

UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA
FACULTAD DE CIENCIAS
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA E INGENIERÍA ELECTROMECAÁNICA

“ ESTUDIO DE INFLUENCIA DE PARÁMETROS SIGNIFICATIVOS DE
BJTs EN ESTRUCTURAS ANALÓGICAS BIPOLARES”

LUIS MORENO LUCAS

UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA

AÑO 2000

Edita: Universidad de Extremadura

Servicio de Publicaciones

c/ Pizarro, 8

Cáceres 10071

Correo e.: publicac@unex.es

<http://www.pcid.es/public.htm>

UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA

FACULTAD DE CIENCIAS.SECCIÓN FÍSICAS

**“ESTUDIO DE INFLUENCIA DE PARÁMETROS
SIGNIFICATIVOS DE BJTs EN ESTRUCTURAS
ANALÓGICAS BIPOLARES”**

**Memoria presentada para optar al
título de Doctor en Ciencias Físicas.**

Luis Moreno Lucas

Badajoz. Noviembre, 1998

UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA

FACULTAD DE CIENCIAS.SECCIÓN FÍSICAS

**“ESTUDIO DE INFLUENCIA DE PARÁMETROS
SIGNIFICATIVOS DE BJT_s EN ESTRUCTURAS
ANALÓGICAS BIPOLARES”**

**Memoria presentada para optar al
título de doctor en Ciencias Físicas
por Luis Moreno Lucas.**

**Director: Profesor Doctor
D.Manuel García Barrero
Escuela de Ingenierías Industriales.
UEX. Badajoz.**

Badajoz. Noviembre, 1998.

Agradecimientos.

A D. Manuel García Barrero , sin cuyo saber, ayuda y paciencia no habría sido posible esta tesis.

A D. José Israel García Vázquez, que a través de su proyecto fin de carrera hizo aportaciones para el desarrollo de la tesis.

A la Escuela de Ingenierías Industriales por haberme permitido desarrollar allí mi trabajo y , especialmente, al Departamento de Electrónica e Ingeniería Electromecánica por la colaboración con algunos de sus profesores.

INDICE

Introducción	5
Capítulo I. Estructura del Amplificador Operacional.	
1.1 Amplificador Operacional con componentes discretos.....	7
1.2 Simulación del A.O.....	8
1.3 Resultados de la simulación.....	10
1.4 Equilibrado del A.O	15
1.5 Tensiones y corrientes de offset.....	21
1.6 Ganancia en lazo abierto.	21
1.7 Amplificador inversor	37
Capítulo II. Características del A.O. I.	
2.1 Tensiones y corrientes de offset. Ganancia en lazo abierto	41
2.2 Slew-rate.....	41
2.3 Resistencias de entrada y salida del A.O.....	50
2.4 Rise-time y overshoot	59
Capítulo III. Características del A.O. II.	
3.1 Integrador	71
3.2 Diferenciador	83
3.3 Relación de rechazo en modo común del A.O.....	92
3.4 Ganancia para gran señal	98
3.5 Máxima entrada diferencial	99
3.6 Corriente de salida en cortocircuito	109

Capítulo IV. Etapa diferencial.

4.1 Región de funcionamiento del amplificador diferencial	111
4.2 Influencia de las variaciones de I_S en la etapa diferencial.....	122
4.3 Análisis de sensibilidad de I_C e I_B	131
4.4 Estudio de sensibilidades de I_C e I_B para diferentes valores de V_{AF}	135
4.5 Punto de reposo y ganancia para diferentes valores de V_{AF}	138
4.6 Ganancia en modo común	140
4.7 Ganancia de modo diferencial.....	148
4.8 Estudio de la 2: ganancia en función de β_F	148
4.9 Respuesta en frecuencia del amplificador diferencial.....	156
4.10 Respuesta en frecuencia del amplificador diferencial en modo común	168

Capítulo V. Segunda etapa.

5.1 Influencia de la variaciones de I_S en la segunda etapa	174
5.2 Análisis de sensibilidades de T_C e T_R	179
5.3 Estudio de las sensibilidades de I_C e I_B para diferentes valores de V_{AF}	182
5.4 Punto de reposo y ganancia para diferentes valores de V_{AF}	183
5.5 Respuesta en frecuencia de la segunda etapa. Emisor común	188

Capítulo VI. Etapa de salida.

6.1. Etapa de salida.....	193
---------------------------	-----

Capítulo VII. Respuesta en frecuencia del Amplificador operacional.

7.1 Acoplamiento entre la primera y segunda etapas	196
7.2 Acoplamiento entre la segunda etapa y la etapa de salida	199
7.3 Respuesta en frecuencia del A.O.....	200

Capítulo VIII. Compensación.

8.1 Amplificador operacional realimentado. Amplificador inversor	205
8.2 Compensación del A.O.....	208
8.3 Compensación por separación de polos.....	213

Capítulo IX. Mejora del amplificador operacional.

9.1 Aumento de la impedancia de entrada	
9.2 Aumento de la C.M.R.R.....	219
9.3 Aumento de la ganancia.....	222
9.4 Cálculo de la ganancia de modo diferencial	223
9.5 Cálculo de la ganancia de modo común	228

Capítulo X. Respuesta en frecuencia del amplificador operacional mejorado.

10.1 Respuesta en frecuencia de la primera etapa	234
10.2 Respuesta en frecuencia del amplificador completo	236

Capítulo XI. Influencia de la temperatura en el amplificador operacional mejorado.

11.1 Influencia de la temperatura en el funcionamiento del amplificador operacional.....	243
Conclusiones	252
Bibliografía	256

INTRODUCCIÓN.

Para estudiar la influencia de los parámetros significativos de BJTs en estructuras analógicas bipolares , comenzamos proponiendo una estructura básica de Amplificador Operacional , que estudiamos para determinar sus características , tanto en continua como para pequeña señal , la respuesta en frecuencia, aplicaciones e influencia de los parámetros más significativos del BJT en las características anteriores.

Seguidamente , con la información disponible, se propone y estudia otra estructura de A.O. mejorando la anterior , mediante posibles cambios en los parámetros mas significativos. Se determinan los resultados obtenidos, como son la nueva impedancia de entrada , la ganancia de modo diferencial y modo común , el CMRR y la impedancia de salida .

Por último , se realiza el estudio de la respuesta en frecuencia y de la influencia de la temperatura en la nueva estructura.

En los capítulos I, II y III , se estudian los resultados de la simulación de la estructura propuesta , se determinan los parámetros más importantes del A.O. y se realizan aplicaciones básicas como son : amplificador inversor, integrador y diferenciador .

Los capítulos IV, V , VI y VII , tratan de la influencia de las variaciones de los parámetros y magnitudes más indicadas en la ganancia , en el punto de

reposo, en las sensibilidades, etc. También se estudia la respuesta en frecuencia de cada una de las etapas, por separado, y del A.O completo. El capítulo VIII trata de la compensación del A.O por adición y separación de polos.

En el capítulo IX se propone y estudia una nueva estructura de A.O con sus características mejoradas con respecto a la inicial. Para conseguirlo, se aumenta la ganancia de modo diferencial, el CMRR y la impedancia de entrada mediante el empleo de fuentes de corriente y la configuración Darlington. Así mismo, se modifica la etapa de salida hasta conseguir una impedancia de salida casi nula.

En los capítulos X y XI se estudian la respuesta en frecuencia y la influencia de la temperatura en la nueva estructura.

CAPÍTULO I.

ESTRUCTURA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

1.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL CON COMPONENTES

DISCRETOS.

El circuito consta de un amplificador diferencial en la primera etapa, una segunda etapa en emisor común con un transistor pnp y por último la etapa de salida que es un amplificador de simetría complementaria. A continuación se muestra en la figura 1.1.1. [2].

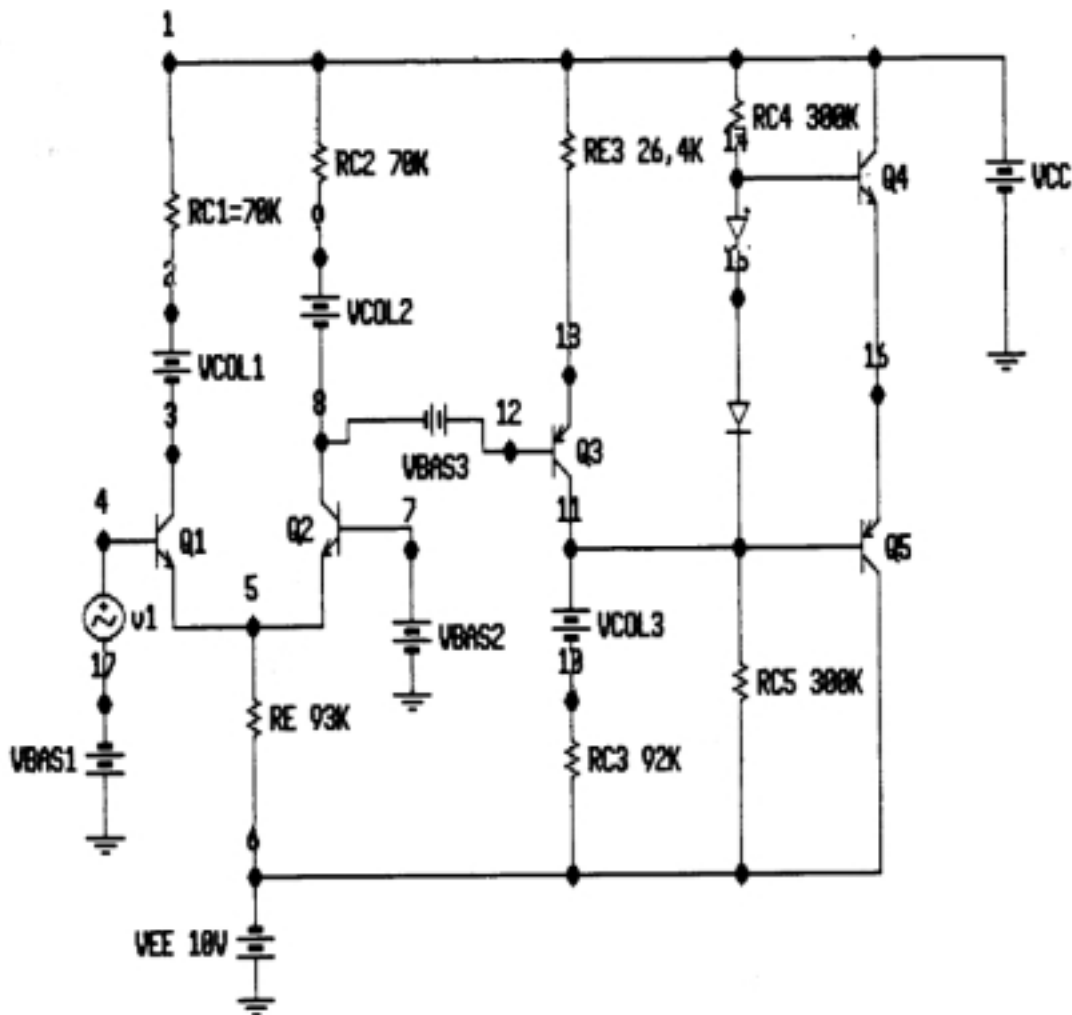


FIGURA 1.1.1

Simulamos el circuito anterior con Spice ,para estudiar las características y las posibles influencias de los parámetros, más significativos, de los componentes activos , en su comportamiento general.

1.2SIMULACIÓN DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

El listado de la simulación es:

*OPERACIONAL

RC1 1 2 70K

VCOL1 2 3 DC 0

Q1 3 4 5 TRANN1

VBAS1 0 4 DC 0

RE 5 6 93K

VCC 1 0 10V

VEE 0 6 10V

RC2 1 9 70K

VCOL2 9 8 DC 0

Q2 8 7 5 TRANN2

VBAS2 7 0 DC 0

VBAS3 12 8 DC 0

RC3 6 10 87K

VCOL3 11 13 DC 0

Q3 11 12 13 TRANP

RE3 13 1 26.4K

RC4 1 14 305K

D1 14 15 DD

D2 15 11 DD

Q4 1 14 16 TRANN1

Q5 6 11 16 TRANP

RC5 6 11 295K

.MODEL TRANN1 NPN(IS=14.34E-15 NF=1 VAF=74.03 IKF=0.287 +
+ ISE=14.34E-15 NE=1.307 BR=6.092 BF=255.9 NR=1 RB=10 RBM=10 +
+ RC=1 CJE=22.01E-12 CJC=7.306E-12 MJC=.3416 MJE=.377 TF=411.1E-12+
+ XTF=3 VTF=1.7 ITF=.6 TR=46.91E-09 XTB=1.5 VJE=.75)

.MODEL TRANN2 NPN(IS=12.34E-15 NF=1 VAF=74.03 IKF=0.287 +
+ ISE=14.34E-15 NE=1.307 BR=6.092 BF=230 NR=1 RB=10 RBM=10 +
+ RC=1 CJE=22.01E-12 CJC=7.306E-12 MJC=.3416 MJE=.377 TF=411.1E-12+
+ XTF=3 VTF=1.7 ITF=.6 TR=46.91E-09 XTB=1.5 VJE=.7)

.MODEL TRANP PNP(IS=650.6E-18 NF=1 VAF=115.7 IKF=1.079 +
+ ISE=14.34E-15 EN=1.829 BR=3.563 BF=231.7 NR=1 RB=10 RBM=10 +
+ RC=0.715 CJE=19.82E-12 CJC=14.76E-12 MJC=.5383 MJE=.3357 +
+ TF=603.7E-12 XTF=1.7 VTF=1.7 VTF=5 ITF=.65 TR=111.3E-09 XTB=1.5+
+ VJE=.75)

.MODEL DD D(IS=0.1P RS=4 CJO=2P TT=3N BV=60 IBV=0.1P)

.OP

.DC LIN VCC 0 10 1

.END

Se han utilizado dos modelos distintos de transistores npn, que son Q1,Q2 y Q4, para realizar el estudio del comportamiento global de la estructura, esto implica que se den asimetrías, similares a las que tendría un circuito real, por lo tanto, para las mismas tensiones de alimentación y circuitos de polarización ,los puntos de reposo serán distintos según sean los transistores, es decir, resultarán valores diferentes para $I_{B-} = I_{BQ1}$ e $I_{B+} = I_{BQ2}$, I_{CQ1} e I_{CQ2} , también cabe esperar que la tensión de salida V_o no sea exactamente cero para entrada cero.

1.3 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN.

En las figuras 1.3.1,1.3.2 y 1.3.3 , pueden observarse los valores obtenidos para I_{B+} , I_{B-} , I_{CQ1} , I_{CQ2} , y V_o . Dichos valores son:

$$I_{B+} = I_{BQ2} = 475 \text{ nanoamperios}$$

$$I_{B-} = I_{BQ1} = 483.4 \text{ nanoamperios}$$

$$I_{CQ2} = 46.6 \text{ microamperios}$$

$$I_{CQ1} = 53.8 \text{ microamperios}$$

$$V_o = -536 \text{ milivoltios}$$

Así mismo, los valores obtenidos para beta , en continua , de Q1 y Q2 son :

$$\beta_{Q1} = \frac{I_{CQ1}}{I_{BQ1}} = 111.4; \quad \beta_{Q2} = \frac{I_{CQ2}}{I_{BQ2}} = 98.1$$

En las figuras 1.3.1 y 1.3.2 pueden observarse las curvas características para las corrientes de base y colector respectivamente, en ambas pueden distinguirse dos zonas que corresponden a los estados de saturación y activo de los transistores. Se ha realizado un barrido en continua para V_{CC} desde 0 hasta 15 voltios, para los valores de V_{CC} en los que los transistores están en saturación se cumplirá, aproximadamente, para Q1 :

$$V_{CC} - V_{EE} = I_{C1} \cdot R_{C1} + V_{CESAT} + (I_{C1} + I_{B1})2R_E \quad (1),$$

también se cumplirá:

$$V_{BB} - V_{EE} = 0V - V_{EE} = V_{BE} + (I_{C1} + I_{B1})2R_E \quad (2).$$

Para $V_{CC}=0V$, I_{C1} es pequeña y las ecuaciones (1) y (2) quedan aproximadamente:

$$0V - V_{EE} = V_{BE} + I_{B1} \cdot 2R_E, \quad (3),$$

Si V_{CC} deja de ser cero y aumenta, con I_{C1} ocurrirá lo mismo, y según la ecuación (2), I_{B1} disminuirá la misma cantidad que crece la corriente de colector. Todo esto puede observarse en las figuras 1.3.1y 1.3.2, hay que tener en cuenta que con Q2 ocurre lo mismo.

Habrà un valor de V_{CC} para el que se cumpla $I_{C1} = \beta_{Q1}I_{B1}$, lo que indica que el transistor pasa del estado de saturación al de activo. En la figura 1.3.1 no se han representado todos los valores de las corrientes de base para poder apreciar mejor la diferencia entre ambas.

En la figura 1.3.3 se ha representado la tensión de offset de salida. A medida

FIGURA 1.3.1

Date/Time run: 06/16/98 15:14:47

Temperature: 27.0

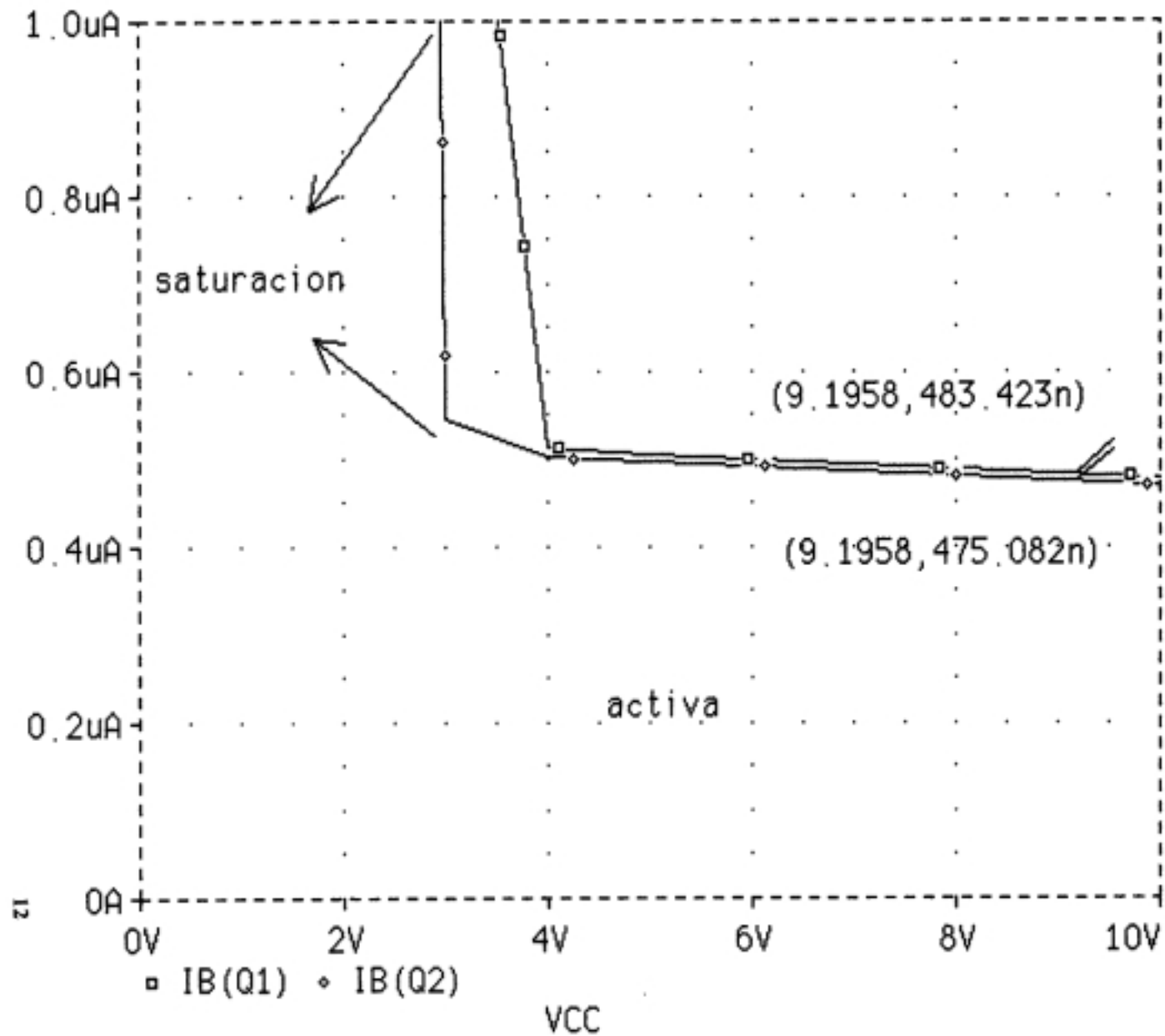


FIGURA 1.3.1.

FUGURA 1.3.2

Date/Time run: 06/16/98 15:14:47

Temperature: 27.0

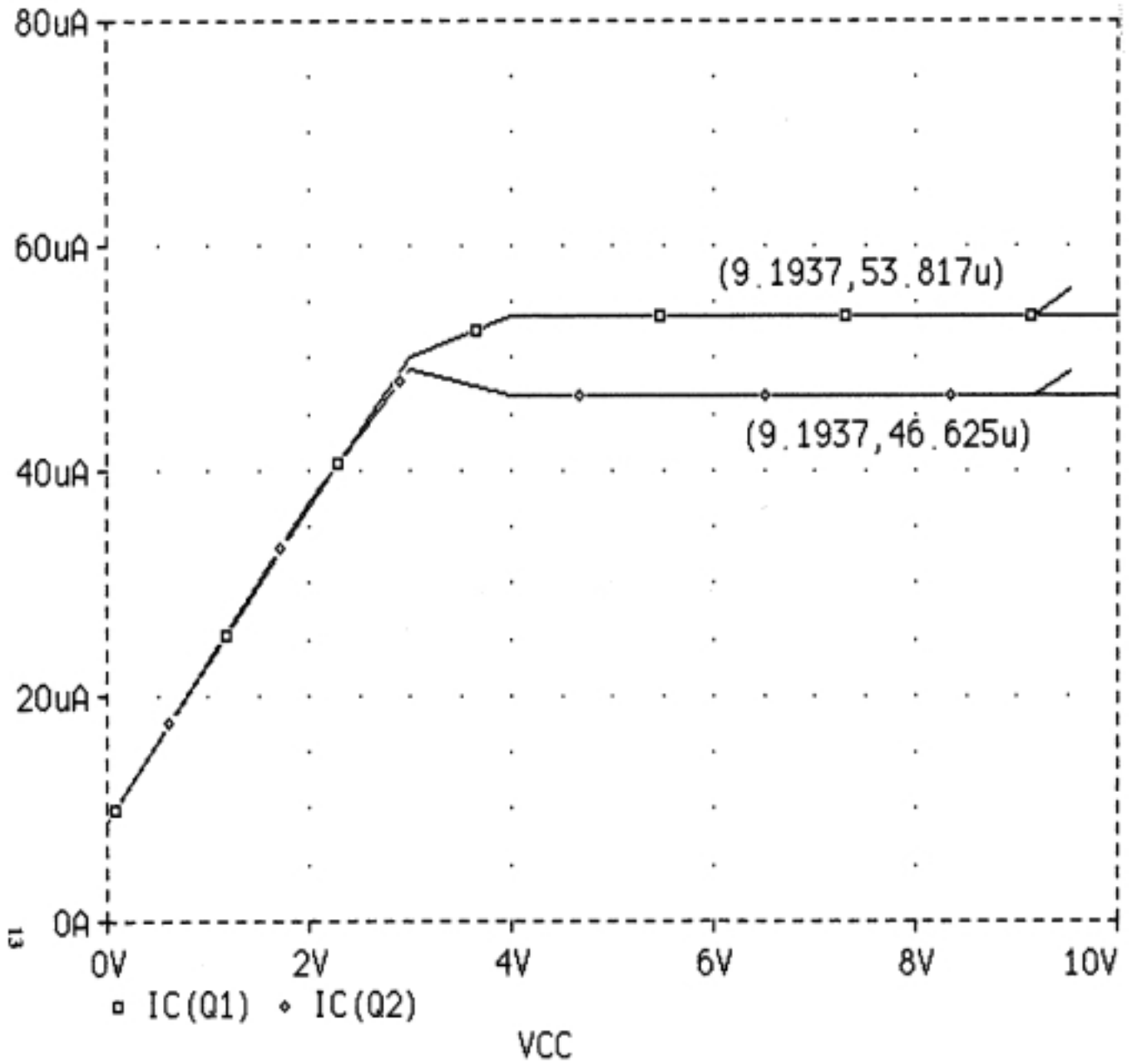


FIGURA 1.3.2

Date/Time run: 06/16/98 15:14:47

FIGURA 1.3.3

Temperature: 27.0

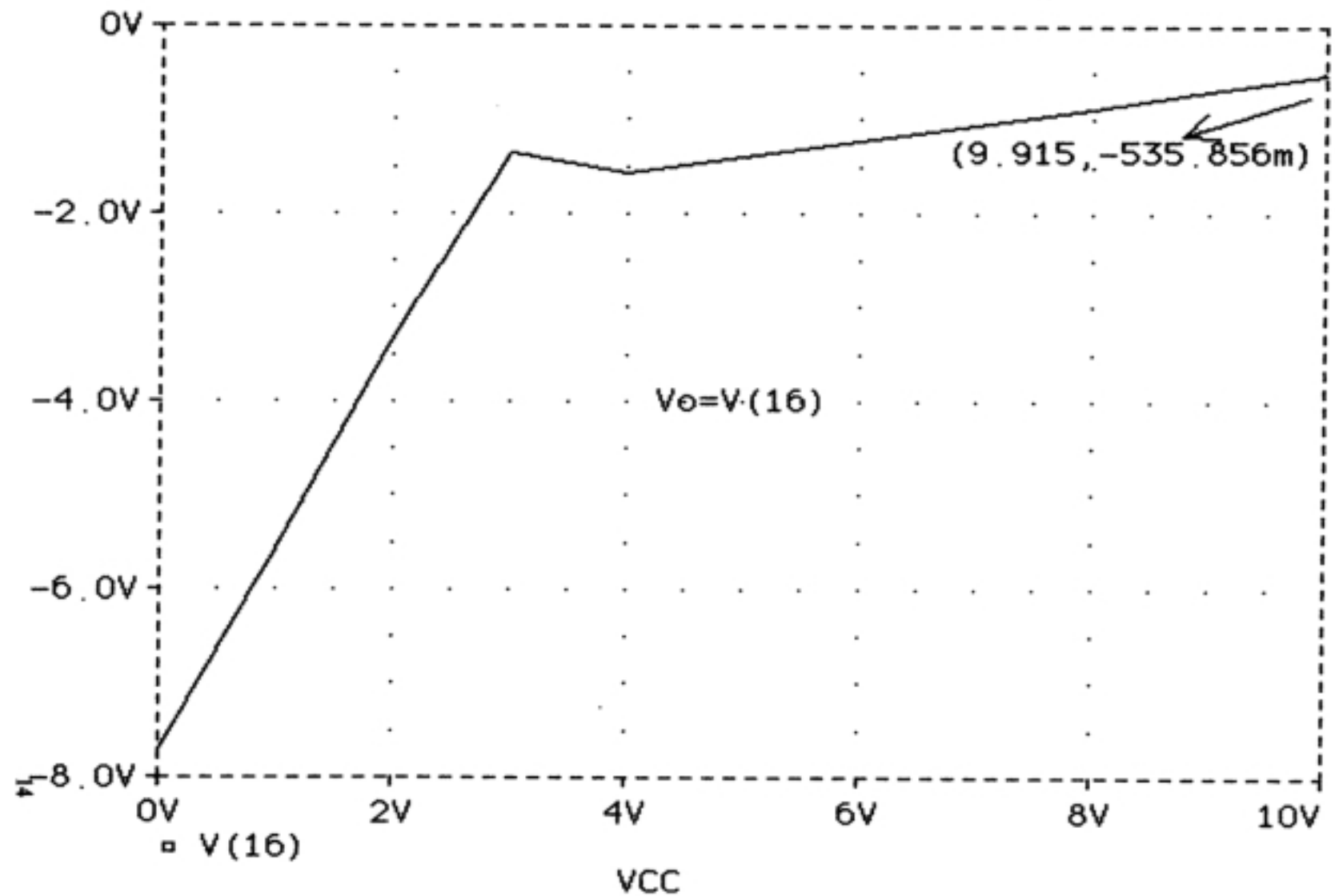


FIGURA 1.3.3

que aumenta la corriente de colector de Q2 ,aumentan las corrientes de base y colector de Q3, lo que implica que su tensión de colector y la tensión de salida aumenten de la misma forma .

1.4 EQUILIBRADO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

El hecho de que los transistores de la etapa diferencial de entrada no sean idénticos provoca un desequilibrio interno del que resulta una tensión en la salida, denominada tensión Offset de salida,[1], aunque las entradas estén puestas a tierra. Si en la simulación anterior se aplica una pequeña tensión a la entrada (+), se logrará disminuir la diferencia entre las corrientes de entrada, y por consiguiente, una tensión de salida V_o mucho más próxima a cero. Para $V_{BAS2}=0.0055$ V.

$$I_{B+} = I_{BQ2} = 540 \text{ nanoamperios}$$

$$I_{B-} = I_{BQ1} = 458 \text{ nanoamperios}$$

$$I_{CQ2} = 51.7 \mu A$$

$$I_{CQ1} = 48.8 \mu A$$

$$V_o = 12 \text{ milivoltios}$$

Los valores correspondientes de β_{Q1} y β_{Q2} son:

$$\beta_{Q1} = \frac{I_{CQ1}}{I_{BQ1}} = 106.5; \quad \beta_{Q2} = \frac{I_{CQ2}}{I_{BQ2}} = 95.74$$

Al ser mayor V_{BAS2} , la corriente de base de Q2 aumenta , lo que implica que aumente la corriente de colector de Q2 , y por el contrario disminuyan las las corrientes de base y colector de Q1. Con ello se consigue aproximar mucho a

cero voltios la salida del amplificador.

En la figura 1.4.1. se pueden observar los valores obtenidos para las corrientes de base, mientras que en la 1.4.2 se encuentran las respectivas corrientes de colector cuya diferencia es ahora bastante menor. En la figura 1.4.3 se halla V_o que tiene un valor de 12 milivoltios frente a los $-0.536V$ que tenía anteriormente.

Existe otra forma de realizar el equilibrado , mediante circuitos resistivos externos , como muestra la figura 1.4.4. En la entrada no inversora se utiliza un potenciómetro en vez de la fuente de tensión V_{BAS2} .

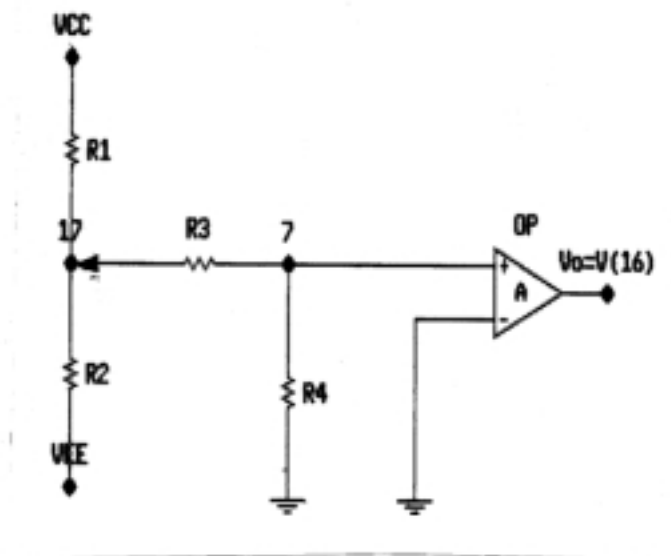


Figura 1.4.4.

