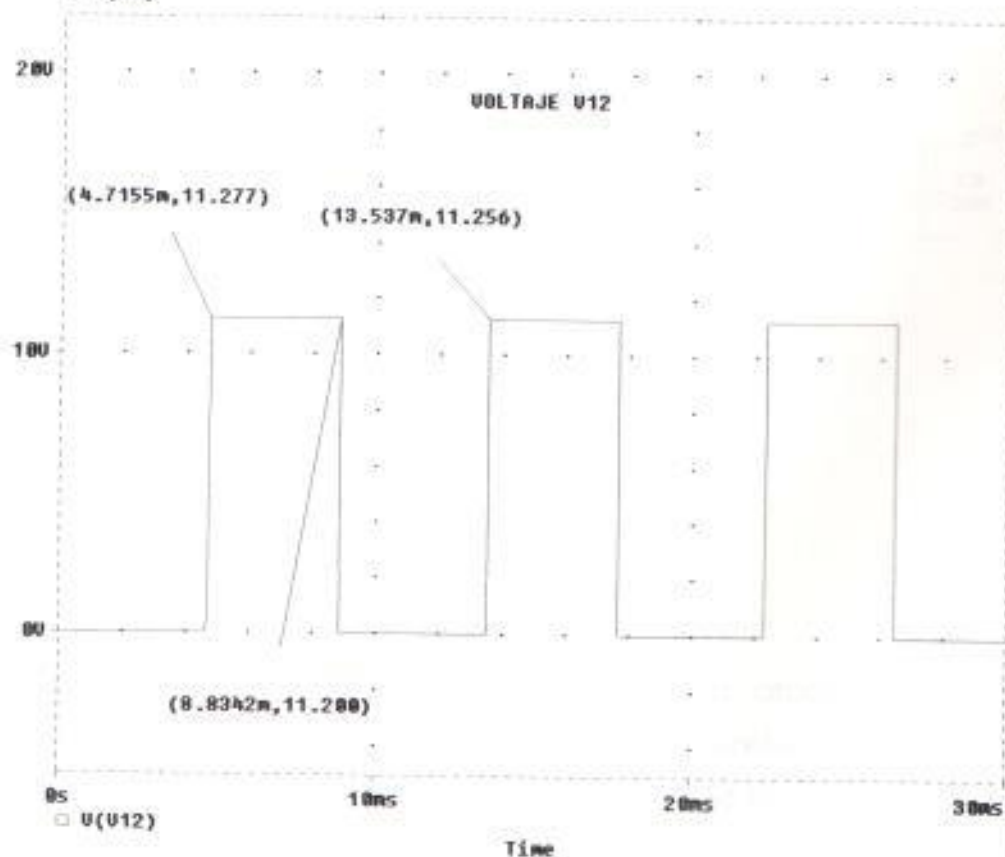


Temperature: 27.0

## (A) CIRCUITO COMPARADOR



□ U(U5)





### 3.2.4 SIMULACIÓN DEL CIRCUITO GENERADOR DEL PULSO PRINCIPAL VG1.

En el circuito generador del pulso principal VG1 se usaron los valores de los componentes que se obtuvieron teóricamente en el diseño y que posteriormente se usaron en la construcción del circuito. Se usó también el LM555 que se encuentra en la librería del programa. La figura 3.21 nos muestra el circuito, en donde se inyectaron V5 y V14, que corresponden a fuentes de pulsos, y simulan lo siguiente: V5 que es la salida del segundo inversor y V14 que es la señal de voltaje que se obtiene del circuito generador del segundo tiempo de separación.

La señal V5 tenía su valor en bajo en 0V tal como era la forma de onda luego de los 2 inversores CMOS.

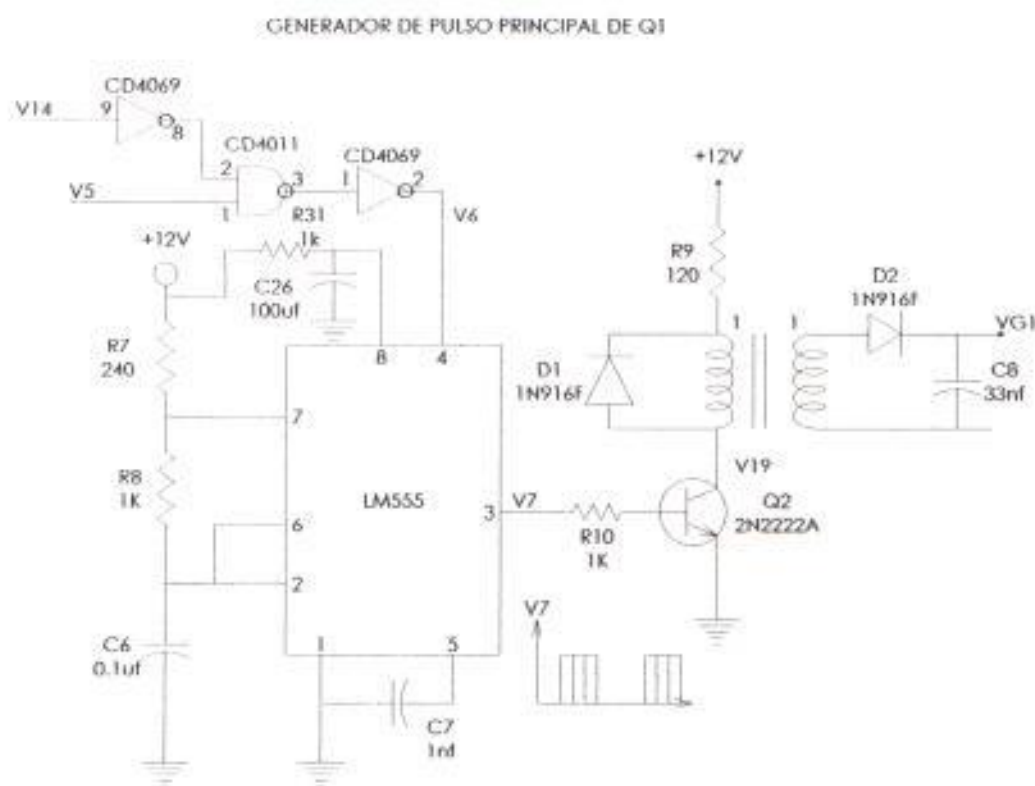
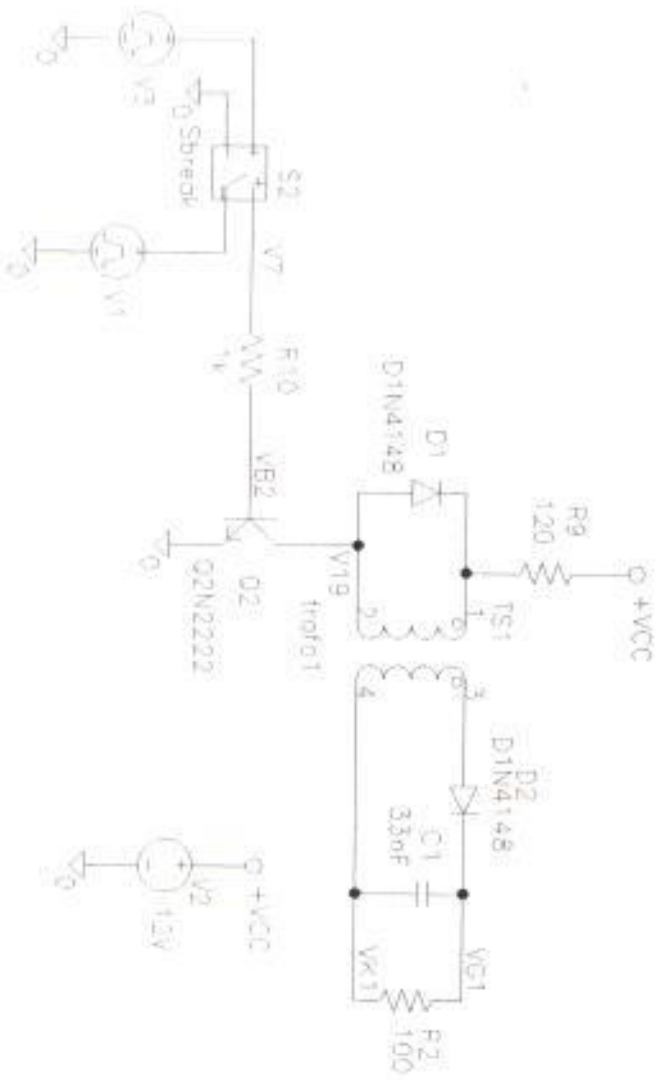


fig. 3.21.

La salida de este circuito corresponde a una ráfaga de pulsos de 6.4Khz que posteriormente se inyectará a un amplificador de corriente. Las formas de onda de salida de la simulación, V6 y V7 se muestran en la figura 3.25, y V19, VG1 se muestra en la figura 3.26.



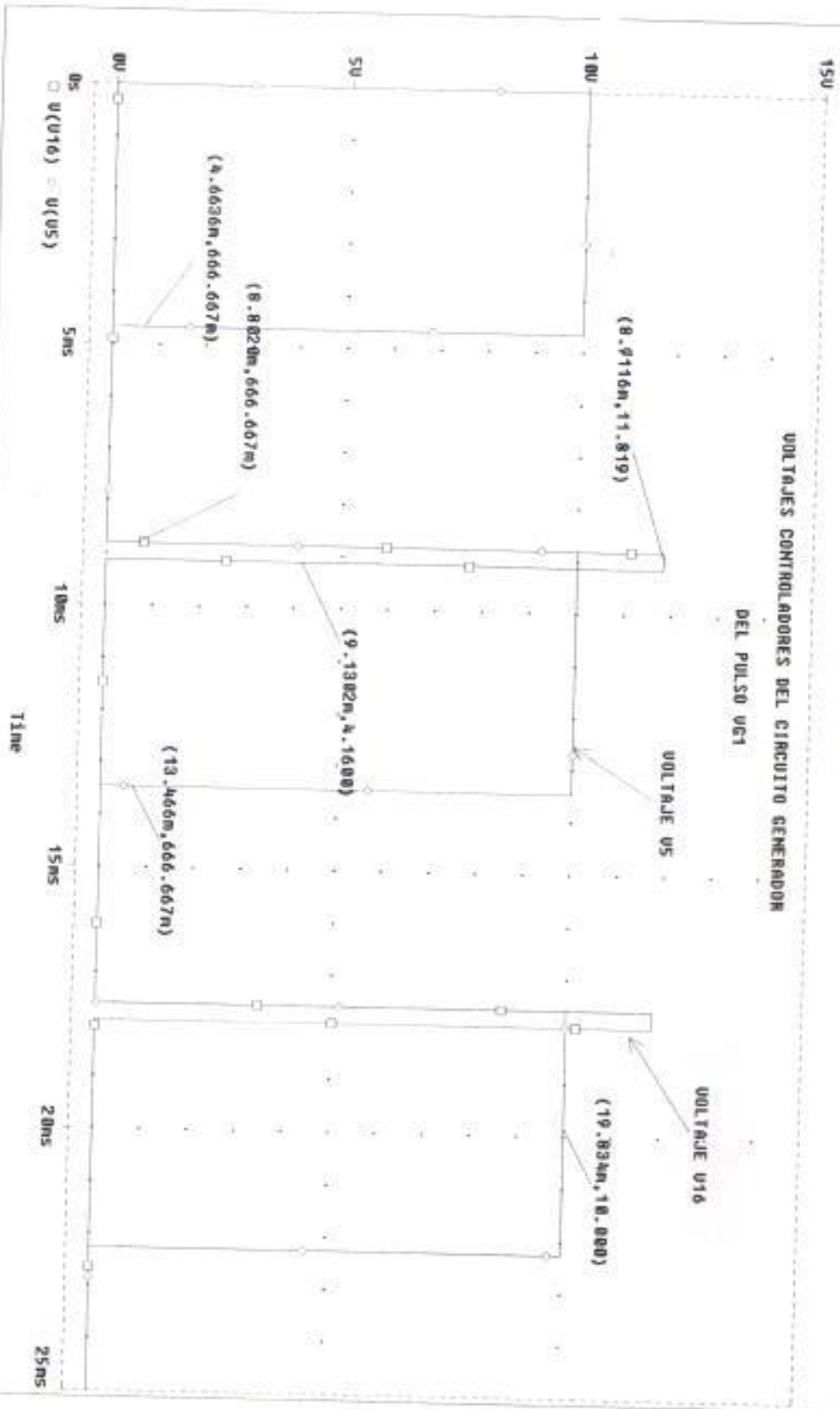
# CIRCUITO ACOPLADOR DE LOS PULSOS DE DISPARO DEL TRISTOR 01



(C) GENERADOR DEL PULSO UG1

Temperature: 27.0

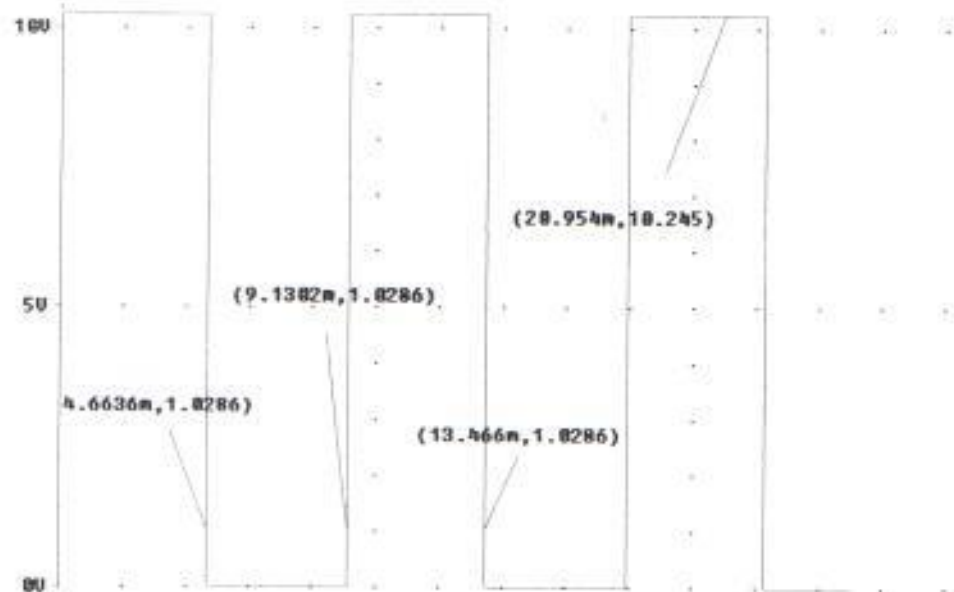
VOLTAJES CONTROLADORES DEL CIRCUITO GENERADOR  
DEL PULSO UG1



Temperature: 27.0

## (C) GENERADOR DEL PULSO UG1

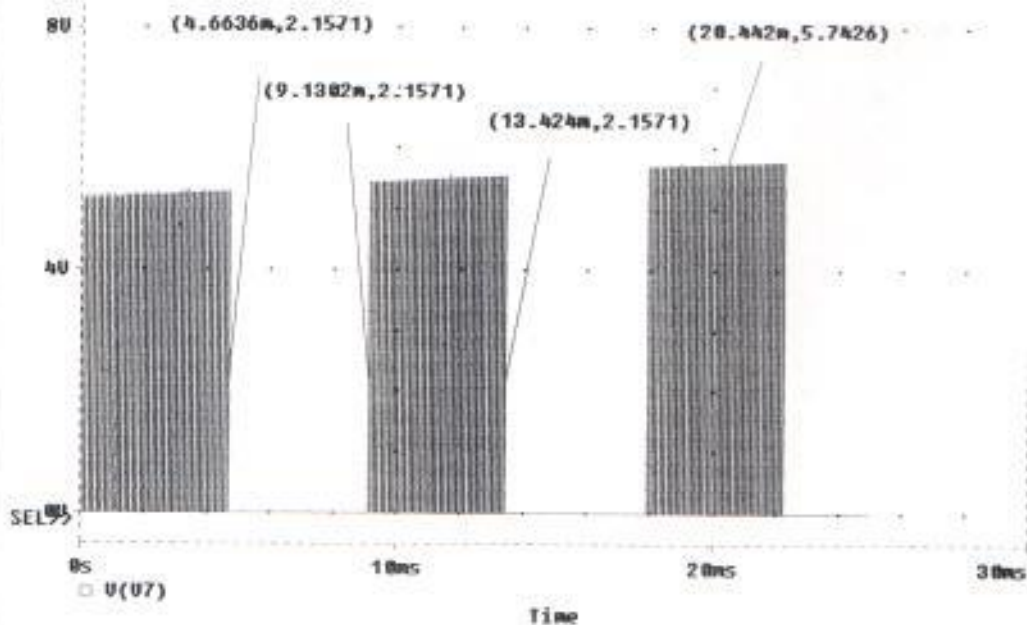
VOLTAJE U6



□ U(06)

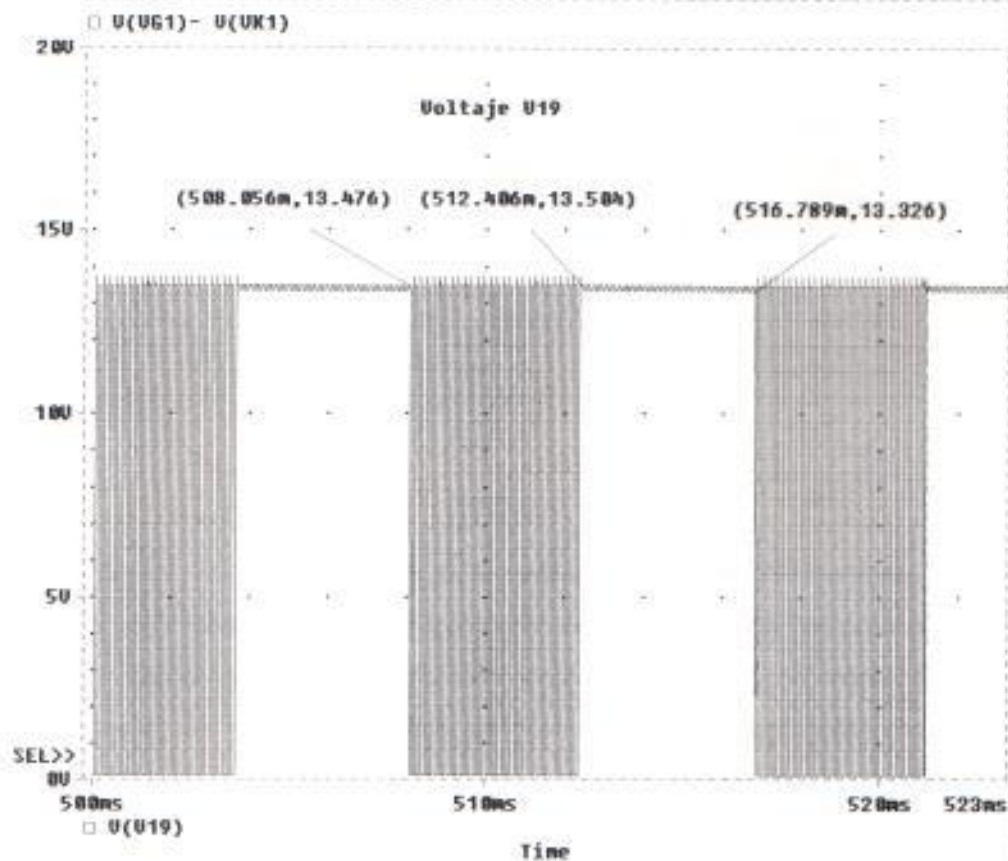
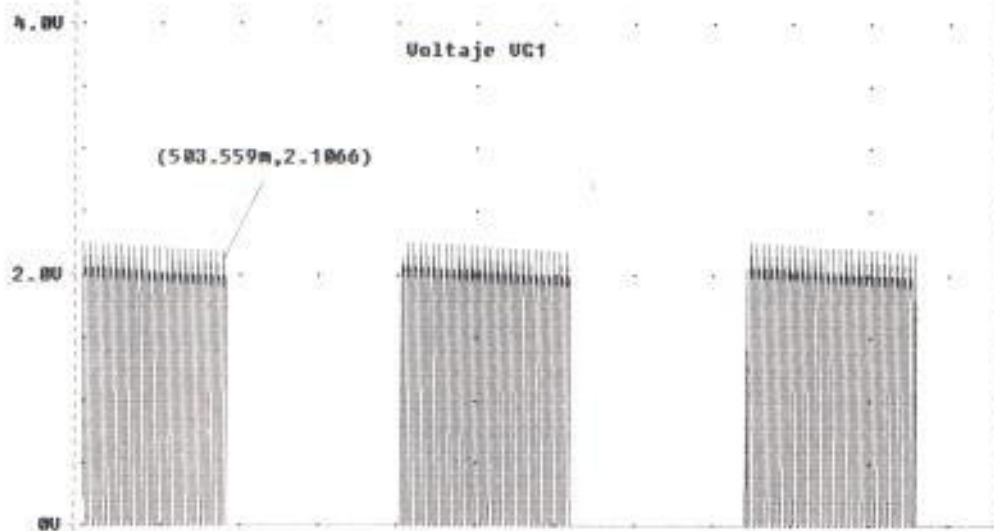
120

VOLTAJE U7



Temperature: 27.8

(A) C:\PSPICE\M\MSINEU60\AC0PLA1.DAT



Time: 17:54:50

### 3.2.5 SIMULACIÓN DEL CIRCUITO GENERADOR DEL PULSO DE CONMUTACION VG11.

El circuito generador del pulso de conmutación está formado por un diferenciador que crea pulsos en 2 instantes: cuando el tiristor principal se enciende y cuando se apaga. Es por este motivo que se ha colocado un diodo, el 1N916F, para dejar pasar solo la señal que apagará al tiristor. El mencionado diodo no existe en la librería del programa pero se usó el diodo 1N4148 que si existe en el programa. También se usó el Integrado LM555 existente en la librería del programa. La forma de onda de V5 y de V8 se muestran en la fig. 3.29.

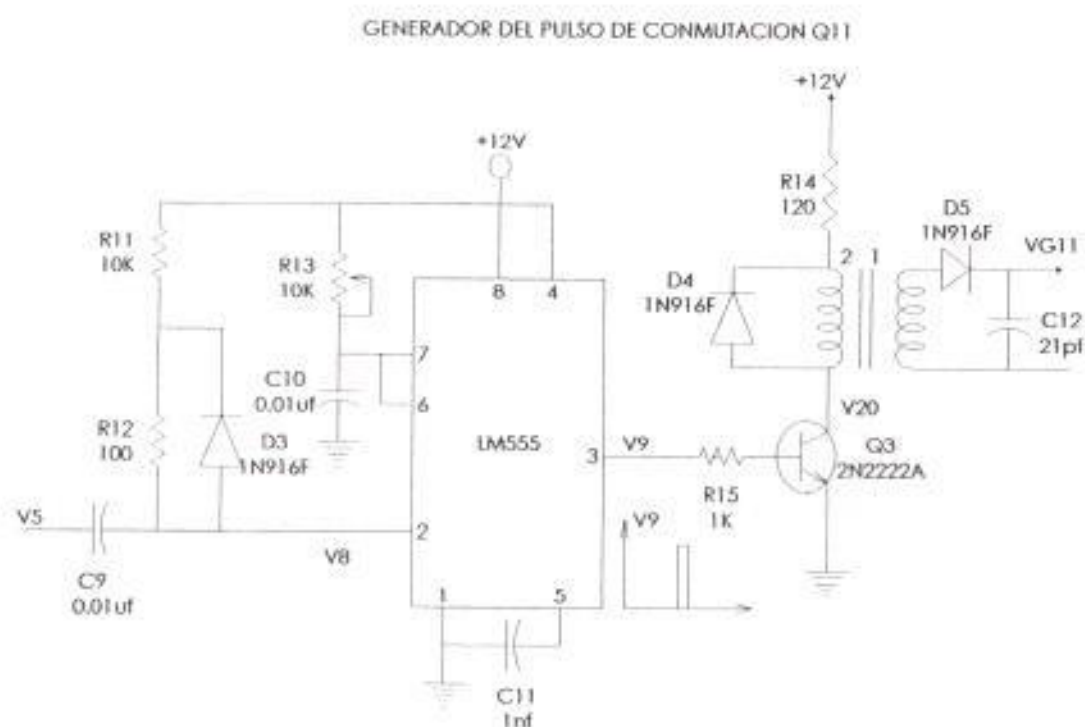


fig. 3.27.

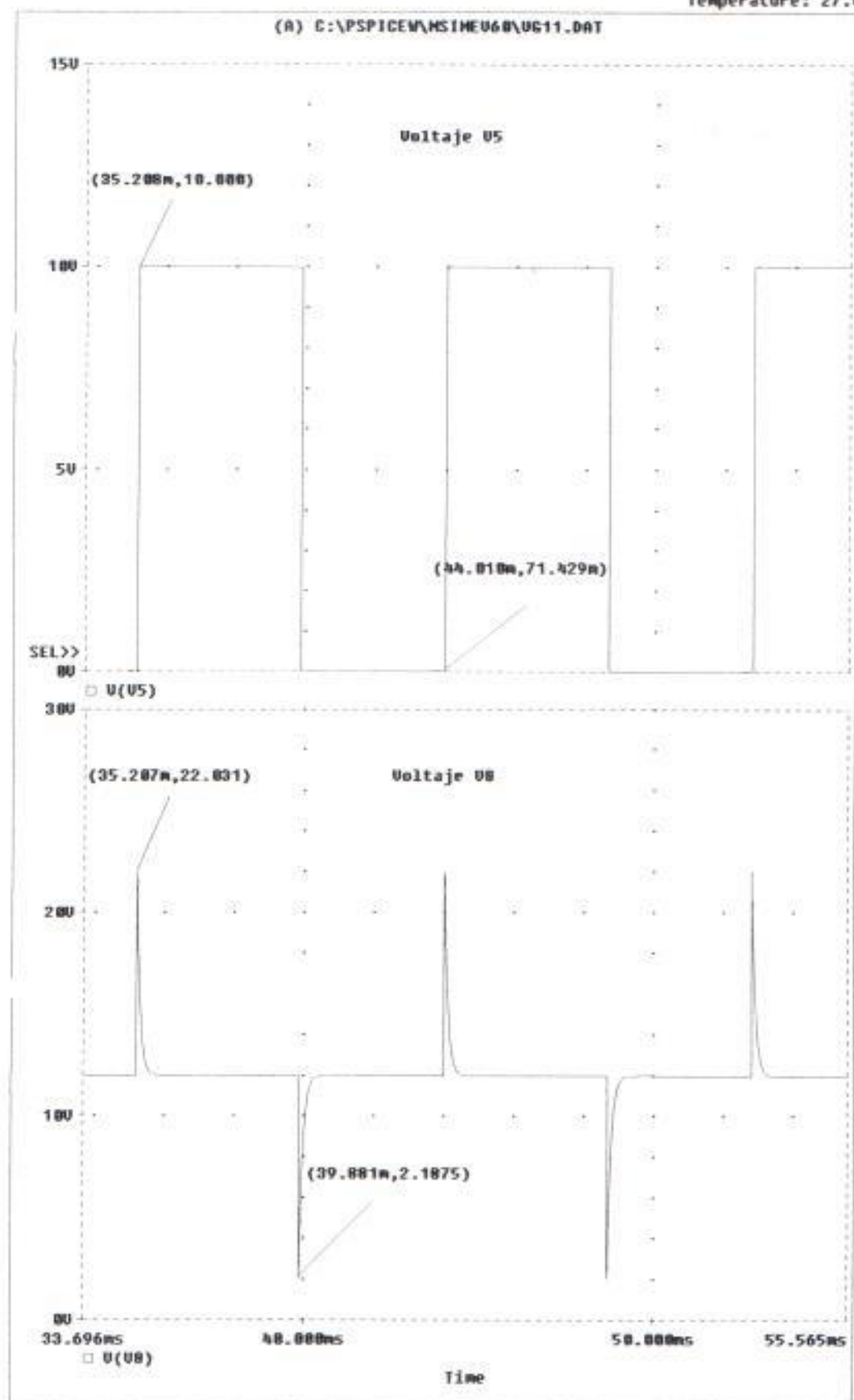
La señal V5 es una onda cuadrada que se diferencia. Esta se denomina V8 y alimenta al monoestable en el pin 4 del LM555 y es el que activará a dicho integrado para que genere un pulso de duración de 60 useg. en su pin de salida 3, V9 que se muestra en la figura 3.30. Esta señal es la que se inyectará en la resistencia de base del transistor Q3, cuyo colector activa el transformador de pulsos para producir la forma de onda VG11 en el gate del tiristor Q11.





Temperature: 27.8

(A) C:\PSPICE\M\SINEU68\UG11.DAT



Temperature: 27.8

(A) C:\PSPICE\M\SINEU60\UG11.DAT

120

Voltaje U9

(39.881m, 9.4286)

(48.683m, 9.3714)

80

40

00

□ U(U9)

4.00

Voltaje UG11

3.00

2.00

1.00

SEL&gt;&gt;

00

34.444ms

48.888ms

58.888ms

55.467ms

□ U(UG11)- U(UK11)

Time

(39.941m, 1.2083)

(48.743m, 1.5625)

### 3.2.6 SIMULACION DEL CIRCUITO GENERADOR DEL PRIMER TIEMPO DE SEPARACION.

En la figura 3.31 se muestra el circuito generador del primer tiempo de separación. La entrada de dicho circuito es la señal de voltaje V5 y luego de pasar por un diferenciador tenemos flancos, V10 siendo esta señal la que activa al monoestable, tal como ocurría con la etapa generadora del pulso de conmutación VG11, el tiempo de separación es dado por la resistencia R18 y el capacitor C14, tiempo que debe ser suficiente para que el disparo del tiristor Q11 no interfiera con el disparo de Q2.



fig 3.31

La señal simulada se muestra en la figura 3.33 y podemos ver la magnitud del tiempo de separación  $t_c$  que es del orden de los 300useg. También podemos ver la forma de onda de V10.

### Circuito Generador del Primer Tiempo de Separación

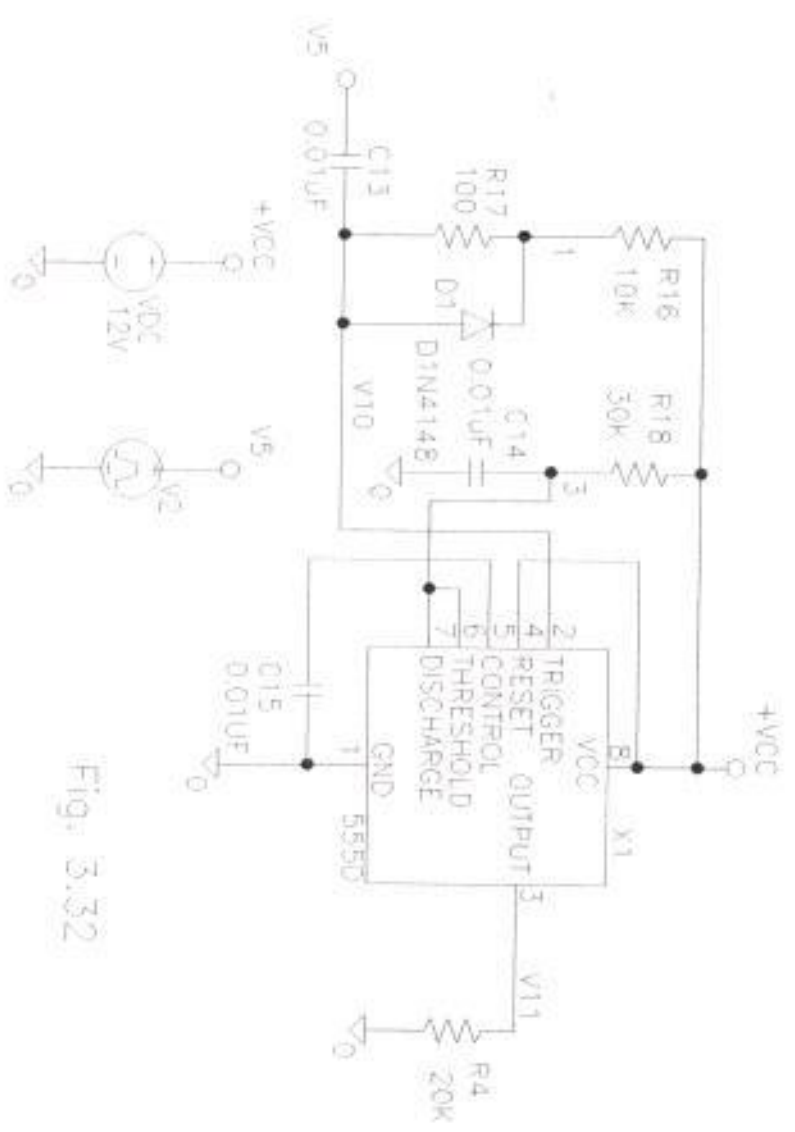
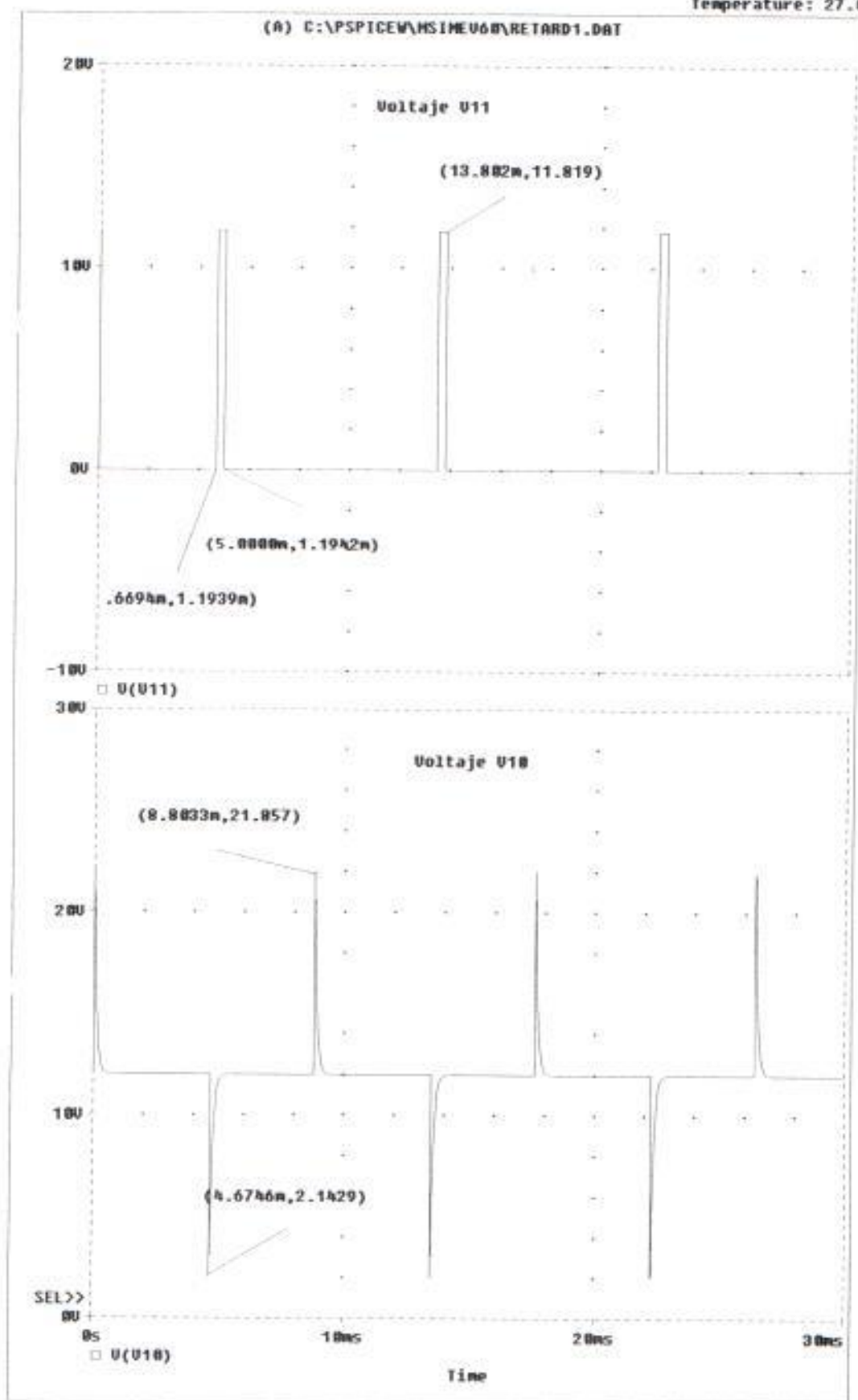