FIGURA 1.4.1

Date/Time run: 06/19/98 16:18:26

Temperature: 27.0

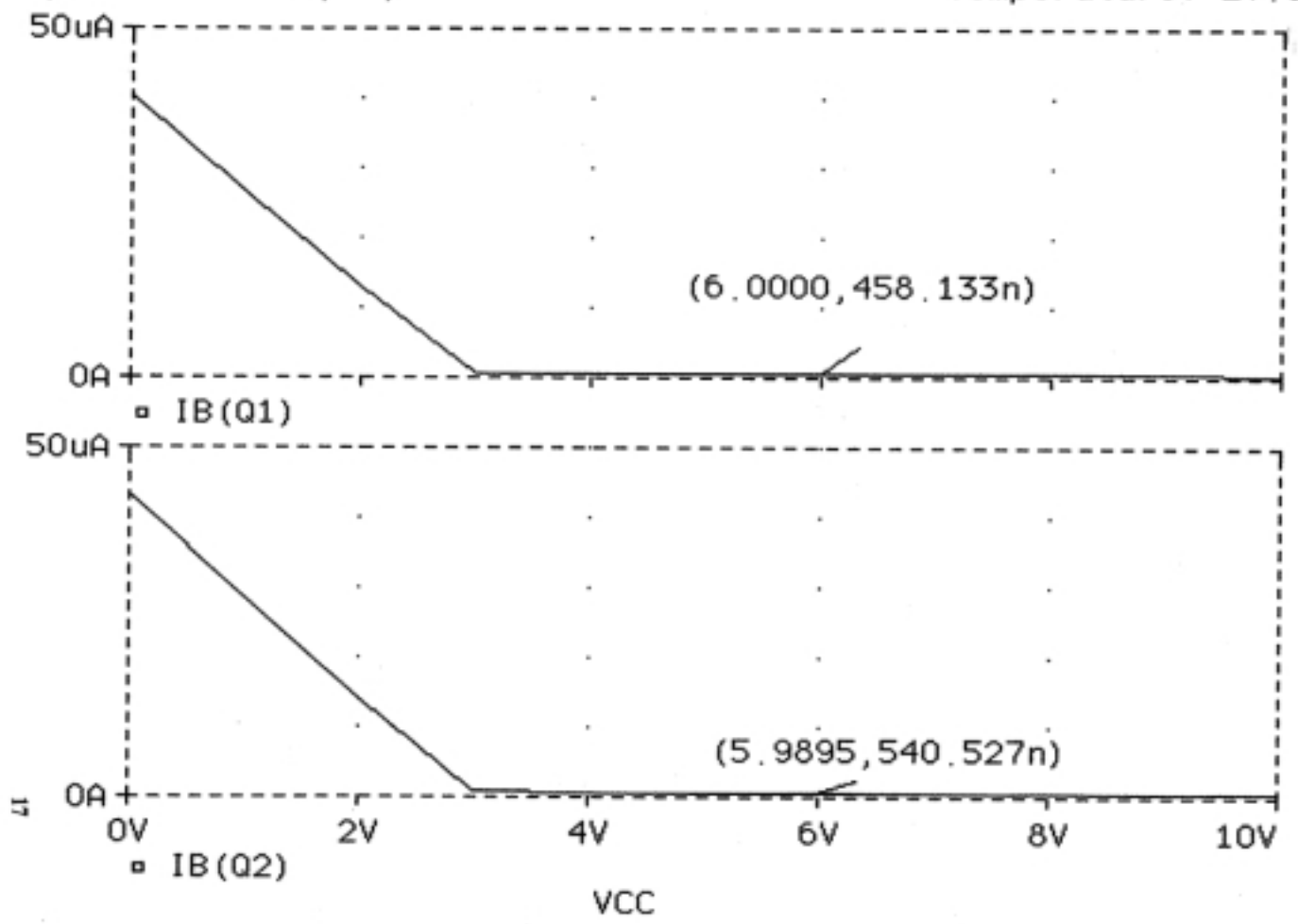


FIGURA 1.4.1

FIGURA 1.4.2

Date/Time run: 06/19/98 16:18:26

Temperature: 27.0

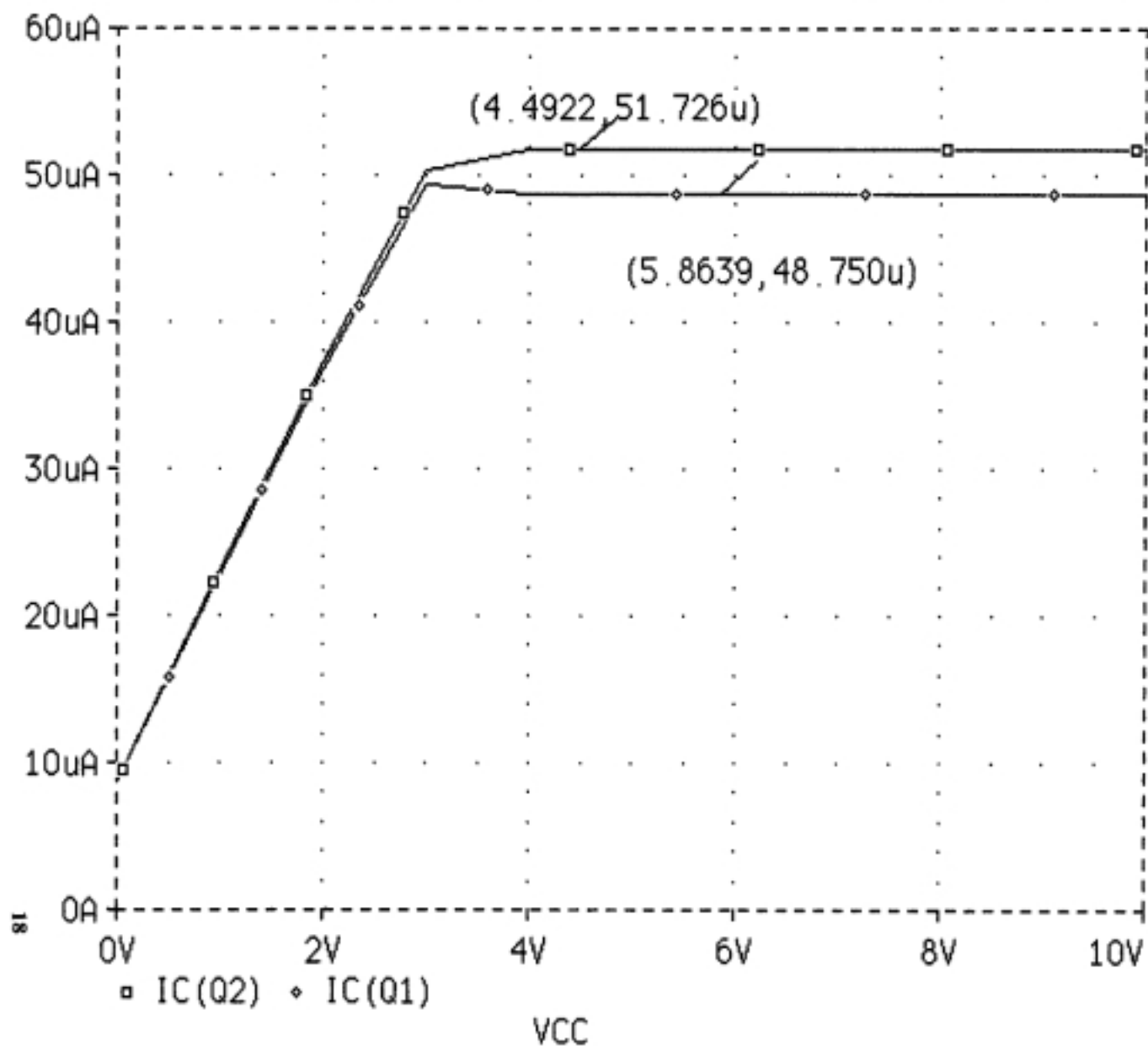


FIGURA 1.4.2

FIGURA 1.4.3

Date/Time run: 06/19/98 16:18:26

Temperature: 27.0

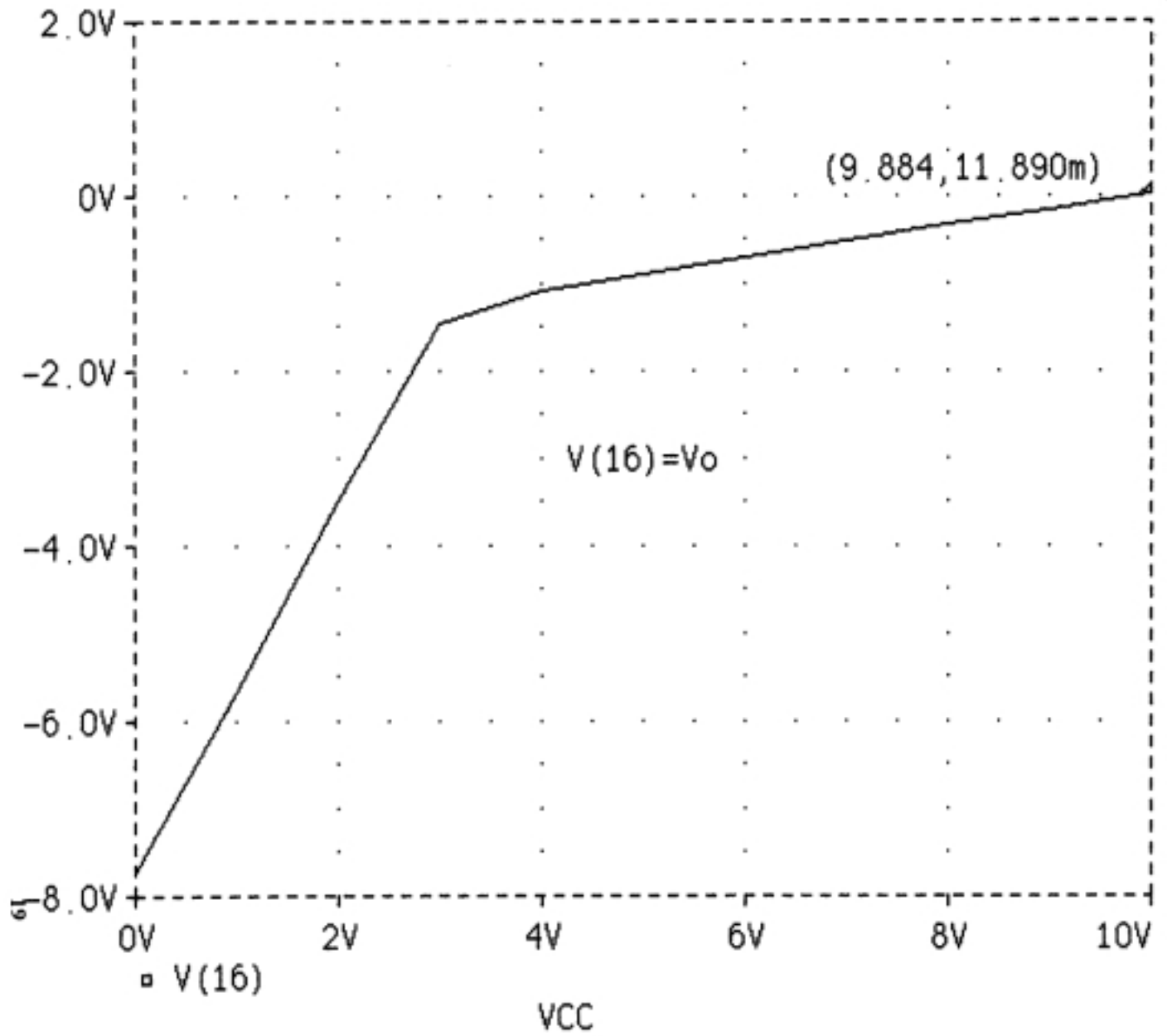


FIGURA 1.4.3.

En el listado de la simulación habrá que quitar la línea referente a VBAS2 e introducir las siguientes líneas:

```
.PARAM R=50K
.PARAM CURSOR =0.8
R1 1 17 {R*(1.001-CURSOR)}
R2 17 6 {R*(0.001+CURSOR)}
R3 17 7 100K
R4 7 0 100
```

Los resultados obtenidos pueden observarse en las figuras 1.4.5, 1.4.6, y 1.4.7 .

Dichos resultados son:

$$\begin{aligned}I_{B+} = I_{BQ2} &= 527 \text{ nanoamperios} \\ I_{B-} = I_{BQ1} &= 475 \text{ nanoamperios} \\ I_{CQ2} &= 52 \mu A \\ I_{CQ1} &= 48.5 \mu A \\ V_O &= -12 \text{ microvoltios}\end{aligned}$$

Los valores correspondientes de β son:

$$\beta_{Q1} = \frac{I_{CQ1}}{I_{BQ1}} = 102 ; \quad \beta_{Q2} = \frac{I_{CQ2}}{I_{BQ2}} = 97$$

En la figura 1.4.5 se representan los valores de las corrientes de bases y en la 1.4.6 las correspondientes de colector. Con respecto a éstas hay que tener en

cuenta que la tensión en la entrada (+) varía ahora conforme lo hace V_{cc} en el análisis de continua, es decir, en el procedimiento anterior V_{BAS2} tenía un valor fijo, independiente del que tuviera V_{cc} , por ello, las curvas características no se cruzaban, mientras que ahora sí. Es decir, la corriente de base y, por tanto, la de colector de Q2, son función de V_{cc} , mientras que en la simulación anterior esto no ocurría.

En la figura 1.4.7 se puede ver como la tensión de salida es prácticamente cero.

1.5 TENSIONES Y CORRIENTES OFFSET.

Según la última simulación, considerando V_o prácticamente cero, las tensiones y corrientes de offset, [4], son:

a) Corriente de polarización de entrada :

$$I_B = \frac{I_{B+} + I_{B-}}{2} = \frac{527nA + 475nA}{2} = 501nA$$

b) Corriente offset de entrada:

$$I_{io} = (I_{B-}) - I_{B+} = 475nA - 527nA = -52nA$$

c) Tensión offset de entrada:

$$V_{io} = V_{BAS2} - V_{BAS1} = 5.5 \text{ milivoltios.}$$

1.6 GANANCIA EN LAZO ABIERTO

Si las señales de entrada son v_1 y v_2 . La tensión diferencial de entrada sería:

FIGURA 1.4.5

Date/Time run: 06/21/98 09:16:05

Temperature: 27.0

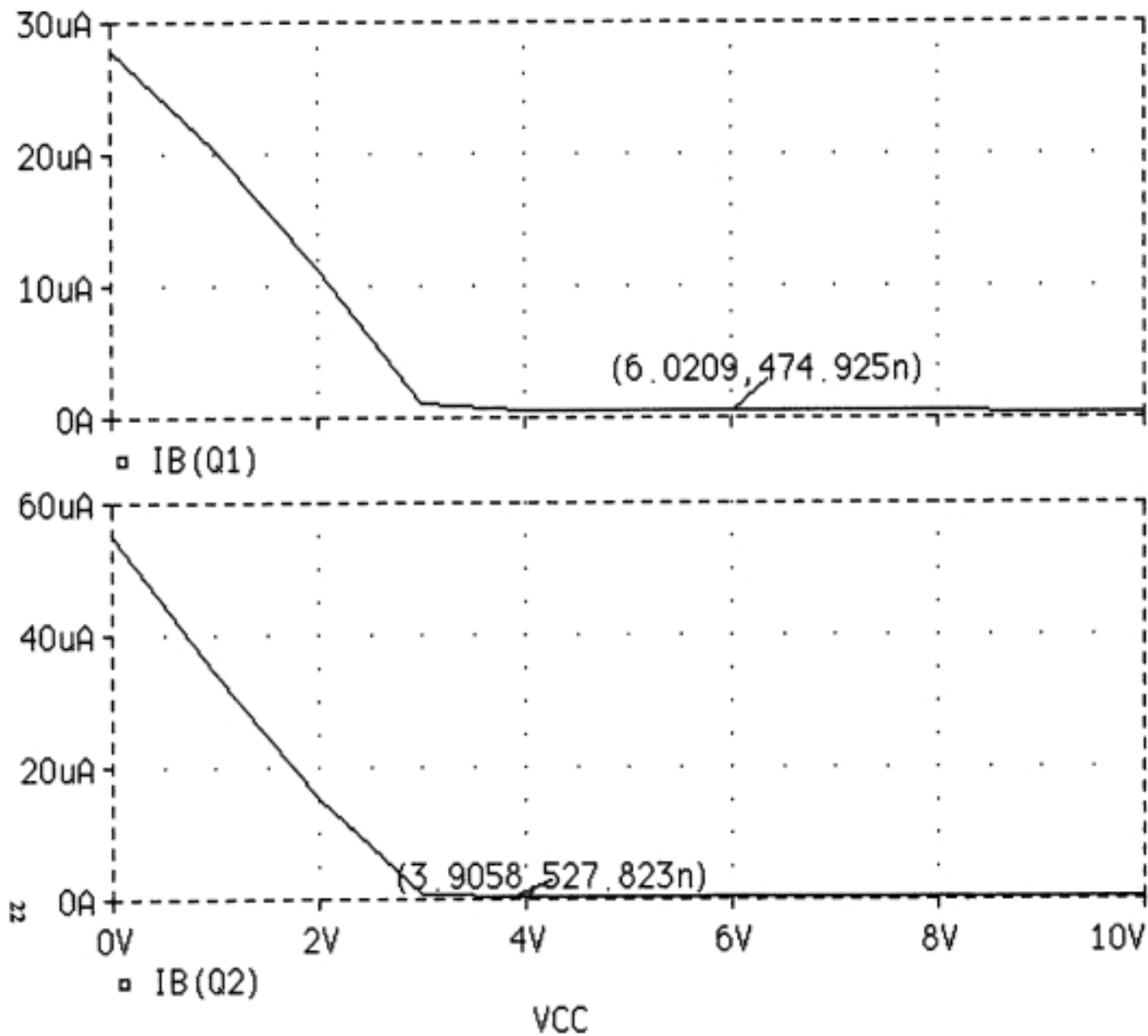


FIGURA 1.4.5

figura 1.4.6

Date/Time run: 06/21/98 09:16:05

Temperature: 27.0

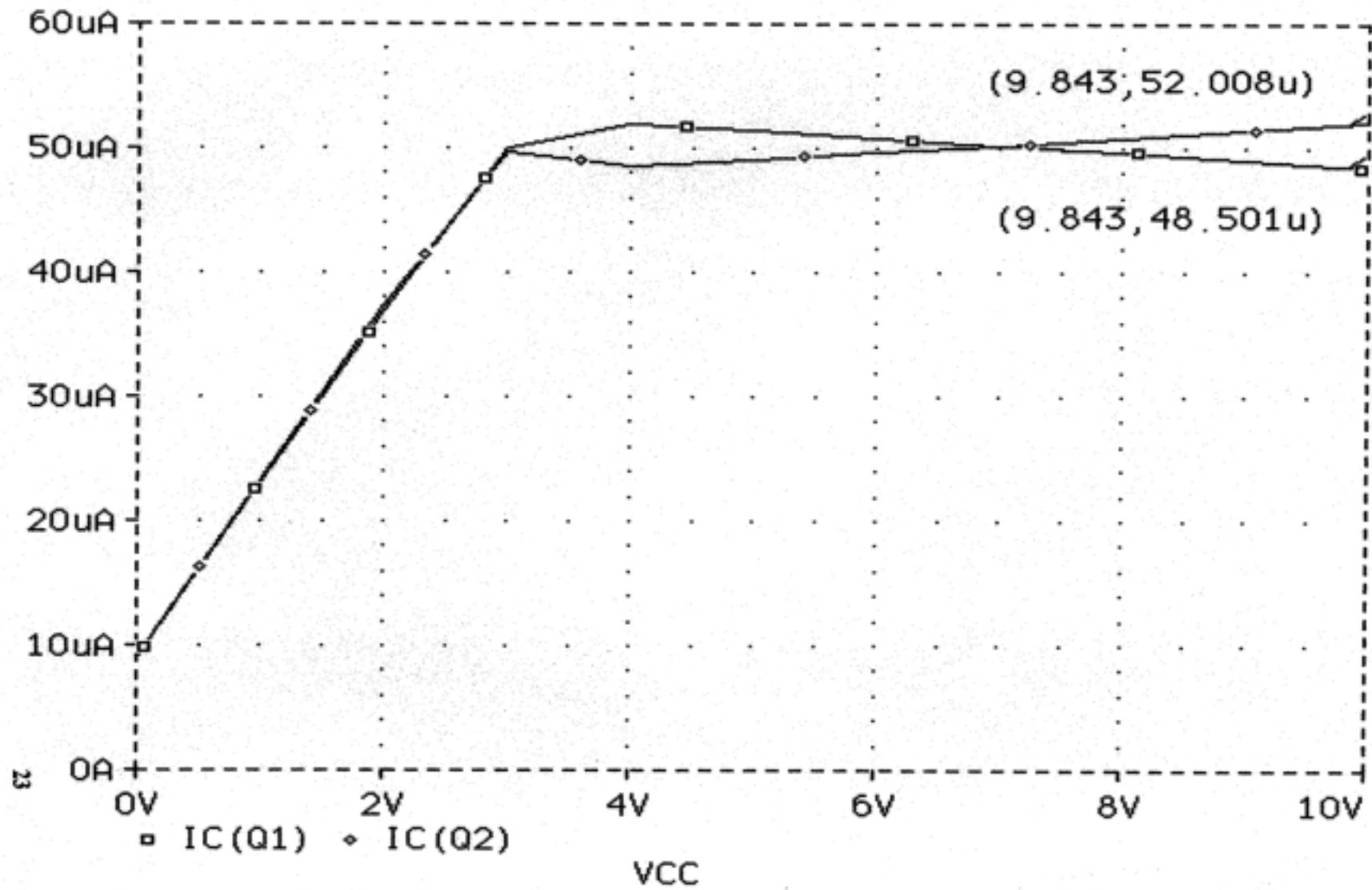


FIGURA 1.4.6.

FIGURA 1.4.7

Date/Time run: 06/21/98 19:10:57

Temperature: 27.0

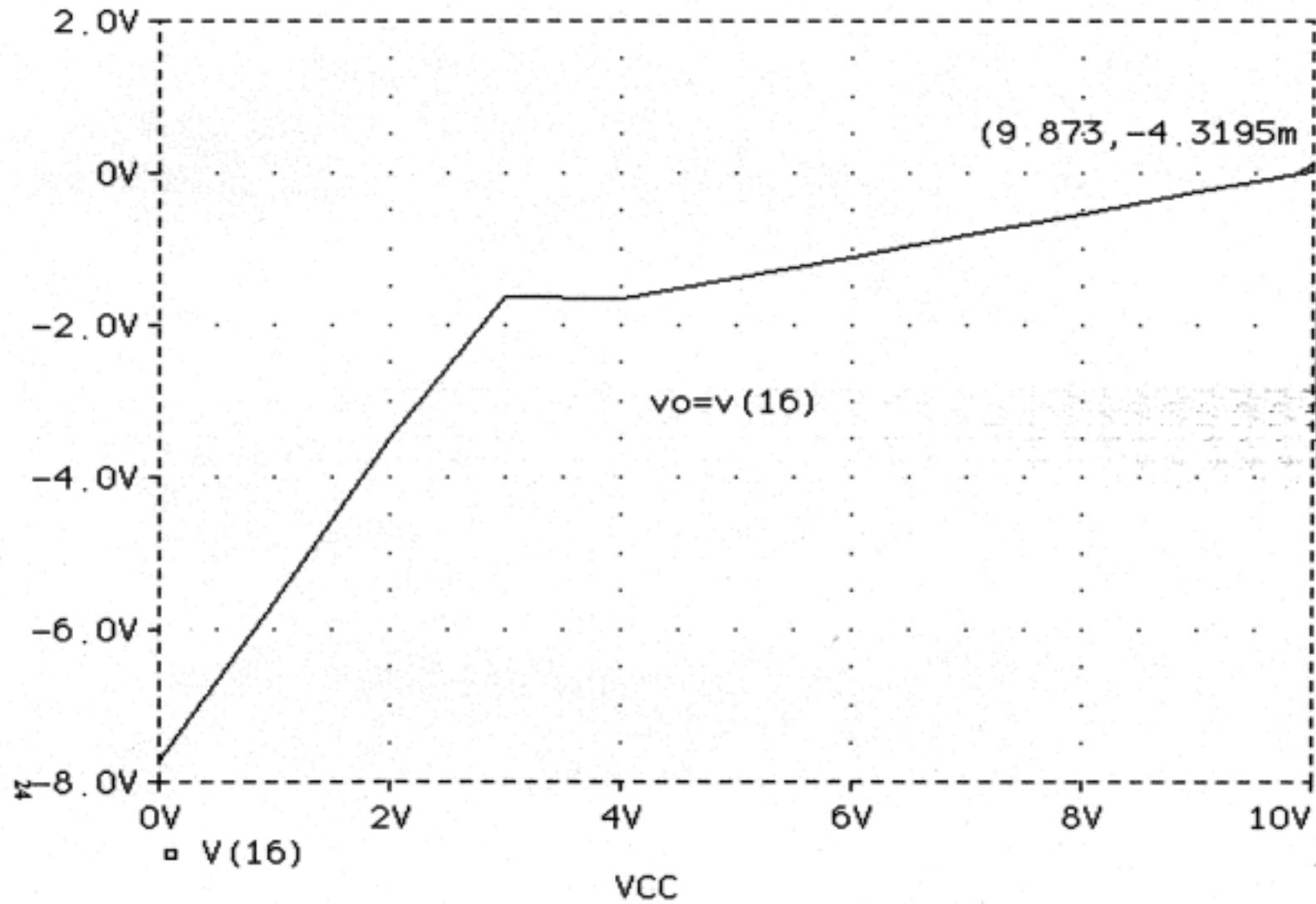


FIGURA 1.4.7

$$v_d = v_2 - v_1$$

La entrada de modo común :

$$v_a = \frac{v_2 + v_1}{2}$$

Por lo tanto, las señales de entrada se pueden expresar:

$$v_2 = v_a + \frac{v_d}{2}$$

$$v_1 = v_a - \frac{v_d}{2}$$

Los siguientes circuitos representan: Circuito de entrada equivalente con todos los componentes reflejados en el emisor; circuito equivalente de salida de la etapa diferencial; circuito utilizado para calcular la corriente de emisor de modo común y circuito equivalente para calcular la corriente de modo diferencial.[2].

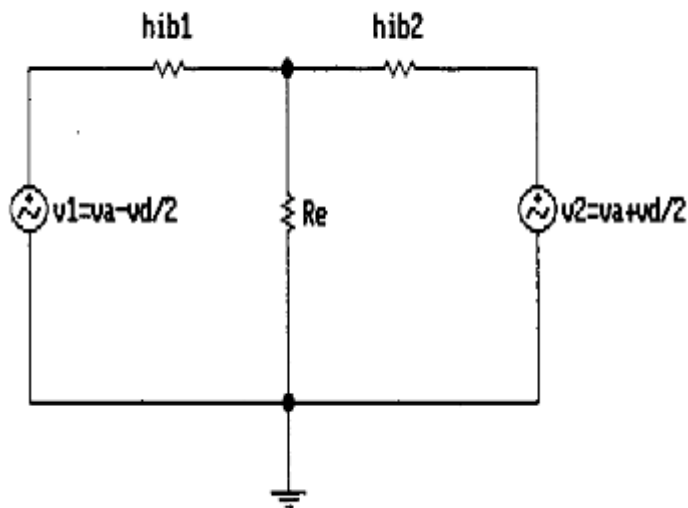


FIGURA 1.6.1

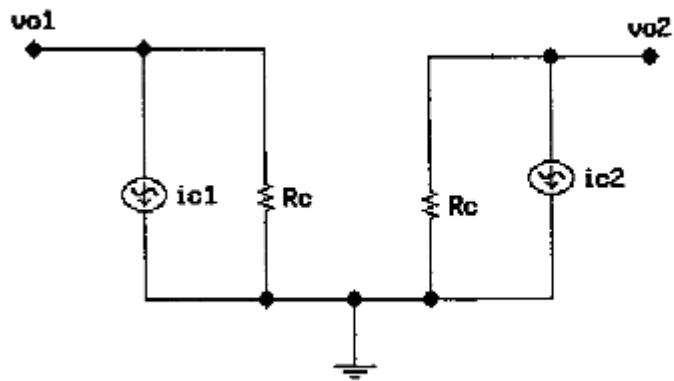


FIGURA 1.6.2

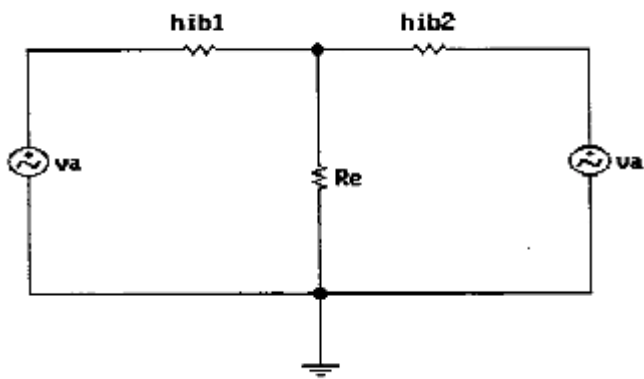


FIGURA 1.6.3

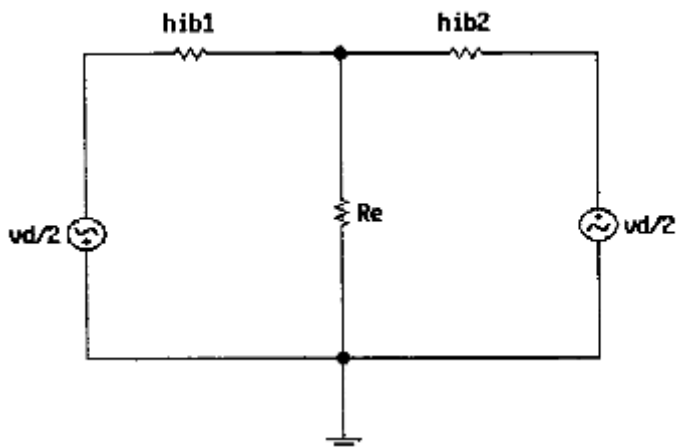


FIGURA 1.6.4

Teniendo en cuenta los resultados de la simulación, los parámetros de los transistores ,Q1 y Q2, son los que se dan a continuación.

Para Q1 :

$$h_{fe1} = 129 ; I_{CQ1} = 0.0488mA$$

$$h_{ie1} = h_{fe1} \frac{V_T}{I_{CQ1}} = 66.048K\Omega ; h_{ib1} = 512\Omega ; \text{siendo } V_T = 24mV$$

A temperatura ambiente.

Para Q2:

$$h_{fe2} = 116 ; I_{CQ2} = 0.0516mA$$

$$h_{ie2} = h_{fe2} \frac{V_T}{I_{CQ2}} = 56.144K\Omega ; h_{ib2} = 484\Omega ; \text{siendo } V_T = 25mV$$

La corriente de modo común será:

$$v_a = i_{a1} \cdot h_{ib1} + (i_{a1} + i_{a2}) R_e$$

$$v_a = i_{a2} \cdot h_{ib2} + (i_{a1} + i_{a2}) R_e$$

Restando ambas expresiones:

$$i_{a1} \cdot h_{ib1} = i_{a2} \cdot h_{ib2} ; i_{a2} = i_{a1} \frac{h_{ib1}}{h_{ib2}}$$

Sustituyendo en la primera expresión de v_a :

$$v_a = i_{a1} \cdot h_{ib1} + i_{a1} \left(1 + \frac{h_{ib1}}{h_{ib2}} \right) R_e$$

$$i_{a1} = \frac{v_a}{h_{ib1} + \left(1 + \frac{h_{ib1}}{h_{ib2}} \right) R_e}$$

Como $\frac{h_{ib1}}{h_{ib2}} = 1.058$; se puede tomar como 1 e $i_{a1} = i_{a2}$

La corriente de modo diferencial:

$$\frac{v_d}{2} = i_{d2} \cdot h_{b2} + (i_{d2} - i_{d1}) R_e$$

$$\frac{v_d}{2} = i_{d1} \cdot h_{b1} + (i_{d1} - i_{d2}) R_e$$

Sumando ambas expresiones:

$$v_d = i_{d2} \cdot h_{b2} + i_{d1} \cdot h_{b1}$$

Como : $h_{b2} \approx h_{b1} \Rightarrow i_{d1} \approx i_{d2}$. Se puede hacer $i_{d1} = i_{d2} = i_d$, quedando

$$i_d = \frac{v_d}{2h_b}$$

Teniendo en cuenta el teorema de superposición y combinando las expresiones de las corrientes de modo común y modo diferencial. Se pueden hallar las corrientes de emisor:

$$i_{e1} = \frac{v_a}{2R_e + h_b} - \frac{v_d}{2h_b}$$

$$i_{e2} = \frac{v_a}{2R_e + h_b} + \frac{v_d}{2h_b}$$

Considerando: $i_c \approx i_e$

$$v_{o1} = -R_c \cdot i_{c1} = \frac{R_c}{2h_b} v_d - \frac{R_c}{2R_e + h_b} v_a$$

$$v_{o2} = -R_c \cdot i_{c2} = -\frac{R_c}{2h_b} v_d - \frac{R_c}{2R_e + h_b} v_a$$

Expresiones que se pueden escribir :

$$v_{o1} = A_d v_d - A_o v_a$$

$$v_{o2} = -A_d v_d - A_o v_a$$

Siendo la ganancia de modo diferencial:

$$A_d = \frac{R_c}{2h_{ib}} = 70$$

La ganancia de modo común:

$$A_o = \frac{R_c}{2R_e + h_{ib}} = 0.374$$

La segunda etapa está constituida por un transistor pnp en emisor-común con resistencia en emisor, la misión es aumentar la ganancia y desplazar el nivel de continua. Los parámetros y ganancia son:

$$I_{CQ3} = 0.11mA \quad h_{fe3} = 225$$

$$h_{ie3} = h_{fe3} \frac{V_T}{I_{CQ3}} = 51.136K\Omega$$

$$R_i = h_{ie3} + (1 + h_{fe3})R_{e3}$$

$$A_v = -\frac{h_{fe3} \cdot R_L}{R_i}$$

En las dos etapas hay que tener en cuenta que Rc2 está en paralelo con la resistencia de entrada de Q3 y su propia ro, así mismo , Rc3 está en paralelo con la impedancia de entrada de la siguiente etapa, que está constituida por el paralelo de Rc4 y Rc5, ya que las resistencias de los diodos que las unen tienen valores mucho menores y , por tanto, son despreciables. Teniendo en cuenta esto la ganancia en tensión total prevista es de 130, para una señal de entrada de 5 mV , la salida deberá una amplitud de 650mV.

En la figura 1.6.5 puede observarse la señal utilizada en la entrada y en la fi-

gura 1.6.6 está representada la salida correspondiente, con una amplitud de 656 mV

También se han obtenido la señales de salida de la etapa diferencial y de la segunda etapa ; el valor de la amplitud de salida ,obtenido de la etapa diferencial es de 326 milivoltios, el valor teórico previsto es 350 milivoltios (figuras 1.6.7 y 1.6.8).

En al figura 1.6.9 está representada la salida de la segunda etapa cuya amplitud es de 658 mV , prácticamente el valor teórico previsto

También se ha obtenido la respuesta en frecuencia del amplificador operacional (Figura 1.6. 10). El ancho de banda es de 100KHz y la fase de 124 grados.

Habrá que modificar y agregar nuevas líneas en el listado de la simulación:

```
VBAS1 0 18 DC 0
V1 4 18 0.005 SIN(0 0.005 1000HZ)
.TRAN IN 0.001 0 1u
.AC DEC 20 1000 1000K
```


FIGURA 1.6.5

Date/Time run: 06/21/98 16:31:26

Temperature: 27.0

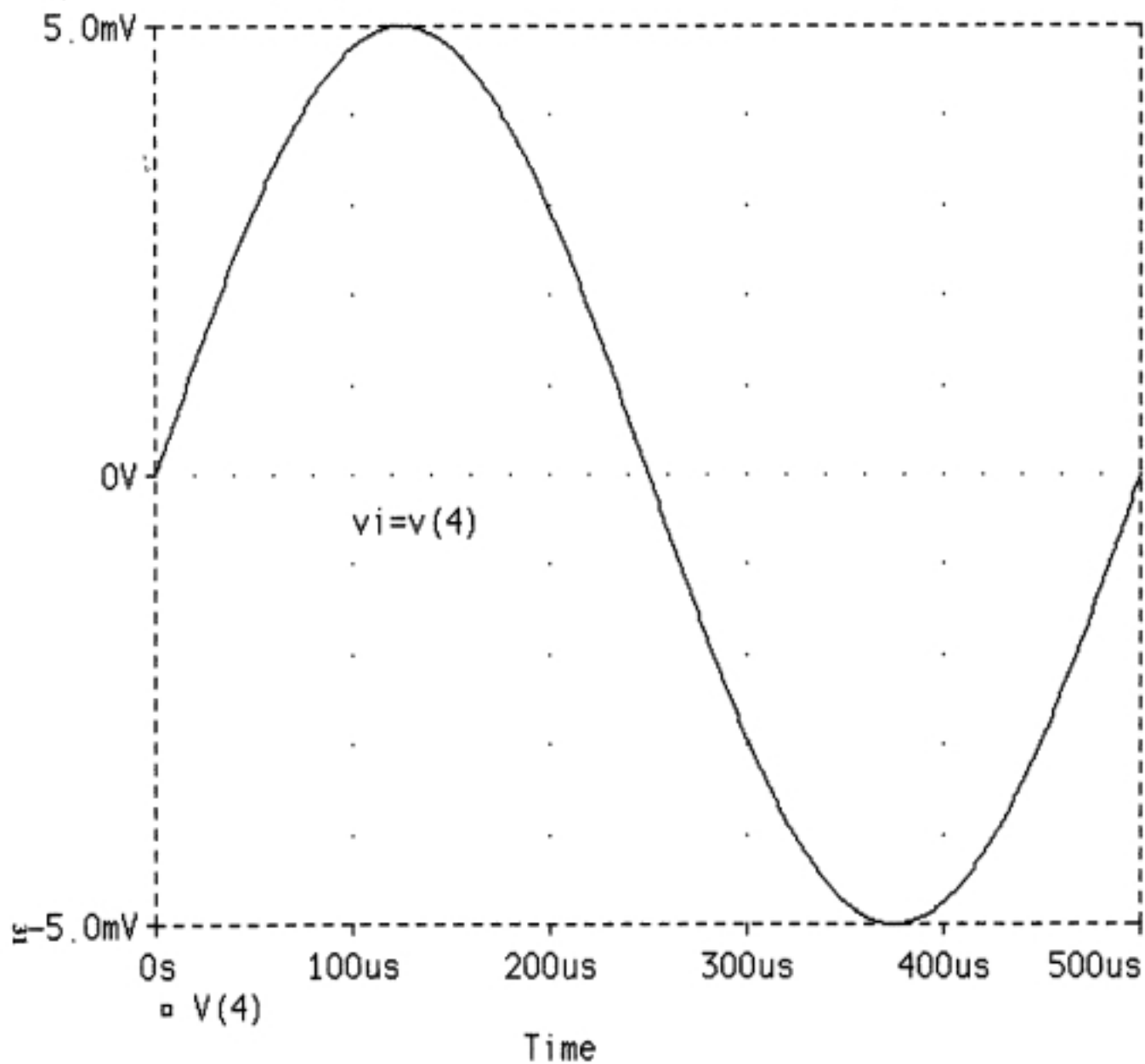


FIGURA 1.6.5.