Fig. 3.32

Temperature: 27.8



### 3.2.7 SIMULACION DEL CIRCUITO GENERADOR DEL PULSO PRINCIPAL VG2.

En el circuito generador del pulso principal VG2 se usaron los valores de los componentes que se obtuvieron teóricamente en el diseño y que posteriormente se usaron en la construcción del circuito. Se usó también el LM555 que se encuentra en la librería del programa. La figura 3.34 nos muestra el circuito, en donde se inyectaron V11 y V12, que corresponden a fuentes de pulsos, y simulan lo siguiente: V12 que es la salida del circuito RC que corresponde a V4 pero con un retardo de 1 usseg. segundo y V11 que es la señal de voltaje que se obtiene del circuito generador del primer tiempo de separación. Luego el producto V13 se inyecta al pin 4 del LM555, cuya salida V14 se inyecta a una segunda etapa simulada (fig. 3.36)

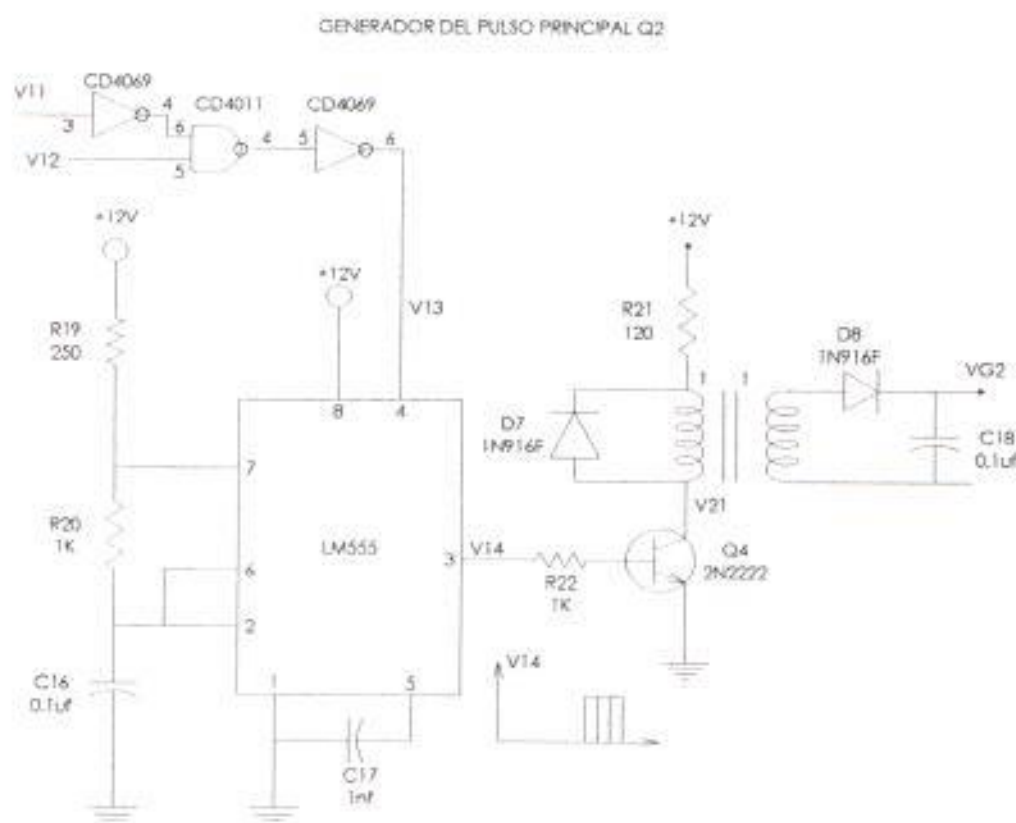


fig. 3.34

La salida de este circuito corresponde a una ráfaga de pulsos de 6.4Khz que posteriormente se inyectará a un amplificador de corriente. Las formas de onda de salida de la simulación, V13, V11 y V12 se muestran en la figura 3.37 y V21, VG2 se muestran en la figura 3.39.



# CIRCUITO GENERADOR DEL PULSO VG2

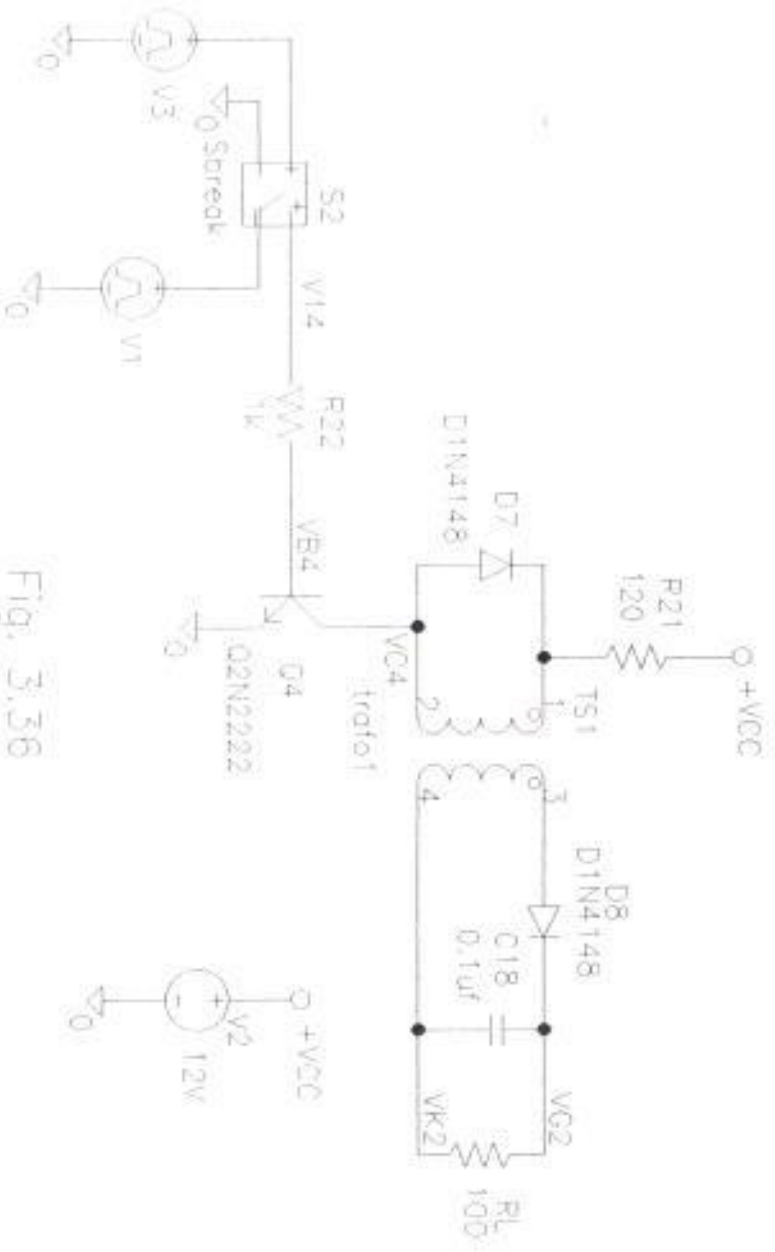
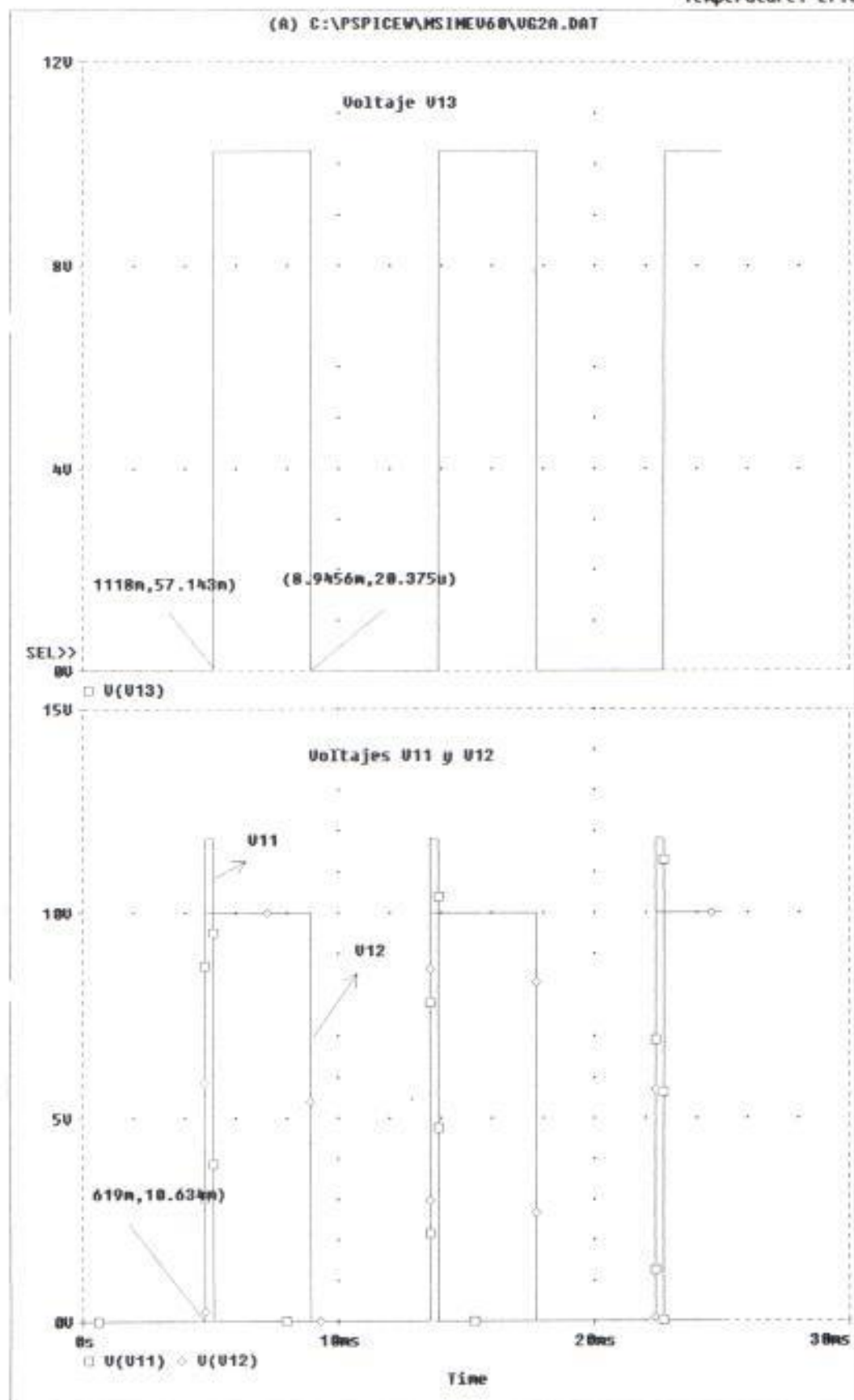


Fig. 3.36



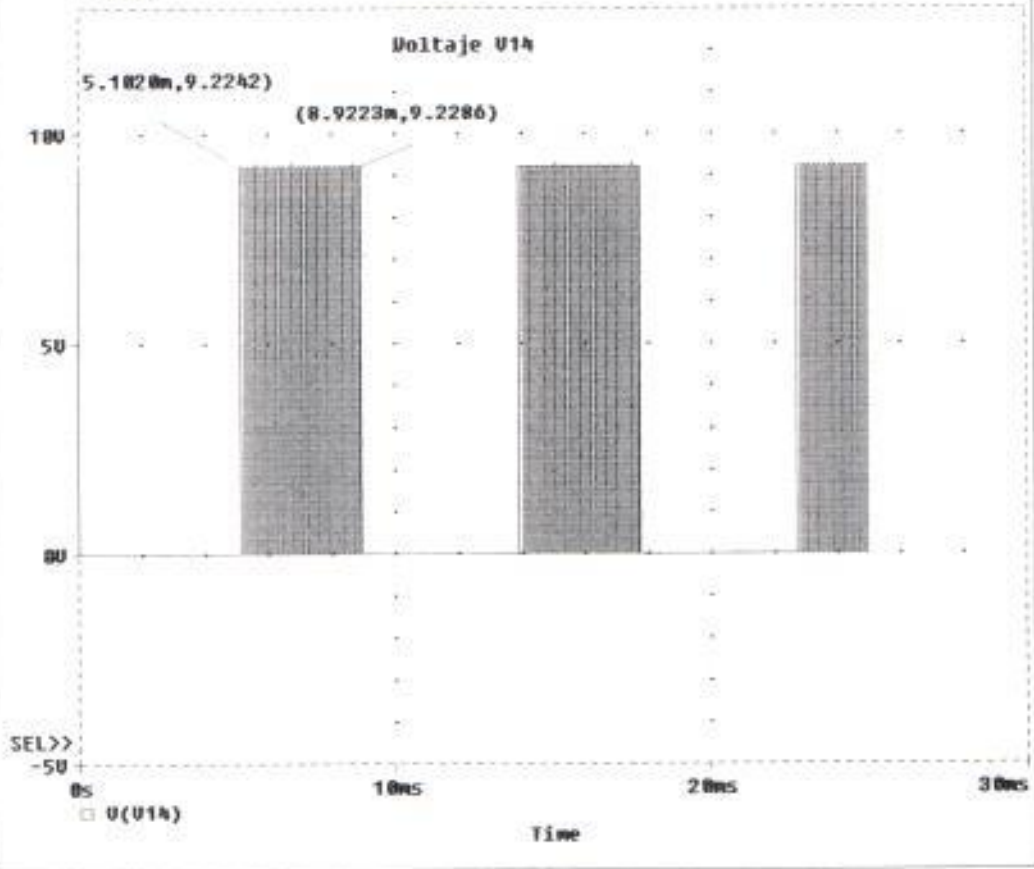
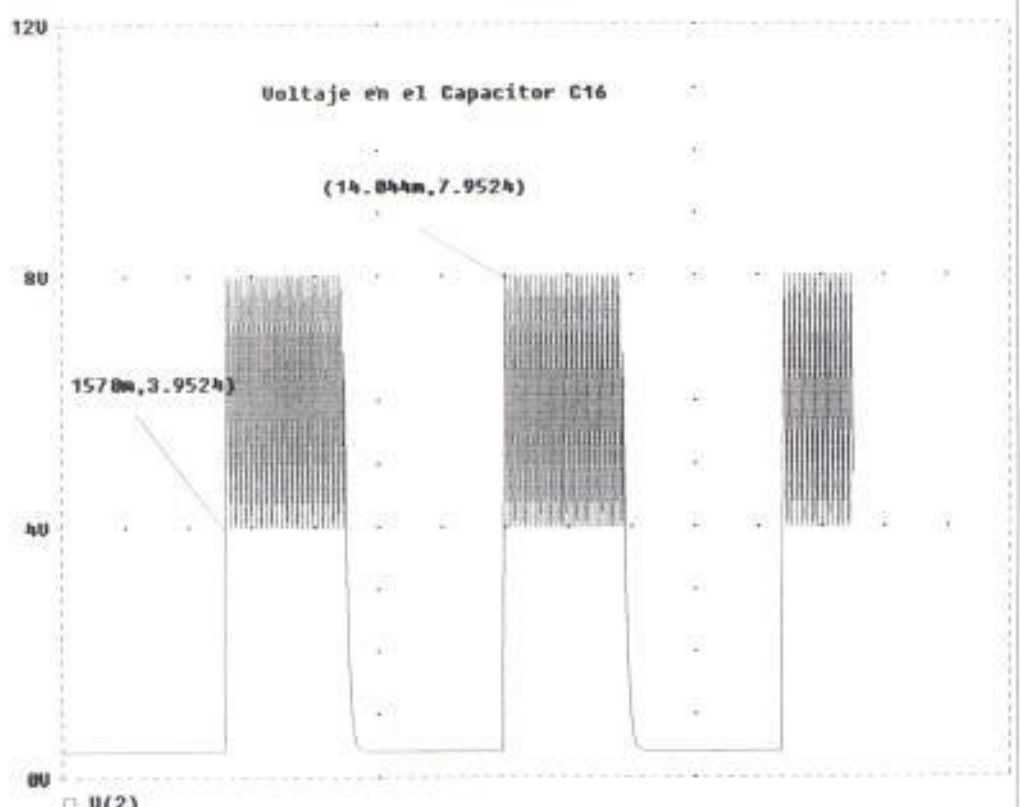
Temperature: 27.0