FIGURA 1.6.6

Date/Time run: 06/22/98 17:48:27

Temperature: 27.0

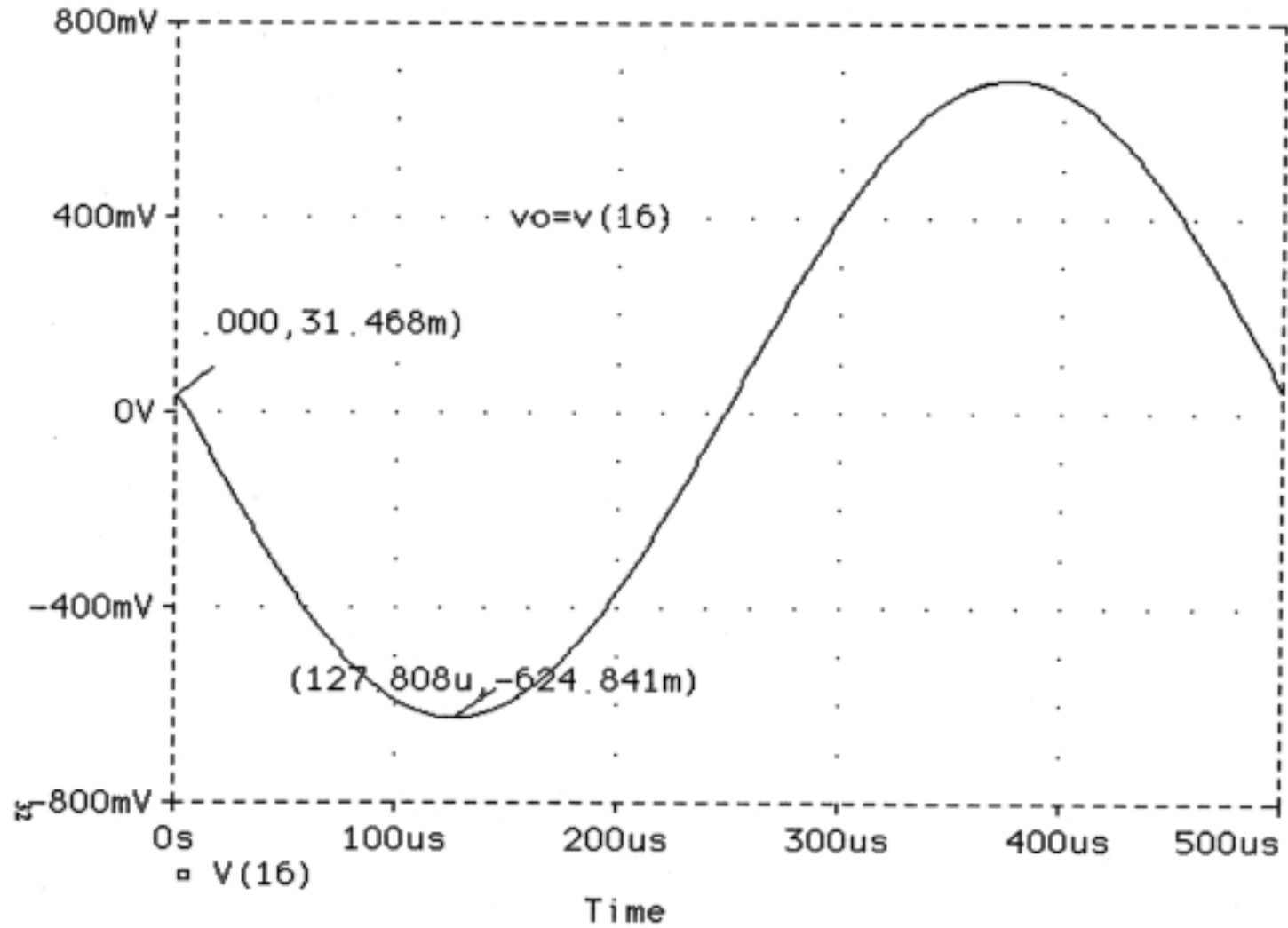


FIGURA 1.6.6

FIGURA 1.6.7

Date/Time run: 06/22/98 17:48:27

Temperature: 27.0

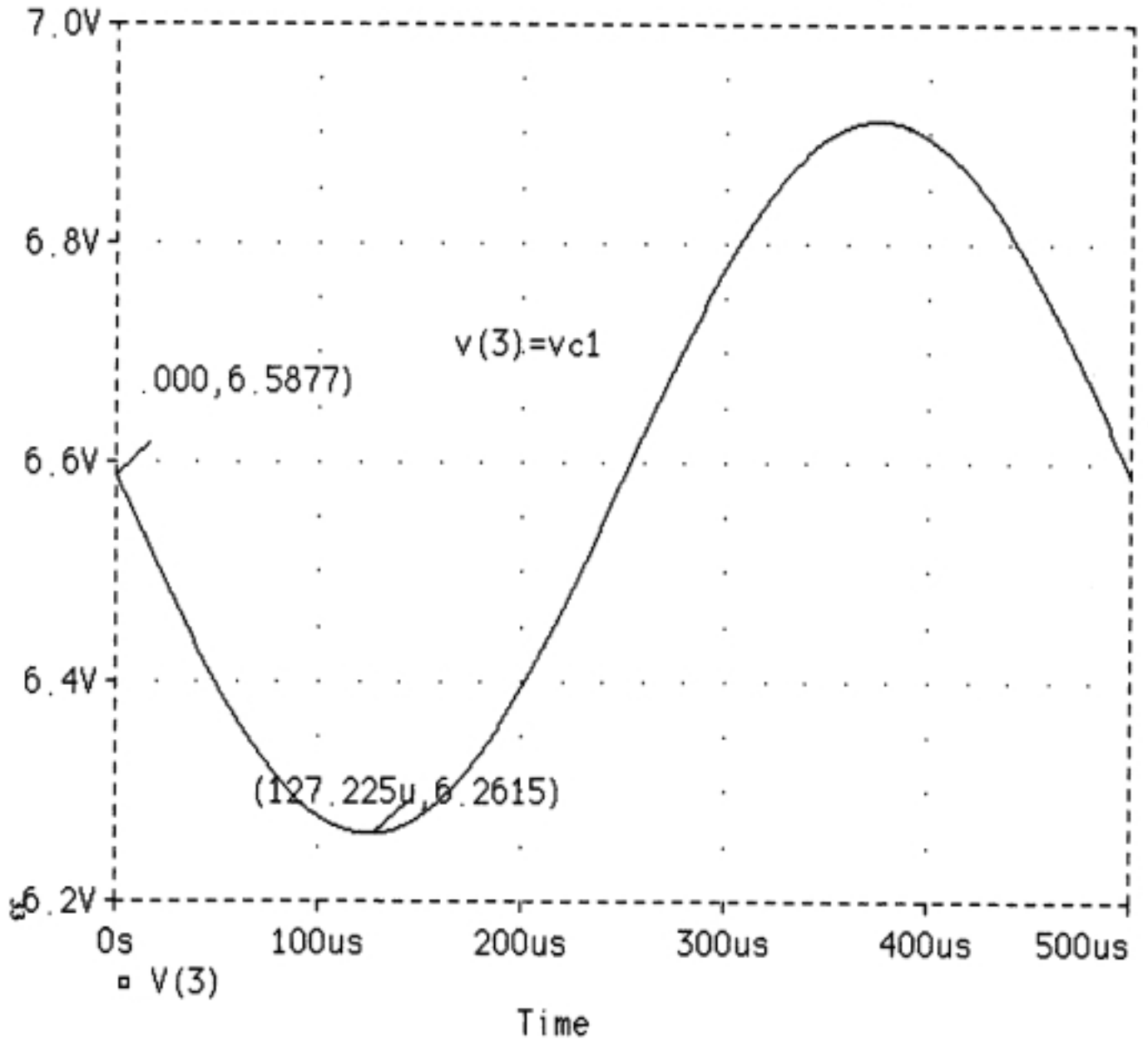


FIGURA 1.6.7.

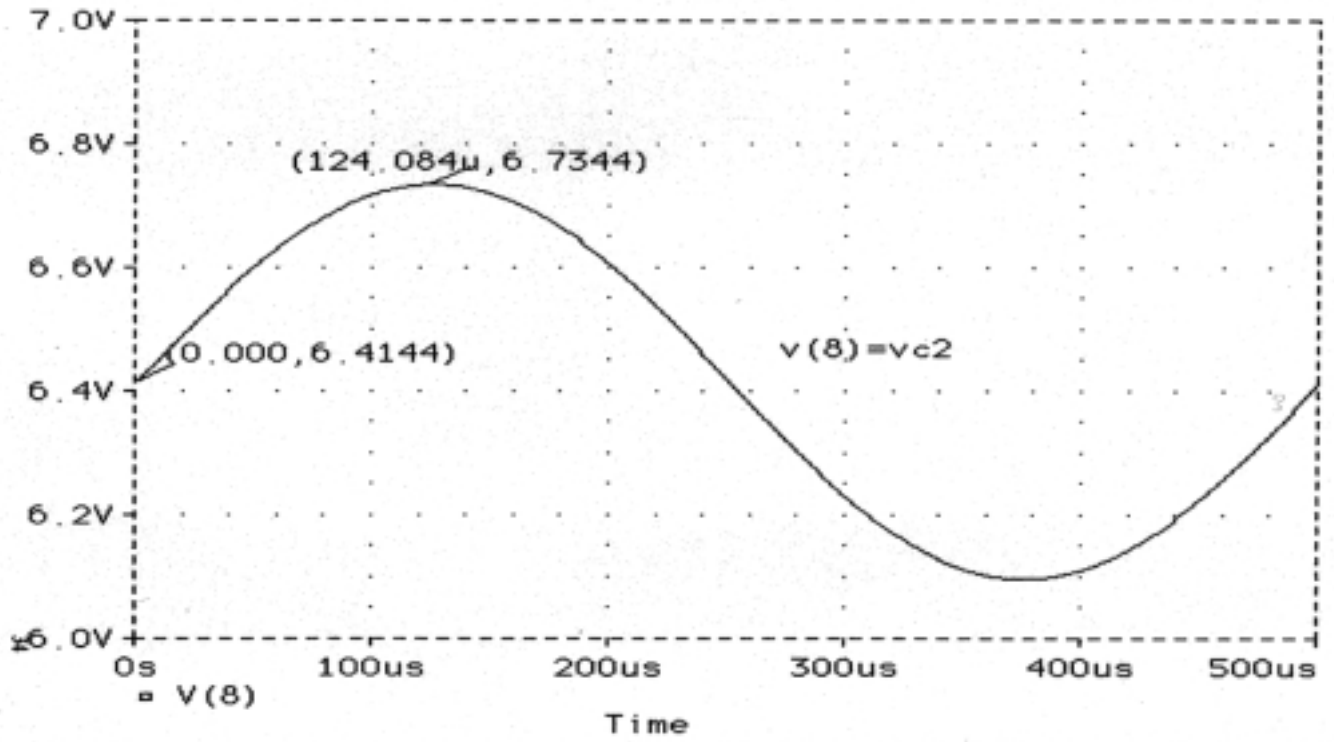


FIGURA 1.6.8

FIGURA 1.6.9

Date/Time run: 06/22/98 17:48:27

Temperature: 27.0

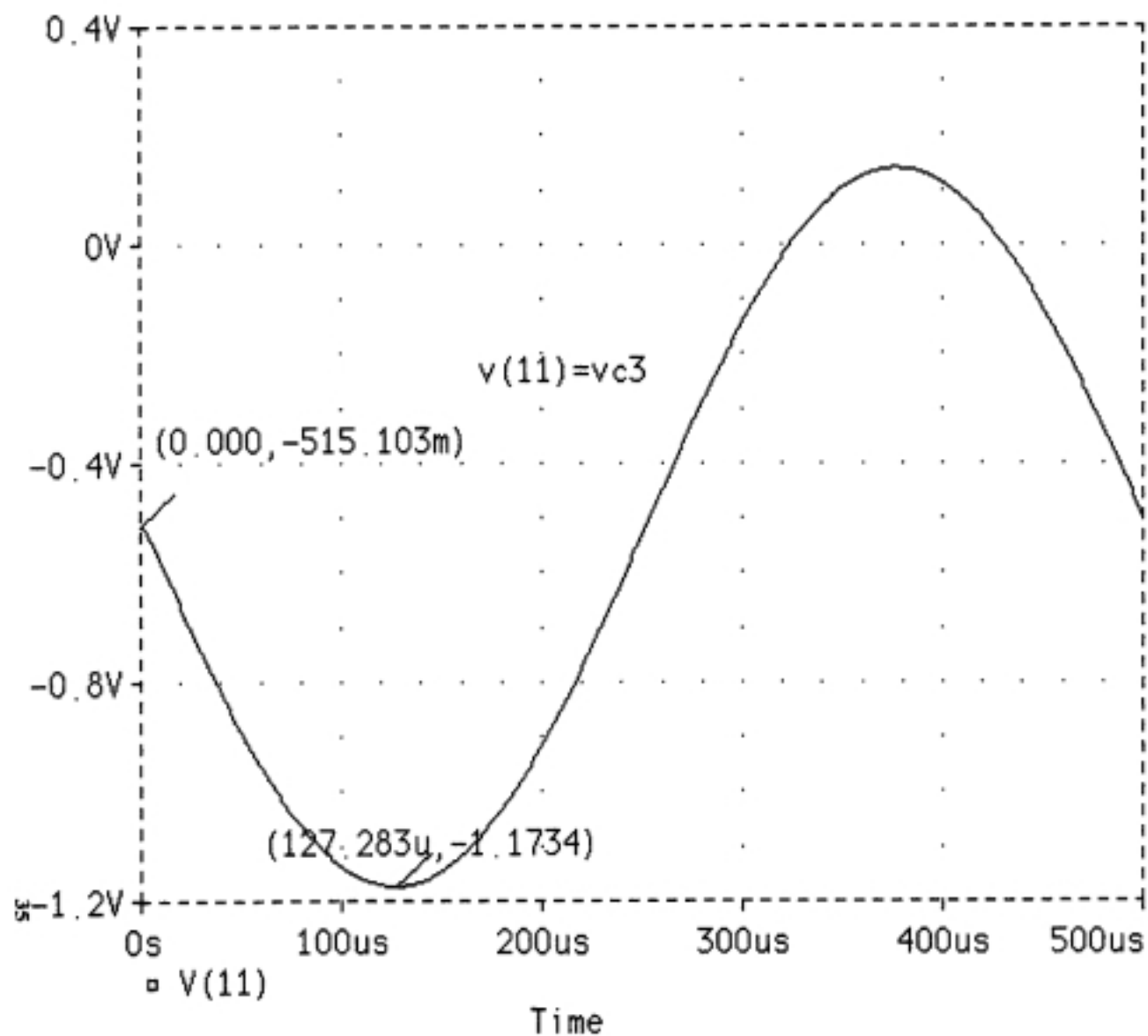


FIGURA 1.6.9.

FIGURA 1.6.10

Date/Time run: 06/22/98 18:38:07

Temperature: 27.0

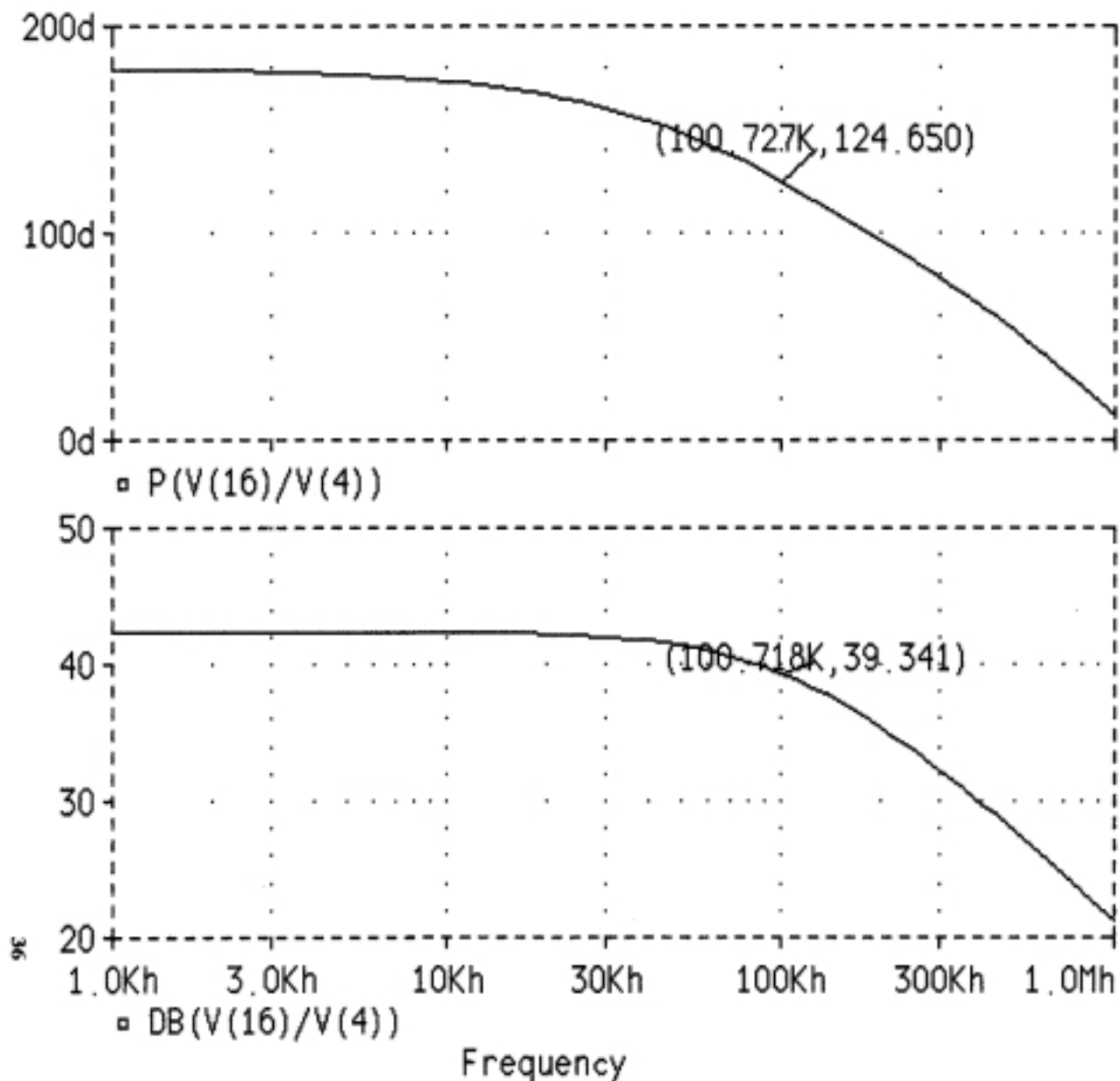


FIGURA 1.6.10.

1.7 AMPLIFICADOR INVERSOR

Para ver el comportamiento, en su conjunto, del A.O. diseñado, se ha recurrido a un circuito básico como es el amplificador inversor de la figura:

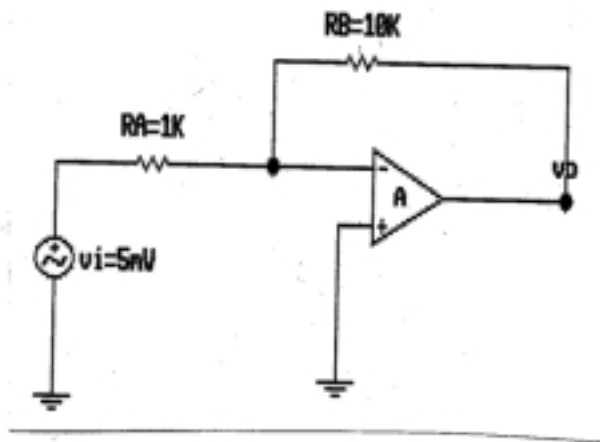


Figura 1.7.1

Si el A.O. fuera ideal, para una señal de entrada de 5mV la señal de salida debería ser de 50mV y desfasada 180° , ya que:

$$A_v = -\frac{v_o}{v_i}$$

Pero al no ser $A_v = \infty$, $R_i = \infty$ y $R_o = 0$ en el A.O. cabe esperar una ganancia menor. También, por esto último se han empleado valores pequeños para las resistencias R_a y R_b , ya que al ser:

$$\frac{R_b}{R_a} = 10$$

y $A_v = 130$ en bucle abierto, que es mucho mayor , más se parece el amplificador realimentado al caso ideal.

En la figura 1.7.2 se han representado las señales de entrada y salida. La amplitud de la señal de salida es de 43milivoltios, 7 menos de lo esperado si el A.O. fuera ideal ; en la figura 1.7.3 está representada la entrada v_- en función de la frecuencia , y como puede verse su valor es de 0.72 mV , por lo tanto, la tensión en R_a será 4.28mV , además como la corriente es prácticamente la misma en R_a y R_b , la tensión en R_b será de una amplitud diez veces superior a la amplitud de R_a , es decir , 42.8mV que es prácticamente el valor obtenido en la simulación.

Al no ser la impedancia de entrada del A.O. infinita , no hay masa virtual y existe una diferencia de tensión entre los terminales de entrada del A.O.:

$$v_i = v(-) - v(+)$$

Para hacer la simulación y poder aplicarla a varios casos, es necesario introducir nuevas líneas y modificar algunos nudos:

```
RA 19 4 1K
```

```
RB 4 16 {RB}
```

```
.PARAM RB=1K
```

```
.STEP PARAM RB LIST 1K 5K 10K 20K
```

y modificar V1:

```
V1 18 19 AC 0.005 SIN(0 0.005 1000HZ)
```


FIGURA 1.7.2

Date/Time run: 06/26/98 15:02:32

Temperature: 27.0

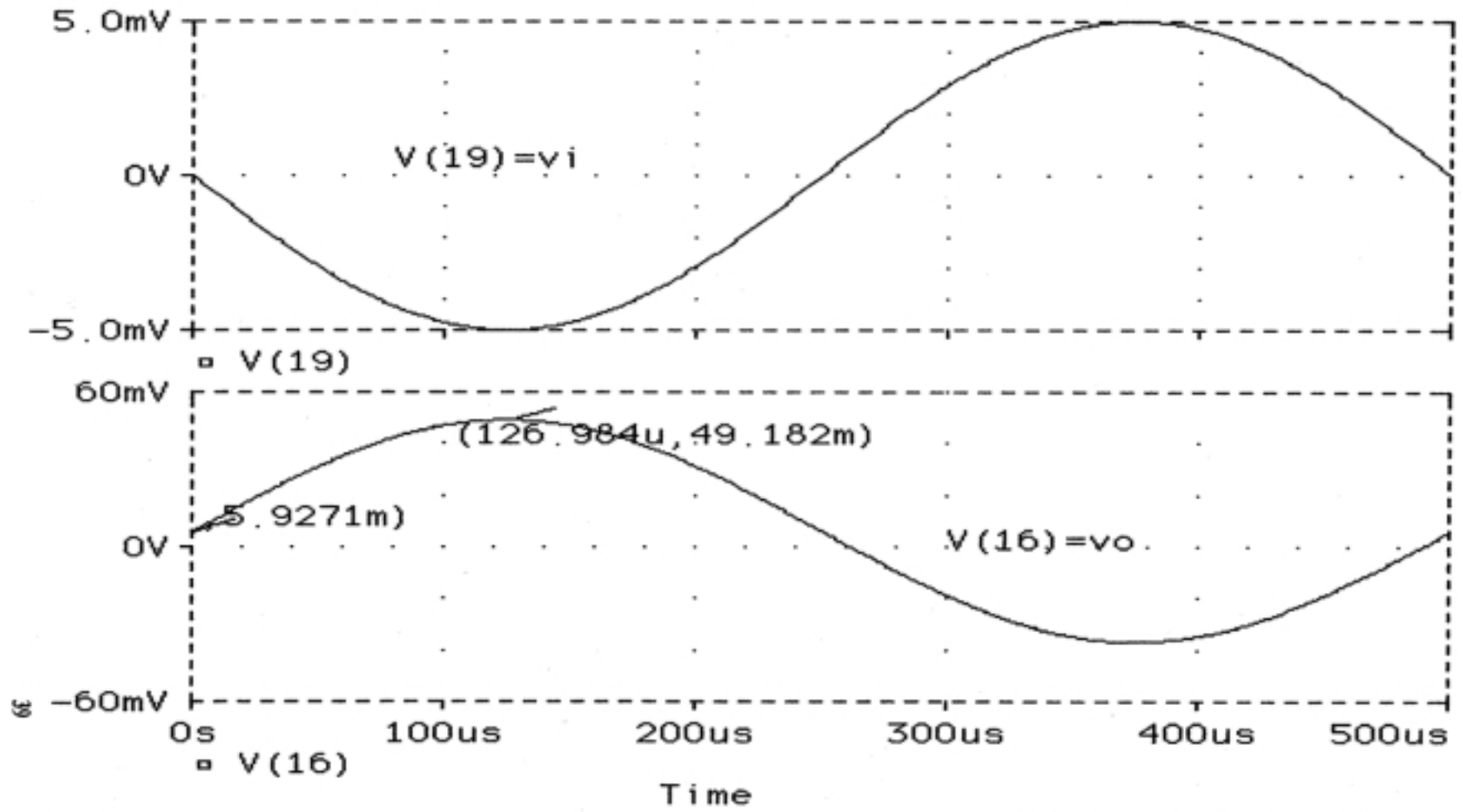


FIGURA 1.7.2

FIGURA 1.7.3

Date/Time run: 06/26/98 15:16:16

Temperature: 27.0

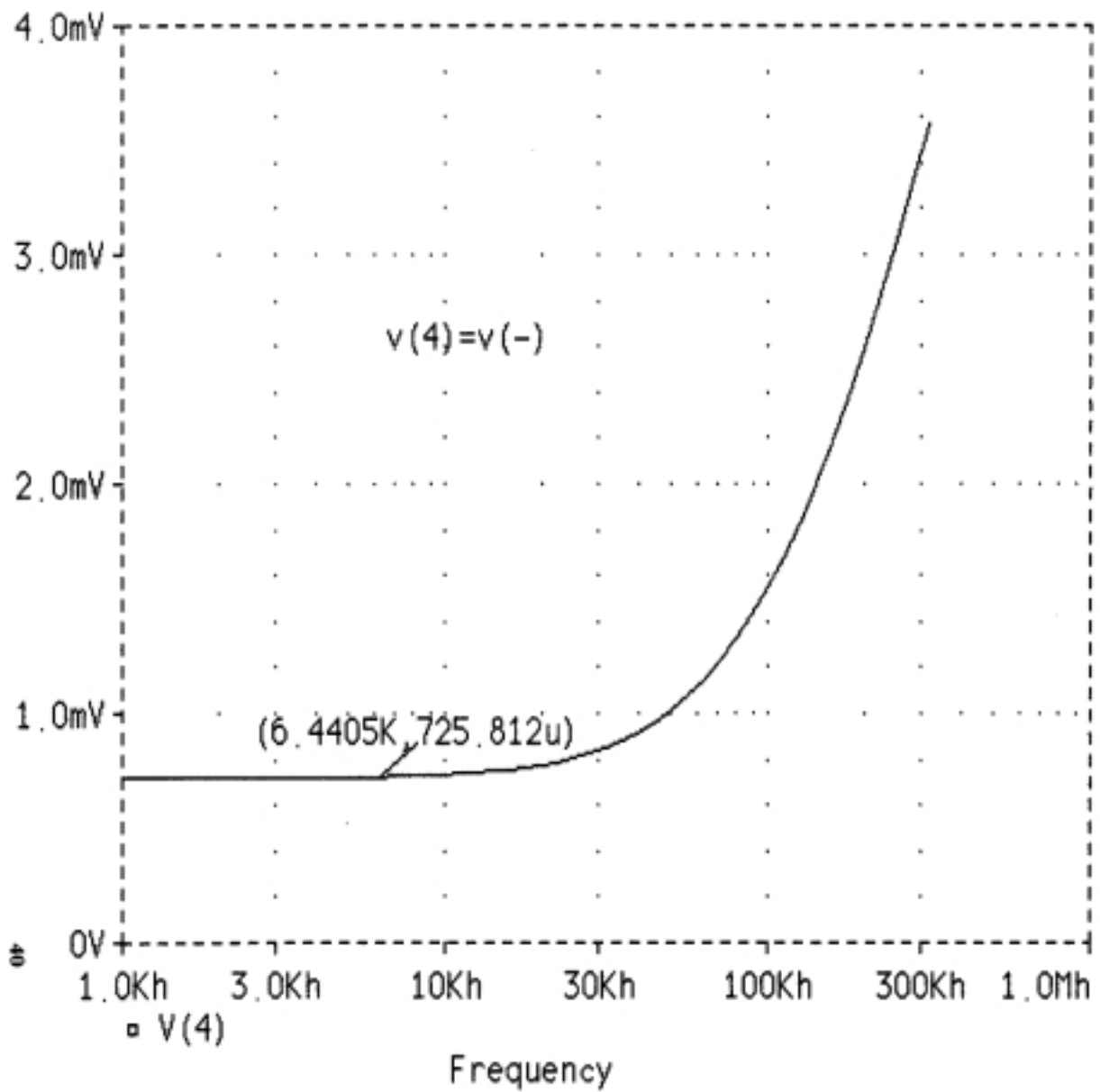


FIGURA 1.7.3.

Referencias:

[1] , [2] , [3] , [4] , [5] , [6] y [31].

CAPÍTULO II.

CARACTERÍSTICAS DEL A.O. I.

2.1 TENSIONES Y CORRIENTES OFFSET.GANANCIA DE

LAZO ABIERTO.

Estas características ya han sido calculadas en apartados anteriores, ya que era necesario su conocimiento para realizar el equilibrado del A.O. y observar su funcionamiento. Se reproducen a continuación, para tenerlas agrupadas con las que posteriormente se calculan:

a) Corriente de polarización de entrada:

$$I_B = 497nA$$

b) Corriente offset de entrada:

$$I_{io} = -34nA$$

c) Tensión offset de entrada:

$$V_{io} = 55mV$$

d) Ganancia de modo diferencial:

$$A_d = 70$$

e) Ganancia de modo común:

$$A_a = 0.374$$

2.2 SLEW-RATE

Se ha comprobado mediante simulación, que el amplificador admite una

tensión máxima de salida de $V_p=4.5V$. A 100Hz la señal de salida no presenta distorsión, pero ésta aumenta con la frecuencia, de manera que, a 20 KHz es apreciable de forma clara.

Teniendo en cuenta la definición de slew-rate,[4], para una entrada senoidal, tendremos que:

$$v_o = V_p \cdot \text{sen } \omega t$$

$$SR = \left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{max}$$

$$SR = V_p \cdot \omega \cdot \cos \omega t \Big|_{\omega t=0}$$

$$SR = V_p \cdot \omega$$

Para $V_p=4.5$ voltios y la frecuencia de 20KHz:

$$SR = 0.5652 \frac{V}{\mu s}$$

Se han realizado simulaciones para diferentes frecuencias que pueden observarse desde la figura 2.2.1 a la 2.2.7. Las frecuencias utilizadas han sido, además de las dos mencionadas, 1KHz, 6KHz, 8KHz, 10KHz y 15KHz.

Es a partir de la frecuencia de 8KHz cuando se hace visible la distorsión de la señal de salida, tanto en la parte positiva como negativa de la señal, a su paso por el nivel cero de tensión.

FIGURA 2,2,1

Date/Time run: 06/26/98 17:38:48

Temperature: 27.0

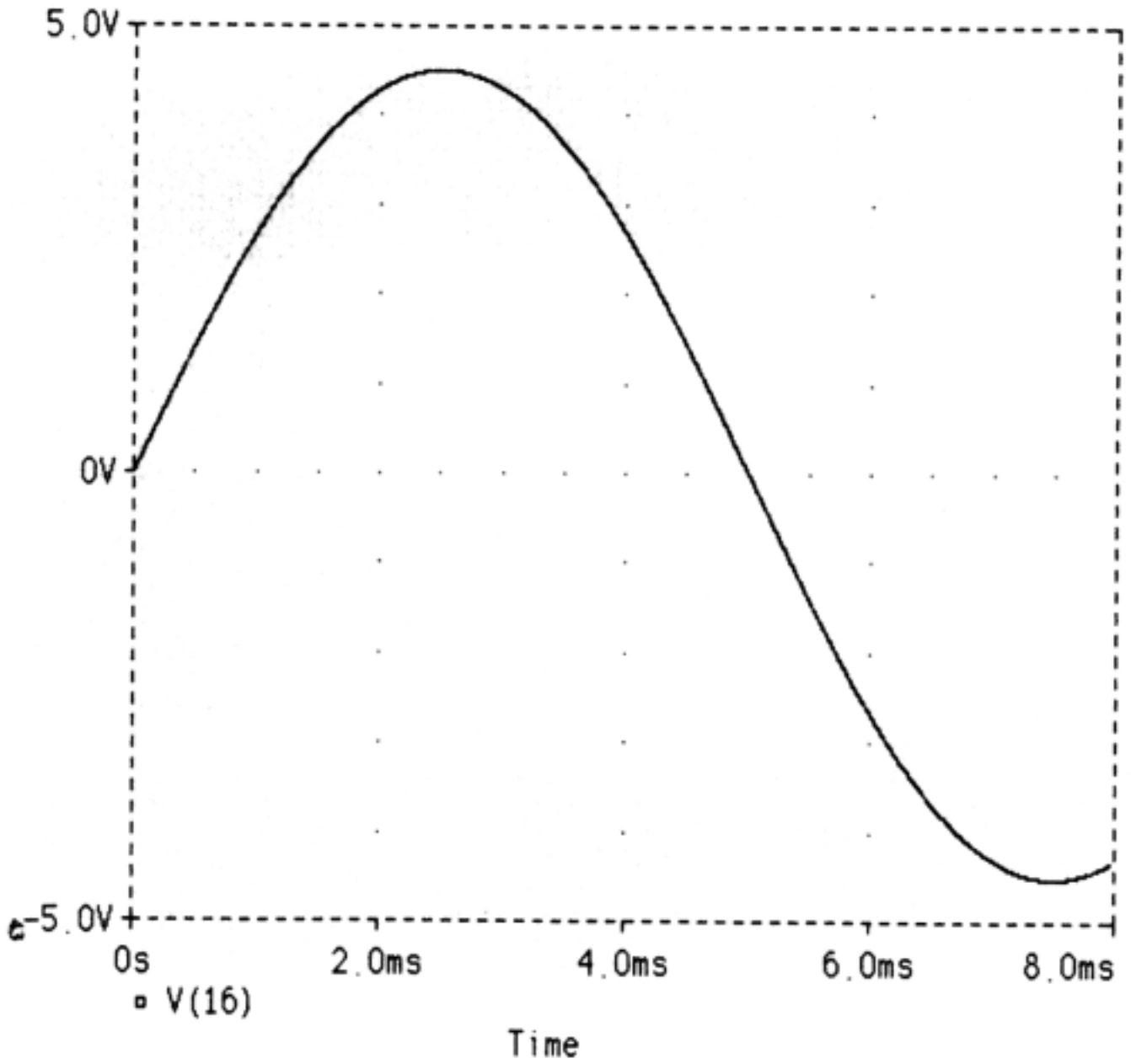


FIGURA 2.2.1.

FIGURA 2.2.2

Date/Time run: 06/26/98 17:47:39

Temperature: 27.0

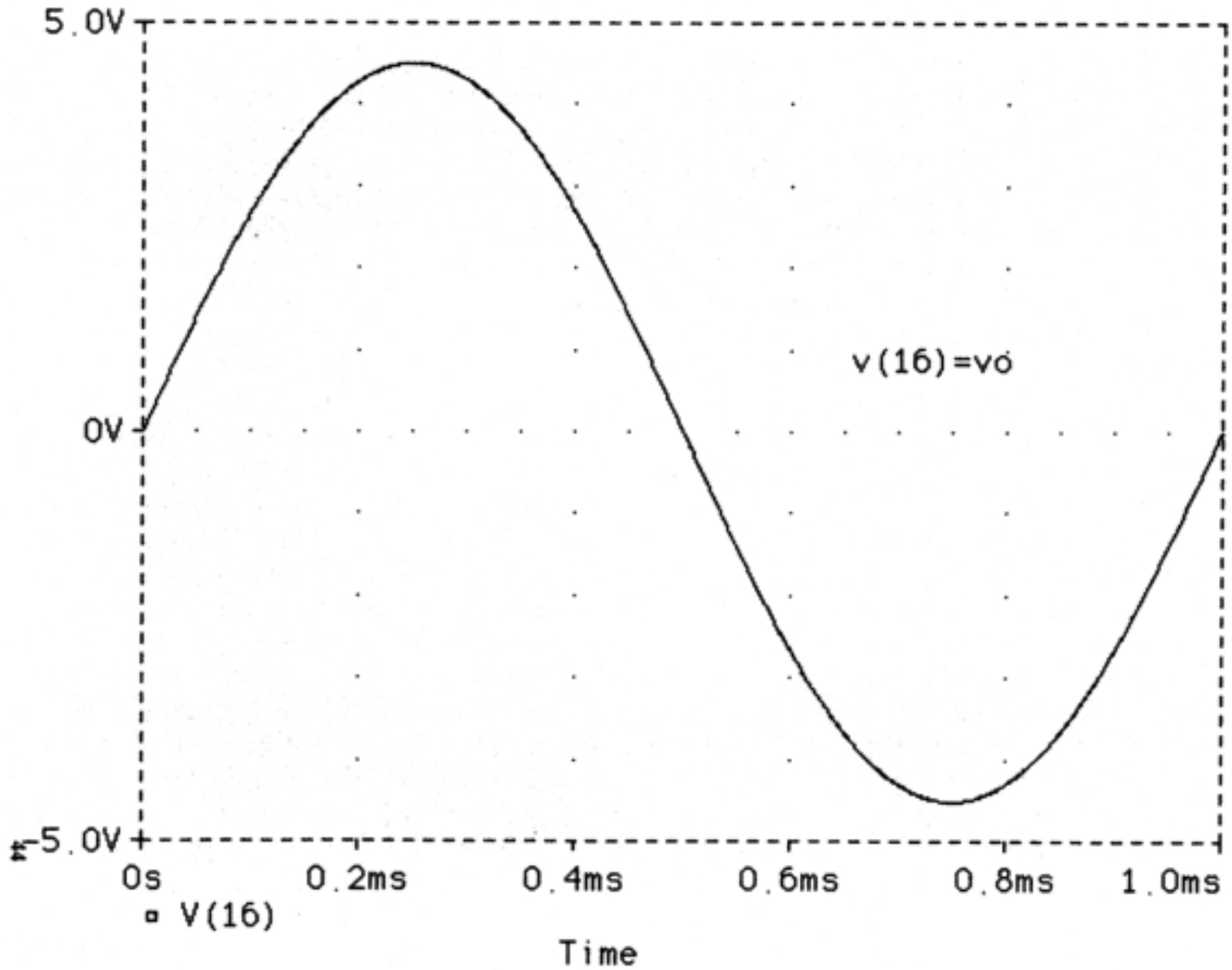


FIGURA 2.2.3

Date/Time run: 06/26/98 18:05:48

Temperature: 27.0

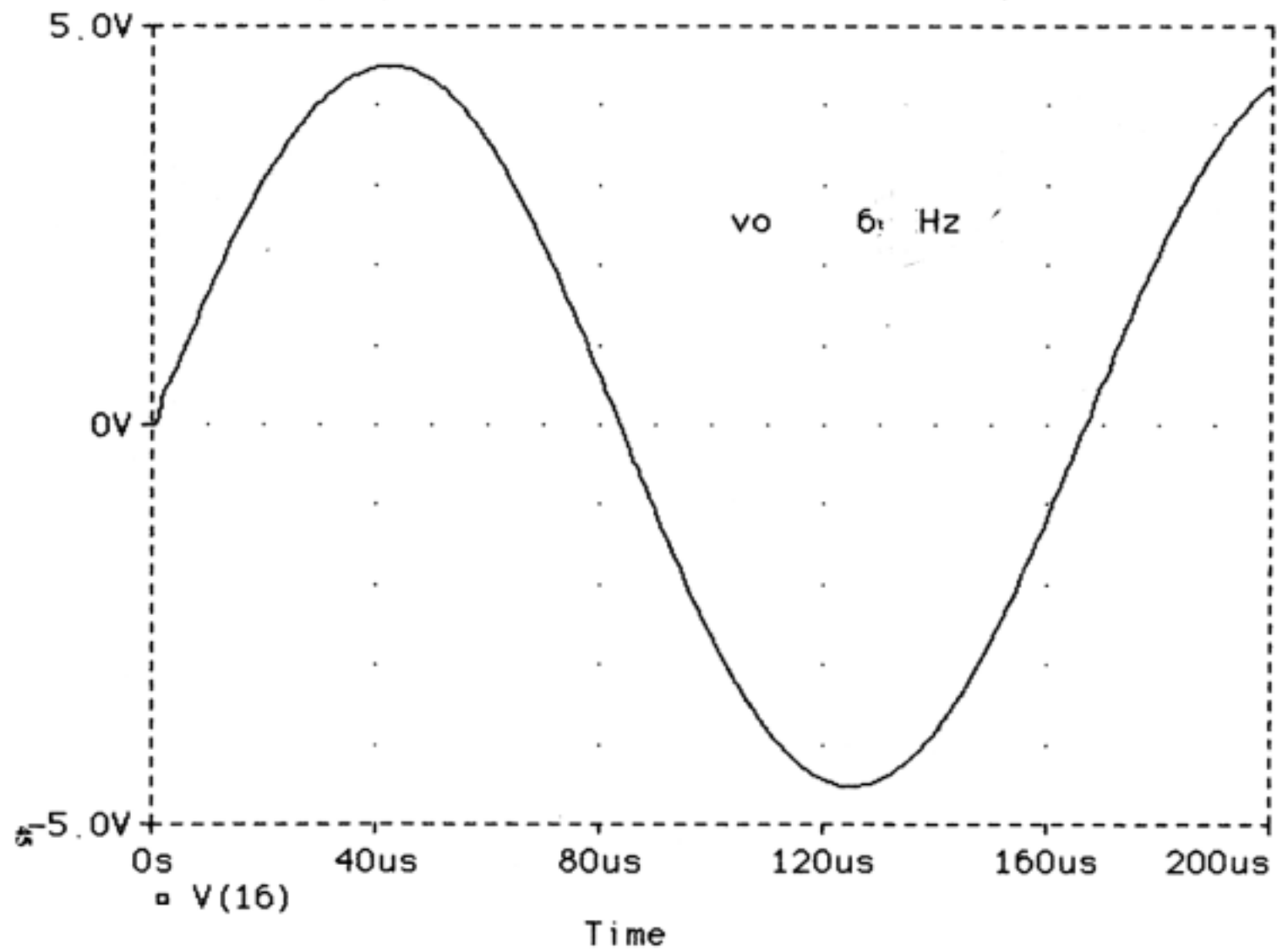


FIGURA 2.2.3.

FIGURA 2.2.4

Date/Time run: 06/26/98

18:15:31

Temperature: 27.0

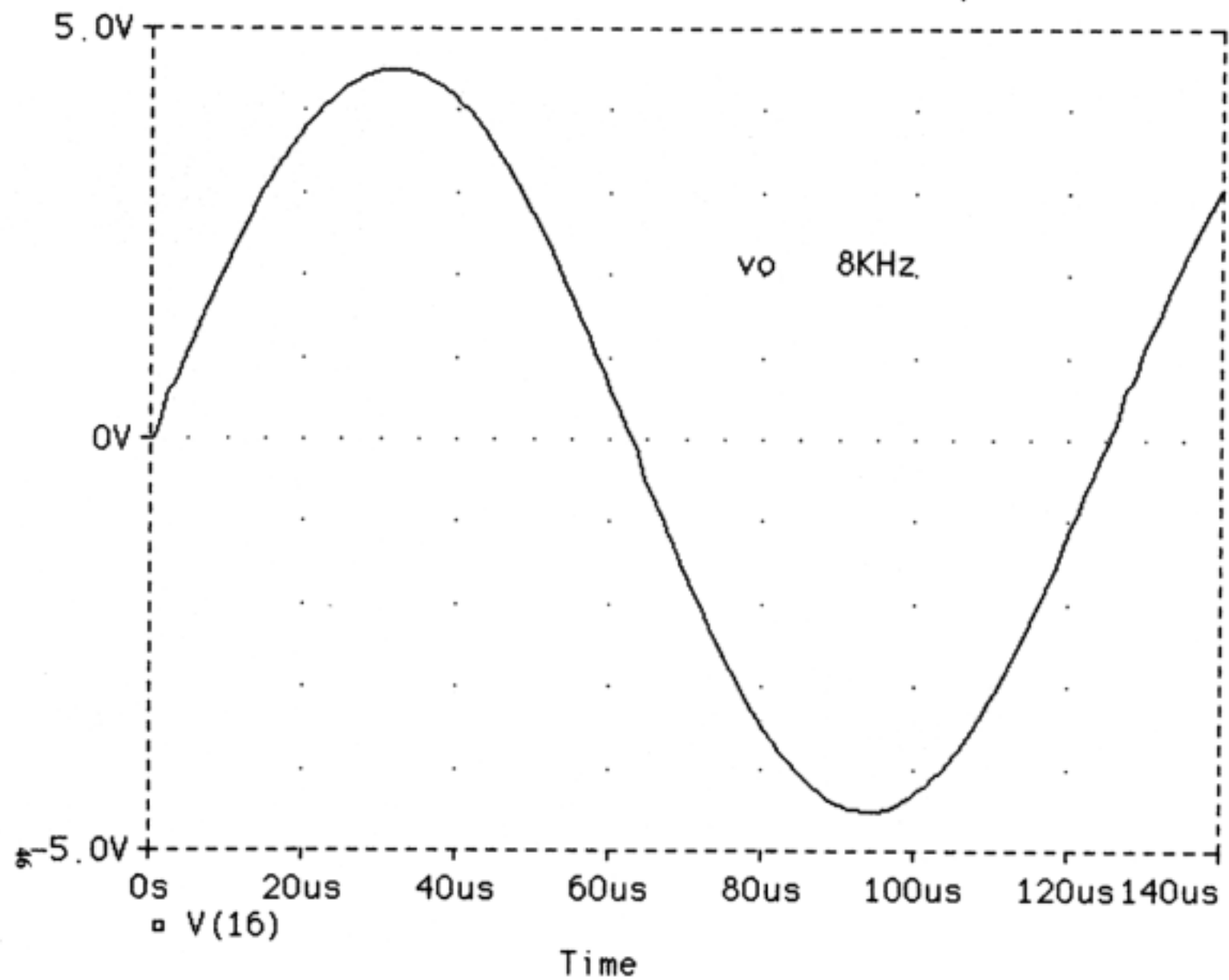


FIGURA 2.2.4

FIGURA 2.2.5

Date/Time run: 06/26/98 18:21:14

Temperature: 27.0

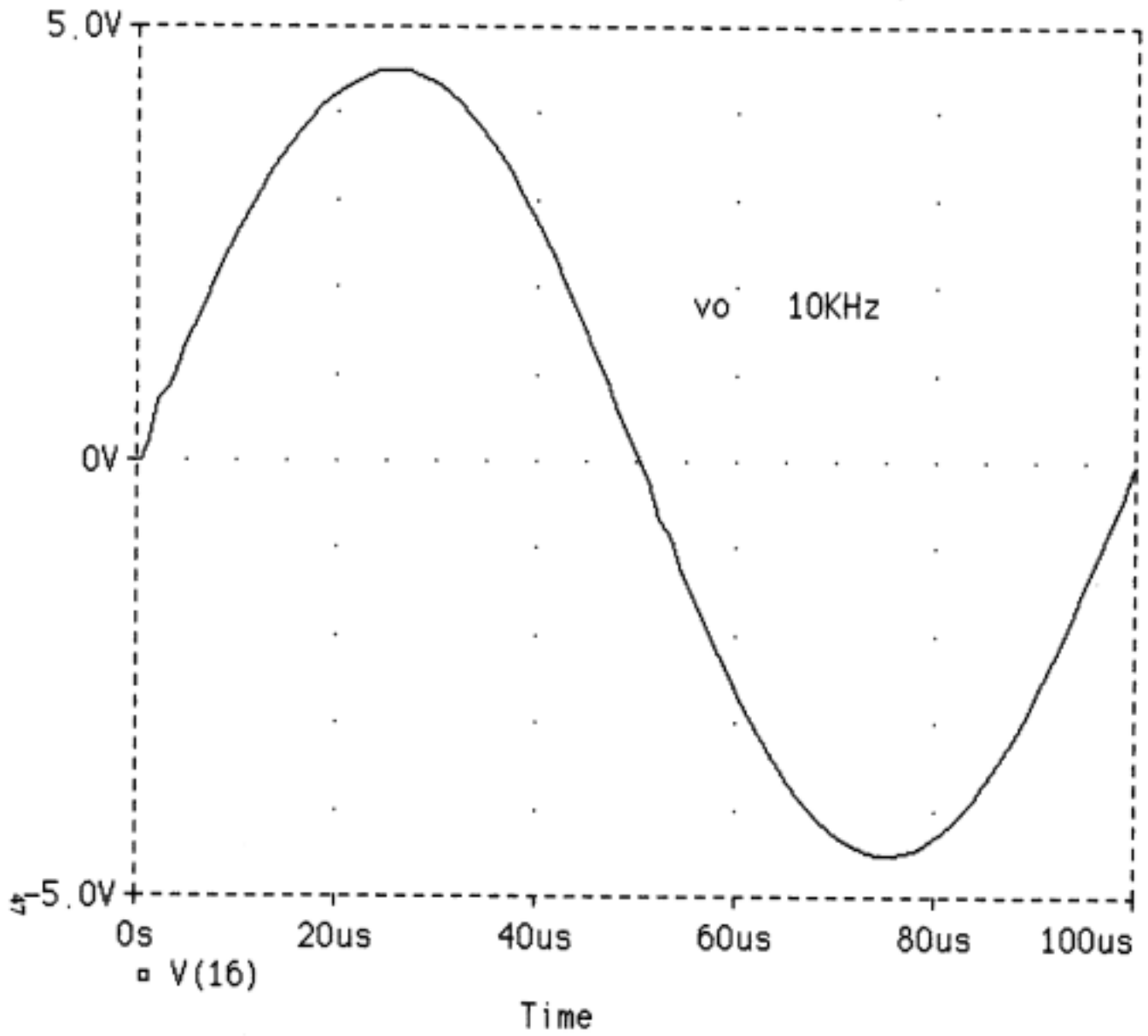


FIGURA 2.2.5

FIGURA 2.2.6

Date/Time run: 06/26/98 18:55:47

Temperature: 27.0

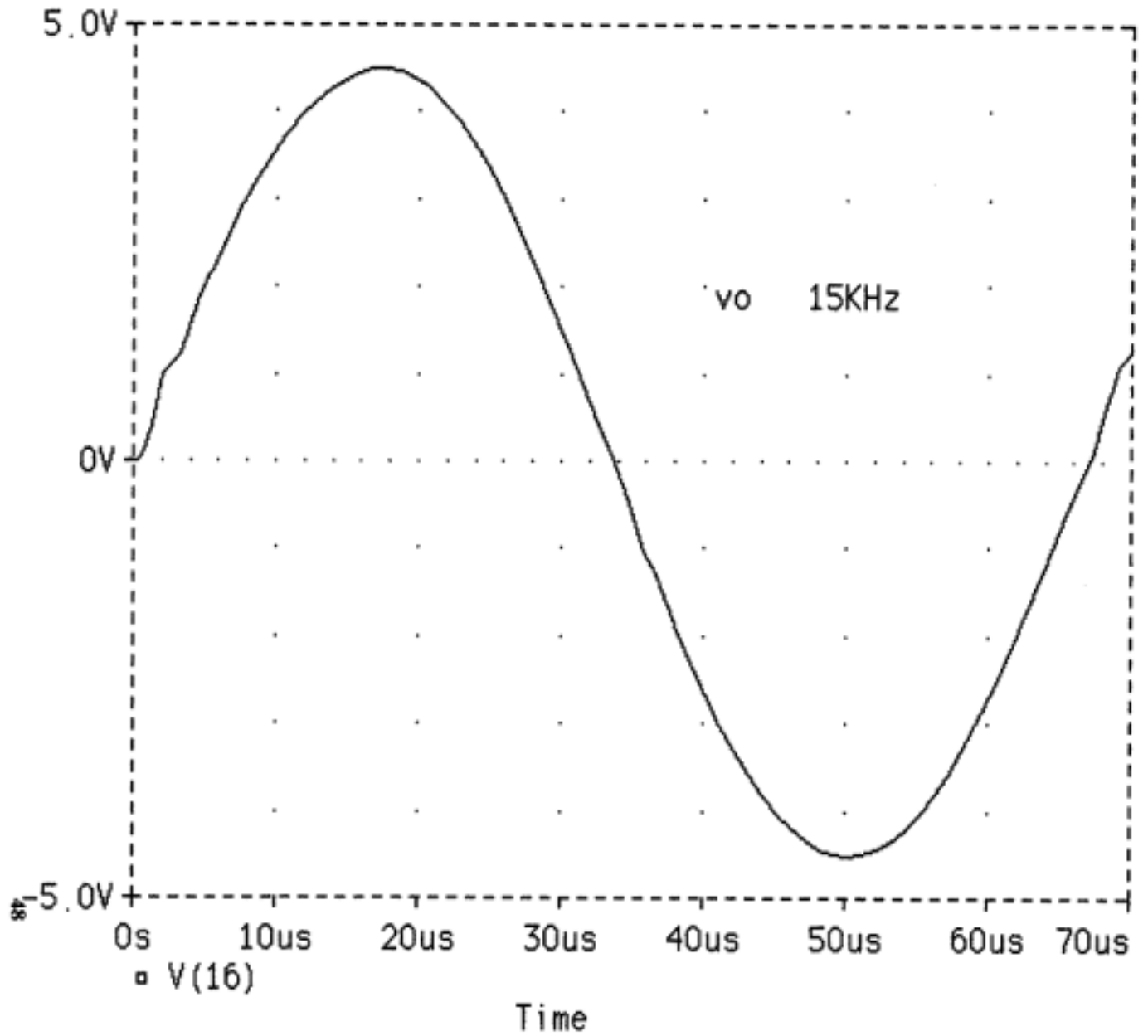


FIGURA 2.2.6.

FIGURA 2.2.7

Date/Time run: 06/26/98

19:15:03

Temperature: 27.0

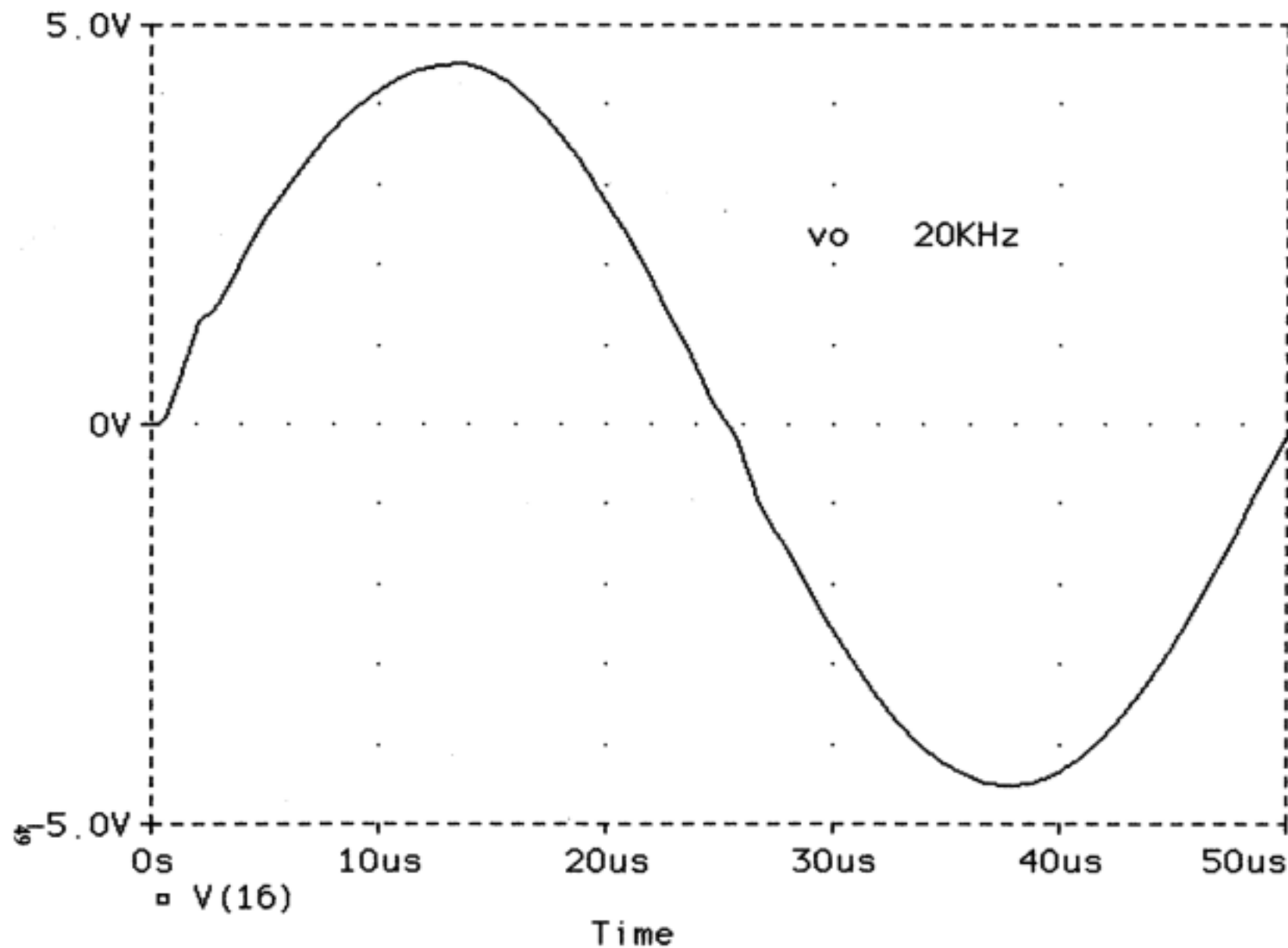


FIGURA 2.2.7.

2.3 RESISTENCIAS DE ENTRADA Y SALIDA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

La figura representa el circuito equivalente de un amplificador inversor. Al tratarse de un operacional real se han representado las resistencias de entrada y salida, que tendrán valores finitos, la masa virtual no es 0V. y habrá un error en la tensión de salida, con respecto al valor previsto en el caso ideal.

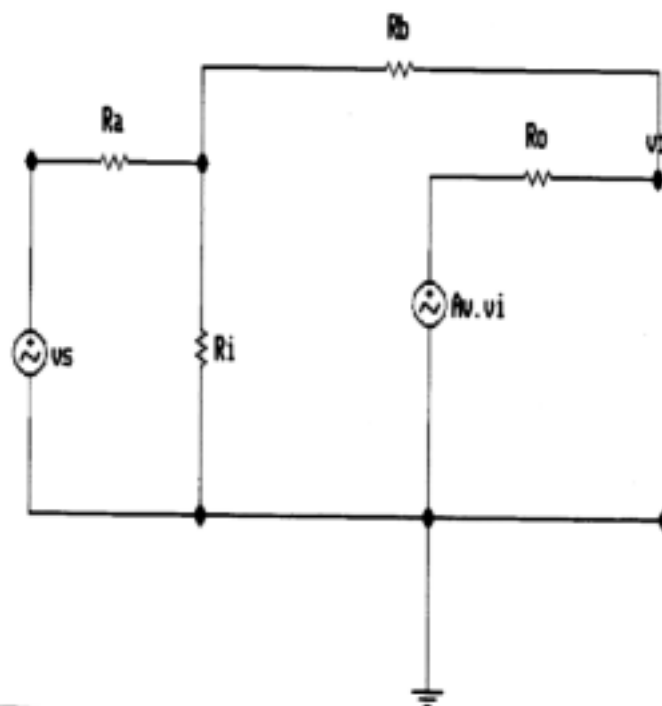


FIGURA 2.3.1

La resistencia de entrada , la calcularemos teniendo en cuenta que:

$$h_{fe1} = 129 ; I_{CQ1} = 48.8 \mu A, h_{ie1} = h_{fe1} \cdot \frac{V_T}{I_{CQ1}} = 66 K\Omega, \text{ para } V_T = 25 mV$$

$$I_{CQ2} = 51.8 \mu A, h_{ie2} = \frac{V_T}{I_{CQ2}} = 482 \Omega = 0.482 K\Omega$$

$$R_i \approx h_{ie1} + h_{fe1} \cdot h_{ie2} = 66 K\Omega + 129 \cdot 0.482 K\Omega = 128 K\Omega$$

El resultado de la simulación es:

$$v_i = v(R_i) = v(-) - v(+) = v(4) = 7.2 mV$$

$$i_b(Q1) = 59.2 nA$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_b(Q1)} = 121.8 K\Omega$$

Para una señal de entrada , v_s , de 50 milivoltios de amplitud.

Para calcular la resistencia de salida R_o , tendremos en cuenta el valor de las resistencias R_{c4} , R_{c5} y R_{e5} reflejado en los emisores de Q4 y Q5, respectivamente, es decir:

$$\frac{R_{c5} // R_{c4} // R_{e5}}{h_{fe4}} \text{ o } \frac{R_{c5} // R_{c4} // R_{e5}}{h_{fe5}}, \text{ para Q4 y Q5. El valor del paralelo es:}$$

$$R_{c5} // R_{c4} // R_{e5} = 57 K\Omega$$

Siendo $h_{fe4} = 78$ y $h_{fe5} = 137$. Los valores son 0.73 y 0.41 Kilohmios [18].

Además:

$$h_{o4} = \frac{V_T}{I_{CQ4}} = \frac{25mV}{0.00135mA} = 18.5K\Omega$$

$$h_{o5} = \frac{V_T}{I_{CQ5}} = \frac{25mV}{0.001mA} = 25K\Omega$$

Ro será aproximadamente $R_o \approx 0.5K\Omega + (h_{o4} / h_{o5}) = 11.13k\Omega$. Valor que habrá que mejorar más adelante, haciéndolo mucho menor. Si el amplificador operacional fuera ideal, tendría que cumplirse:

$$A_{v1} = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_o}{R_i} = -10, \text{ para } v_i = 50mV \quad v_o = -500mV$$

Sin embargo la salida resulta ser $v_o = 420mV$.

Si no existiese realimentación, la tensión de salida para una entrada de 7.2 millivoltios debería ser:

$$v_o = A_v \cdot v_i = -125 \cdot 7.2mV = -900mV$$

$$\text{Siendo: } v_i = v(-) - v(+)$$

El valor de la corriente en la red de realimentación resulta:

$$i(R_i) \approx i(R_o) = 42.7\mu A$$

Por lo tanto, el valor real de v_o será:

$$v_o = A_v \cdot v_i + i(R_o) \cdot R_o = -900mV + 42.7\mu A \cdot 11.13K\Omega = -424.7mV$$

En la figura 2.3.2 se han representado la señales de entrada y salida en función del tiempo. En la figura 2.3.3 se pueden observar la señales de salida y $v_i = v(-) - v(+)$ obtenidas, en función de la frecuencia, comprobándose que son los valores previstos. La resistencia R_i y la corriente $i(R_i)$ están representadas en la figura 2.3.4. En la figura 2.3.5 $i(R_o)$ es casi igual a $i(R_i)$, y a su vez es igual a

la suma $i_c(Q4) + i_c(Q5)$. Por último en 2.3.6, se representan las corrientes de colector de Q4 y Q5 para comprobar que la polarización del A.O. se mantiene prácticamente inalterable pese a la realimentación.

FIGURA 2.3.2

Date/Time run: 06/27/98

17:08:08

Temperature: 27.0

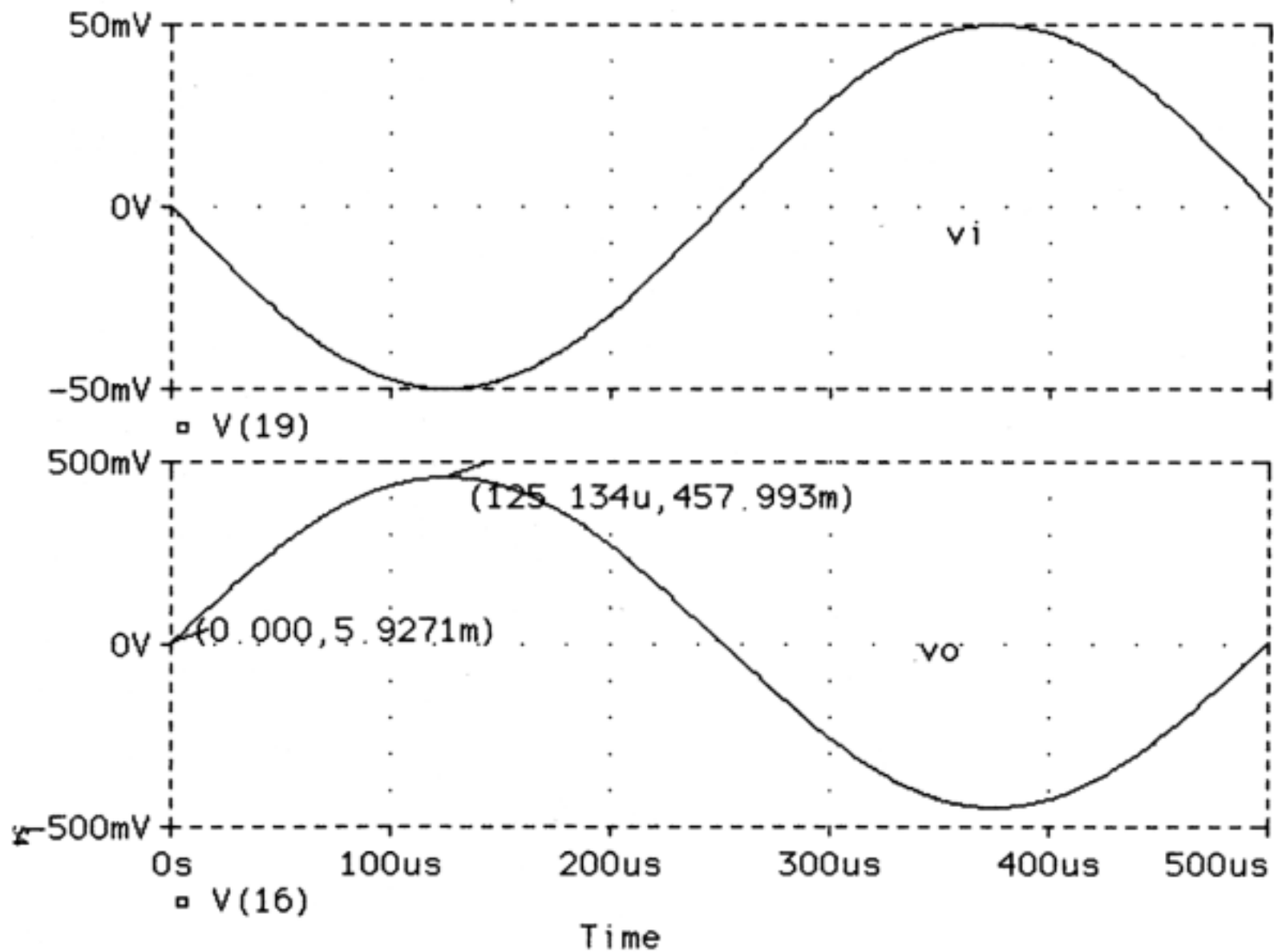


FIGURA 2.3.2

FIGURA 2.3.3

Date/Time run: 06/27/98 17:08:08

Temperature: 27.0

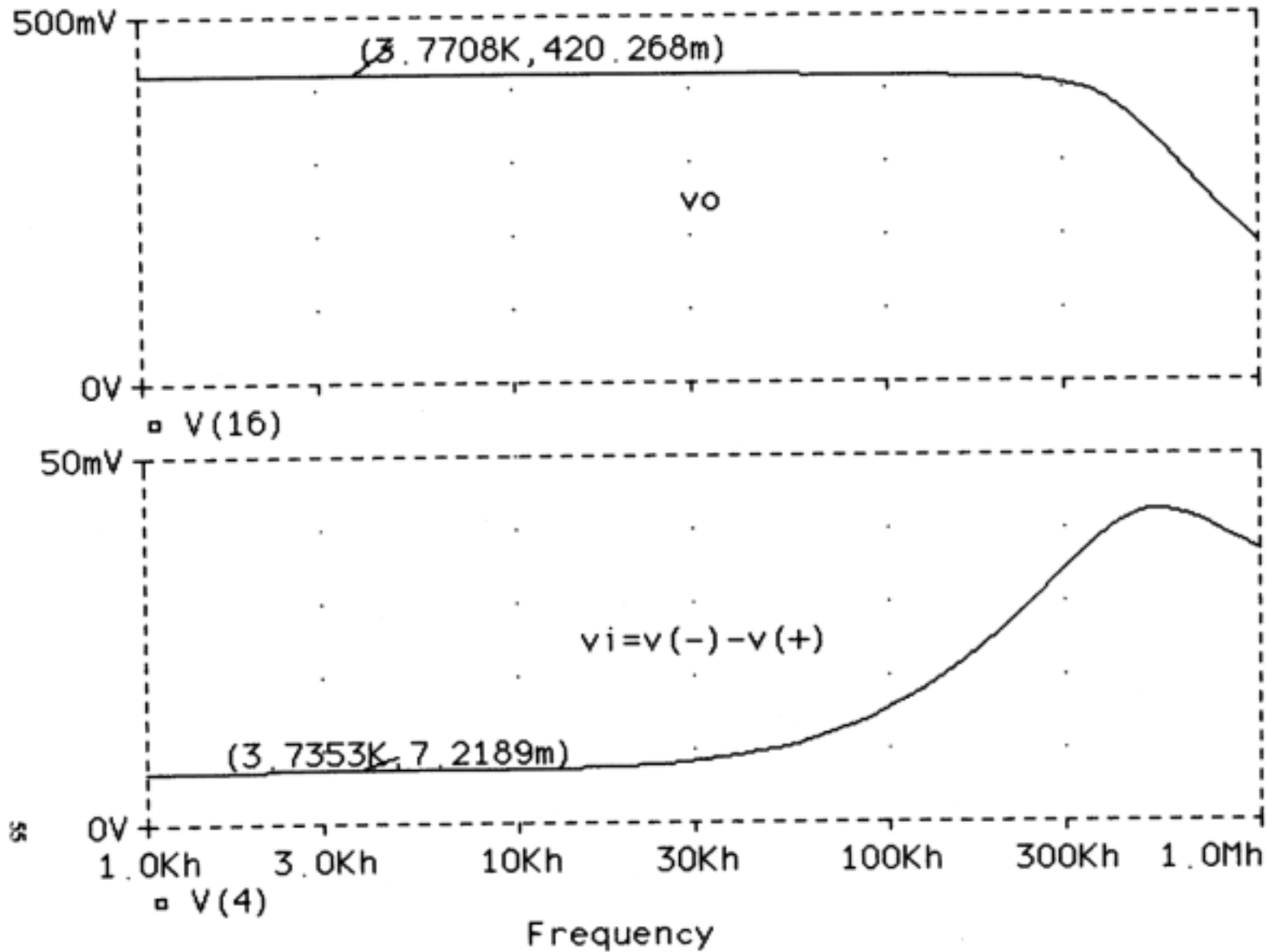


FIGURA 2.3.3.