(A) C:\PSPICEW\MSINEU60\UG2A.DAT



Temperature: 27.8

(A) C:\PSPICE\M\SINEU60\UC20.DAT



Temperature: 27.8

(A) C:\PSPICE\MSINE060\AC0PLA2.DAT

4.00 Voltaje UG2

(506.908m, 2.6429)

2.00

0.00

□ U(UG2) - U(UK2)

Voltaje U21

(510.638m, 13.500)

150

100

50

SEL&gt;&gt;

0.00

501.597ms

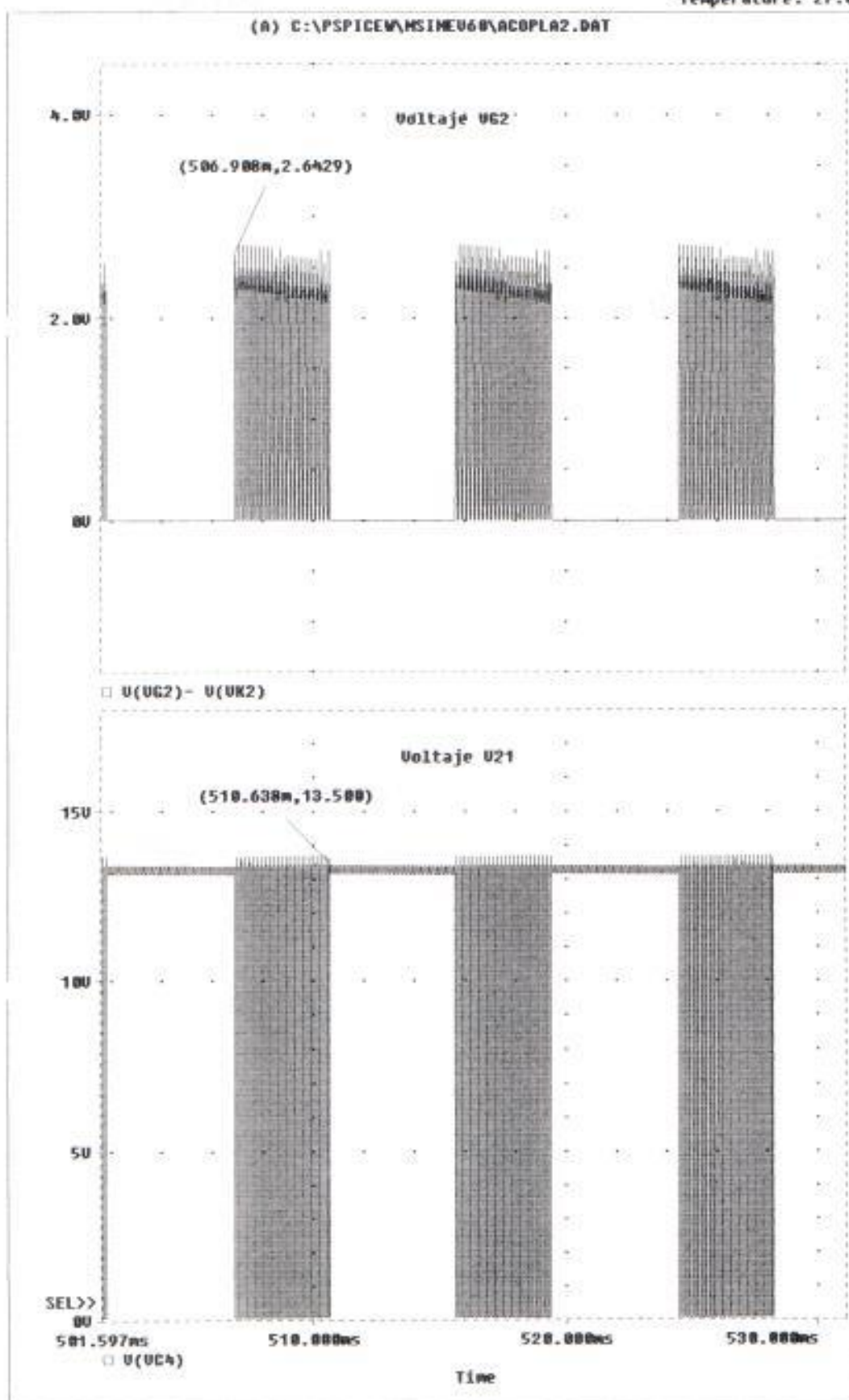
510.000ms

520.000ms

530.000ms

□ U(UK4)

Time



### 3.2.8 SIMULACION DEL CIRCUITO GENERADOR DEL PULSO DE CONMUTACION VG22.

El circuito generador del pulso de conmutación está formado por un diferenciador que crea pulsos en 2 instantes: cuando el tiristor principal se enciende y cuando se apaga. Es por este motivo que se ha colocado un diodo, el 1N916F, para dejar pasar solo la señal que apagará al tiristor. El mencionado diodo no existe en la librería del programa pero se usó el diodo 1N4148 que si existe en el programa. También se usó el Integrado LM555 existente en la librería del programa. La forma de onda de V12 y de V17 se muestran en la fig. 3.42.



fig. 3.40

La señal V12 es una onda cuadrada que se diferencia. Esta se denomina V17 y alimenta al monoestable en el pin 2 del LM555 y es el que activará a dicho integrado para que genere un pulso de duración aproximada a los 60 useg. Estos pulsos de salida, V18, que se muestra en la figura 3.43 Esta señal es la que se inyectará en la resistencia de base del transistor Q3, cuyo colector activa el transformador de pulsos para producir la forma de onda VG22 en el gate del tiristor Q22.

# CIRCUITO GENERADOR DEL PULSO VG22

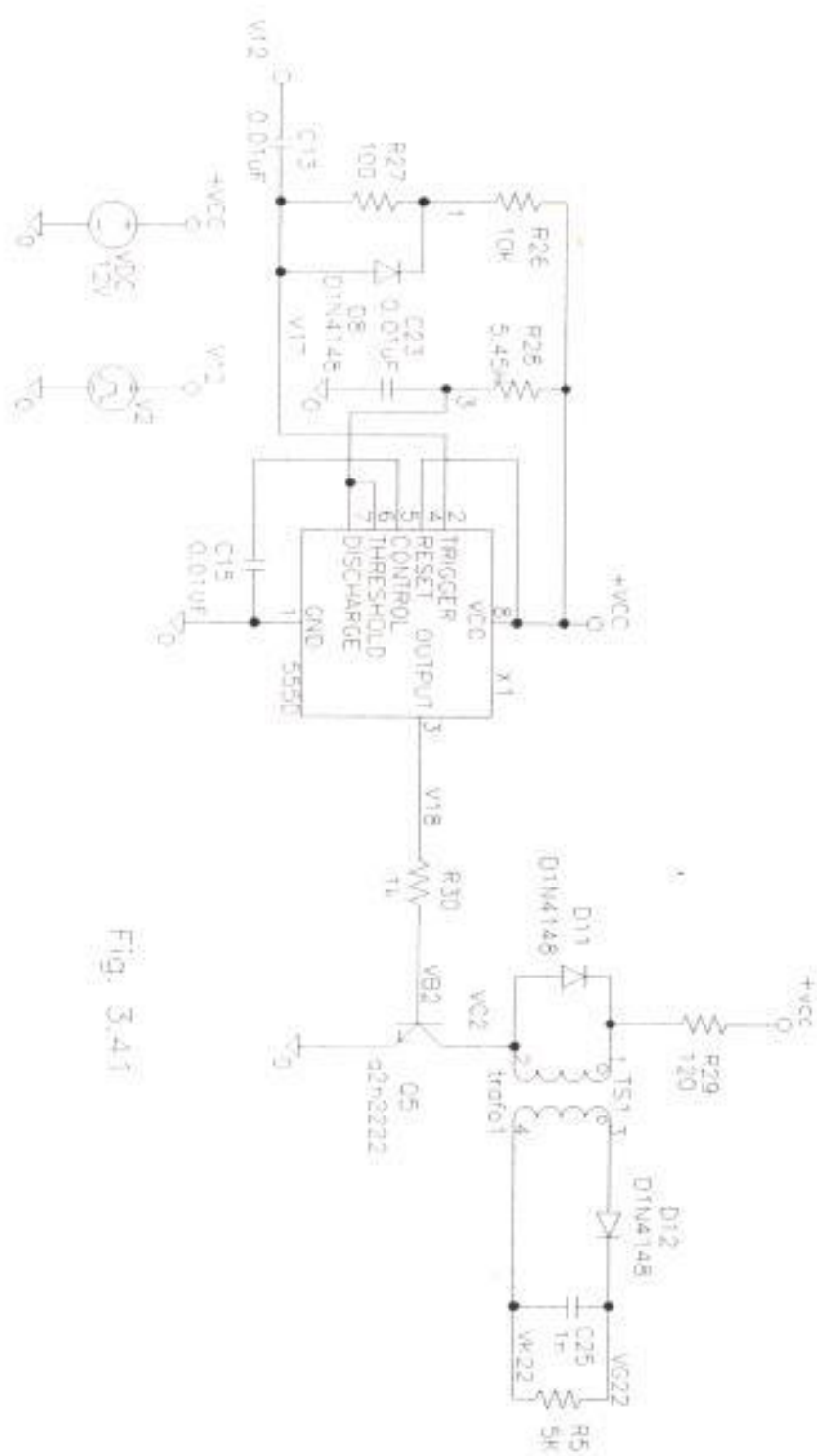
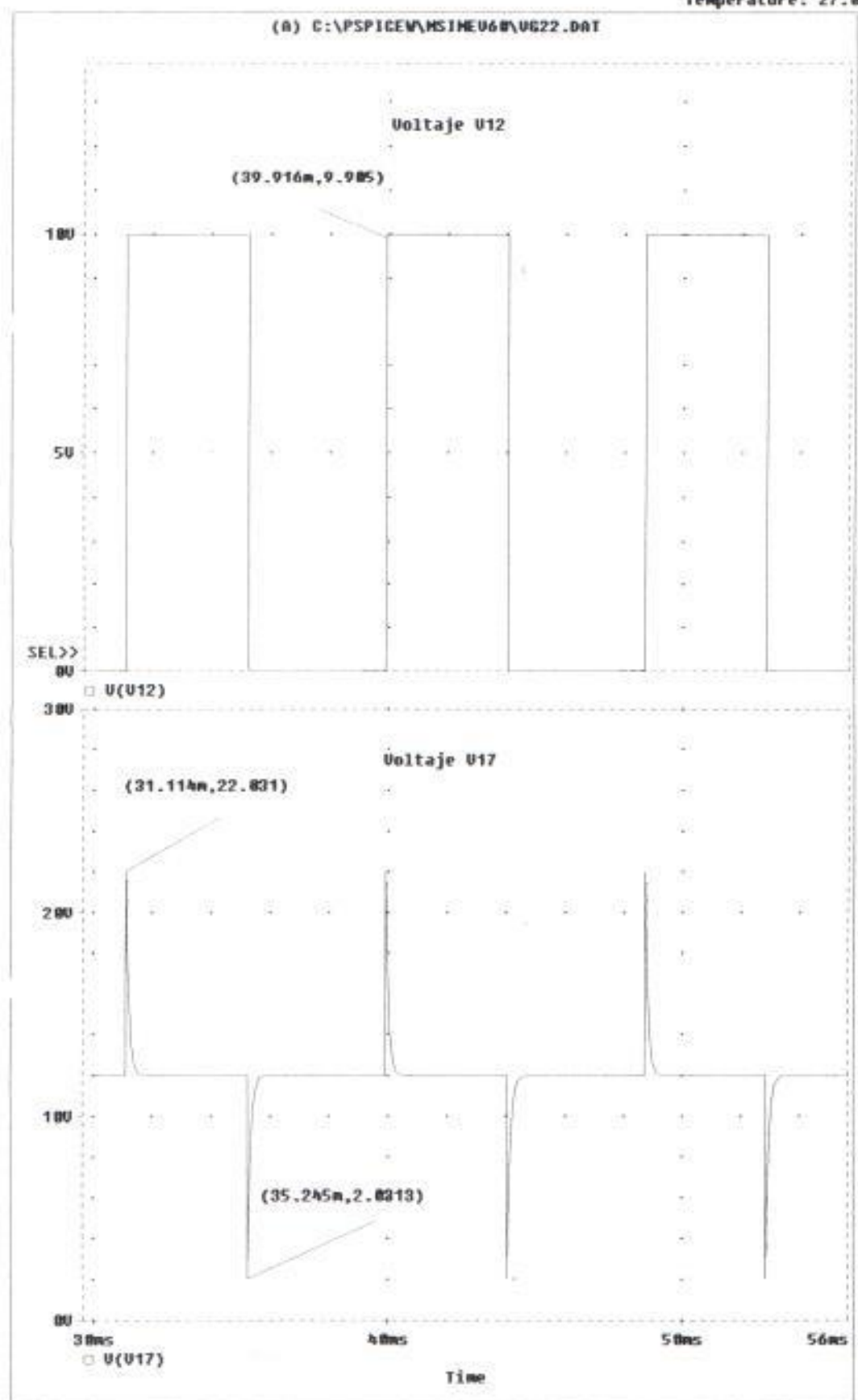


Fig. 3.41

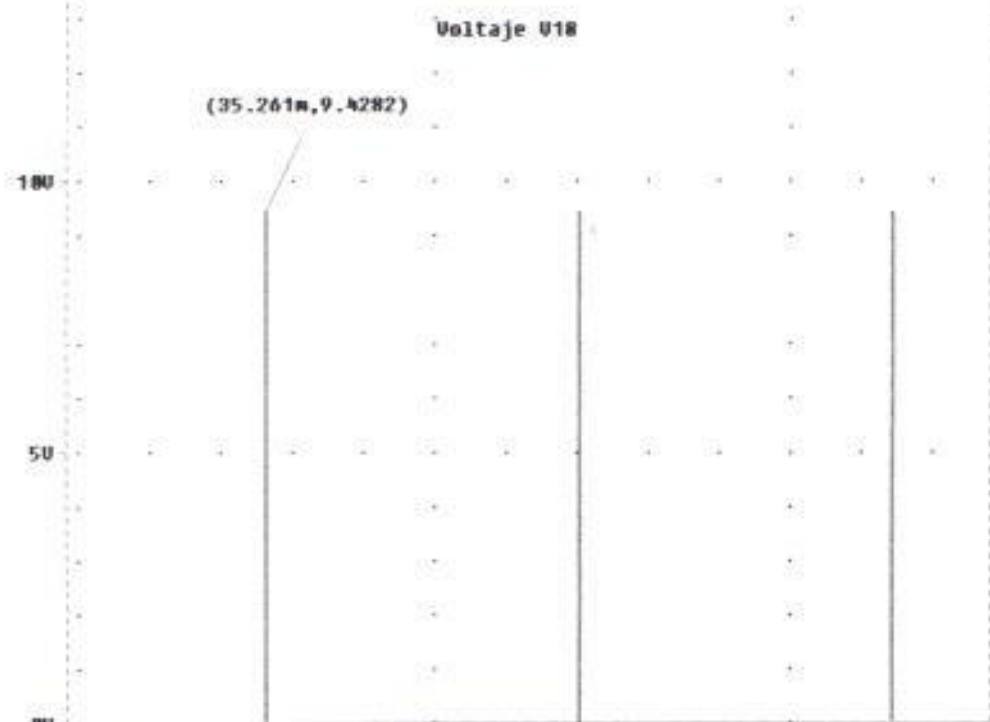
Temperature: 27.8

(A) C:\PSPICEV\MSINEU6#\UG22.DAT



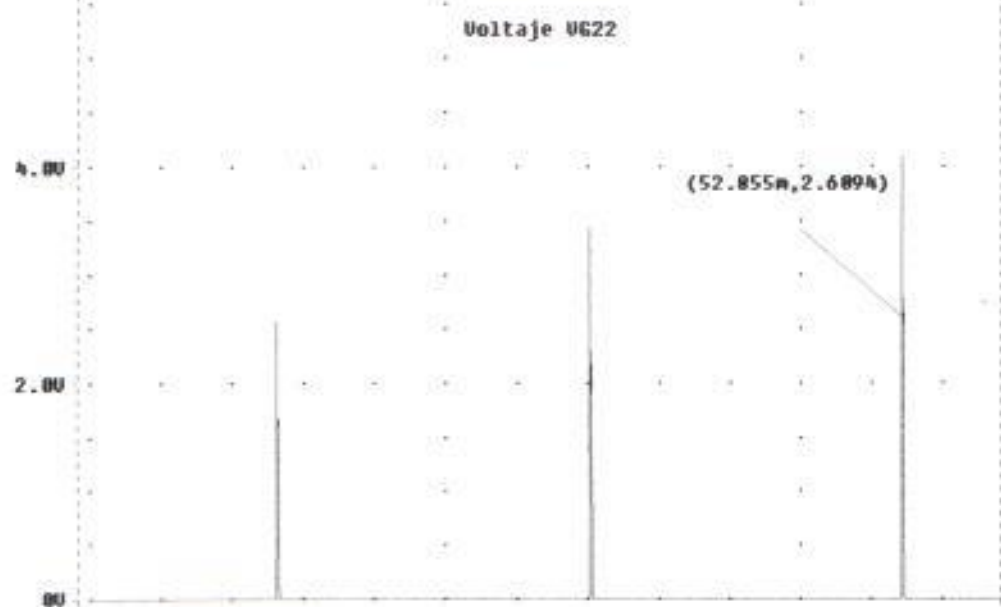
Temperature: 27.8

(A) C:\PSPICEW\MSIMEU60\UG22.DAT



□ U(U18)

6.00



SEL&gt;&gt;

30ns

40ns

50ns

56ns

□ U(UG22) - U(UK22)

Time

### 3.2.9 SIMULACION DEL CIRCUITO GENERADOR DEL SEGUNDO TIEMPO DE SEPARACION

En la figura 3.44 se muestra el circuito generador del segundo tiempo de separación. La entrada de dicho circuito es la señal de voltaje V12 y luego de pasar por un diferenciador tenemos flancos, V15 siendo esta señal la que activa al monoestable, tal como ocurría con la etapa generadora del pulso de conmutación VG22, el tiempo de separación es dado por la resistencia R25 y el capacitor C20, tiempo que debe ser suficiente para que el disparo del tiristor Q22 no interfiera con el disparo de Q1.



fig. 3.44

La señal simulada V16 se muestra en la figura 3.46 y podemos ver la magnitud del tiempo de separación  $t_c$  que es del orden de los 300useg. También podemos ver la forma de onda de V15.