FIGURA 2.3.4

Date/Time run: 06/27/98

17:08:08

Temperature: 27.0

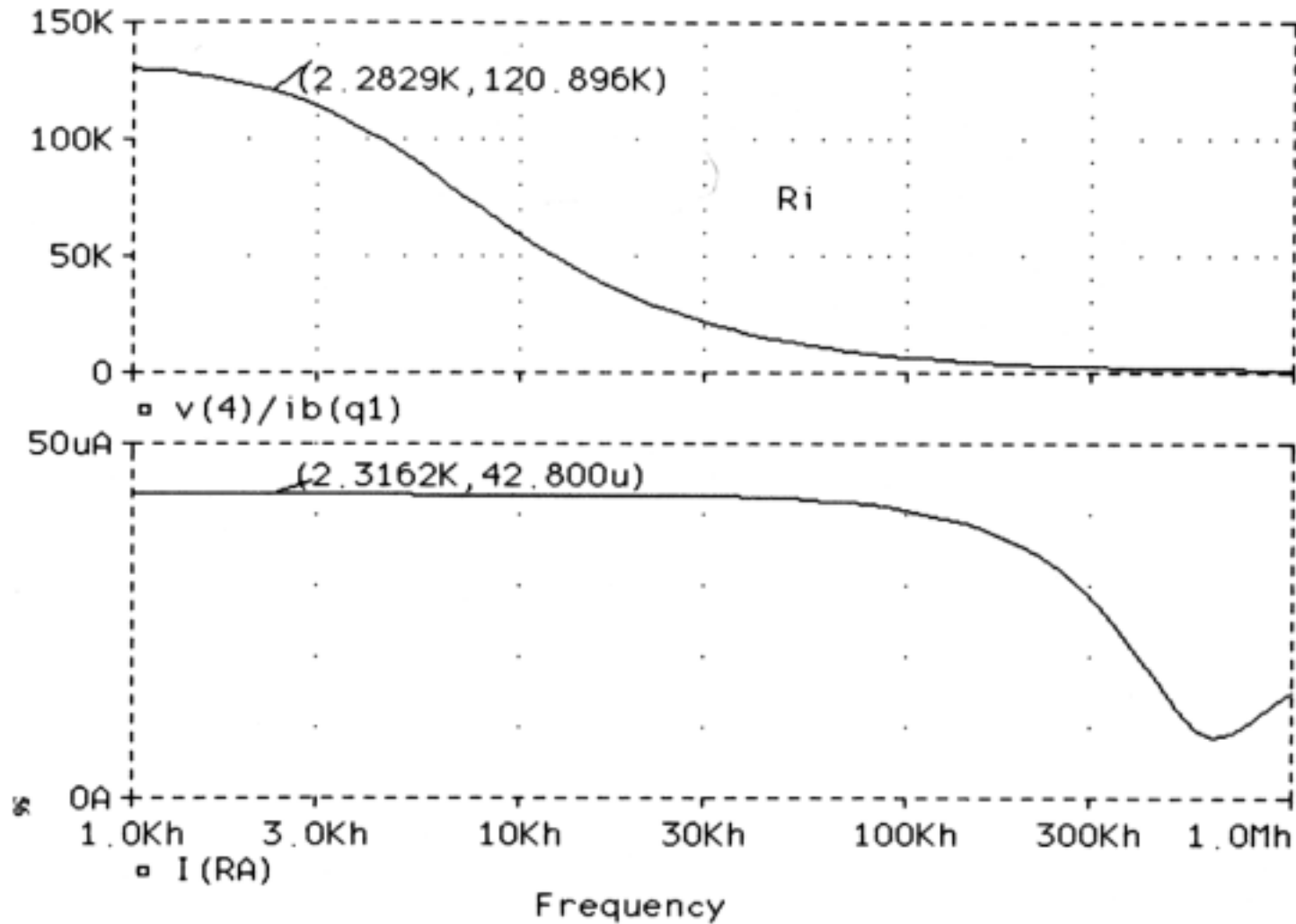


FIGURA 2.3.4

FIGURA 2.3.5.

Date/Time run: 06/27/98 17:08:08

Temperature: 27.0

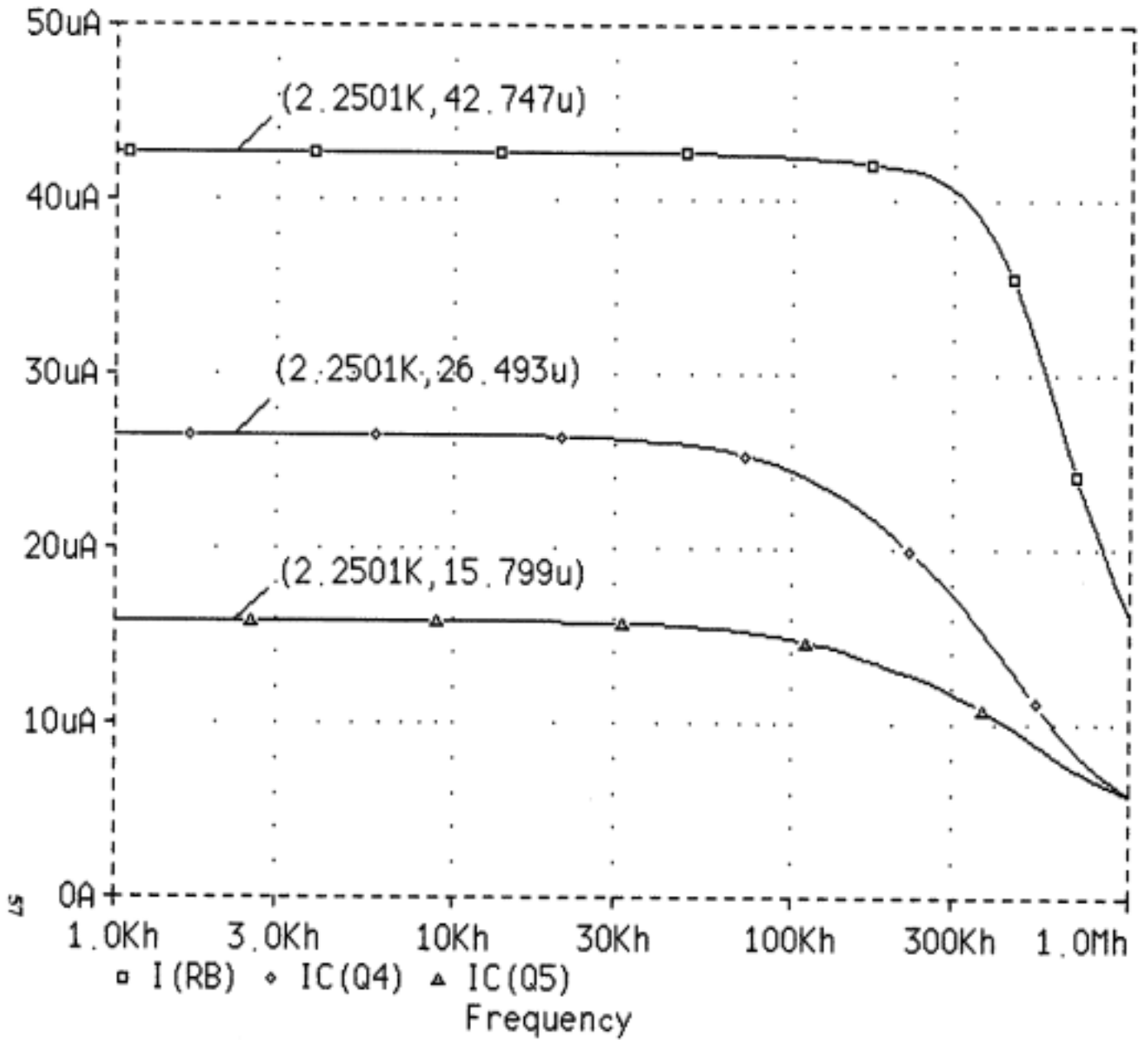


FIGURA 2.3.5.

FIGURA 2.3.6

Date/Time run: 06/27/98

17:08:08

Temperature: 27.0

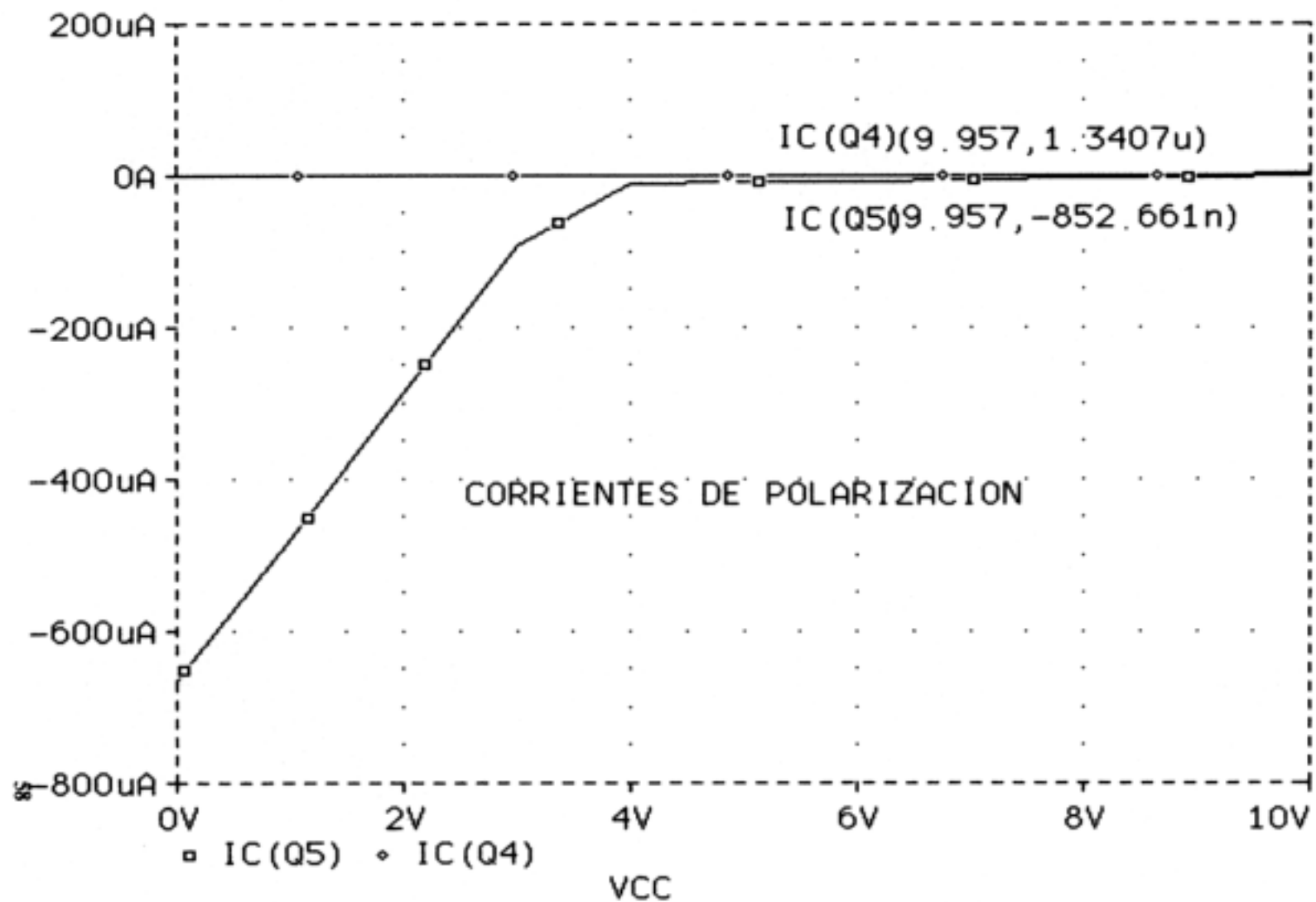


FIGURA 2.3.6

2.4 RISE-TIME Y OVERSHOOT

Para determinar estas dos características del A.O. usamos el circuito seguidor de tensión de la figura:

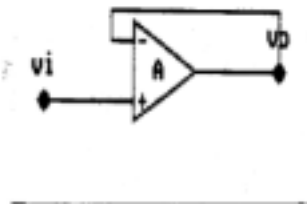


Figura 2.4.1

Se utiliza este circuito porque tiene ganancia unidad, lo que permite comparar directamente las señales de entrada y salida, además, debido a la ausencia de componentes externos, la respuesta transitoria solo es función del A.O.[6].

La simulación se ha realizado utilizando un tren de impulsos, de 300 milivoltios de amplitud, para diferentes frecuencias.

Para una frecuencia de 2000Hz, el valor de la salida se estabiliza en 294 milivoltios y el Rise-Time se obtendrá como indicamos a continuación

EL 10% de v_o es 29.4 milivoltios, que se alcanza en un tiempo de 14.7 nanosegundos, el 90% de la salida, 264 milivoltios, se alcanza en un tiempo de 265.4 nanosegundos. Por lo tanto, el tiempo de subida (Rise-Time) resulta 250.7 nanosegundos, lo mismo ocurre para 20kHz, 40kHz y 100kHz, sin embargo, para

la última frecuencia la distorsión de la señal de salida es grande con respecto a la de entrada , ya que esta frecuencia es la más próxima a la de los dos polos, complejos conjugados, que tiene el amplificador. Se trata de un caso de subamortiguamiento.

El Overshoot , valor de pico de tensión, en tanto por ciento, en que sobrepasó la salida al valor permanente , resulto ser el 8.84% , es decir , 26 milivoltios.

Los resultados pueden verse desde la figura 2.4.2 a la 2.4.9, de las páginas siguientes.

El listado de la simulación es:

*RISE-TIME

RB 4 16 1

RC1 1 2 70K

VCOL1 2 3 DC 0

Q1 3 4 5 TRANN1

RE 5 6 93K

VEE 0 6 10V

Q2 8 7 5 TRANN2

RC2 1 9 70K

VCC 1 0 10V

VCOL2 9 8 DC 0

Q3 11 12 13 TRANP

RE3 13 1 26.4K

FIGURA 2.4.2

Date/Time run: 07/09/98

15:51:42

Temperature: 27.0

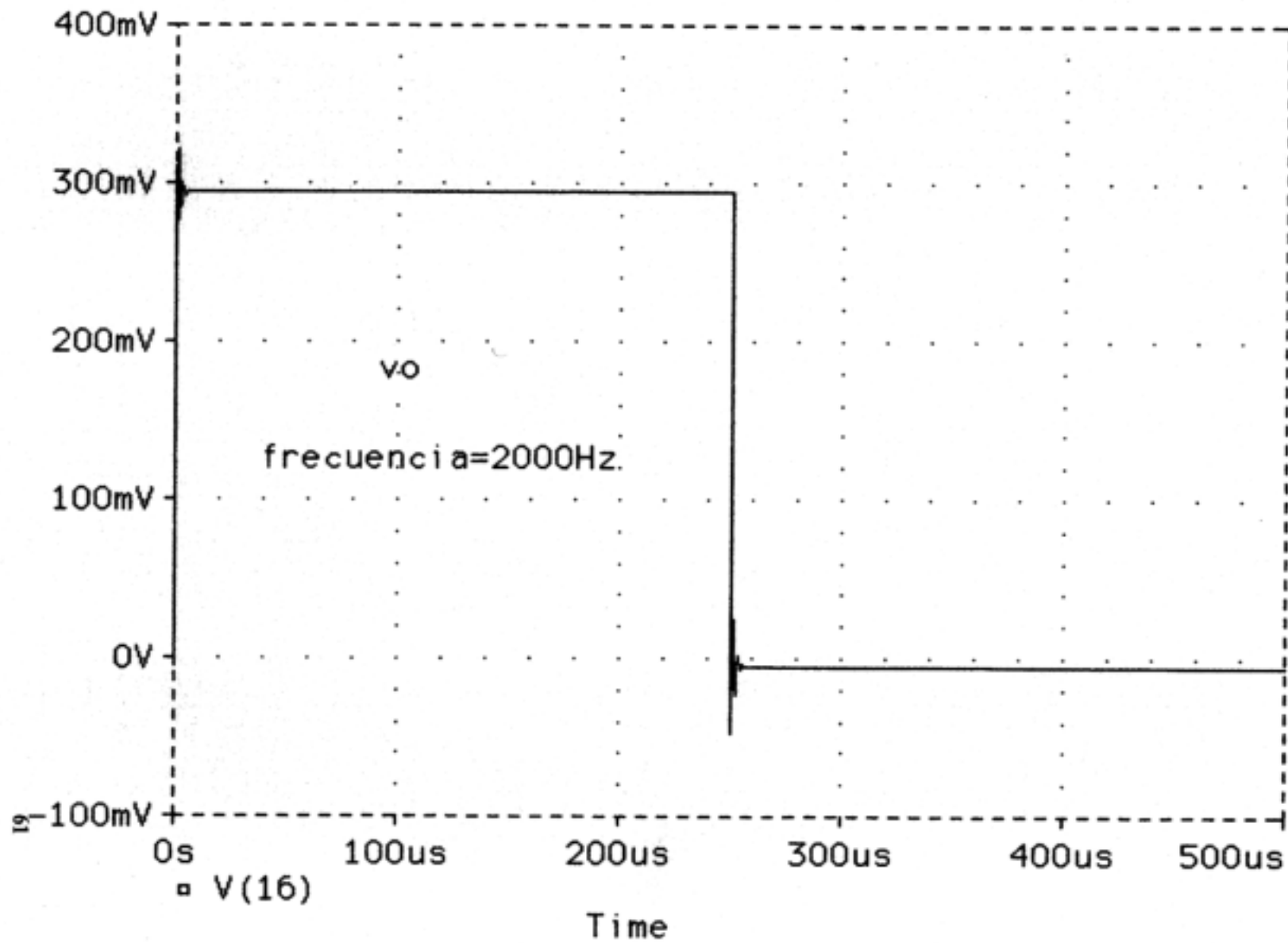


FIGURA 2.4.2

FIGURA 2.4.3

Date/Time run: 07/09/98

15:51:42

Temperature: 27.0

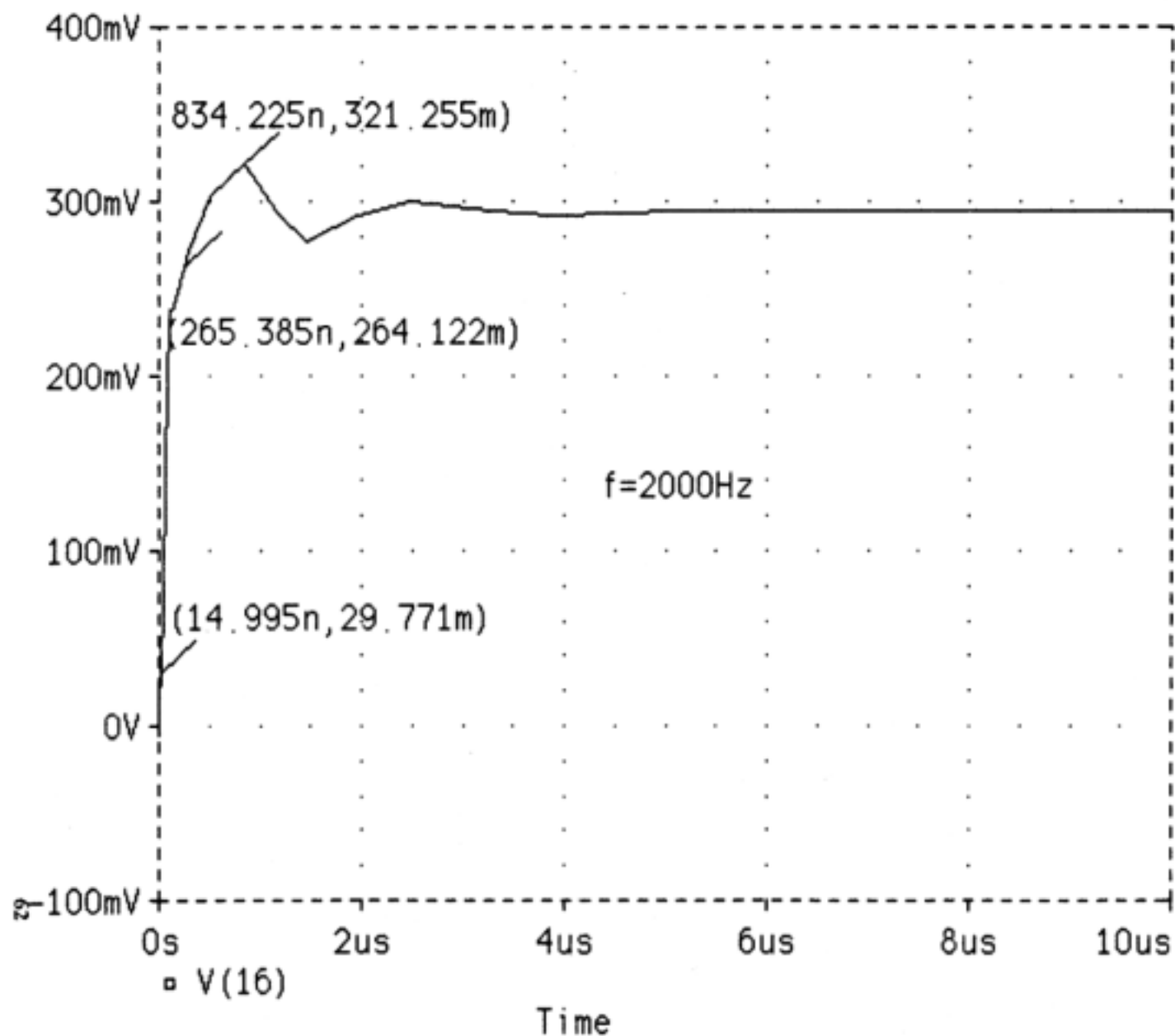


FIGURA 2.4.3.

FIGURA 2.4.4

Date/Time run: 07/09/98 16:06:47

Temperature: 27.0

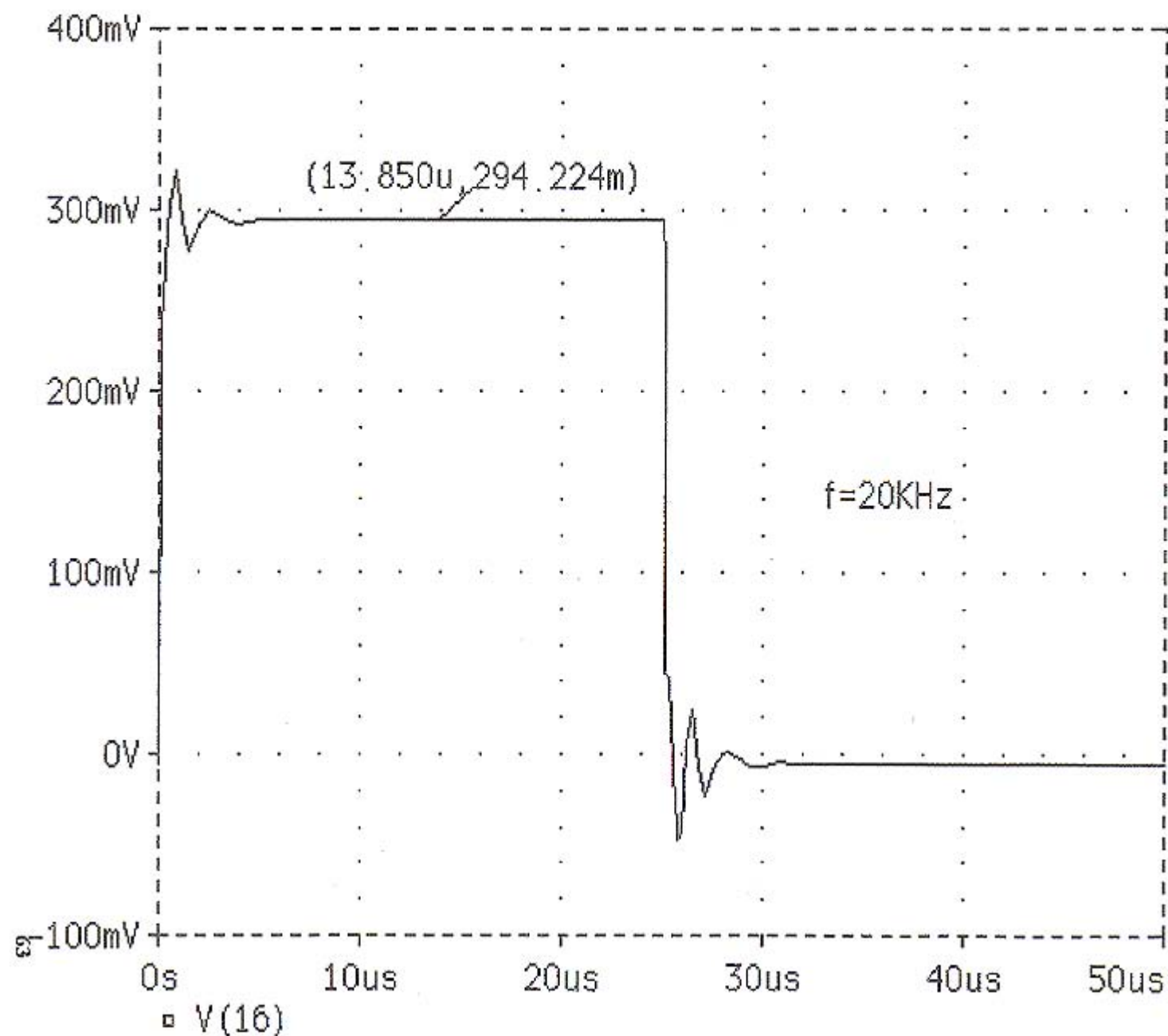


FIGURA 2.4.4

FIGURA 2.4.5

Date/Time run: 07/09/98

16:06:47

Temperature: 27.0

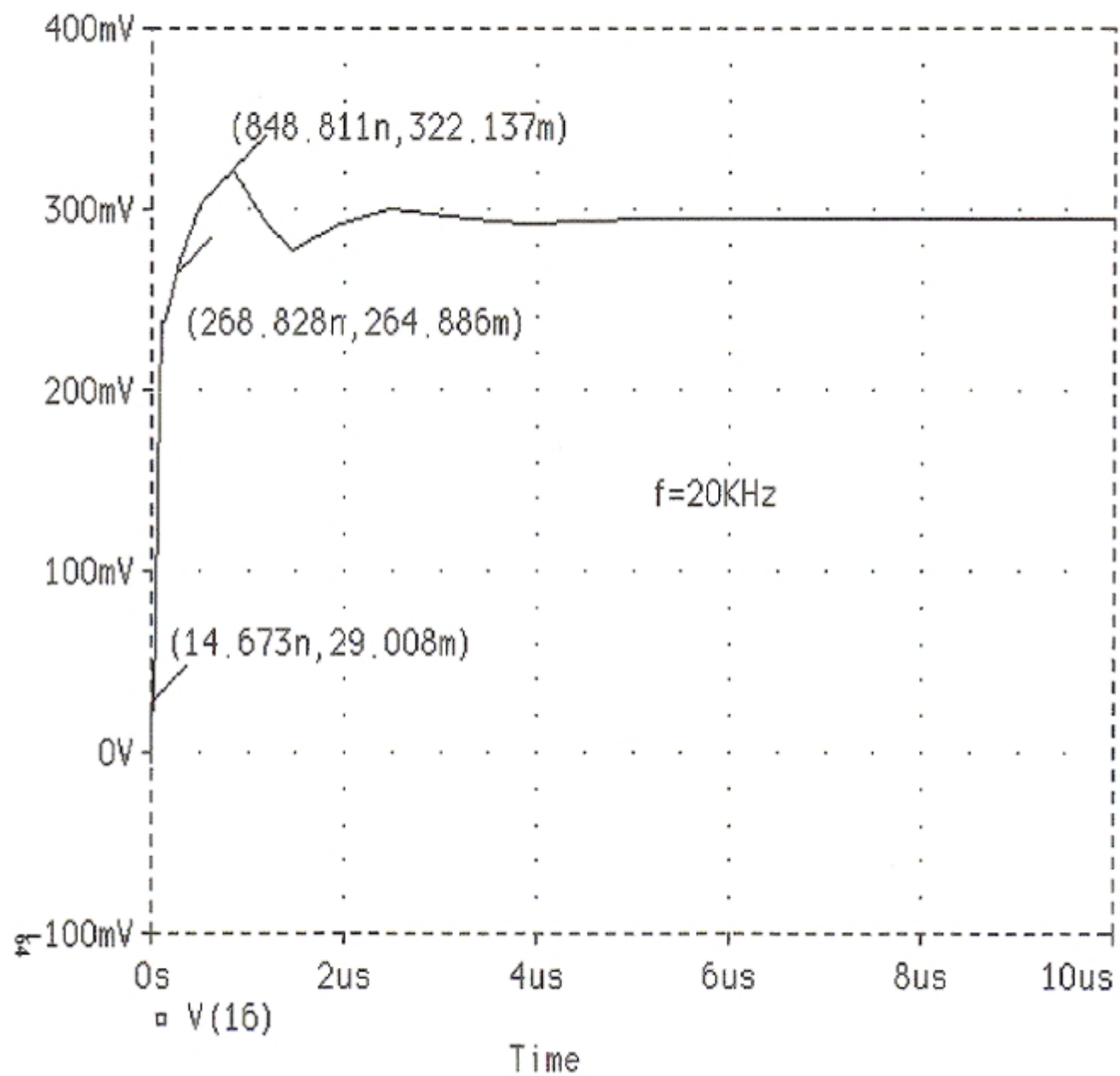


FIGURA 2.4.5.

FIGURA 2.4.6

Date/Time run: 07/09/98 16:26:04

Temperature: 27.0

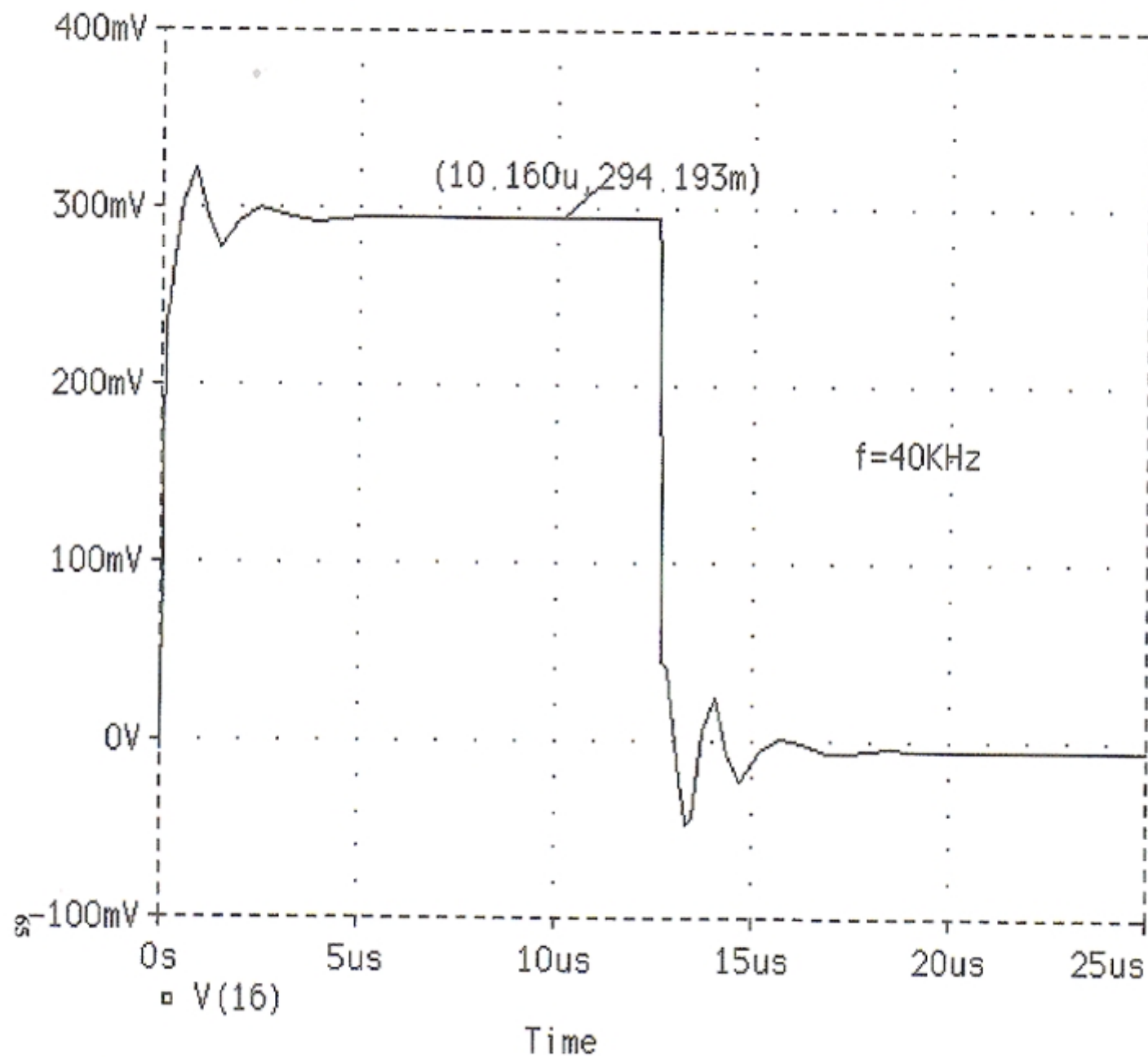


FIGURA 2.4.6.

FIGURA 2.4.7

Date/Time run: 07/09/98 16:26:04

Temperature: 27.0

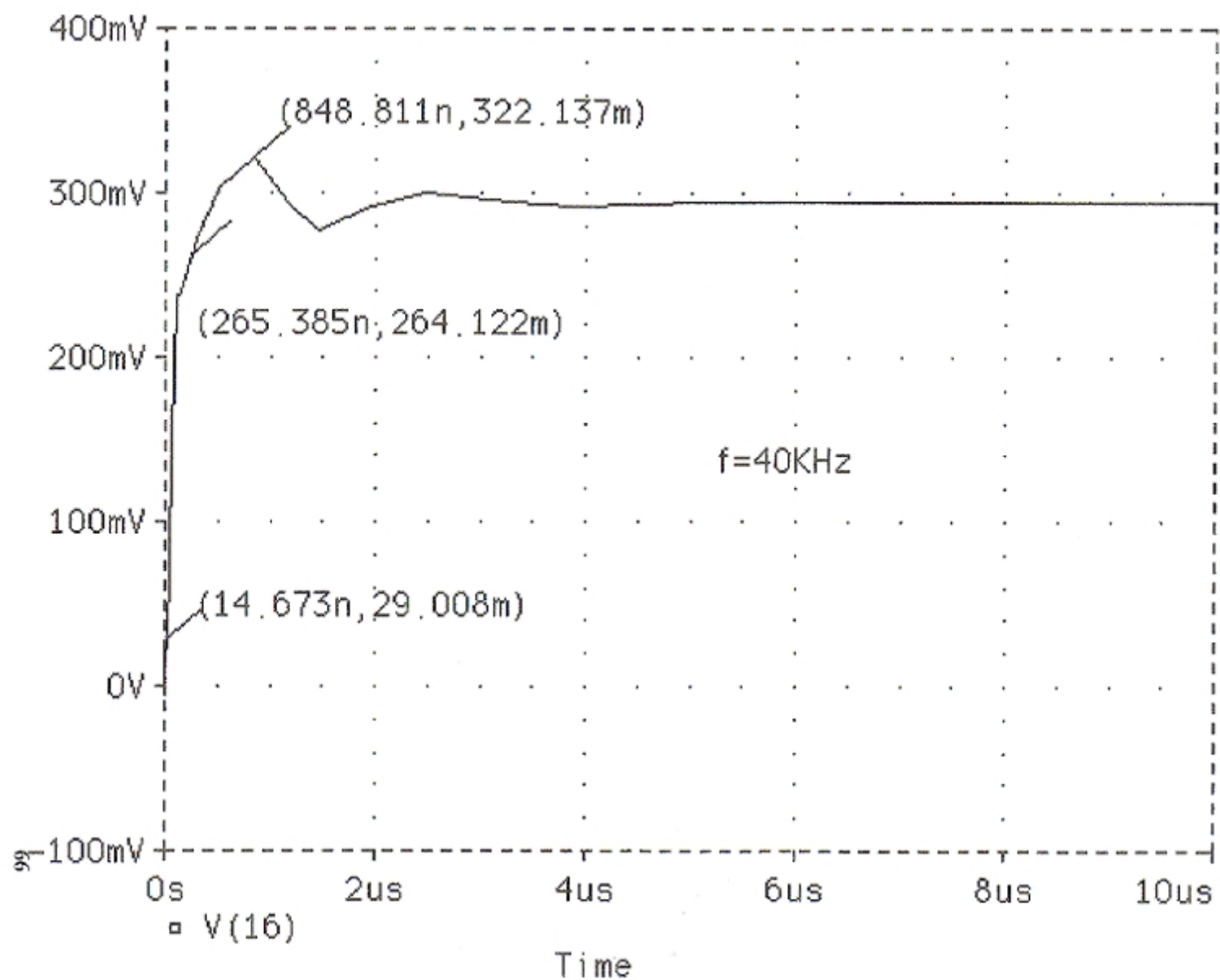


FIGURA 2.4.7.

FIGURA 2.4.8

Date/Time run: 07/09/98 16:49:21

Temperature: 27.0

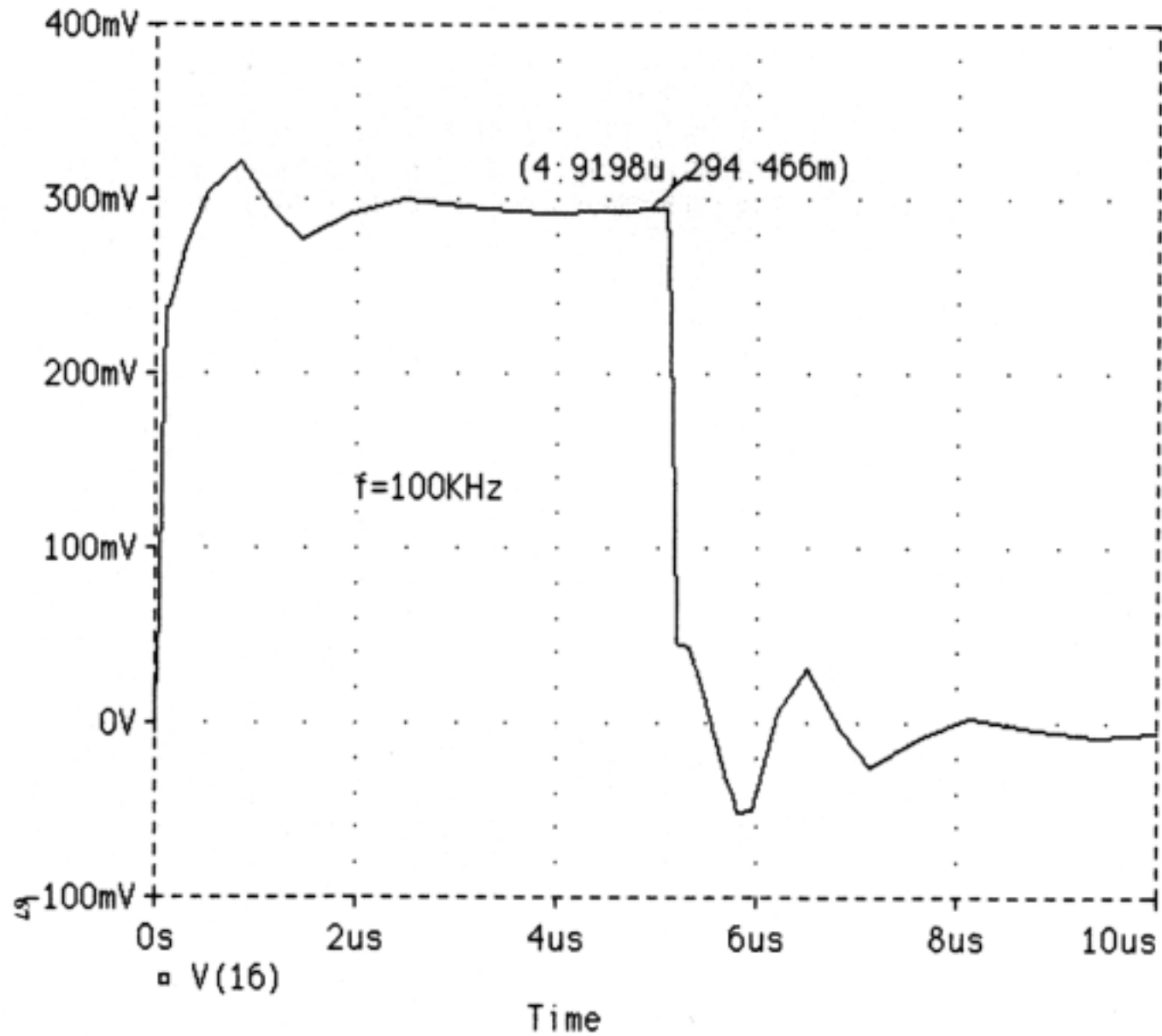


FIGURA 2.4.8

FIGURA 2.4.9

Date/Time run: 07/09/98 16:49:21

Temperature: 27.0

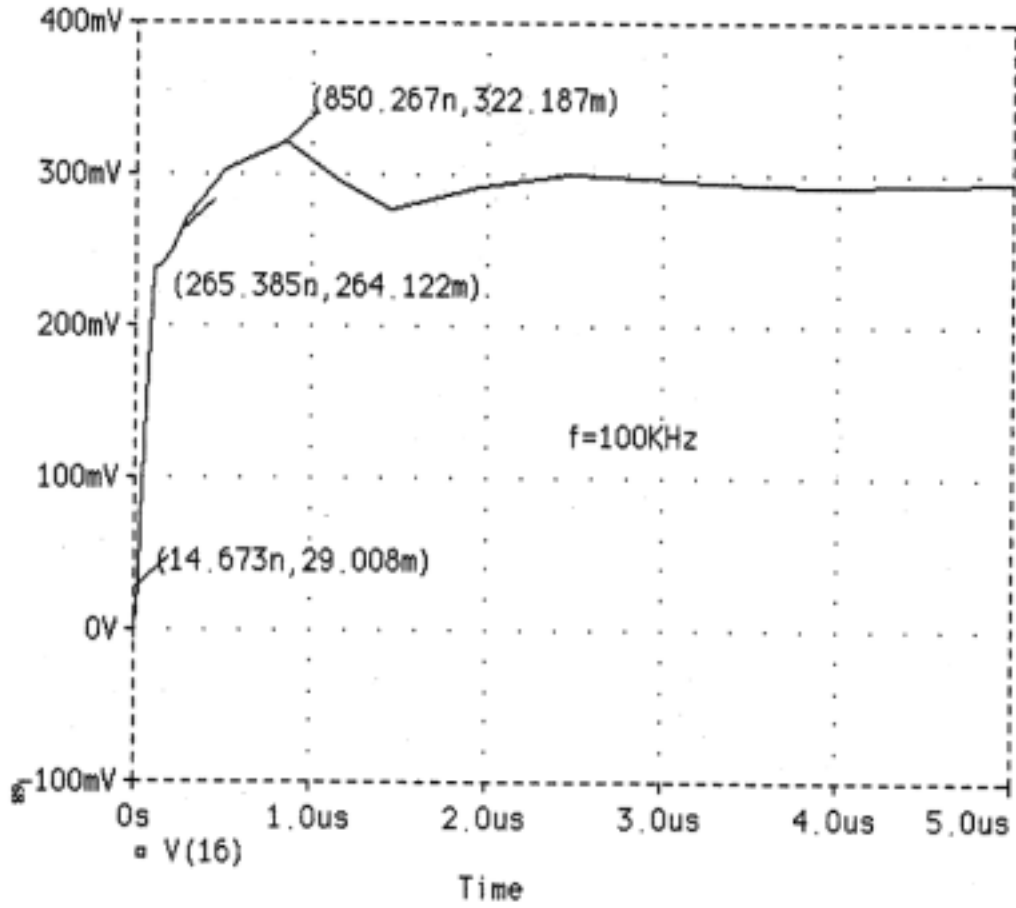


FIGURA 2.4.9.

VBAS3 12 8 DC 0

RC3 10 6 87K

VCOL3 11 10 DC 0

RC4 1 14 305K

D1 14 15 DD

D2 15 11 DD

RC5 11 6 295K

Q4 1 14 16 TRANN1

Q5 6 11 16 TRANP

.MODEL TRANN1 NPN(IS=14.34E-15 NF=1 VAF=74.03 IKF=0.287 +
+ISE=14.34E-15 NE=1.307 BR=6.092 BF=255.9 NR=1 RB=10 RBM=10 +
+RC=1 CJE=22.01E-12 CJC=7.306E-12 MJC=.3416 MJE=.377 +
+TF=411.1E-12 XTF=3 VTF=1.7 ITF=.6 TR=46.91E-09 XTB=1.5 VJE=.75)

.MODEL TRANN2 NPN(IS=14.34E-15 NF=1 VAF=74.03 IKF=0.287 +
+ISE=14.34E-15 NE=1.307 BR=6.092 BF=255.9 NR=1 RB=10 RBM=10 +
+RC=1 CJE=22.01E-12 CJC=7.306E-12 MJC=.3416 MJE=.377 +
+TF=411.1E-12 XTF=3 VTF=1.7 ITF=.6 TR=46.91E-09 XTB=1.5 VJE=.7)

.MODEL TRANP PNP(IS=650.6E-18 NF=1 VAF=115.7 IKF=1.079 +
+ISE=54.81E-15 NE=1.829 BR=3.563 BF=231.7 NR=1 RB=10 RBM=10 +
+RC=0.715 CJE=19.82E-12 CJC=14.76E-12 MJC=.5383 MJE=.3357 +
+TF=603.7E-12 XTF=1.7 VTF=5 ITF=.65 TR=111.3E-09 XTB=1.5 VJE=.75)

.MODEL D(IS=0.1P RS=4 CJO=2P TT=3N BV=60 IBV=0.1P)

V1 7 0 PULSE(0 0.3 0 0.1u 0.1u 0.00025 0.0005)

```
.TRAN 1N 0.0005 0 1u
.AC DEC 20 1000 1000K
.OP
.DC LIN VCC 0 10 1
.END
```

Referencias:

[4] , [5] , [6] , [8] , [11] , [12] , [18] , y [25]

CAPÍTULO III.

CARACTERÍSTICAS DEL A.O. II.

3.1 INTEGRADOR.

El circuito utilizado para la simulación es:

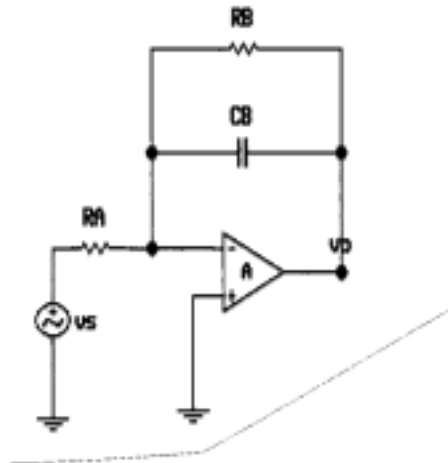


Figura 3.1.1

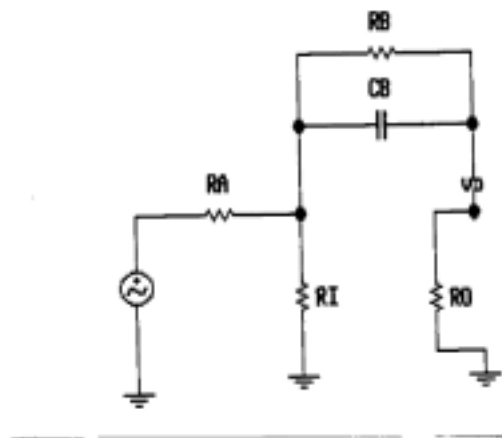


Figura 3.1.2

Sean $i_a(t)$, $i_i(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$, las corrientes que circulan por R_A , R_I , R_B y C_B , respectivamente.

Se cumplirá que:

$$\int \frac{i_c(t) dt}{C_B} = i_b(t) \cdot R_B, \text{ derivando esta expresion, quedará:}$$

$$\frac{i_c(t)}{C_B} = \frac{di_b(t)}{dt} R_B, \text{ a su vez la corriente en el condensador se puede expresar}$$

como: $i_c(t) = i_a(t) - i_i(t) - i_b(t)$. Si se aplica una onda cuadrada de periodo T , durante el primer semiperiodo, la expresión anterior quedará:

$$i_a(t) = \text{constante} = \frac{V_S - V_-}{R_A} = I_A; \quad i_i(t) = \text{constante} = \frac{V_-}{R_I} = I_I$$

$$i_c(t) = I_A - I_I - i_b(t) = I_D - i_b(t)$$

Sustituyendo la corriente en el condensador por esta última expresión:

$$\frac{I_D - i_b(t)}{C_B} = \frac{di_b(t)}{dt} R_B; \quad \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{i_b(t)}{R_B C_B} = \frac{I_D}{R_B C_B}$$

La solución de esta ecuación diferencial será:

$$i_b(t) = c e^{-\frac{t}{R_B C_B}} + I_D;$$

Para $t=0$, la corriente en R_B será nula, por el contrario en el condensador será I_D .

$$i_b(0) = 0 = c + I_D; \quad c = -I_D$$

La corriente en el condensador será:

$$i_c(t) = I_D \cdot e^{-\frac{t}{R_B C_B}}$$

En la simulación, con una onda cuadrada de 5milivoltios de amplitud y un periodo de 10 microsegundos , y con los valores :

$$R_A = 1K\Omega \ ; \ R_B = 10K\Omega \ ; \ C_B = 0.2nF$$

Se ha obtenido un valor de $I_D = 3.44\mu A$.Como la constante de tiempo $R_B C_B$ vale 2 microsegundos, la corriente en RB al final del primer semiperiodo de la señal de entrada, es decir transcurridos 5 microsegundos, será :

$$i_c(5\mu s) = -3.44e^{-2.5}\mu A + 3.44\mu A = -0.3\mu A + 3.44\mu A$$

mientras en el mismo instante la corriente en el condensador será mínima y de valor:

$$i_c(5\mu s) = 3.44e^{-2.5}\mu A = 0.3\mu A$$

Es decir, al cabo del primer semiperiodo la corriente en el condensador es mínima y máxima en la resistencia que está en paralelo con él. Durante el segundo semiperiodo, la señal vale cero, el condensador se descargará con una corriente igual y de sentido contrario a la de carga, la corriente que tendrá un valor inicial de $-3.44\mu A$.La descarga tiene lugar a través de RB , la corriente a su través , creciente y decreciente, es del mismo sentido a lo largo de todo el periodo.[24]

También se han realizado simulaciones para otros valores:

$$C_B = 10nF; \quad R_B = 10K\Omega; \quad T = 1msg$$
$$\tau = C_B R_B = 0.1msg$$

$$C_B = 10nF; \quad R_B = 100K\Omega; \quad T = 0.8msg$$
$$\tau = C_B R_B = 1msg$$

Los mejores resultados se obtienen cuando el periodo de la señal aplicada es bastante menor que el tiempo que tardaría el condensador en cargarse y descargarse completamente. Los resultados pueden observarse desde la figura 3.1.3 a la 3.1.10, en las páginas siguientes.

FIGURA 3.1.3

Date/Time run: 07/22/98 16:27:02

Temperature: 27.0

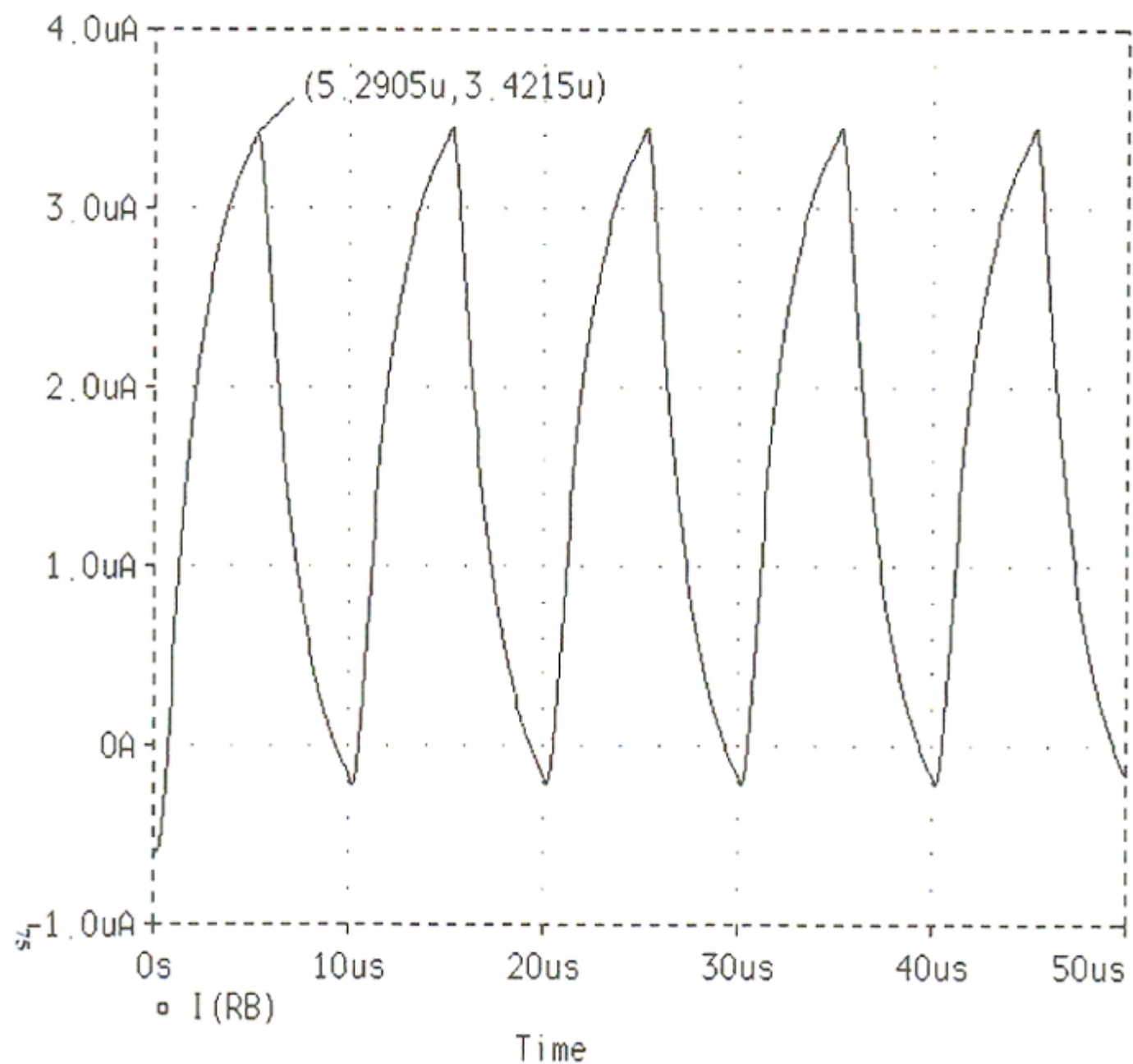


FIGURA 3.1.3.

FIGURA 3.1.4

Date/Time run: 07/22/98 16:27:02

Temperature: 27.0

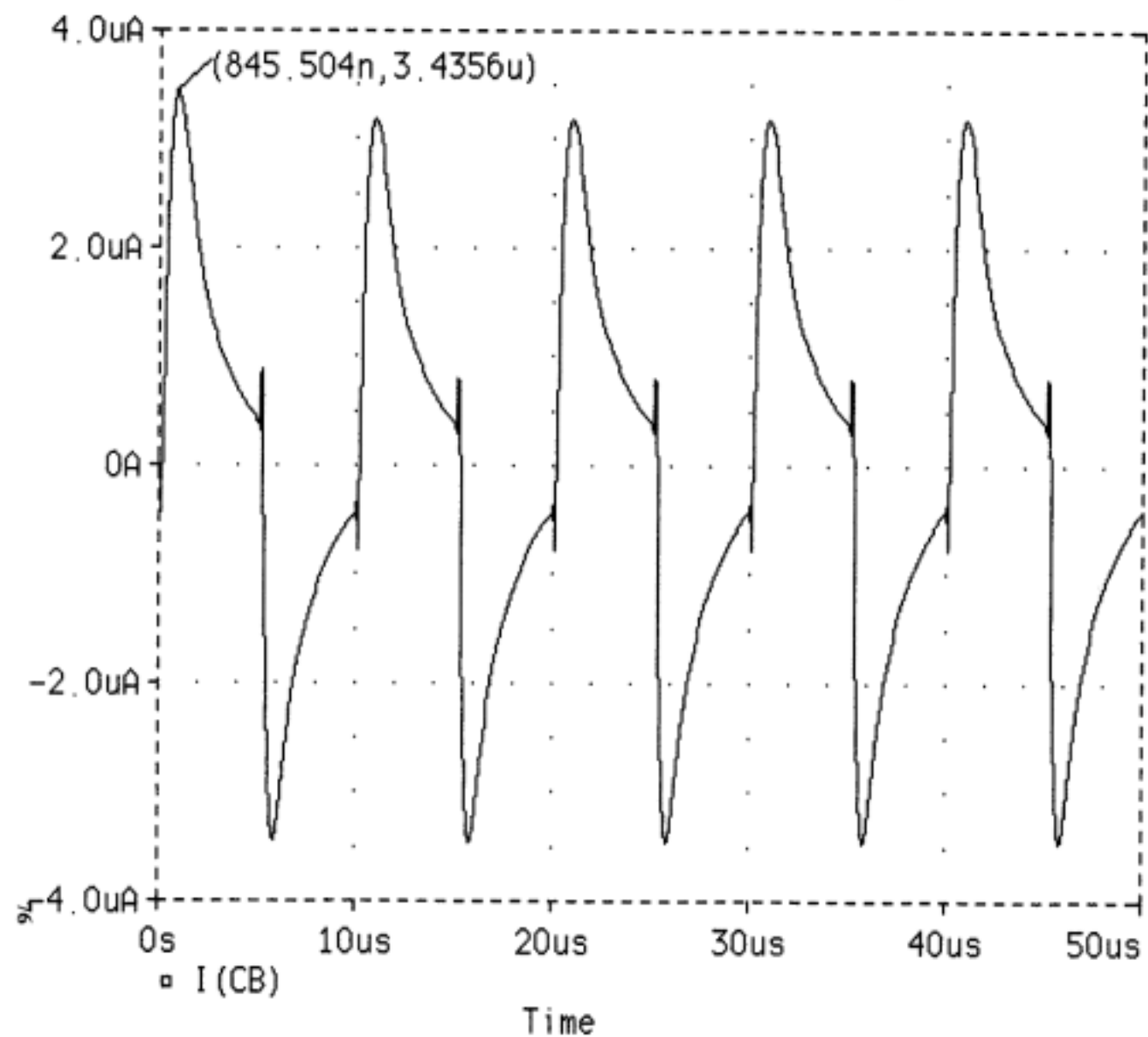


FIGURA 3.1.4.

FIGURA 3.1.5

Date/Time run: 07/22/98 16:27:02

Temperature: 27.0

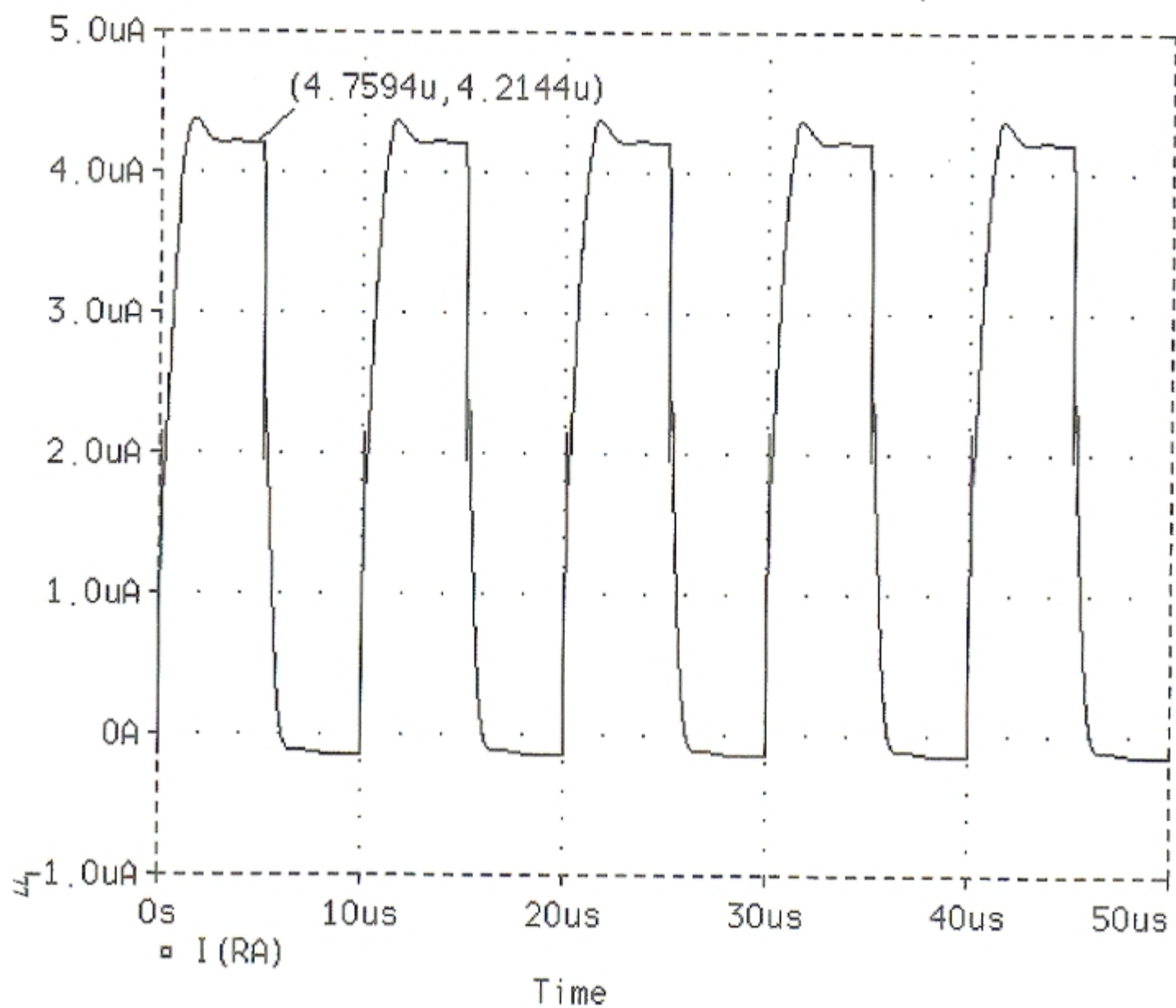


FIGURA 3.1.5.

FIGURA 3.1.6

Date/Time run: 07/22/98

16:27:02

Temperature: 27.0

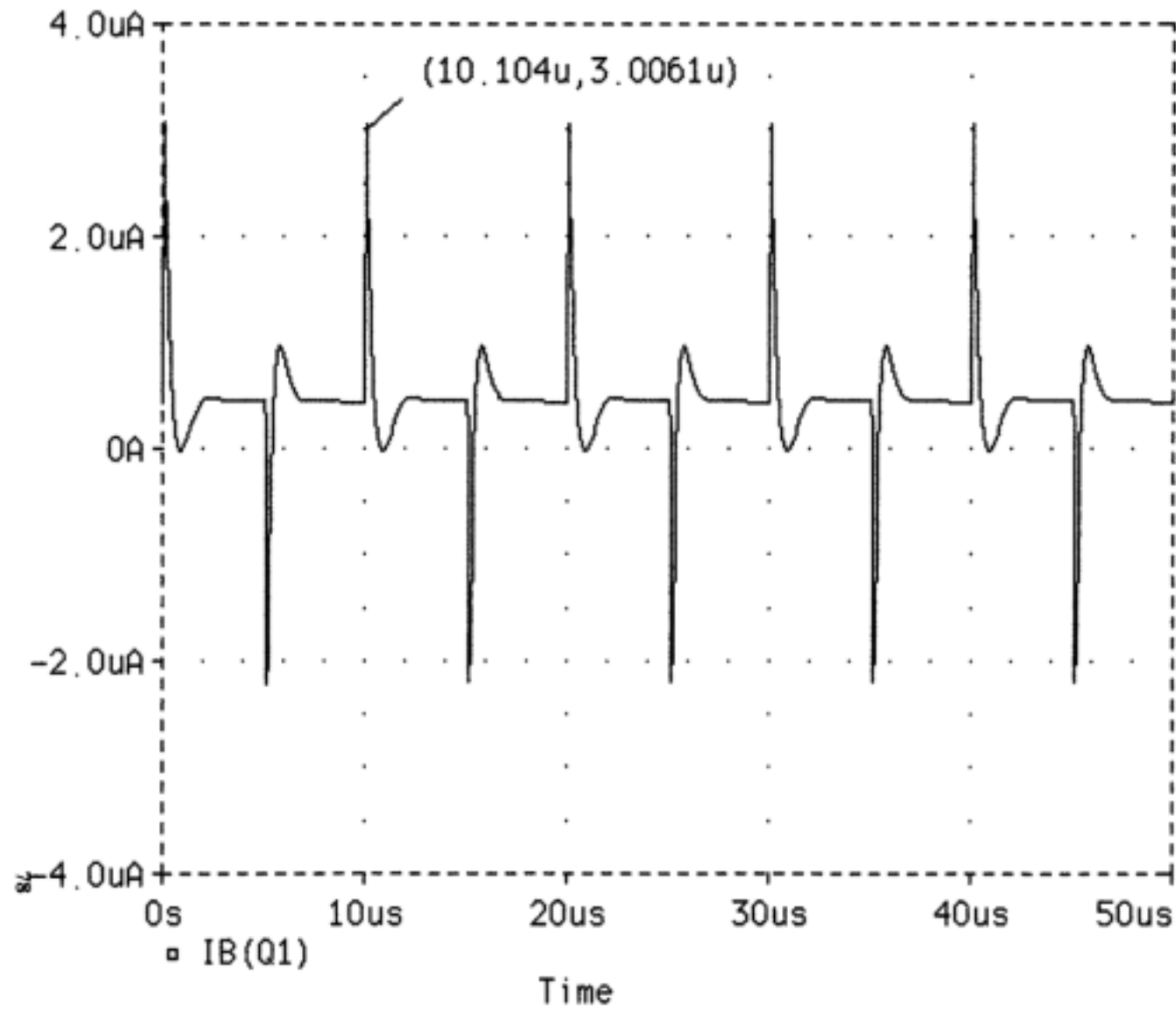


FIGURA 3.1.6

FIGURA 3.1.7

Date/Time run: 07/22/98

16:27:02

Temperature: 27.0

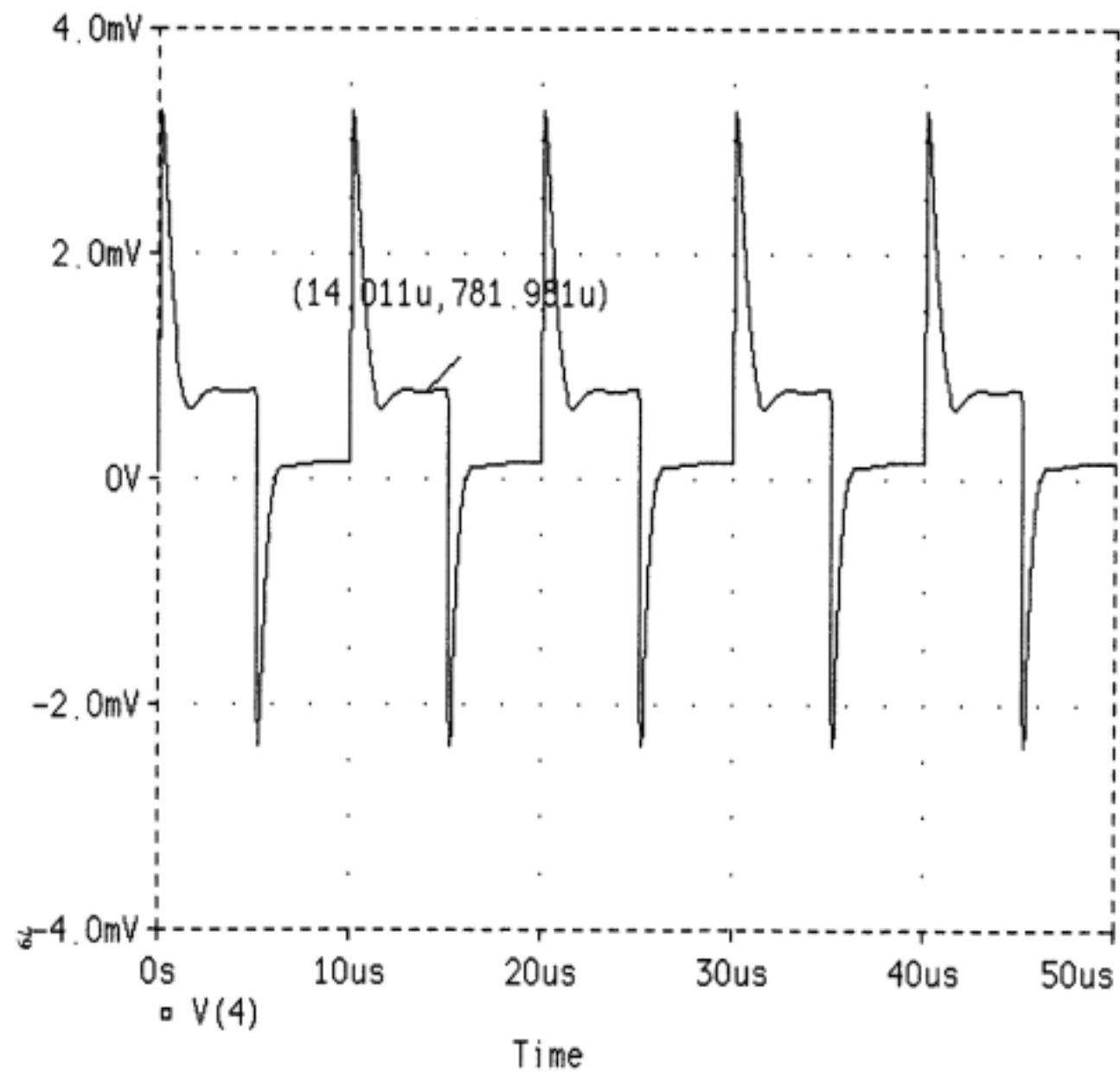


FIGURA 3.1.7.