CIRCUITO GENERADOR DEL SEGUNDO TIEMPO DE SEPARACION

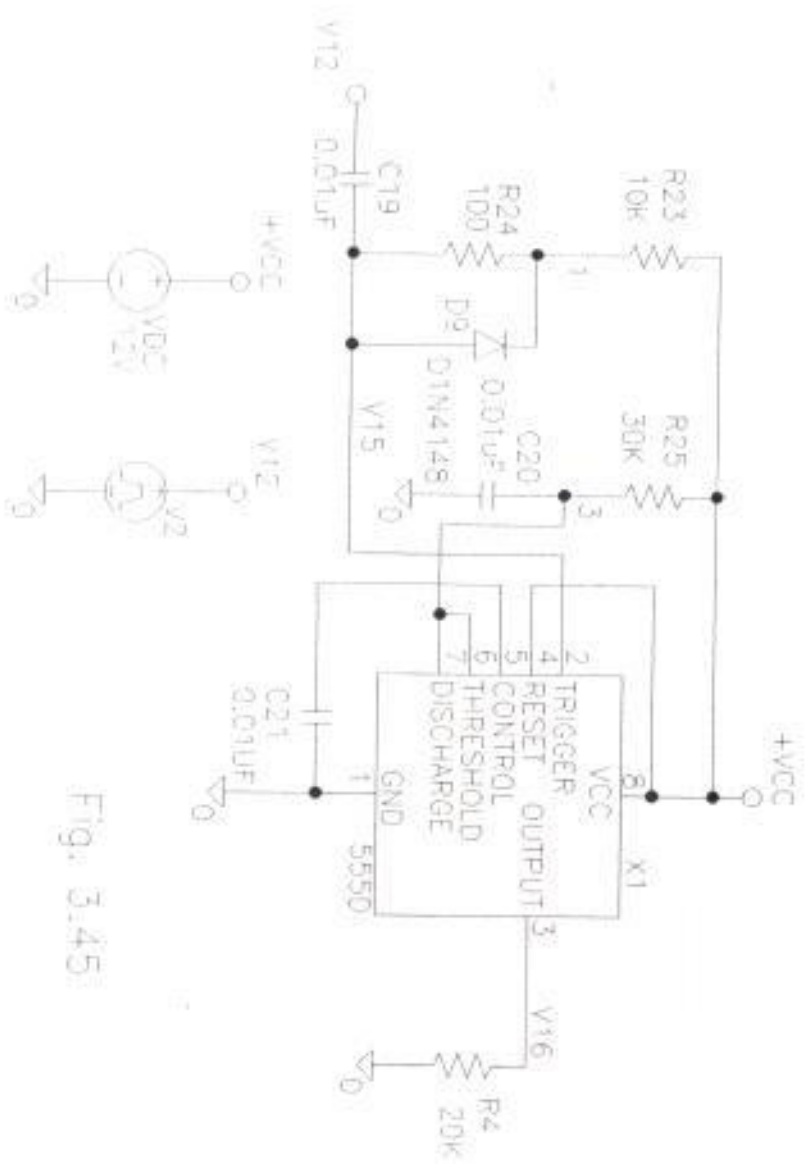
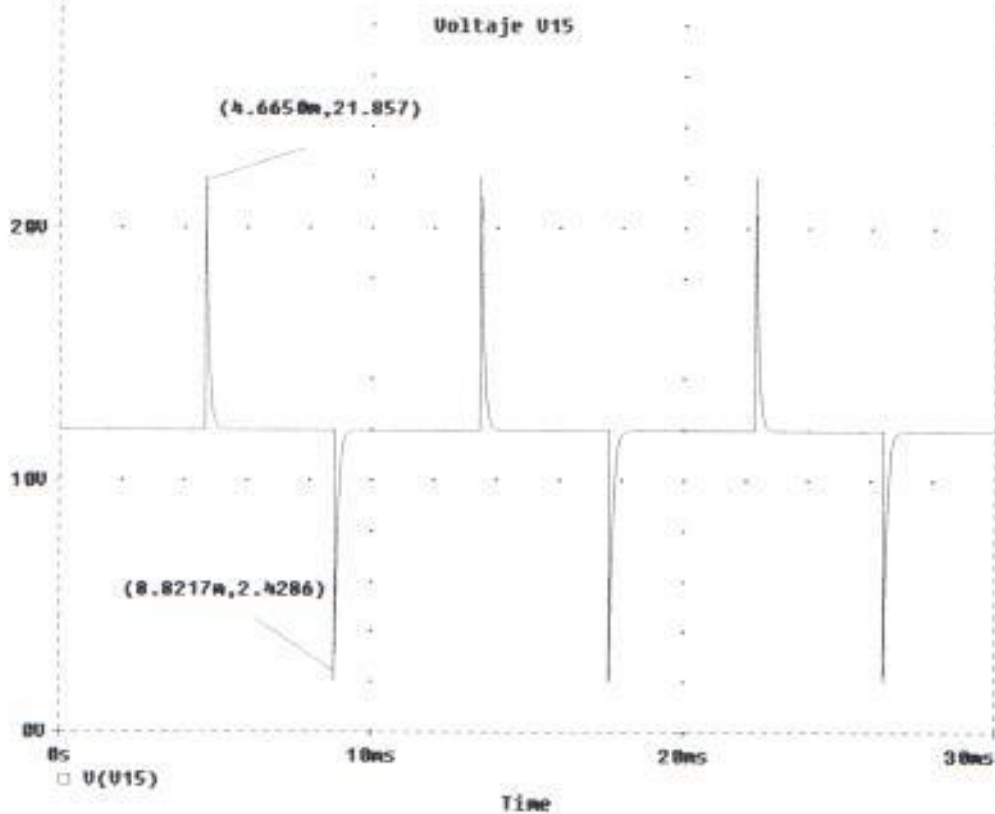
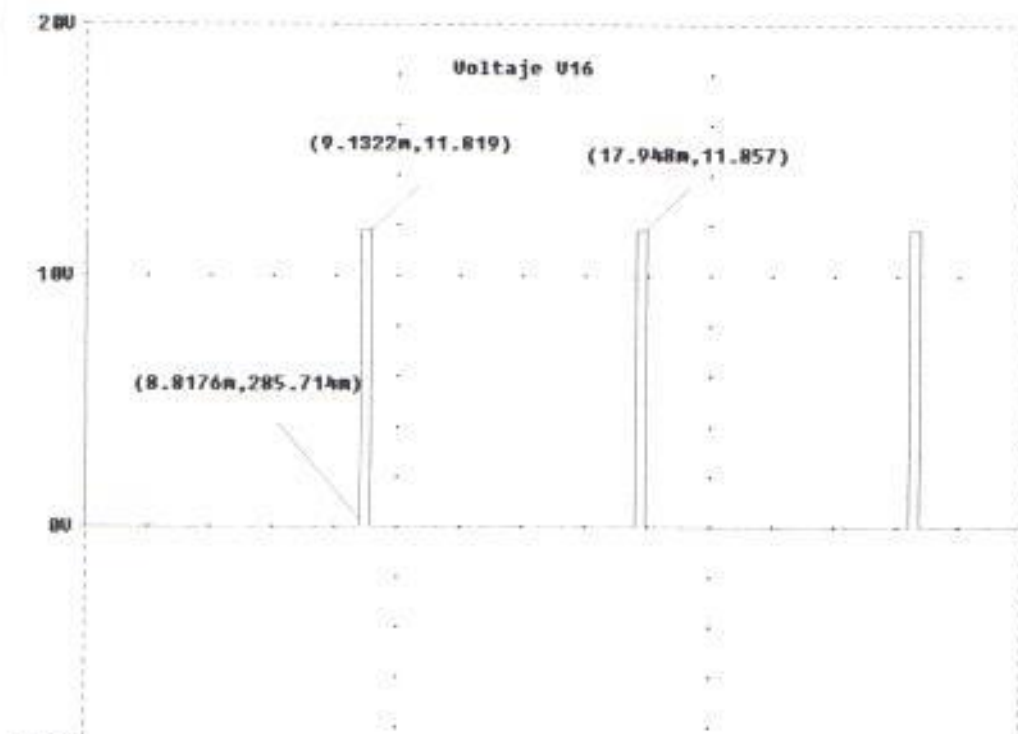


Fig. 3.45

Temperature: 27.8

(A) C:\PSPICEW\MSINEU68\RETARD2.DAT



## C A P I T U L O I V

### RESULTADOS EXPERIMENTALES

#### 4.1. RESPUESTAS DEL CIRCUITO DE FUERZA DEL TROCEADOR.

Los resultados experimentales finales que se obtuvieron luego de realizadas las diferentes pruebas correspondientes es decir antes de calibrar adecuadamente las bobinas se muestran en las figuras que mas adelante seran mostradas, cabe señalar que las formas de onda observadas en el osciloscopio son dibujadas en el presente informe por tal motivo las escalas en muchos gráficos son un tanto exageradas con en el fin de que se aprecien todos los valores importantes para el desarrollo de este proyecto es por esto que se pide al lector tener en cuenta lo antes mencionado.

En la figura 4.1 se muestran el voltaje de salida ( $V_o$ ), el voltaje del capacitor C1 ( $V_{C1}$ ), voltaje del capacitor C2 ( $V_{C2}$ ) y la corriente en la carga ( $I_o$ ).

Al analizar estas formas de onda podemos notar lo siguiente: el voltaje  $V_o$  corresponde a un voltaje troceado como se esperaba, aunque su forma de onda no es ideal, además de esto se observa que el voltaje de salida tiene valores negativos (- 0.8 volts) esto se debe a la naturaleza de los elementos ya que en la parte teórica se asume elementos ideales, pero en realidad sus parámetros tales como voltajes en conducción directa afectan el resultado de la forma de onda esperada.

En cuanto al voltaje del capacitor C1 podemos ver que los valores que posee se encuentra en un rango  $-7 \leq V_C \leq 12$  voltios la caída de 12 V. a

-7 V, se justamente en el período de conmutación es mas la forma de onda  $V_{C1}$  es de idéntica forma que  $V_{C2}$  con la diferencia que se dan en tiempos diferentes porque cada uno cumple la función de apagar su tiristor respectivo.

La corriente de salida  $I_O$  es de forma continua con un valor máximo positivo, valor mínimo negativo, obteniéndose un valor promedio de  $I_O$  positivo.

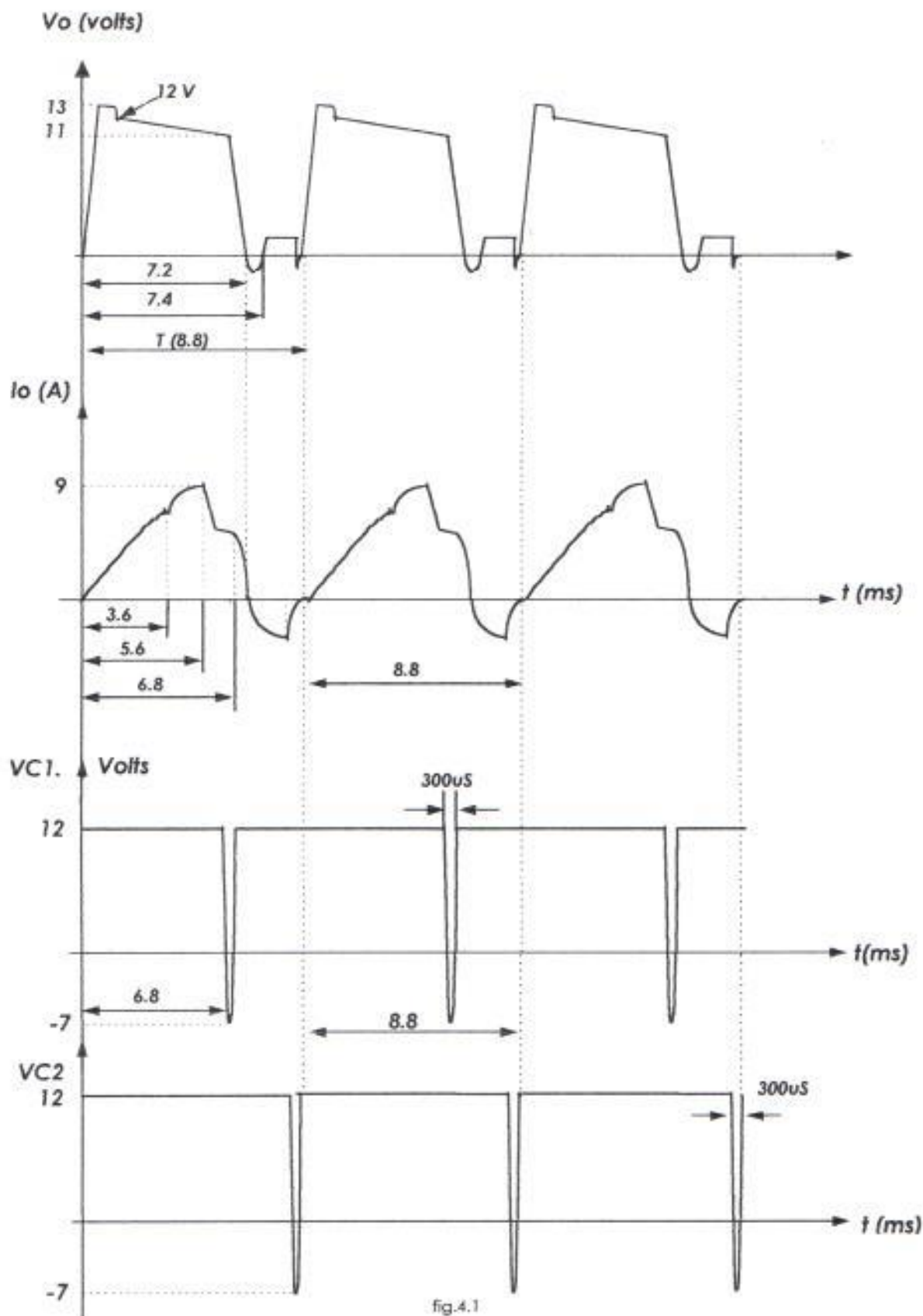
En la fig. 4.2 se muestran las formas de onda de: Voltaje ánodo cátodo del tiristor principal ( $V_{AK1}$ ),  $V_{AK2}$ ,  $V_{D2}$ ,  $V_{AK11}$ .

En el voltaje  $V_{AK1}$  existen picos negativos de -0.7V, en el período de conducción se mantiene en 1V en el instante  $t_{ON} = 7.2ms$  cae a -0.7V y sube a 13V se mantiene en este aproximadamente 300 microsegundos hasta estabilizarse en 11V, hay que tener en cuenta que en el momento que  $V_{AK1}$  cae de 11V a -0.7V es justamente en el instante ( $t_{ON} = 7.2ms$ ) en el cual el tiristor deja el período de conducción para dar paso al período de conducción del tiristor  $Q_2$ . La explicación de la forma de onda del  $V_{AK2}$  es similar a la del tiristor  $Q_1$ .

Por otra parte vale indicar que estos gráficos se tomaron para un valor intermedio del rango de velocidad, dicho valor de velocidad nos da un promedio de corriente del troceador tal que el funcionamiento del mismo se realiza en el primer cuadrante.

Los gráficos para el troceador en el segundo cuadrante no se los pudo tomar, pero se pudo visualizar que la tendencia del circuito de control para llevar a éste hacia el segundo cuadrante si se daba. Es más se pudo visualizar que la forma de onda de corriente de salida tiene picos negativos. Este problema se debe a que los parámetros del motor hacen que la f.c.e.m. del mismo no sea mayor que el promedio del voltaje troceado, lo cual es lo fundamental para el funcionamiento del troceador clase B.