FIGURA 3.1.8

Date/Time run: 07/22/98 16:27:02

Temperature: 27.0

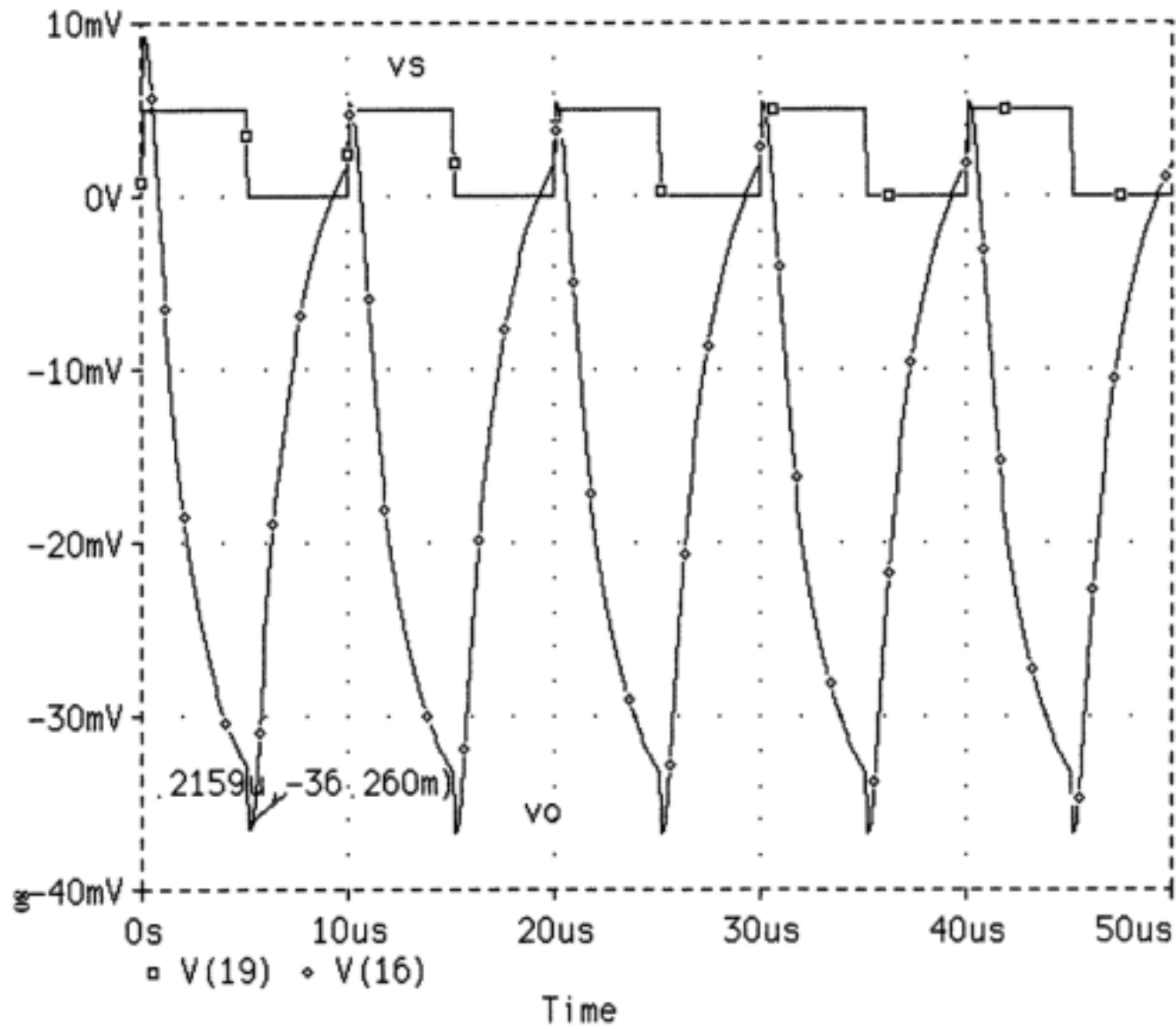


FIGURA 3.1.8.

FIGURA 3.1.9

Date/Time run: 07/22/98 17:09:57

Temperature: 27.0

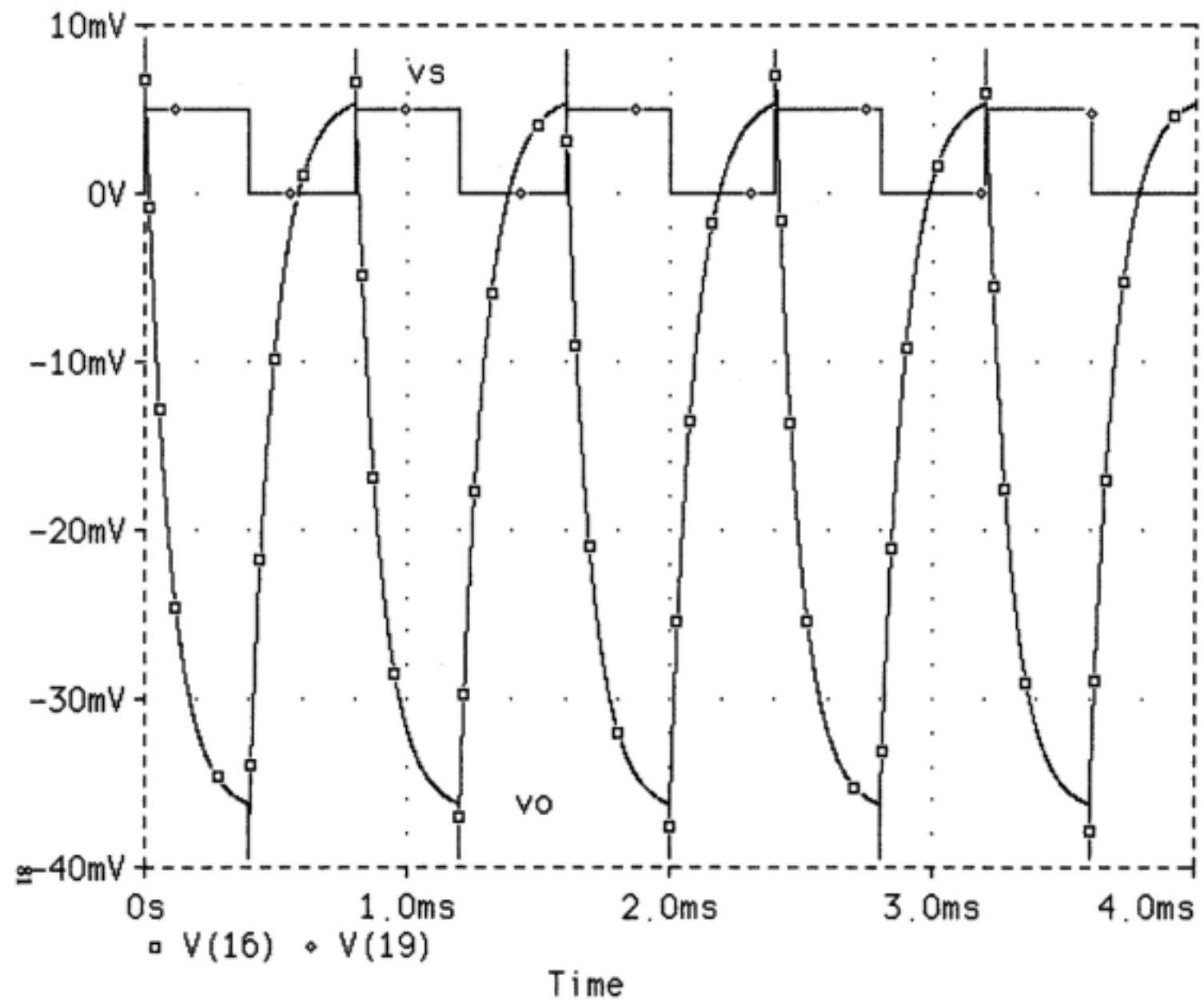


FIGURA 3.1.9.

FIGURA 3.1.10

Date/Time run: 07/22/98 17:17:23

Temperature: 27.0

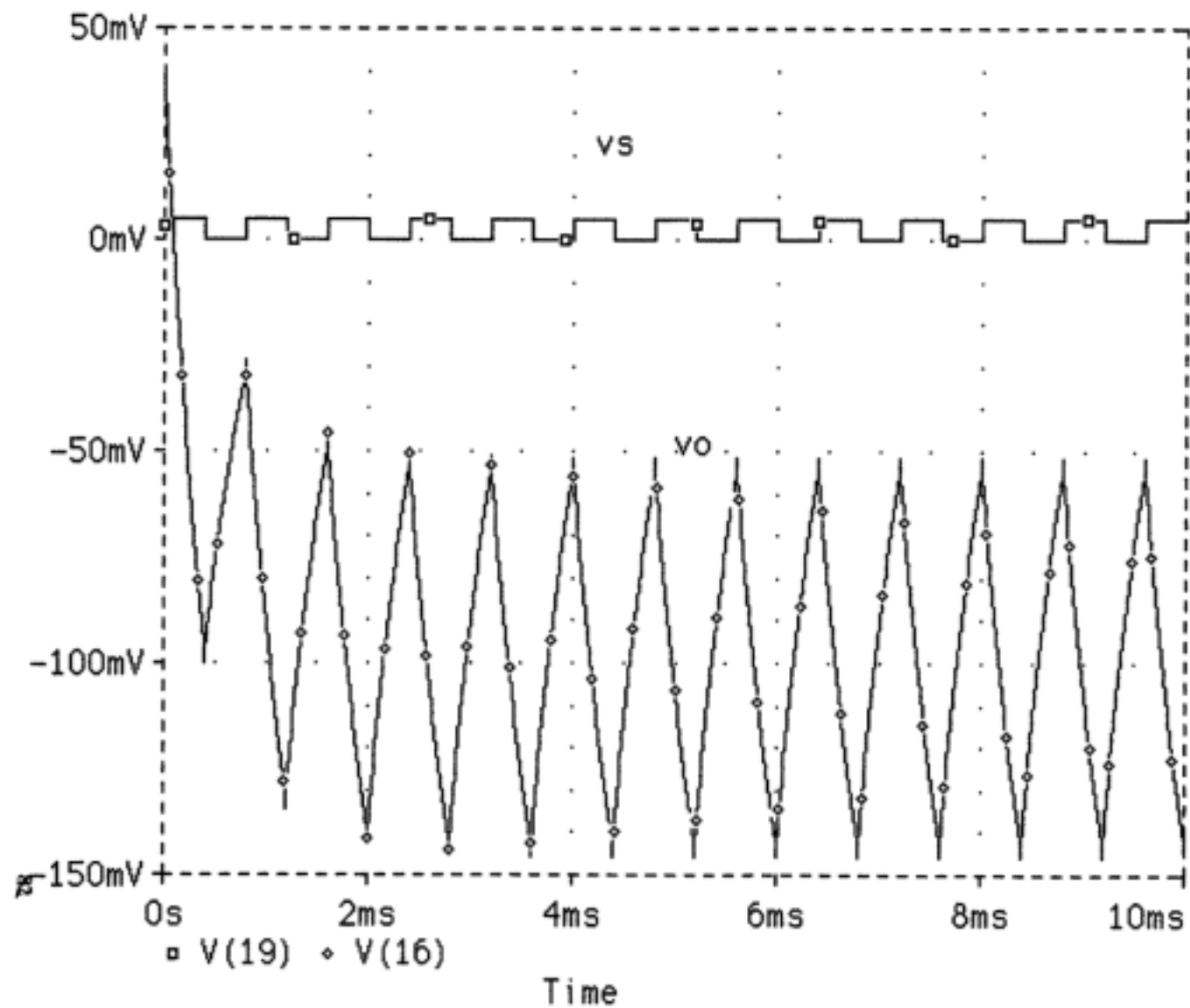


FIGURA 3.1.10.

3.2 DIFERENCIADOR

El circuito utilizado para la simulación es:

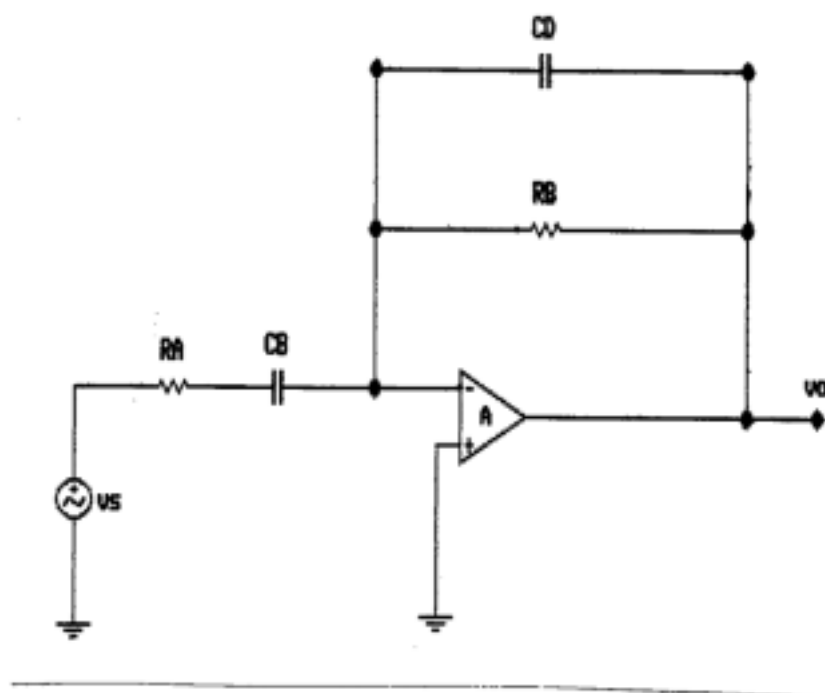


Figura 3.2.1.

Mediante este amplificador operacional se puede obtener un diferenciador utilizando C_B y R_B como lazo de realimentación, y posteriormente agregar R_A y C_D para estabilizar el circuito. Ya que en principio el diferenciador tiene dos polos complejos conjugados, siendo necesario transformarlos en dos polos reales negativos y hacer que la respuesta sea sobreamortiguada. La señal de entrada utilizada es triangular de amplitud 5 mV y periodo $40\mu s$. En concreto, las figuras 3.2.7 y 3.2.8 se representan la respuesta antes y después de la estabilización.[26]

El estudio de la respuesta en frecuencia del diferenciador permite conocer el amortiguamiento introducido por R_A y C_D en la respuesta temporal. La función de

Transferencia es:

$$Av(s) = \frac{v(16)}{v(19)} = -\frac{\frac{R_B}{sC_D} + \frac{1}{C_D}}{R_A + \frac{1}{sC_B}} = -\frac{R_B \cdot sC_D + 1}{R_A \cdot sC_B + 1}$$

$$Av(s) = \frac{R_B \cdot sC_B}{(R_B \cdot sC_D + 1)(R_A \cdot sC_B + 1)}$$

$$Av(s) = -\frac{R_B \cdot sC_B}{s^2 R_A R_B C_B C_D + s(R_A C_B + R_B C_D) + 1}$$

$$Av(s) = -\frac{\frac{sR_B}{R_A R_B C_D}}{s^2 + s \frac{R_A C_B + R_B C_D}{R_A R_B C_B C_D} + \frac{1}{R_A R_B C_A C_D}}$$

Las raíces del denominador para $R_A = 1K\Omega$, $C_B = 0.2nF$, $R_B = 100K\Omega$

y $C_D = 0.02nF$:

$$s_{12} = -k\omega_0 \pm \omega_0 \sqrt{k^2 - 1}$$

$$s_{12} = -2.75 \cdot 10^6 \pm 1.58 \cdot 10^6 \sqrt{3.025 - 1}$$

El sistema tiene dos polos reales negativos y es sobreamortiguado, $k=1.74$.

Figura 3.2.2

Date/Time run: 07/22/98

21:12:50

Temperature: 27.0

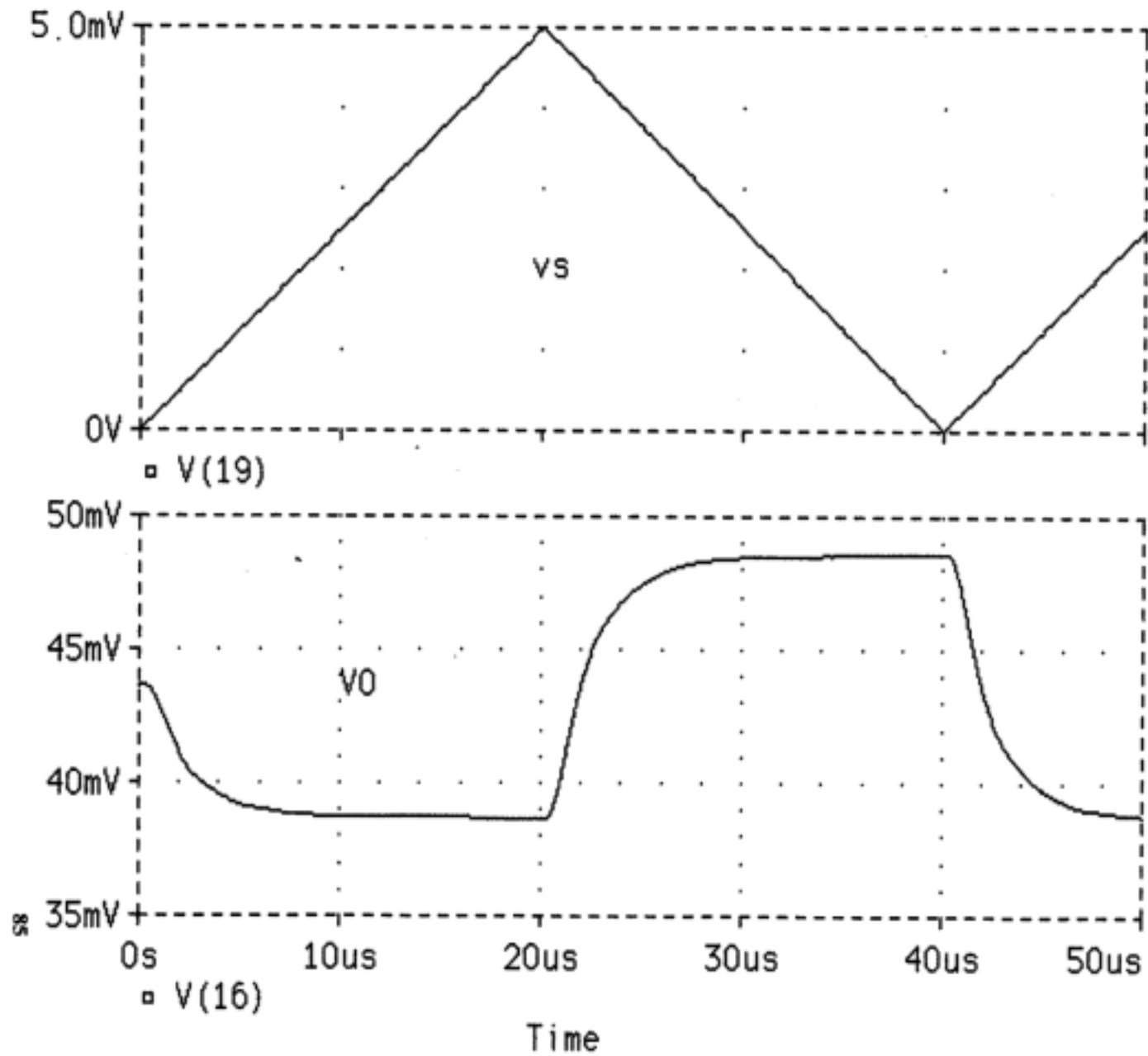


FIGURA 3.2.2.

FIGURA 3.2.3

Date/Time run: 07/22/98

21:12:50

Temperature: 27.0

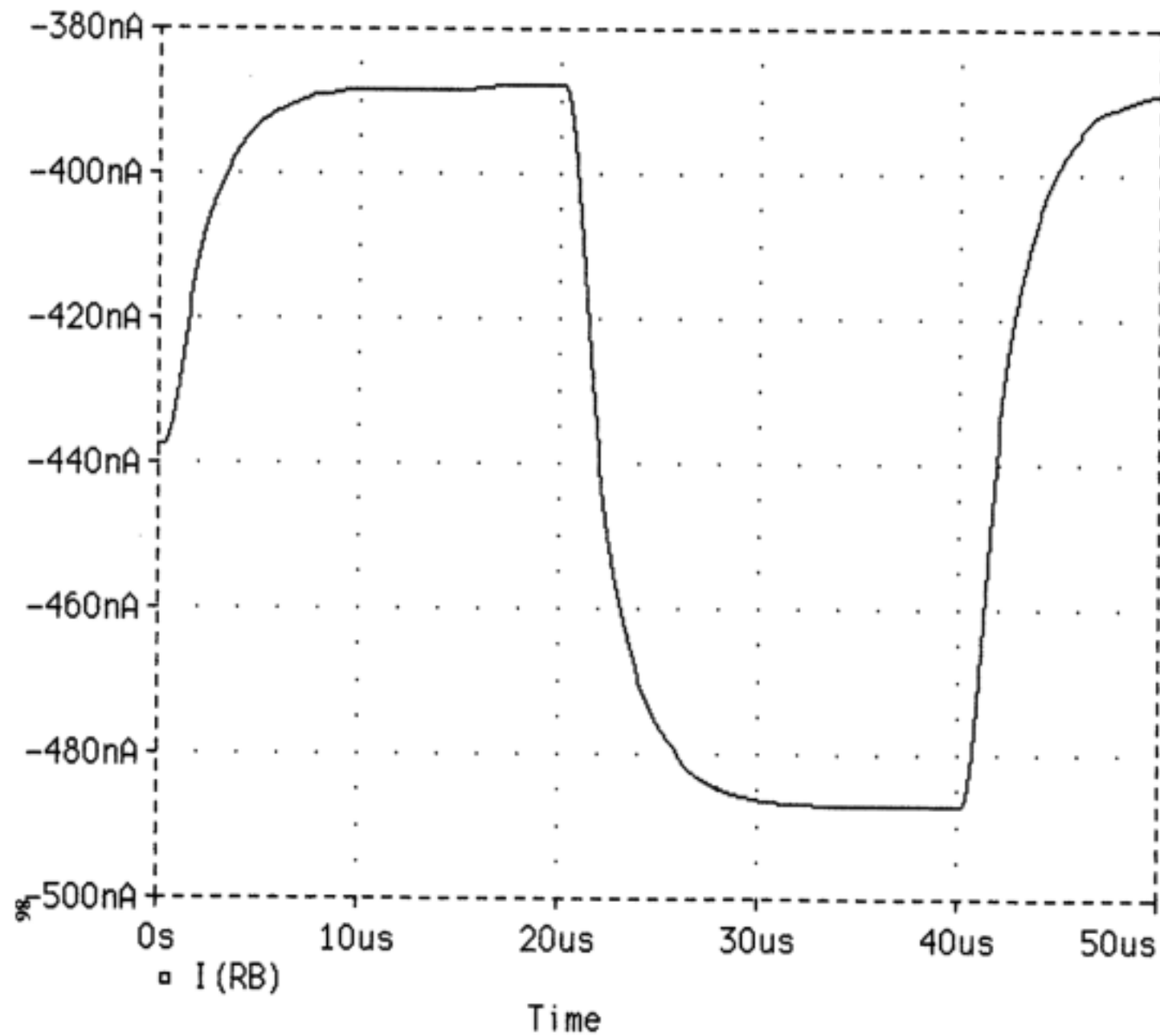


FIGURA 3.2.3.

FIGURA 3.2.4

Date/Time run: 07/22/98 21:12:50

Temperature: 27.0

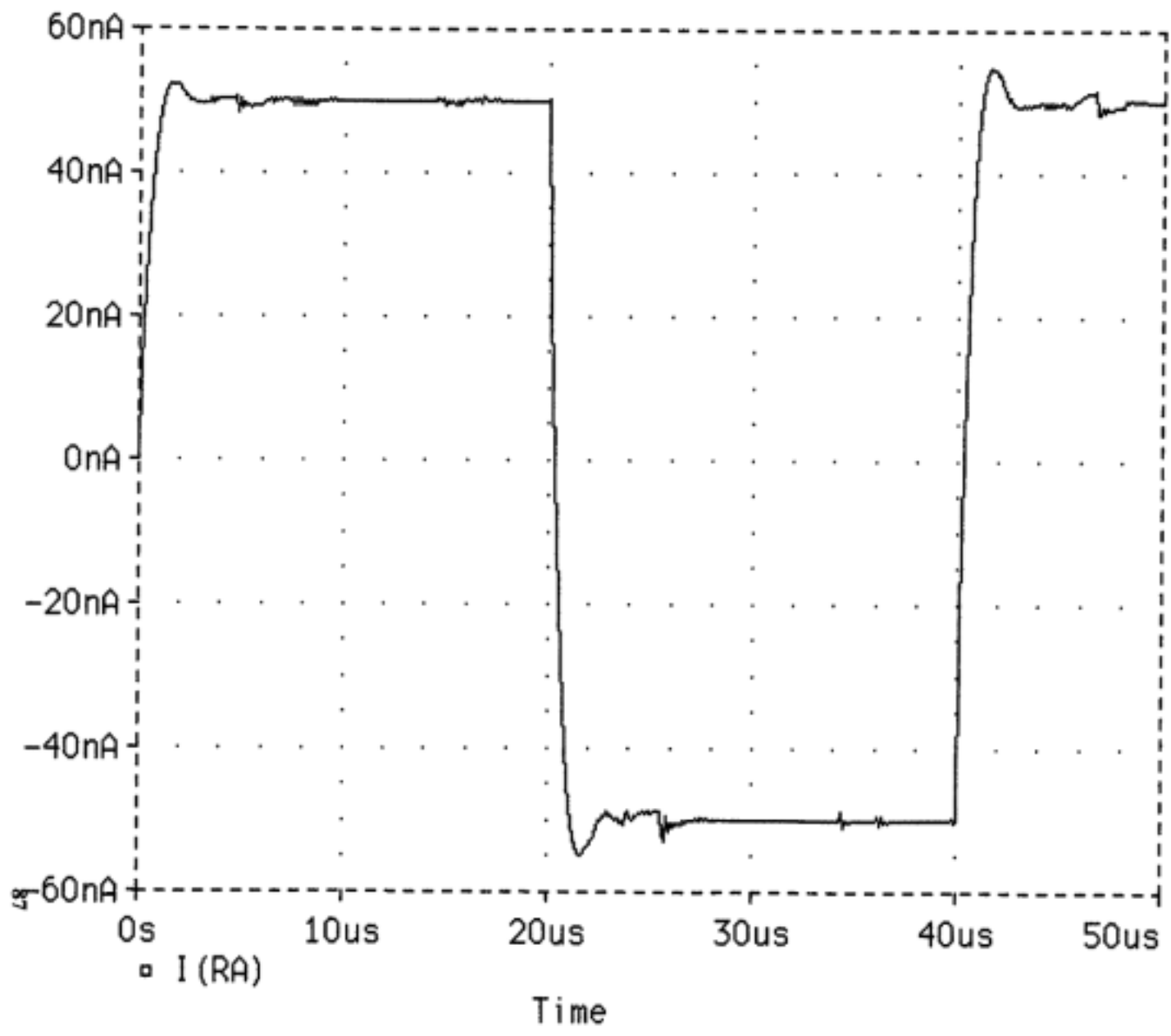


FIGURA 3.2.4.

FIGURA 3.2.5

Date/Time run: 07/22/98

21:12:50

Temperature: 27.0

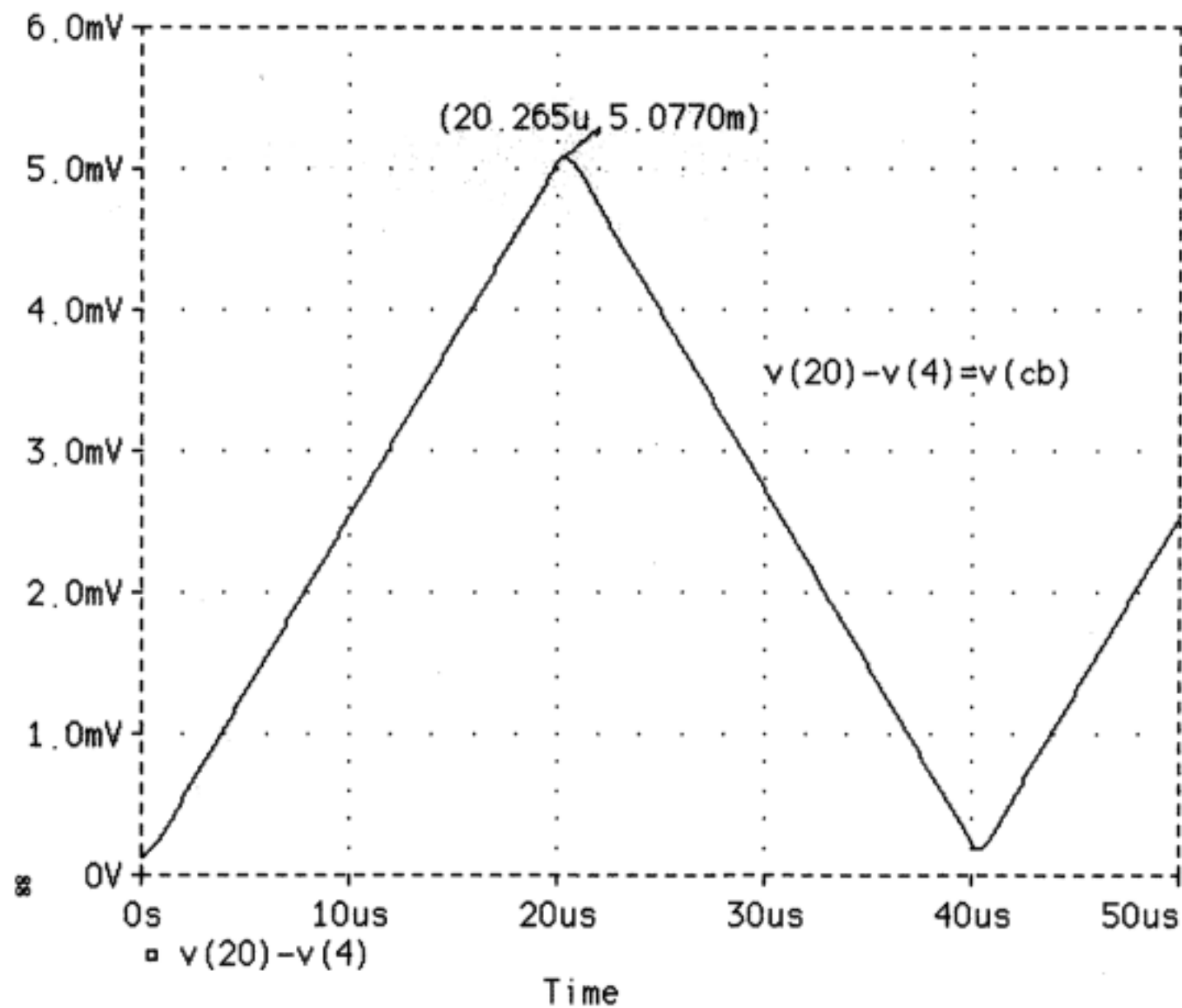


FIGURA 3.2.5.

FIGURA 3.2.6

Date/Time run: 07/22/98 21:12:50

Temperature: 27.0

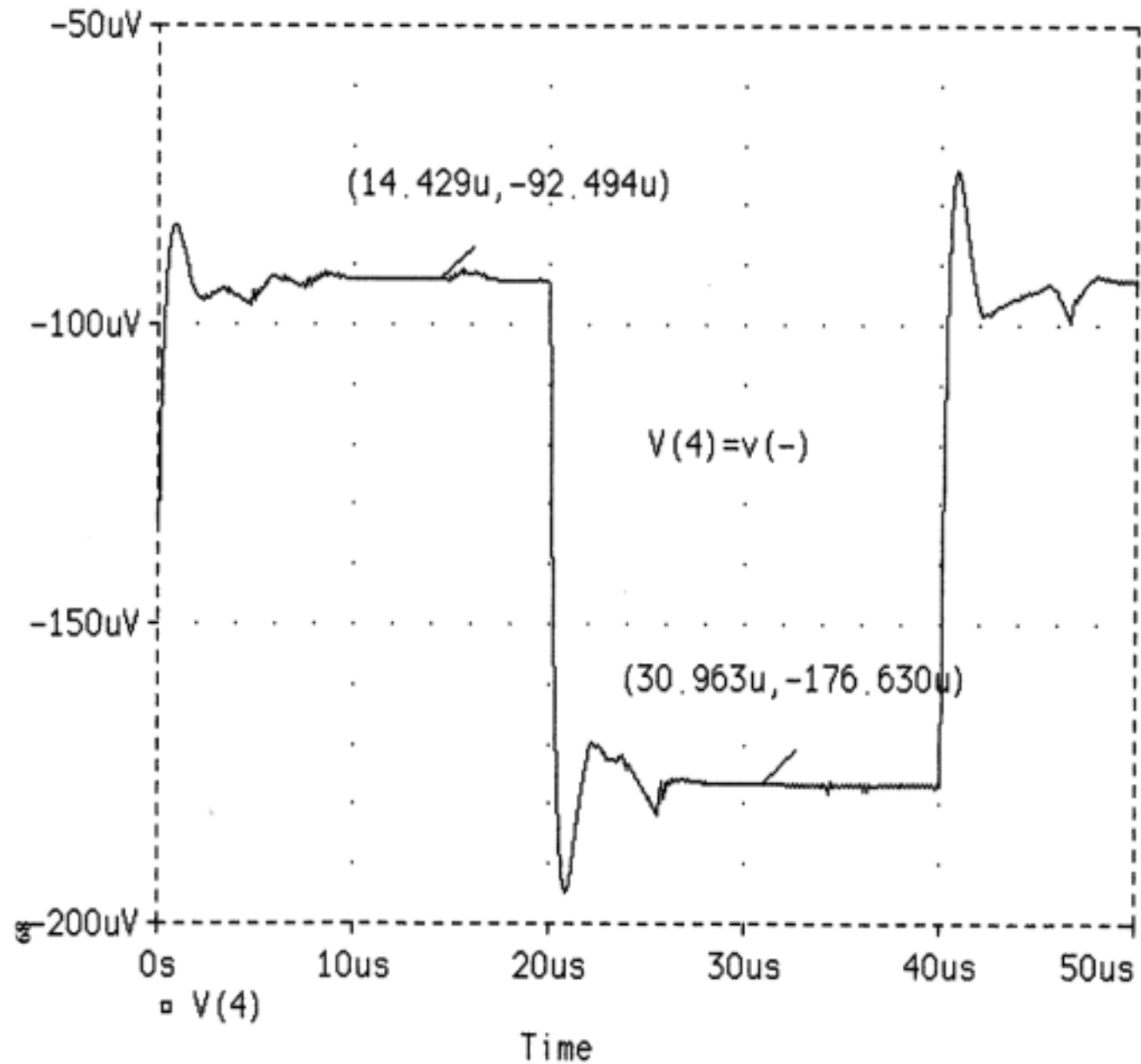


FIGURA 3.2.6

FIGURA 3.2.7

Date/Time run: 07/22/98 22:00:57

Temperature: 27.0

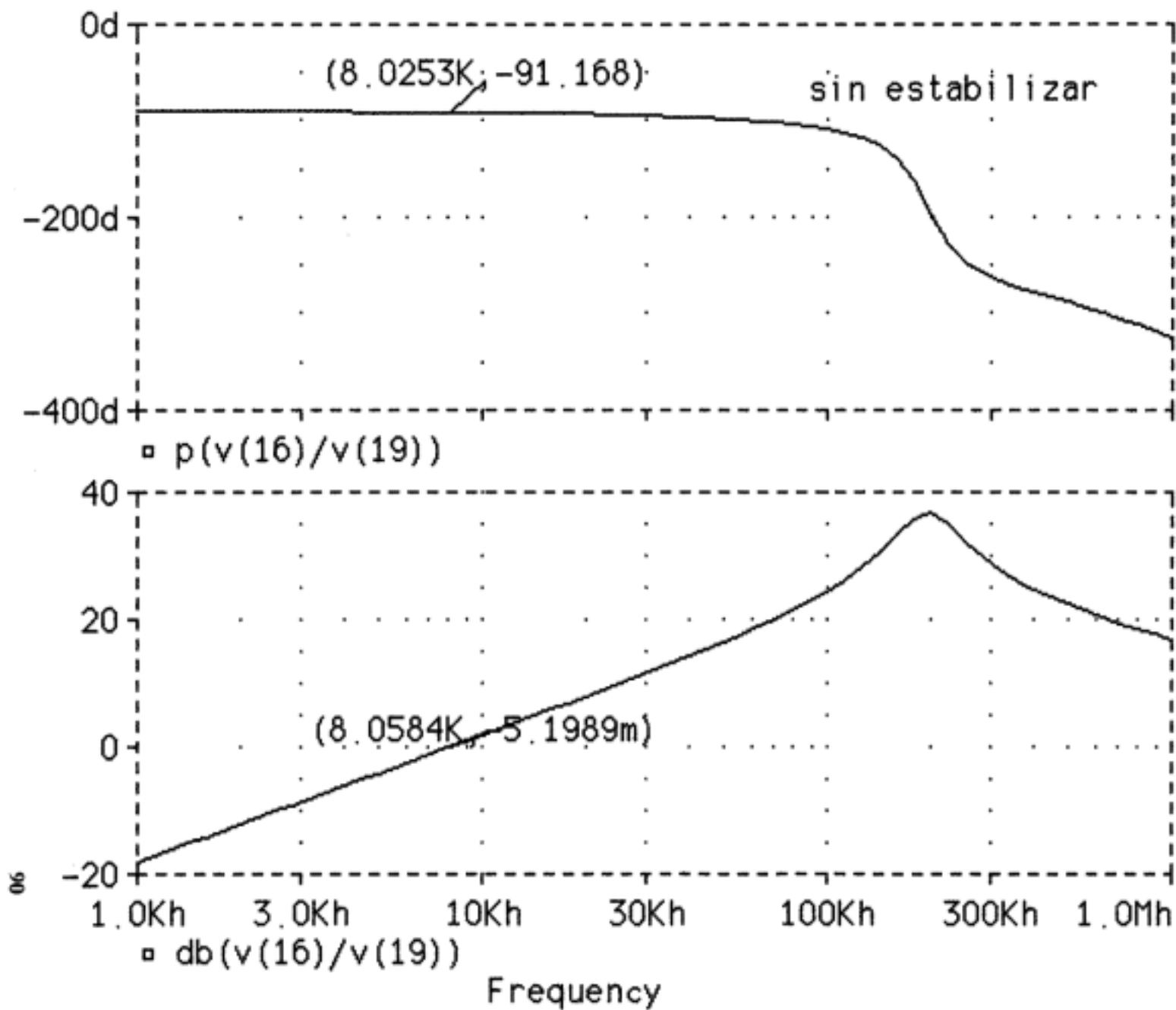


FIGURA 3.2.7.