## FORMAS DE ONDA EXPERIMENTALES DEL CIRCUITO DE FUERZA



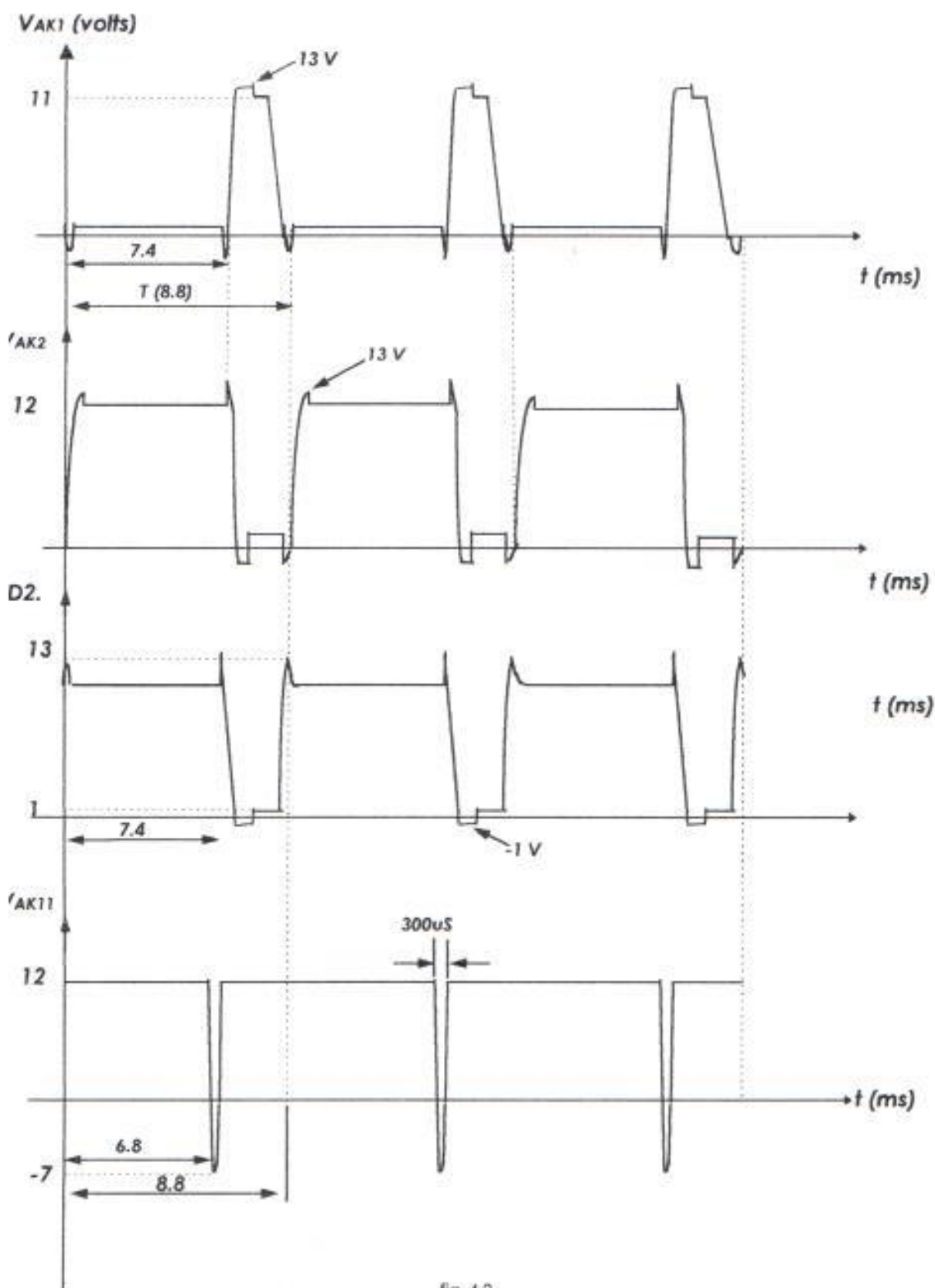


fig. 4.2

## 4.2. RESPUESTAS DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL TROCEADOR.

Con el circuito Regulador de frecuencia se fija 115 Hz de frecuencia de troceo es decir un período de 8,8ms. Tanto en el diseño, como en la parte experimental y simulada se obtienen las mismas formas de onda para la salida V1. Luego en el generador de rampa la salida V2 obtenida del diseño es la misma que para la simulación con un máximo de voltaje en 7V mientras que para la salida experimental el máximo voltaje es de 6.5V.

La siguiente etapa es el comparador cuya salida experimental V3 se toma después de 2 inversores CMOS. La salida experimental se comporta según lo esperado con un voltaje en bajo de 0V y un máximo de 11.5V. La salida simulada se tomó antes de los inversores, es decir a la salida del UA741, y si comparamos ésta con la salida simulada de todos modos son iguales hasta ese nodo.

Las salidas de las ondas descritas anteriormente las podemos observar en la figura 4.3.

La señal V3 se inyecta al pin 4 del LM555 en configuración astable que opera como generador de alta frecuencia (20khz). Pero esta señal se inyecta a dicho pin luego de pasar por una lógica digital que toma una señal que retardará el disparo del tiristor 1 con respecto al tiristor 22. La salida de este generador se denomina V4 y es una ráfaga de pulsos según lo esperado por los datos del diseño. Las salidas tanto simulada como experimental son de formas parecidas: un voltaje en alto de 11.5V y un bajo en 0V tal como se aprecia en la fig. 4.4.

La señal V4 se inyecta a un amplificador de corriente que tiene acoplado un transformador de pulsos de cuyo secundario obtenemos la señal VG1 que es la que dispara al tiristor principal Q1. La salida experimental de la forma de onda de VG1 se muestra en la figura 4.7 y se asemeja a la señal simulada la cual tiene un pico de 4V y un valor estable

de 1V. La salida experimental tiene un pico de 4V y un valor estable de 1.1V.

Para generar el pulso de conmutación usamos el integrado LM555 en configuración monoestable, pero dicha configuración es disparada por una red diferenciadora y por un diodo. Las formas de onda para esta parte del circuito de control son mostradas en V8 y V9 de la figura 4.4. y 4.5 respectivamente. Si comparamos las salidas simuladas con las experimentales notamos que estas tienen formas similares, así tenemos que el voltaje V8 simulado tiene un pico positivo de 22V y otro de 0.2V, en la salida experimental tenemos que V8 tiene un pico positivo de 24V y uno de 0V, lo cual nos verifica las formas de onda requeridas. De la misma manera para la señal del pulso de conmutación, en la salida del LM555 se tiene en la simulación un ancho de pulso de aproximadamente 100us y para la experimental 70us.

Vale indicar que la circuitería electrónica para los tiempos de retardo son similares a la de los pulsos de conmutación, por lo que su forma de onda son similares, esto se comprueba al comparar las ondas simuladas con las experimentales, es decir comparando la forma de onda de V10 y V15 encontraremos las similitudes mencionadas, la señal V10 la podemos apreciar en la figura 4.4 y la de V15 la podemos ver en la figura 4.6.

De la misma manera que la señal V9, la señal V18 que da el pulso de conmutación para el tiristor Q22 es de las mismas características, tanto en la parte simulada que en la experimental, la forma de onda de la parte experimental para esta señal la podemos apreciar en figura 4.6.

La forma de onda experimental de los gates de los tiristores es decir VG1, VG2, VG11 y VG22 son mostradas en la figura 4.7 y nos demuestra el buen funcionamiento del circuito de control en cuanto a los disparos de los tiristores se refiere, la misma que es la parte fundamental del funcionamiento del troceador.



## VOLTAJES DEL CIRCUITO DE CONTROL

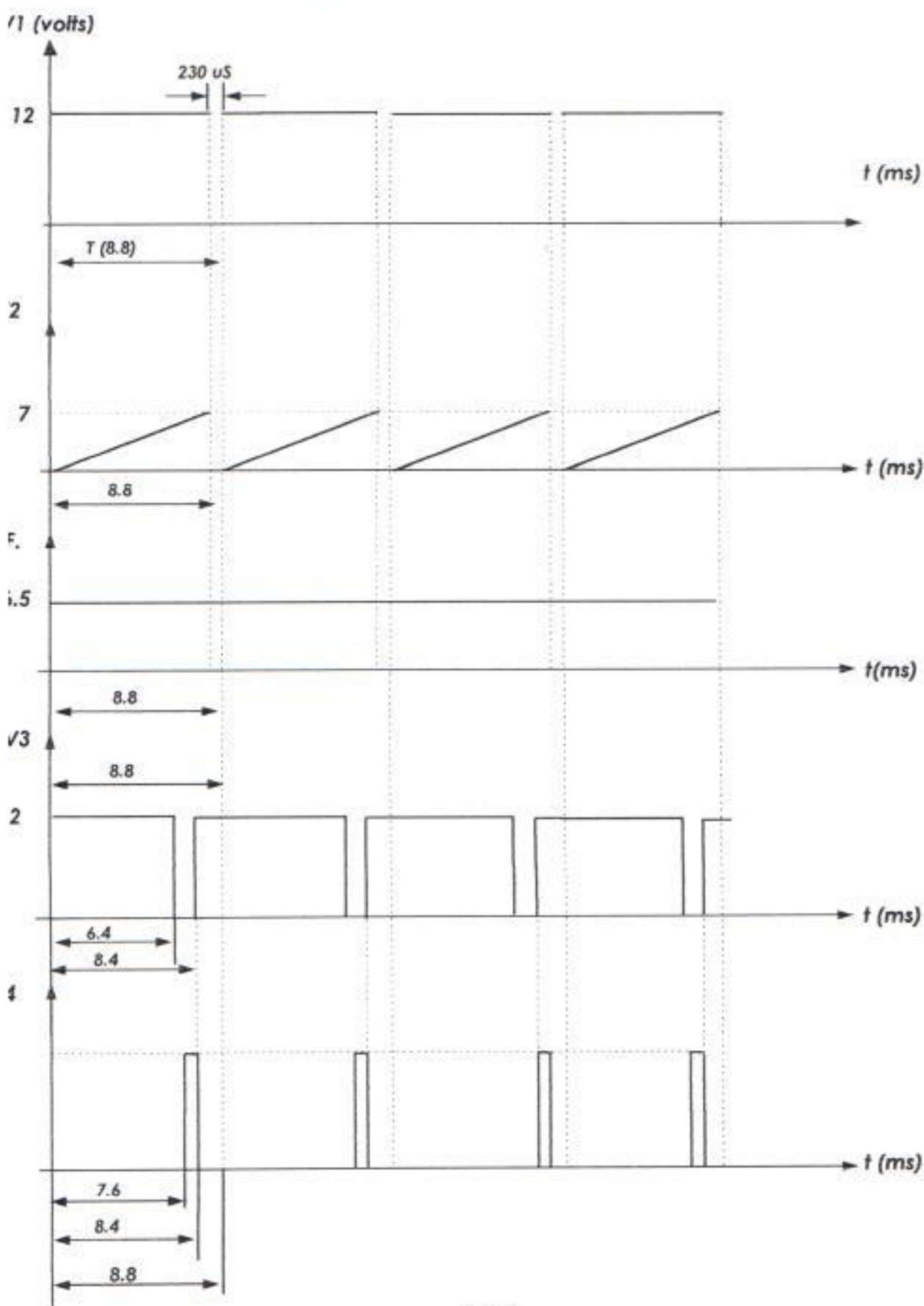


fig. 4.3

i (VOLTS)

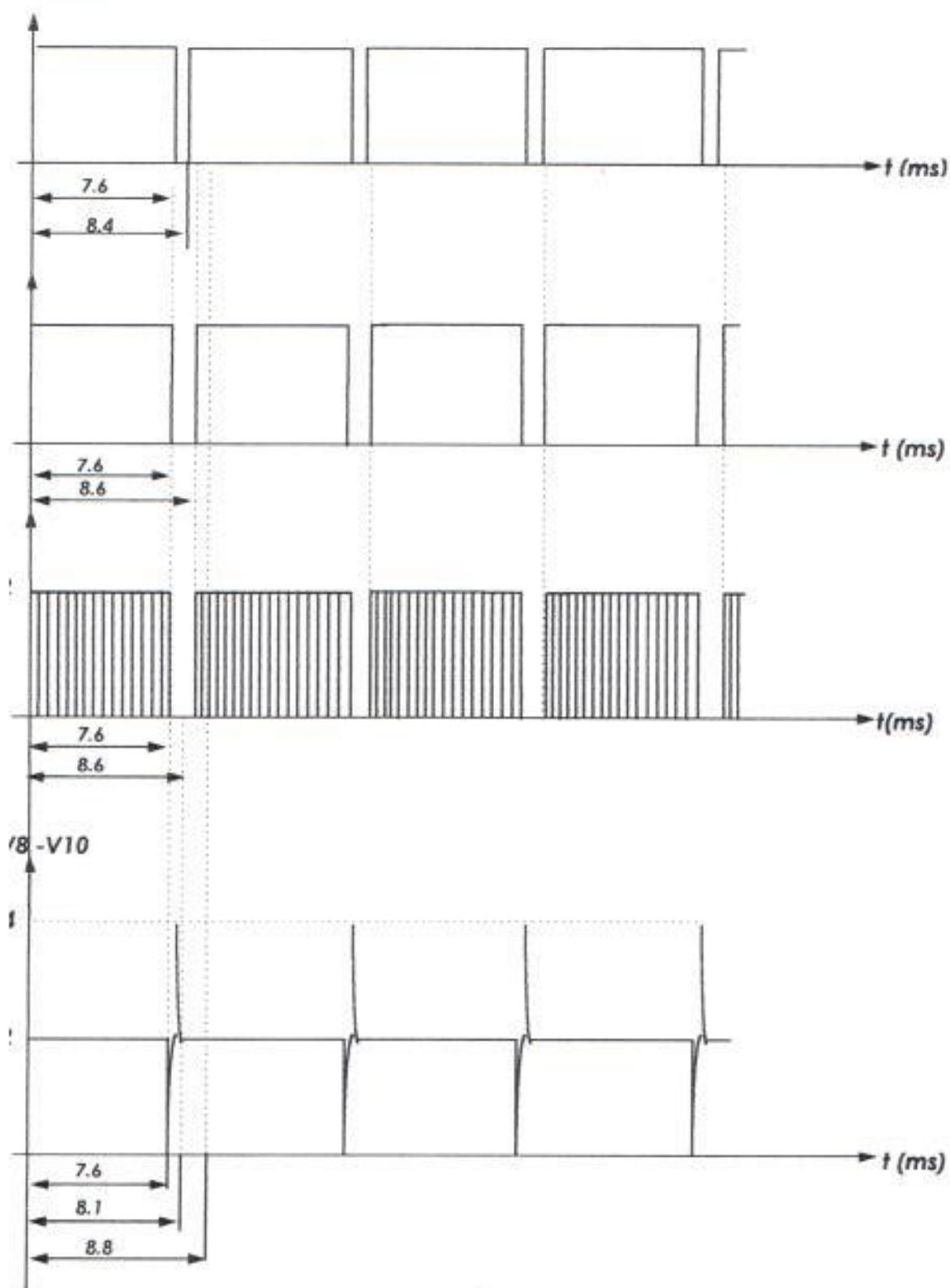


fig. 4.4

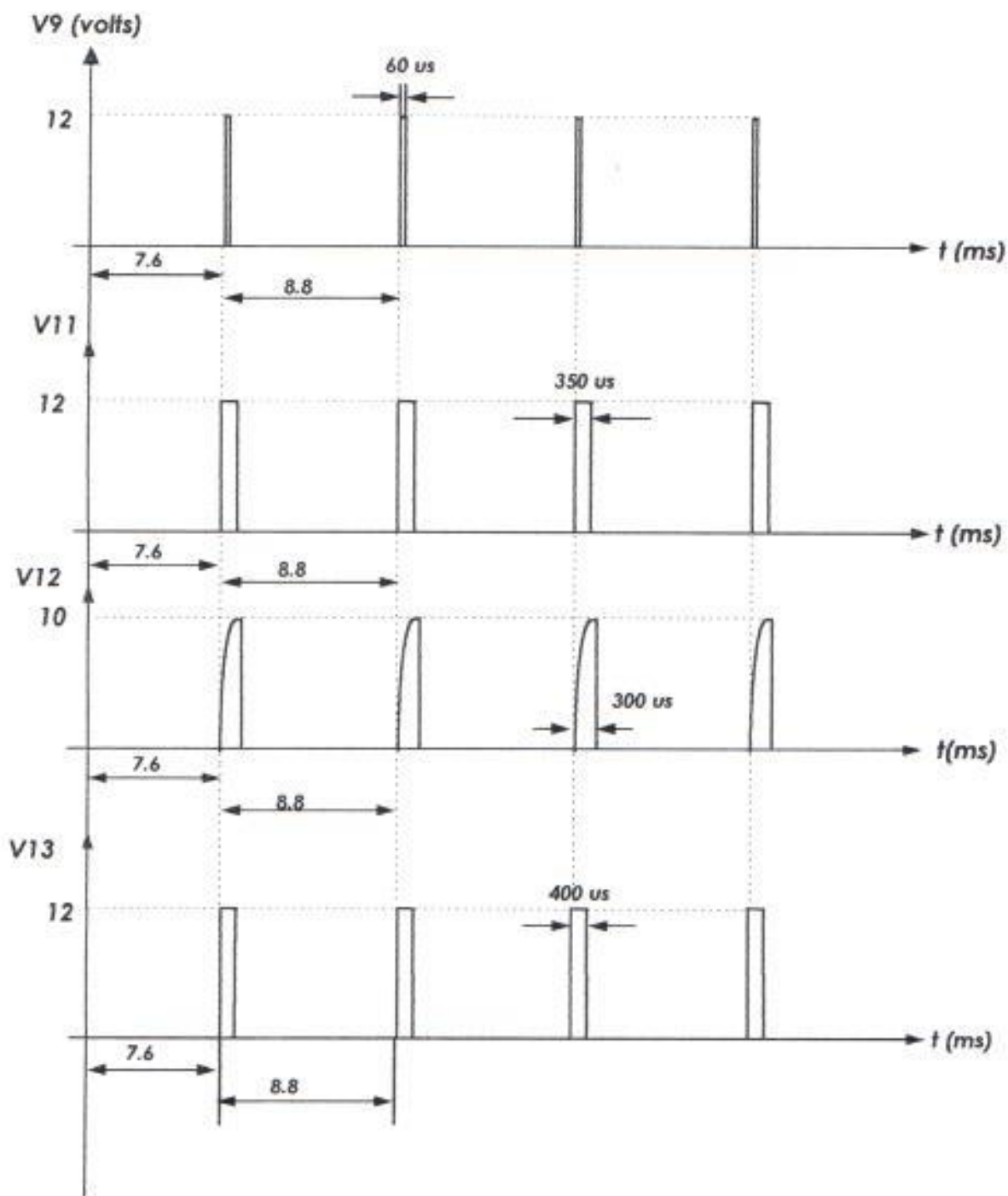


fig. 4.5

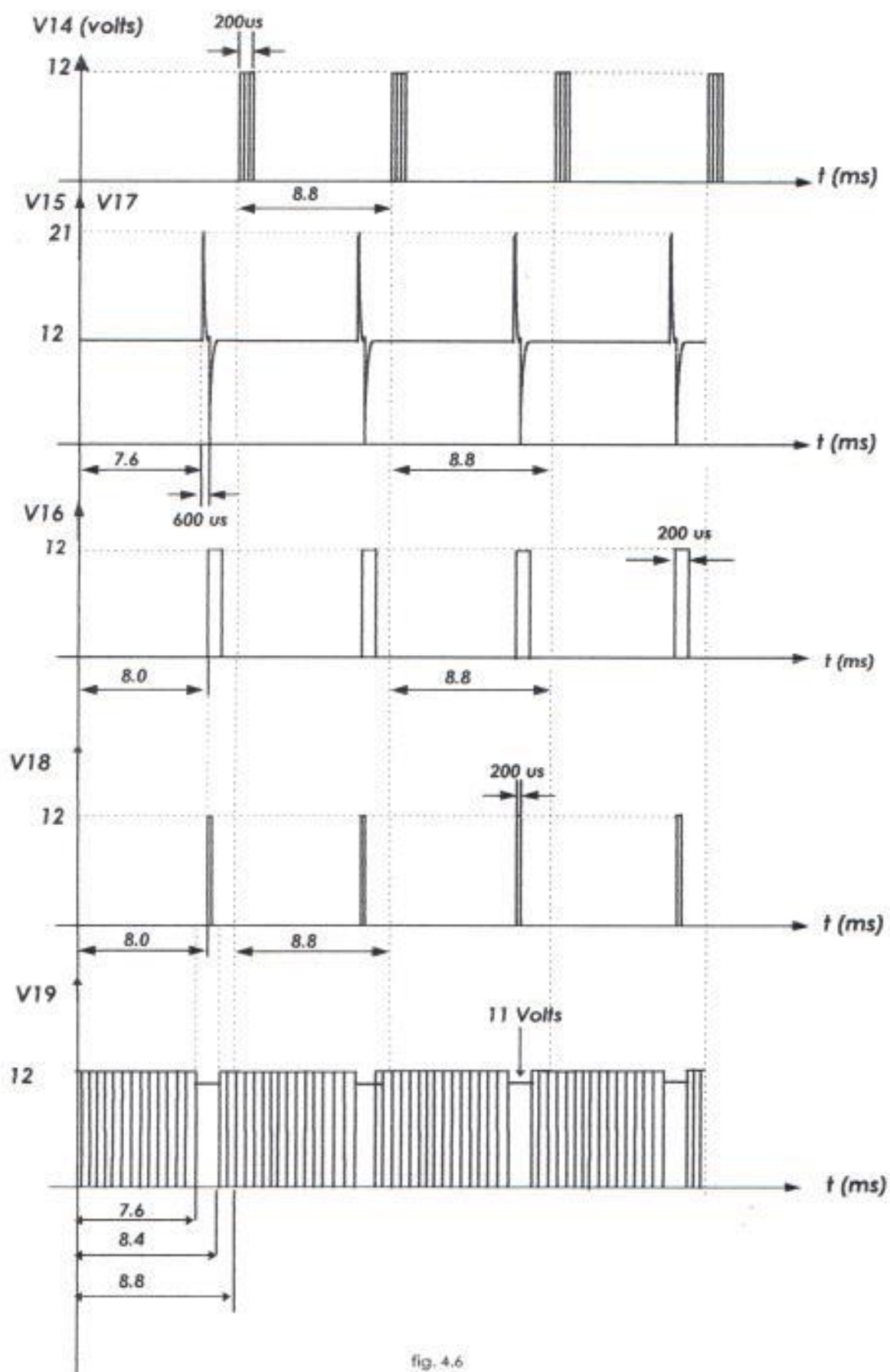


fig. 4.6

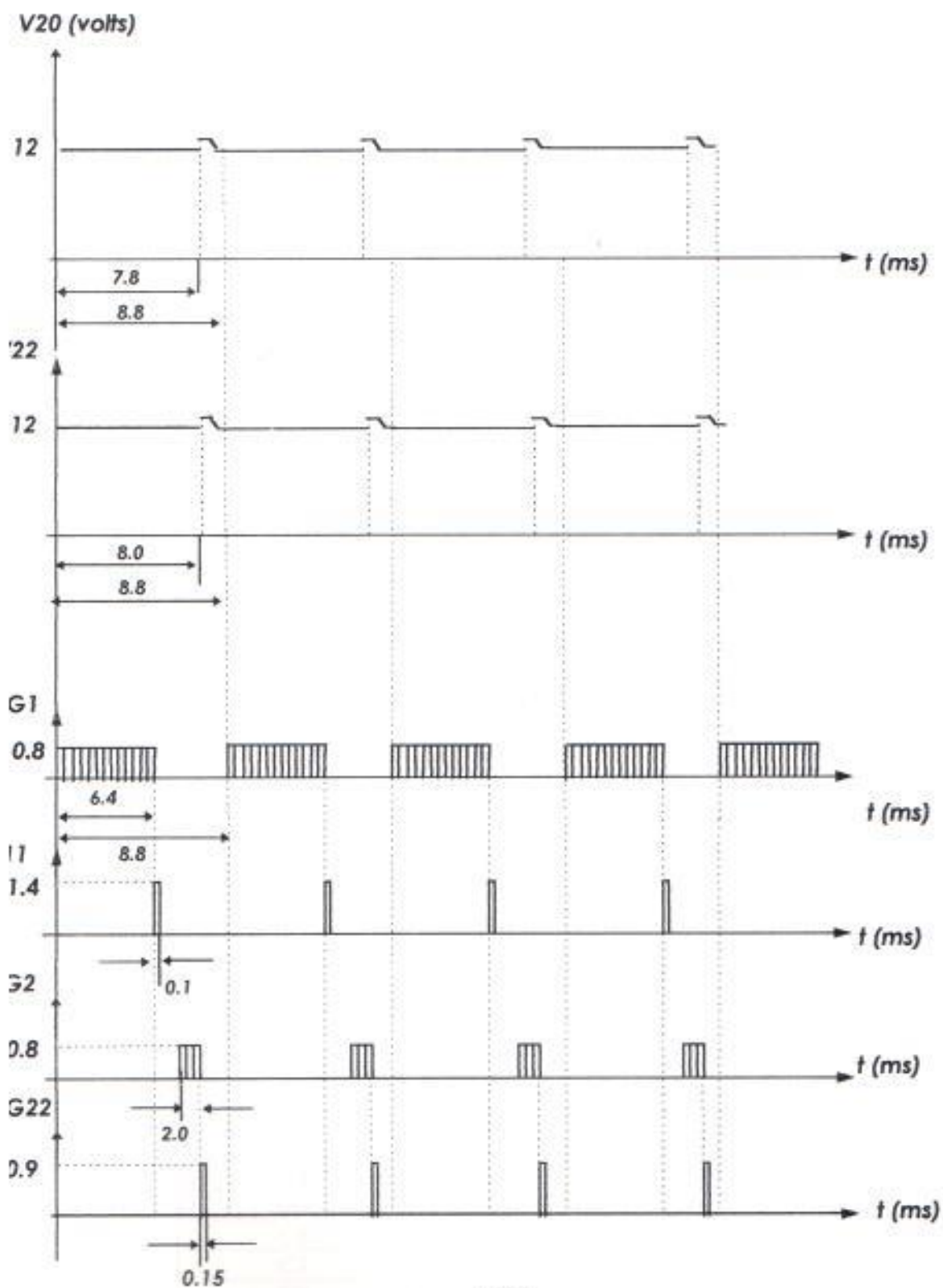


fig. 4.7

## 4.3. LISTADOS DE COMPONENTES

LISTA DE COMPONENTES USADOS  
EN EL CIRCUITO DE CONTROL

COMPONENTE	VALOR	VALOR MEDIDO
RA1	36 K	36.7 K
RB1	1 K	0.96 K
R1	47 K	46.7 K
R2	4.7K	4.6 K
R3	20 K	19.9 K
R4	7.6 K	8 K
R5	1 K	1.02 K
R6	1 K	0.99 K
R7	240 $\Omega$	246.5 $\Omega$
R8	1K	0.99 K
R9	120 $\Omega$	119.3 $\Omega$
R10	1K	1 K
R11	10 K	9.93 K
R12	100 $\Omega$	99.3 $\Omega$
R13	10 K	9.93 K
R14	120 $\Omega$	119.2 $\Omega$
R15	1 K	0.99 K
R16	10 K	9.93 K
R17	100 K	98.8 K
R18	30 K	30 K
R19	250 $\Omega$	246.2 $\Omega$
R20	1 K	1 K
R21	120 $\Omega$	60 $\Omega$
R22	1 K	1 K
R23	10 K	9.99 K
R24	100 K	98.8 $\Omega$
R25	30 K	30 K
R26	10 K	10 K
R27	100 $\Omega$	99.4 $\Omega$
R28	10 K	9.97 K
R29	120 $\Omega$	119.4 $\Omega$
R30	1 K	0.99 K
R31	1 K	0.997 K
C1	0.33 $\mu$ F	0.33 $\mu$ F
C2	1 nF	99 nF
C3	41.3 nF	40 nF
C4	0.1 $\mu$ F	895 $\mu$ F
C5	1.8 nF	1.79 nF
C6	0.1 $\mu$ F	0.11 $\mu$ F
C7	1 nF	9.37 nF
C8	1 nF	34.4 nF
C9	0.01 $\mu$ F	9.47 nF
C10	0.01 $\mu$ F	10.74 nF
C11	1 nF	0.89nF

**LISTA DE COMPONENTES USADOS  
EN EL CIRCUITO DE CONTROL  
(CONTINUACION)**

COMPONENTE	VALOR	VALOR MEDIDO
C12	10 pF	34.2 Pf
C13	10 nF	9.99 nF
C14	0.01 $\mu$ F	9.99 nF
C15	1 nF	1.0 nF
C16	0.1 $\mu$ F	0.102 $\mu$ F
C17	1 nF	10.7 nF
C18	1 pF	0.1 $\mu$ f
C19	0.01 $\mu$ F	9.99 nF
C20	0.01 $\mu$ F	9.82 nF
C21	1 nF	0.98 nF
C22	0.01 $\mu$ F	9.6 nF
C23	0.01 $\mu$ F	10.2 nF
C24	1 nF	97.6 nF
C25	10 pF	0.96 nF
C26	100 $\mu$ F	94.75 $\mu$ F

**ELEMENTOS ADICIONALES**

U1 - U5 Integrado	LM555	
U6 Operacional	LM741	
U7 Integrado CMOS	CD4069	(Inversores)
U8 Integrado CMOS	CD4011	(Puertas NAND)
D1 - D13	1N4148	(Diodos)

**LISTA DE COMPONENTES USADOS  
EN EL CIRCUITO DE FUERZA**

COMPONENTE	VALOR CALCULADO	VALOR USADO
CAPACITOR C <sub>1</sub>	50 $\mu$ F	42 $\mu$ F
C <sub>2</sub>	50 $\mu$ F	48 $\mu$ F
INDUCTOR L <sub>1</sub>	6.62 $\mu$ H	8 $\mu$ H
L <sub>2</sub>	6.62 $\mu$ H	8 $\mu$ H
RESISTENCIA R <sub>C1</sub>	58.66 $\Omega$ max	20 $\Omega$
R <sub>C2</sub>	58.66 $\Omega$ max	20 $\Omega$

**ELEMENTOS ADICIONALES**

Q1 - Q2 - Q11 - Q22	SCR de potencia ECG5543
D1 - D2 - D11 - D22	Diodo de potencia ECG5994

### 4.3.1. DATOS DEL MOTOR USADO EN LA PARTE EXPERIMENTAL

Los siguientes parámetros corresponden al Motor de Magneto Permanente usado para las pruebas del troceador.

Voltaje de alimentación	12 Volts DC
Corriente Máxima	15 A.
Inductancia interna	1.7 mH
Resistencia Interna	1 $\Omega$ .

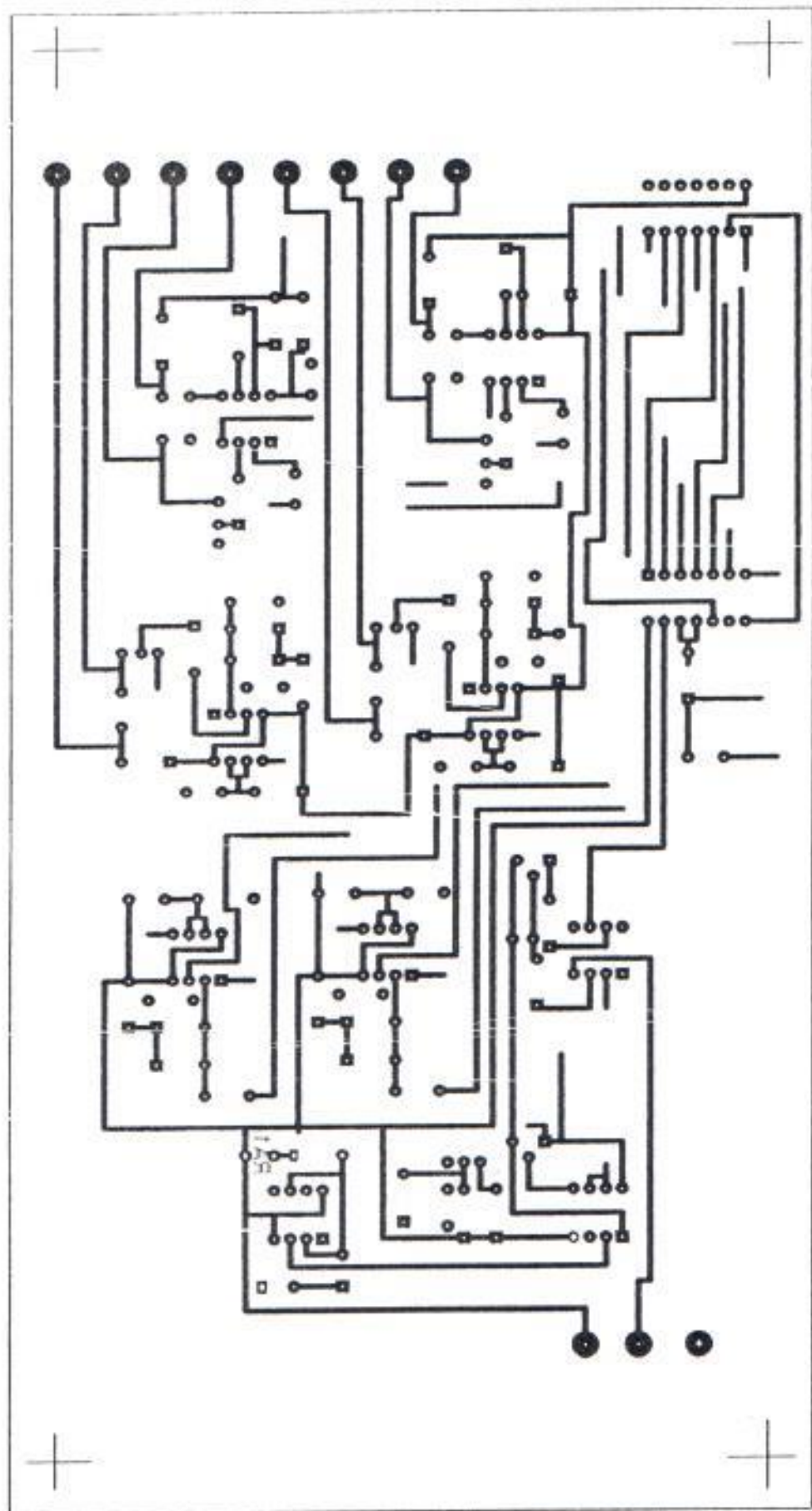
### 4.4. DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO Y CONSTRUCCIÓN DE LA TARJETA.

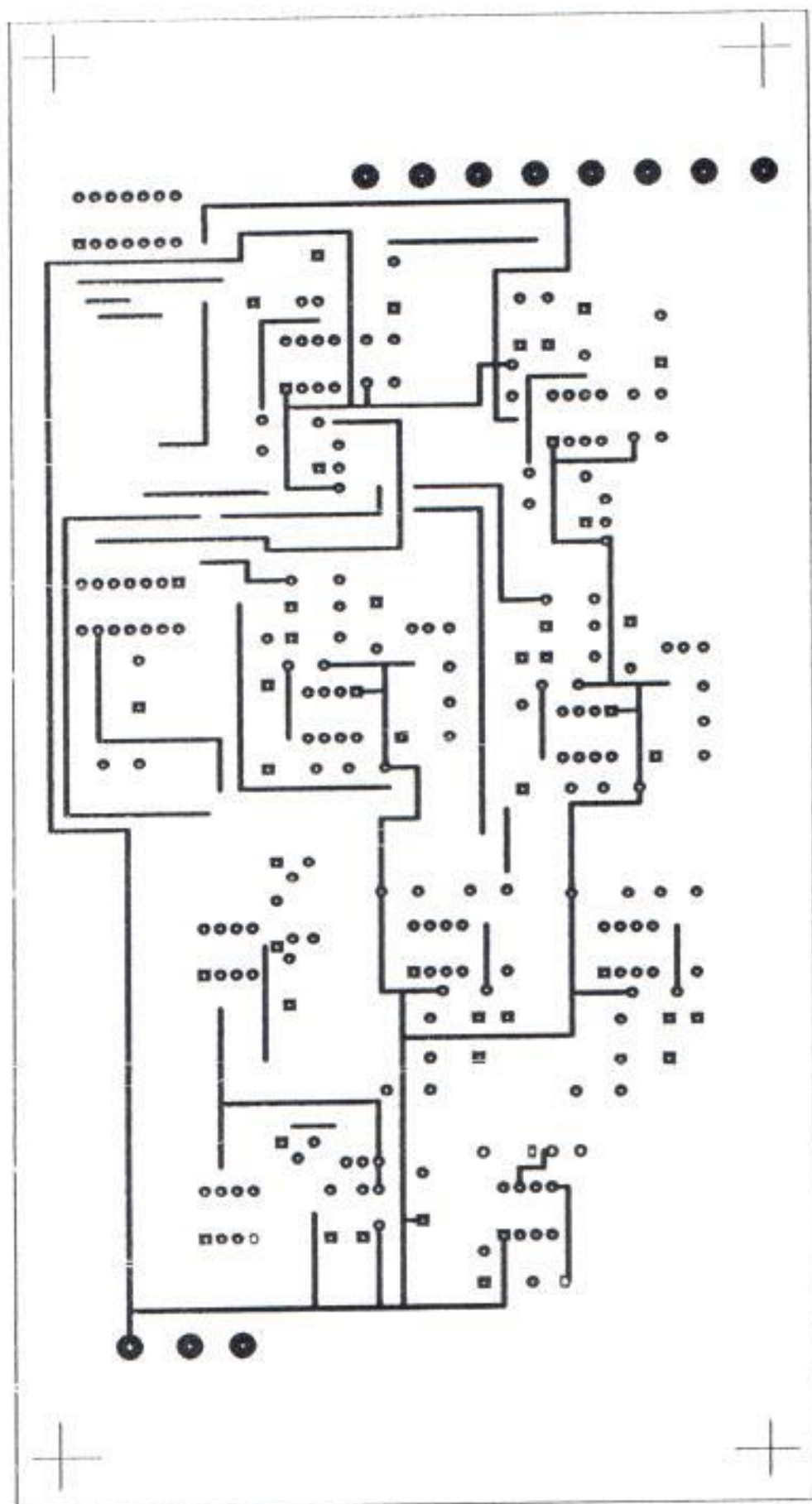
El circuito impreso correspondiente al circuito de control fue diseñado con la ayuda del computador usando el software TANGO PCB. Para tal efecto el circuito de control fue dividido en 9 etapas, de las cuales 3 son repetidas, lo cual facilitó el diseño. Además se instalaron los transformadores de pulsos en otra tarjeta, debido al tamaño y al peso de los mismos.

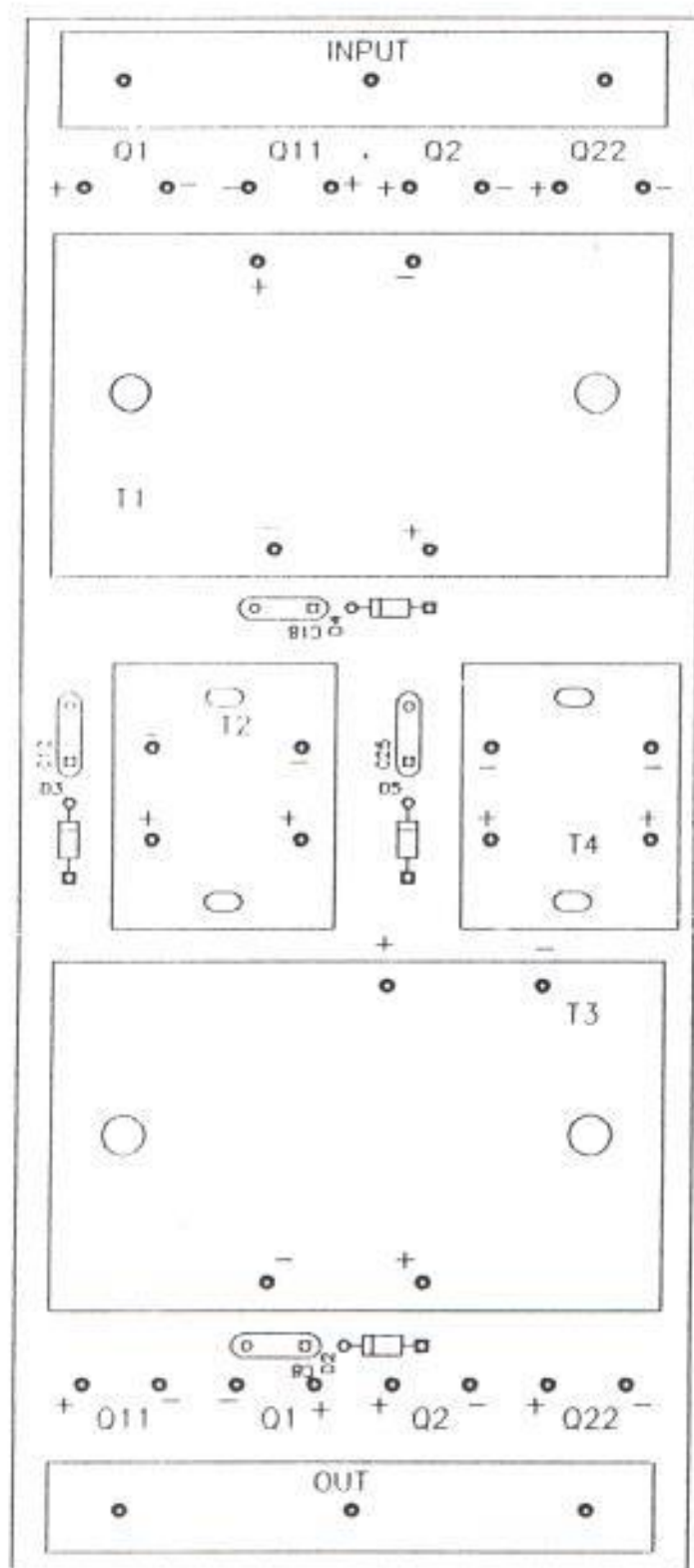
Debido a lo complicado de la realización de las conexiones, se trabajó el diseño del impreso en doble capa. Esto ayudó a reducir el tamaño final de la tarjeta. Además, dado que esta tarjeta se instalará en el carro eléctrico, se tuvo la precaución de recubrir las pistas con estaño.

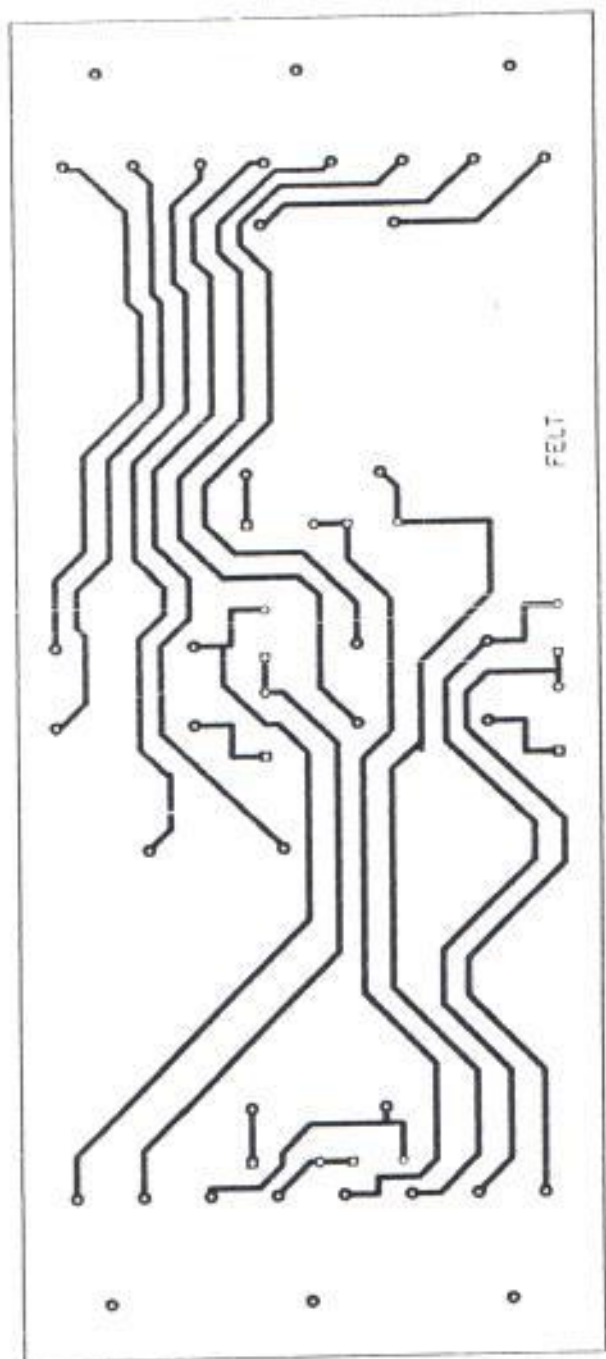
En las páginas siguientes se adjuntan los impresos del Programa TANGO PCB, los cuales incluyen el trazado de las pistas de la capa superior e inferior de la Tarjeta 1, y la capa inferior de la Tarjeta 2. Nótese que la capa inferior debe ser impresa realizando un espejo de la misma.











## CAPITULO V

### CONSIDERACIONES ECONÓMICAS

#### 5.1. COSTO DE LOS DIFERENTES COMPONENTES.

En el presente capítulo se analizarán los precios de los diversos componentes que conforman el Troceador Clase A conmutado por corriente y su control. A continuación se listan los componentes con su referencia al circuito y su precio unitario.

#### Circuito de Control

RA1	Potenciómetro de 50K	S/. 5000
RB1	Resistencia de 1k, 1/2W	" 100
C1	Capacitor cerámico de 0.33 $\mu$ F	" 300
C2	Capacitor cerámico de 1nF	" 300
IC1-IC8	LM555	" 2000
R1	Resistencia de 47K, 1/2W	" 100
R2	Resistencia de 4.7K, 1/2W	" 100
R3	Resistencia de 20K, 1/2 W	" 100
C3	Capacitor cerámico de 42nF	" 500
POT 1	Potenciómetro de 10K	" 5000
Q1	2N3906	" 3000
R4	Resistencia de 7.6K, 1/2W	" 100
R5	Resistencia de 1K, 1/2W	" 100
R6	Resistencia de 1k, 1/2W	" 100
C5	Capacitor cerámico de 1.8nF	" 600

IC9	CD4069	"	3000
IC10	CD4011	"	3000
R7	Resistencia de 240,1/2W	"	100
R8	Resistencia de 1k,1/2W	"	100
R9	Resistencia de 120, 1/2W	"	100
R10	Resistencia de 1k, 1/2W	"	100
C6	Capacitor cerámico de 0,1uf	"	600
R31	Resistencia de 1k, 1/2W	"	100
C7	Capacitor cerámico de 1nf	"	600
C8	Capacitor cerámico de 33nf	"	600
C26	Capacitor electrolítico de 100uf	"	600
D1-D13	Diodo 1n4148	"	1000
Q2-Q5	2N2222	"	2000
POT2	Potenciómetro de 10K.	"	5000
R11	Resistencia de 10K, 1/2W	"	100
R12	Resistencia de 100, 1/2W	"	100
R13	Resistencia de 10K, 1/2W	"	100
R14	Resistencia de 120, 1/2W	"	100
R15	Resistencia de 1K,1/2W	"	100
C9	Capacitor cerámico de 0.01uf	"	600
C10	Capacitor cerámico de 0.01uf	"	600
C11	Capacitor cerámico de 1nf	"	600
C12	Capacitor cerámico de 21pf	"	600
C13	Capacitor cerámico de 0.01uf	"	600
C14	Capacitor cerámico de 0.01uf	"	600
C15	Capacitor cerámico de 1nf	"	600
R16	Resistencia de 10K, 1/2W	"	100
R17	Resistencia de 100, 1/2W	"	100
R18	Resistencia de 30K,1/2W	"	100
R19	Resistencia de 250,1/2W	"	100
R20	Resistencia de 1K,1/2W	"	100
R21	Resistencia de 120,1/2W	"	100
R22	Resistencia de 1K,1/2W	"	100

C16	Capacitor cerámico de 0.1uf	"	600
C17	Capacitor cerámico de 1nf	"	600
C18	Capacitor cerámico de 0.1uf	"	600
R26	Resistencia de 10K, 1/2W	"	100
R27	Resistencia de 100, 1/2W	"	100
R28	Resistencia de 10K, 1/2W	"	100
R29	Resistencia de 120, 1/2W	"	100
R30	Resistencia de 1K, 1/2W	"	100
C22	Capacitor cerámico de 0.01uF	"	400
C23	Capacitor cerámico de 0.01uF	"	400
C24	Capacitor cerámico de 1nF	"	400
C25	Capacitor cerámico de 1nF	"	300
R23	Resistencia de 10K, 1/2W	"	100
R24	Resistencia de 100, 1/2W	"	100
R25	Resistencia de 30K, 1/2W	"	100
C19	Capacitor cerámico de 0.01uF	"	400
C20	Capacitor cerámico de 0.01uF	"	400
C21	Capacitor cerámico de 1nF	"	400
IC11	LM741	"	2000

#### Circuito de Fuerza

Q1-Q11-Q2-Q22	SCR de potencia ECG5543	"	100000
D1-D11-D2-D22	Diodo de potencia ECG5994	"	40000
C1	Capacitor de 42uF	"	20000
C2	Capacitor de 47uf	"	20000
L1-L2	Inductor de 6.7uH	"	6000
R1-R2	Resistencia de 20Ω , 5W	"	4000

## 5.2. ANÁLISIS DE COSTOS

Luego de realizado el listado de componentes con sus respectivos precios podemos decir que el valor aproximado de construcción del Troceador Clase A conmutado por Corriente, tanto en su parte de Fuerza como de Control, es de S/. 682.000.

La parte de Fuerza tiene un costo total de S/. 620.000 y la de Control de S/. 62.000.

Los componentes de la parte de Fuerza tienen costos elevados por la capacidad de corriente que son capaces de manejar.

Dado que los componentes usados son fáciles de conseguir en el mercado esto hace que a pesar del costo sea un control de velocidad rentable.



## CONCLUSIONES

Queda demostrado el funcionamiento básico de un troceador clase B con conmutación de corriente, con sus ventajas y desventajas.

Dentro de las ventajas podemos considerar que su diseño no es muy complicado, y tampoco se utilizan elementos sofisticados. Quizá una desventaja es el diseño del circuito de conmutación, ya que dependiendo del diseño que se esté haciendo, se obtendrán valores de capacitancia, inductancia y resistencia que probablemente sean difíciles de hallar en el mercado. Esto a la larga puede afectar la estabilidad del circuito, (ya que por lo general se usan valores aproximados a los necesarios) si se usan elementos cuyos valores no se aproximen tanto a los deseados.

Se comprobó también la facilidad con la cual se lleva a cabo el control de velocidad de los motores DC; no se interviene en el circuito de fuerza, el cambio de velocidad es de tipo continuo, es decir que no se tienen cambios bruscos de velocidad, lo cual evita muchos problemas como sobrecorrientes súbitas, cambios bruscos de voltaje, y de más problemas que generalmente conllevan los métodos eléctricos.

Comprobamos también la facilidad de uso y la alta confiabilidad que prestan los semiconductores de potencia de estado sólido y los elementos electrónicos utilizados en el circuito de control. Estos elementos tienen una larga vida útil; lo que representa una ventaja, pues no se esperará tener problemas con el controlador hasta después de cierto tiempo.

El diseñar el control de Velocidad para un Motor DC, basándose en el disparo de cuatro tiristores, a saber, dos principales y dos de conmutación, reviste cierta complejidad ya que si un tiristor todavía está

prendido cuando se dispara el próximo se produce un cortocircuito entre los terminales de la batería y con ello el daño permanente de los tiristores.

Por otro lado, en el circuito que hemos descrito ya consideramos el anterior problema y para el diseño recurrimos a elementos de uso común en el mercado y que habíamos estudiado previamente, como el UA741, el NE555N, capacitores, resistores, transistores, etc., que se consiguen con facilidad y que pueden ser reemplazados en cualquier momento al ocurrir alguna contingencia, cabe indicar además que el circuito de control fue minimizado de tal forma que los elementos que lo componen son los estrictamente necesarios.

Controlar un motor de esta manera proporciona grandes ventajas, como, un buen arranque del motor limitando su corriente de armadura y al mismo tiempo protegiéndolo de las corrientes elevadas producto de un arranque directo [5 a 6 veces la corriente nominal].

El circuito de fuerza al igual que el de control es muy sencillo y de fácil montaje de sus elementos, aunque los tiristores no son muy comunes en el mercado y su adquisición muy limitada, no obstante muy eficiente y la elaboración de la inductancia para el circuito que resultó algo tediosa complicaron en parte la construcción de este circuito.

En la elaboración de las tarjetas se usó el programa TANGO PCB, lo cual facilitó el diseño de las pistas y se trabajó en una y dos capas para la tarjeta 2 y 1 respectivamente. Luego se usó el método de serigrafía para la elaboración de las tarjetas y finalmente el montaje que se lo realizó recubriendo las pistas con estaño para protección y soldando los componentes en el orden establecido.

Finalmente luego de realizarse las pruebas con el motor se estableció que desde la velocidad máxima, de 1950 rpm hasta la mínima de 0 el motor demora 2.14 seg.

**BIBLIOGRAFIA**

- 1.- DEWAN, STRAUGHEN, Power Semiconductor Circuits, Wiley Interscience Publication, USA, 1984
- 2.- RASHID MUHAMMAD, Power Electronics, USA, 1992.
- 3.- BOYLESTAD ROBERT, Electrónica-Teoría de Circuitos, México, 1989.
- 4.- JACOB MICHAEL, Applications and Design With Analog Integrated Circuits