FIGURA 3.2.8

Date/Time run: 07/22/98 21:46:44

Temperature: 27.0

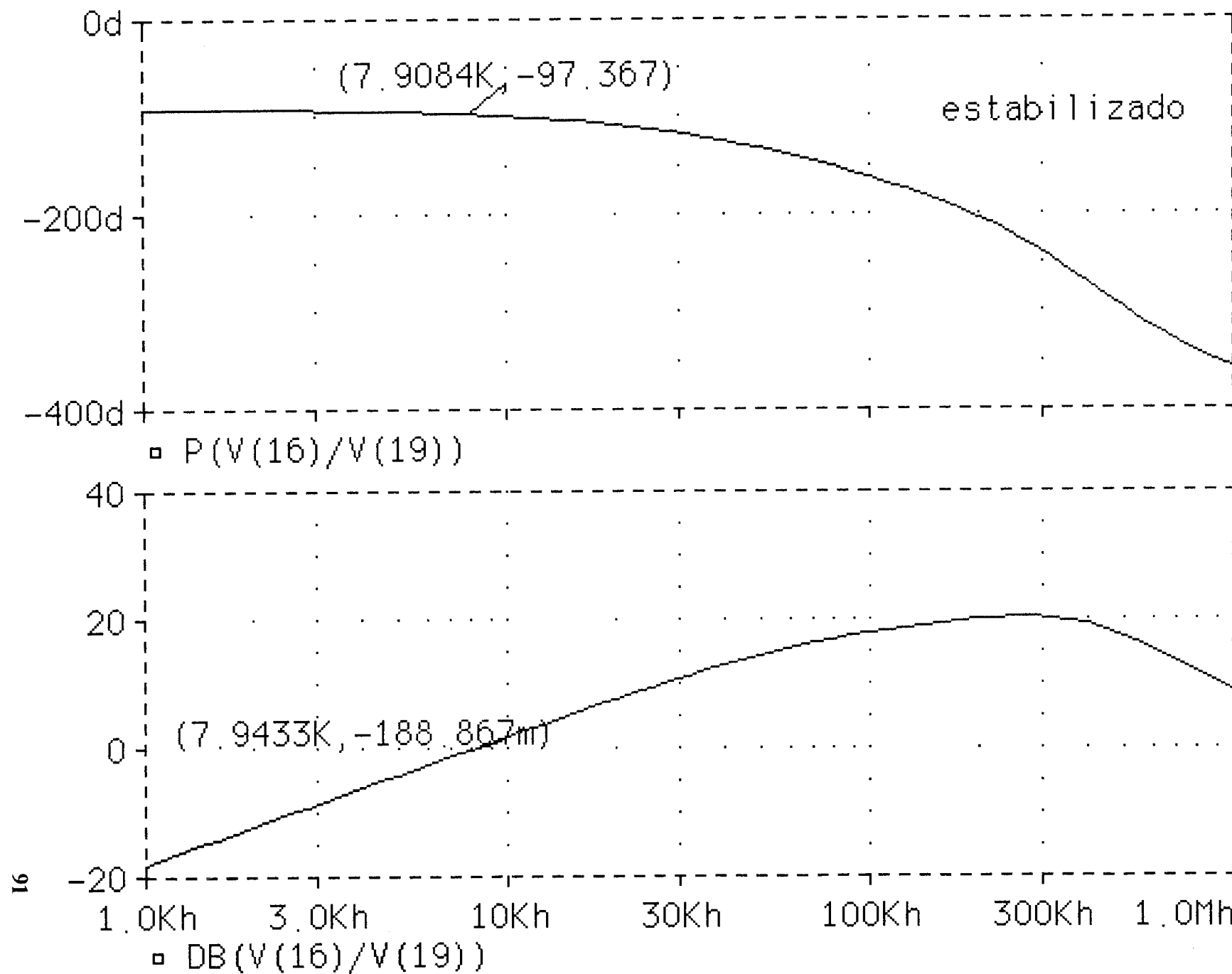


FIGURA 3.2.8.

3.3 RELACIÓN DE RECHAZO EN MODO COMÚN DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

El circuito empleado es un amplificador diferencial:

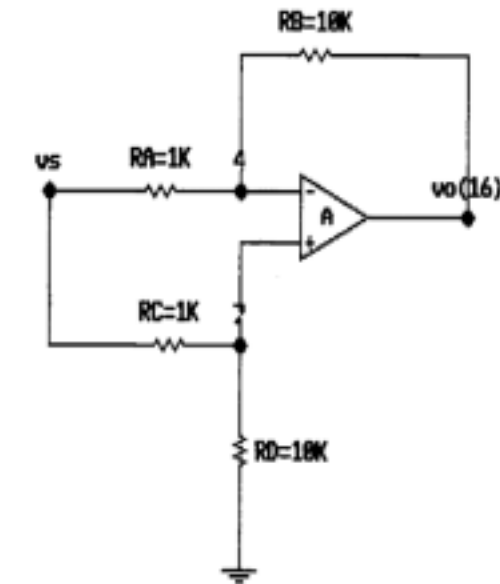


Figura 3.3.1

Conseguir que la señal aplicada en la entrada inversora como en la no inversora sea igual, es prácticamente imposible. En esta simulación la diferencia entre ambas entradas es de 0.44milivoltios, para una señal aplicada de 50 milivoltios de amplitud. Por lo tanto, la señal de salida vendrá dada por:

$$v_{o1} = A_d \cdot v_d - A_a \cdot v_c$$

La ganancia en modo diferencial, hallada anteriormente para la ganancia de lazo abierto, es 63. La ganancia en modo común de la primera etapa deberá ser:

$$Aa = \frac{Rc}{2Re + ha} = 0.375$$

La salida de la primera etapa será:

$$vo1 = 63 \times 0.44mV - 0.375 \times 45mV = 10.1mV$$

La CMRR de la etapa diferencial será:

$$CMRR = \frac{Ad}{Aa} = \frac{63}{0.375} = 168$$

La salida de esta primera etapa $vo1$ es amplificada por la segunda, pero la señal de salida del circuito resulta menor, pues es rebajada por el efecto de Ro del operacional que como se calculó es bastante mayor que cero. En concreto, la tensión de salida tiene una amplitud de 4.5 milivoltios.

Sea CMRR la relación de rechazo en modo común de este circuito en particular, su valor será:

$$A'd = \left| \frac{Rb}{Ra} \right|, \text{ que resulto ser } 9, \text{ para el amplificador inversor.}$$

La ganancia en modo común de todo el circuito será:

$$A'a = \frac{va}{vo} = \frac{0.44mV}{4.5mV} = 0.1$$

Luego:

$$CMRR = \frac{A'd}{A'a} = \frac{9}{0.1} = 90$$

Expresado en decibelios:

$$CMRR = 20 \log \frac{130}{0.375} = 50.8 \text{dB}; \quad CMRR' = 20 \log 90 = 39 \text{dB}$$

En las páginas siguientes se pueden observar los resultados obtenidos para $v(-)$, $v(+)$, salida del amplificador operacional y salida de la etapa diferencial.

La ganancia de modo común aumenta a partir de una cierta frecuencia, pues la capacidad de base emisor, C_{π} , de los transistores hace que la impedancia de entrada de éstos disminuya con la frecuencia, lo que origina un aumento de la ganancia de modo común.

FIGURA 3.3.2

Date/Time run: 07/23/98 08:20:20

Temperature: 27.0

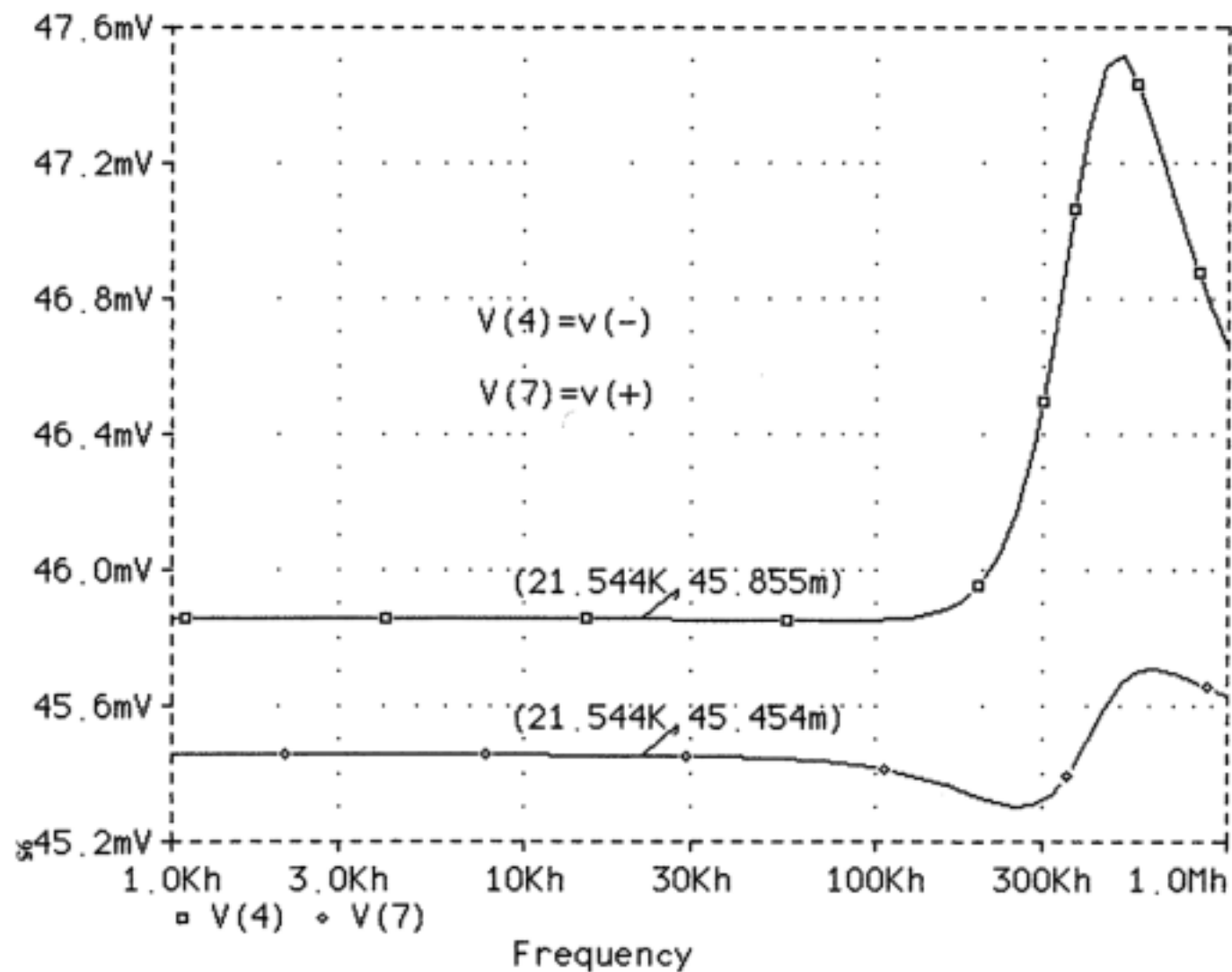


FIGURA 3.3.2

Date/Time run: 07/23/98 08:20:20 FIGURA 3.3.3 Temperature: 27.0

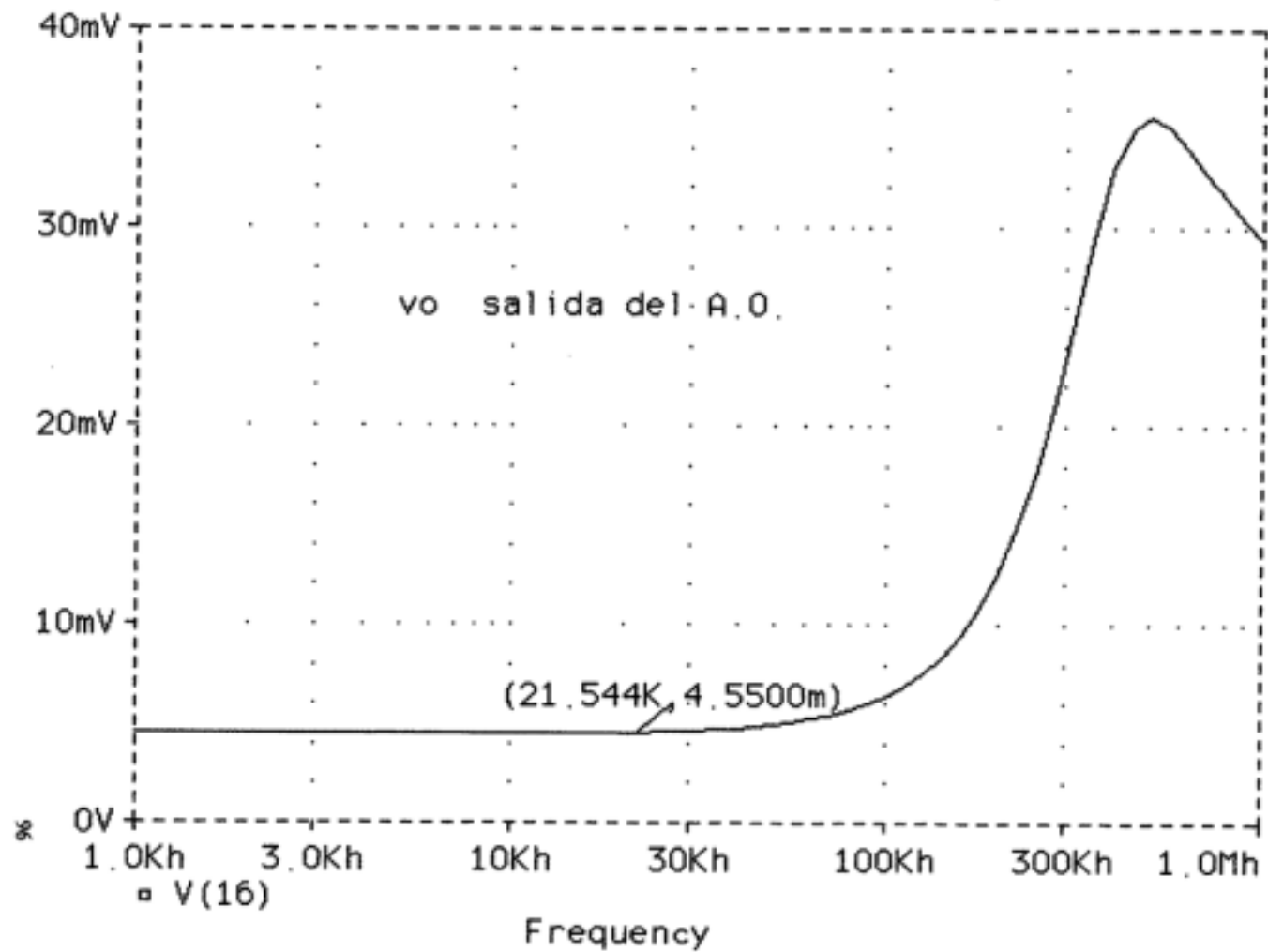


FIGURA 3.3.3

FIGURA 3.3.4

Date/Time run: 07/23/98 08:20:20

Temperature: 27.0

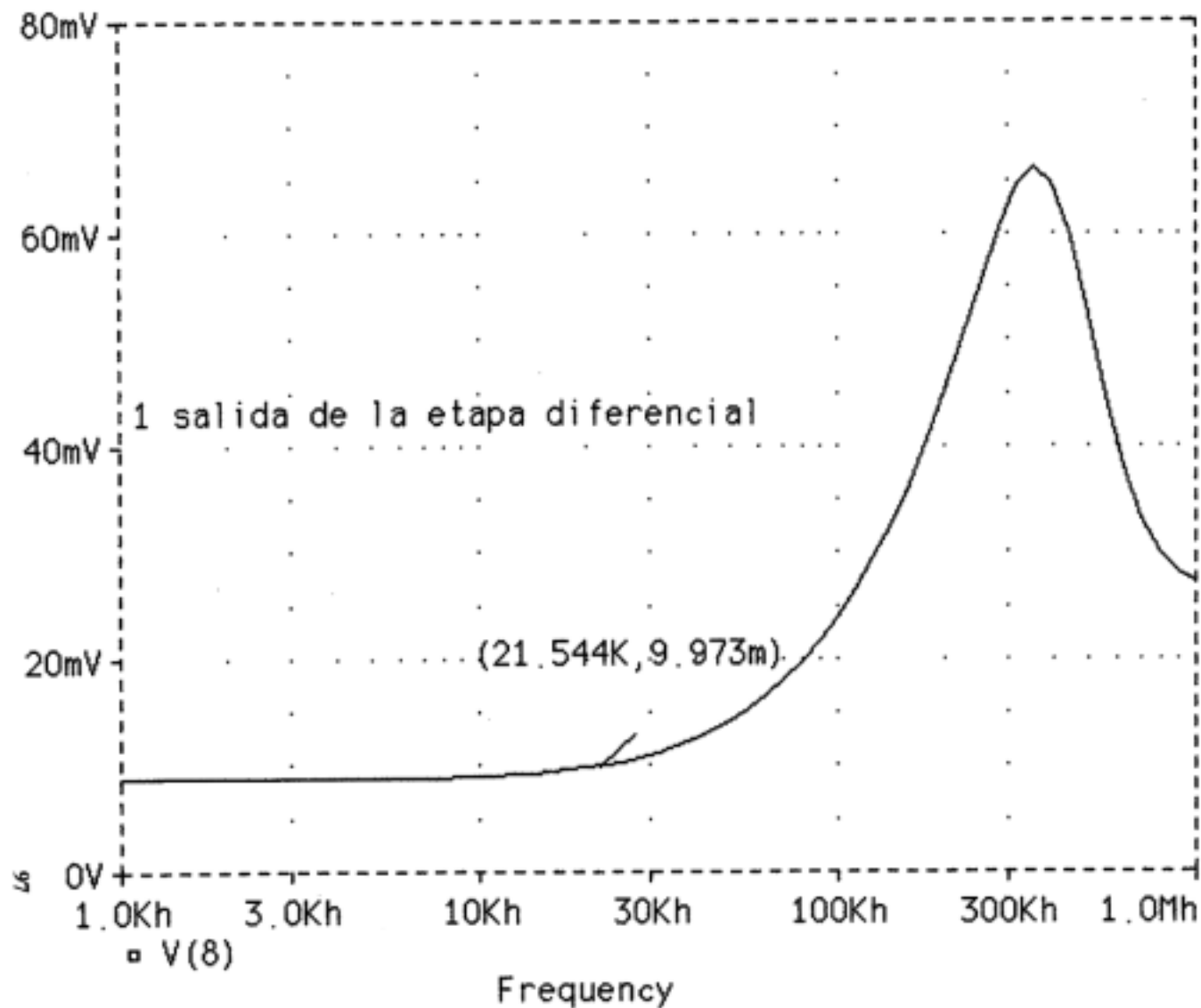


FIGURA 3.3.4

3.4 GANANCIA PARA GRAN SEÑAL.

Se han realizado las siguientes simulaciones:

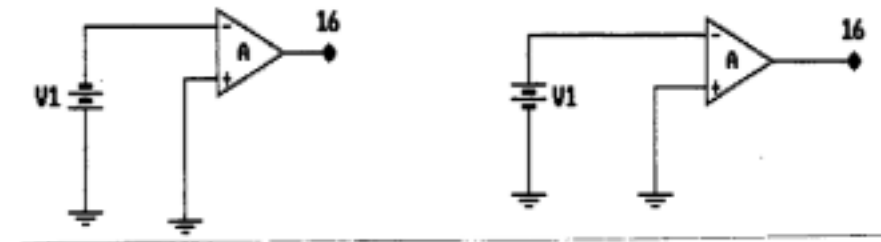


Figura 3.4.1

En el primer caso , se ha hecho el análisis .dc para V1 de cero a -10 voltios. Cuando V1 alcanza el valor de -1 voltio Q1 pasa de activo a corte ,Q2 permanece activo, Q3 pasa de activo a saturación y la salida toma el valor de +5 voltios.

Para V1 de 0 a +10 voltios , cuando V1 es igual a 1 voltio, Q1 pasa de activo a saturación, Q2 y Q3 pasan de activos a corte, y la salida toma el valor de -6.6 voltios.

Por lo tanto , para este amplificador V_{out} varía de +5 a -6.6 voltios, es decir, v_{02} más v_{05} en cada caso.

En la figuras 3.4.2 y 3.4.3 se representan las tensiones de salida de la pri-

mera etapa, de la segunda y del A.O. En la 3.4.4 se representan las corrientes de colector de Q1 y Q2, donde puede verse que Q1 esta en corte y Q2 activo. En las figuras 3.4.5 y 3.4.6 se hallan la corriente de colector y la tensión colector-emisor de Q3, de donde se deduce que éste está en saturación. Todo esto para el primer caso.

Para el segundo caso, en las figuras 3.4.7 y 3.4.8 pueden verse las tensiones de salida para todas las etapas; en las 3.4.9 y 3.4.10 están los valores de las corrientes de Q1, Q2, Q3 y de la tensión colector-emisor de Q3 de donde se deduce que: Q1 está activo, Q2 y Q3 en corte.

En este circuito, esté Q3 en corte o saturación, habrá más o menos corriente por R_{c3}, R_{c4} y R_{c5} por lo que la salida no será nunca $\pm V_{cc}$, en un C.I. estas resistencias son sustituidas por transistores que pueden alcanzar el corte o saturación haciendo que la salida sea, prácticamente, $\pm V_{cc}$.

3.5 MÁXIMA ENTRADA DIFERENCIAL

Según el punto anterior, la salida para una señal de alterna deberá tener una amplitud de 5 voltios como máximo, ya que este es el menor valor absoluto de los dos posible de la salida. Por lo tanto, como A_d es 130:

$$5V = 130 \cdot v_d; \quad v_d = \frac{5V}{130} = 0.038V$$

FIGURA 3.4.2

Date/Time run: 07/23/98 17:30:10

Temperature: 27.0

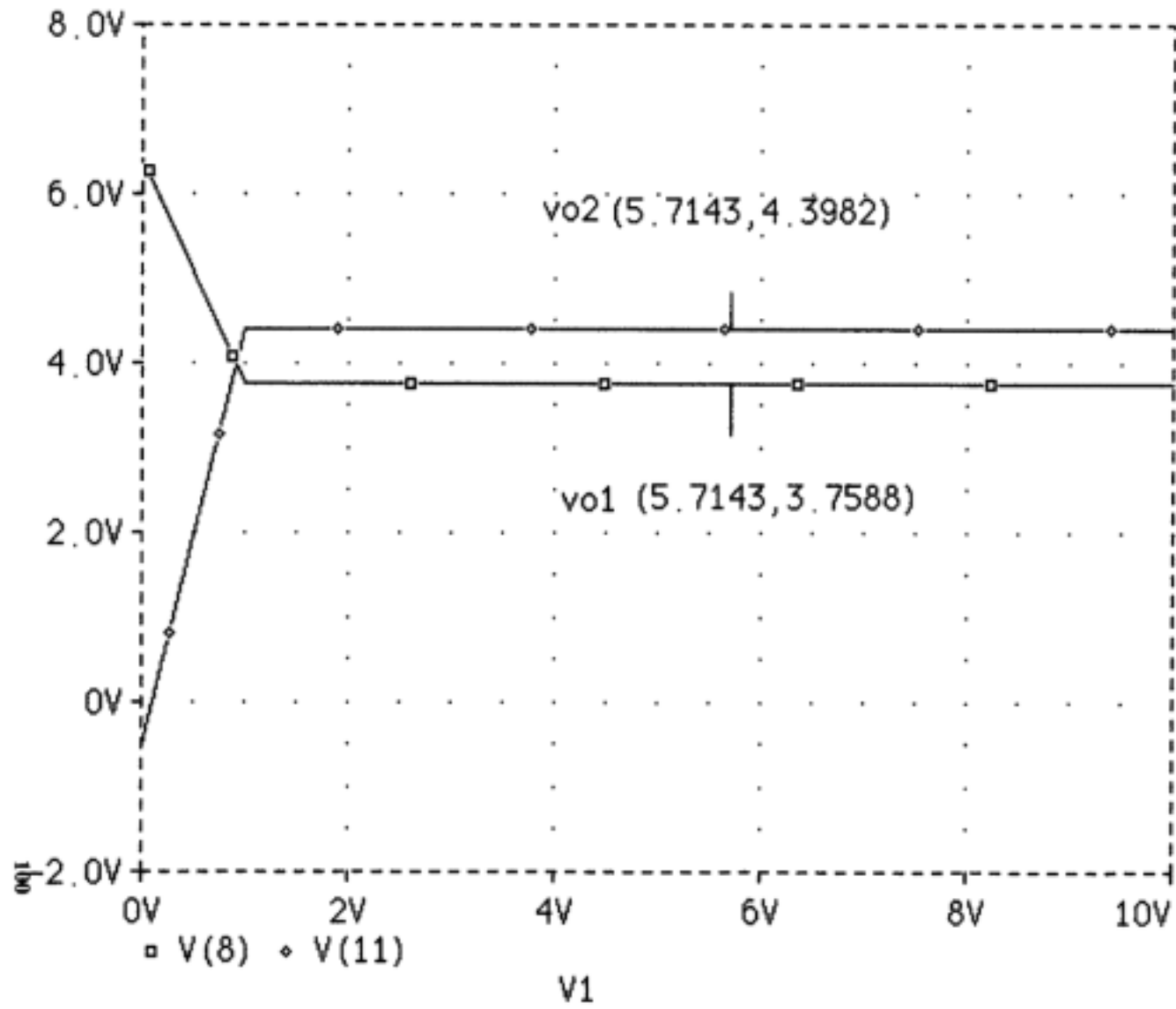


FIGURA 3.4.2

FIGURA 3.4.3

Date/Time run: 07/23/98

17:30:10

Temperature: 27.0

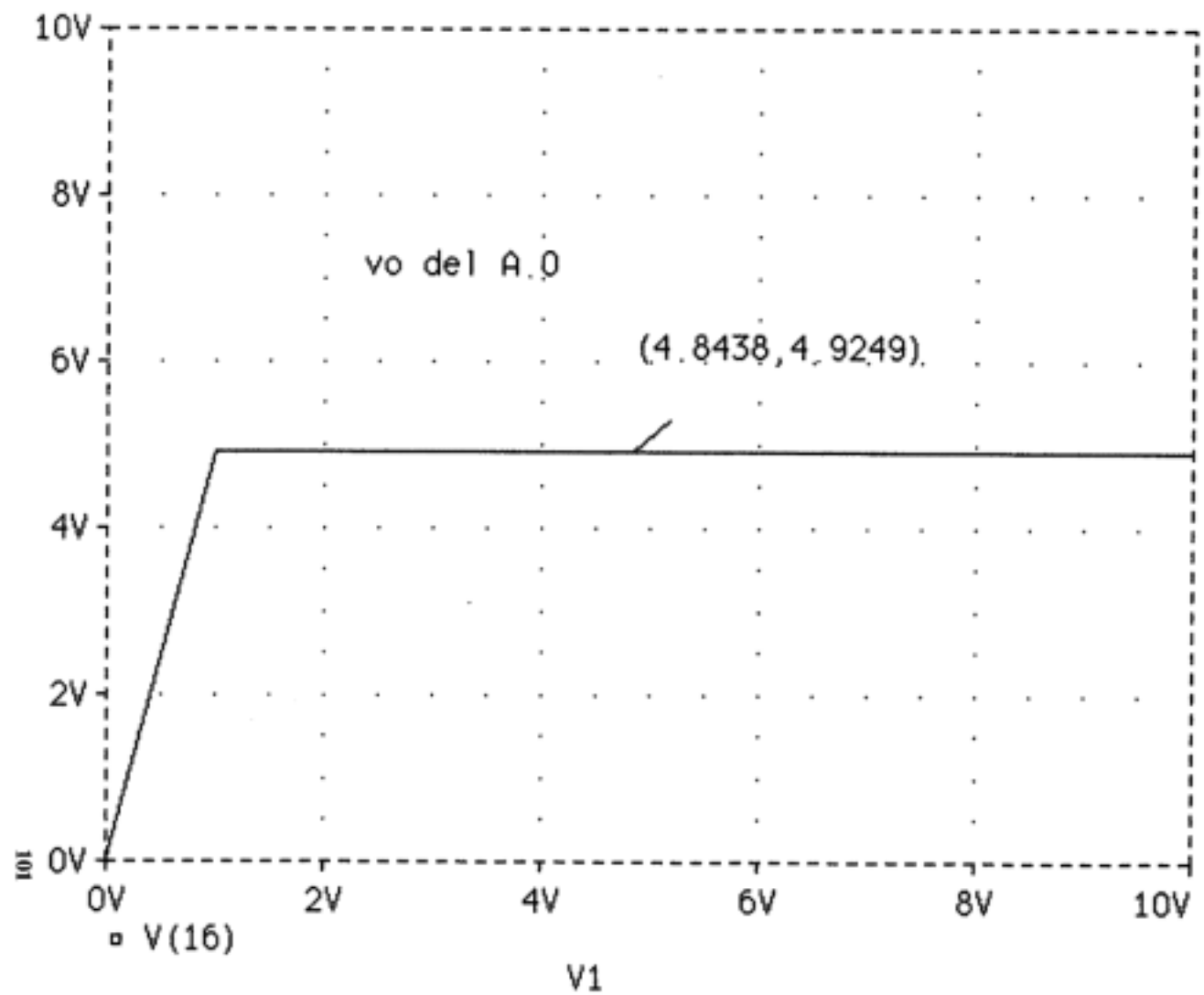


FIGURA 3.4.3

FIGURA 3.4.4

Date/Time run: 07/23/98

17:30:10

Temperature: 27.0

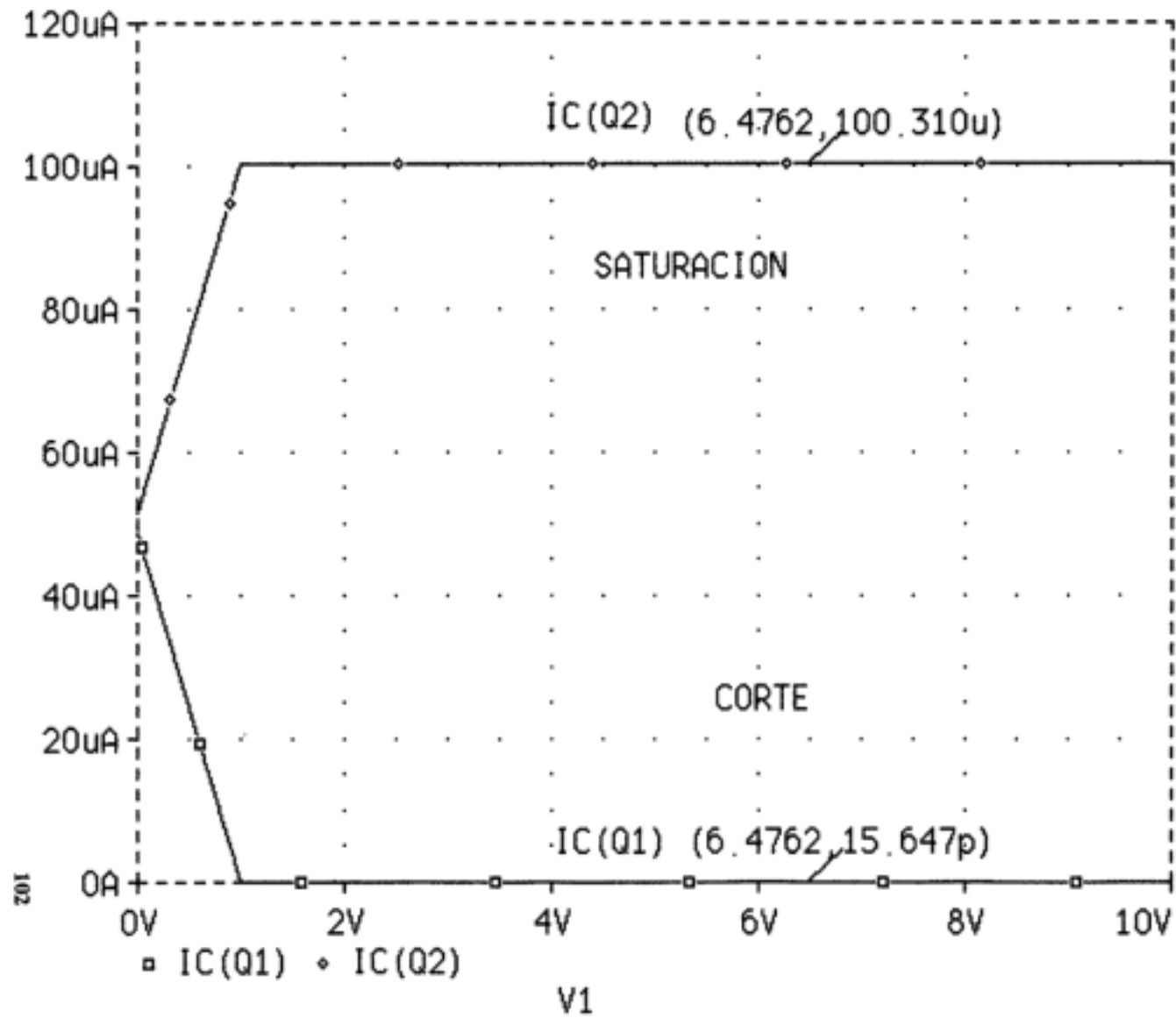


FIGURA 3.4.4.

FIGURA 3.4.5

Date/Time run: 07/23/98 17:30:10

Temperature: 27.0

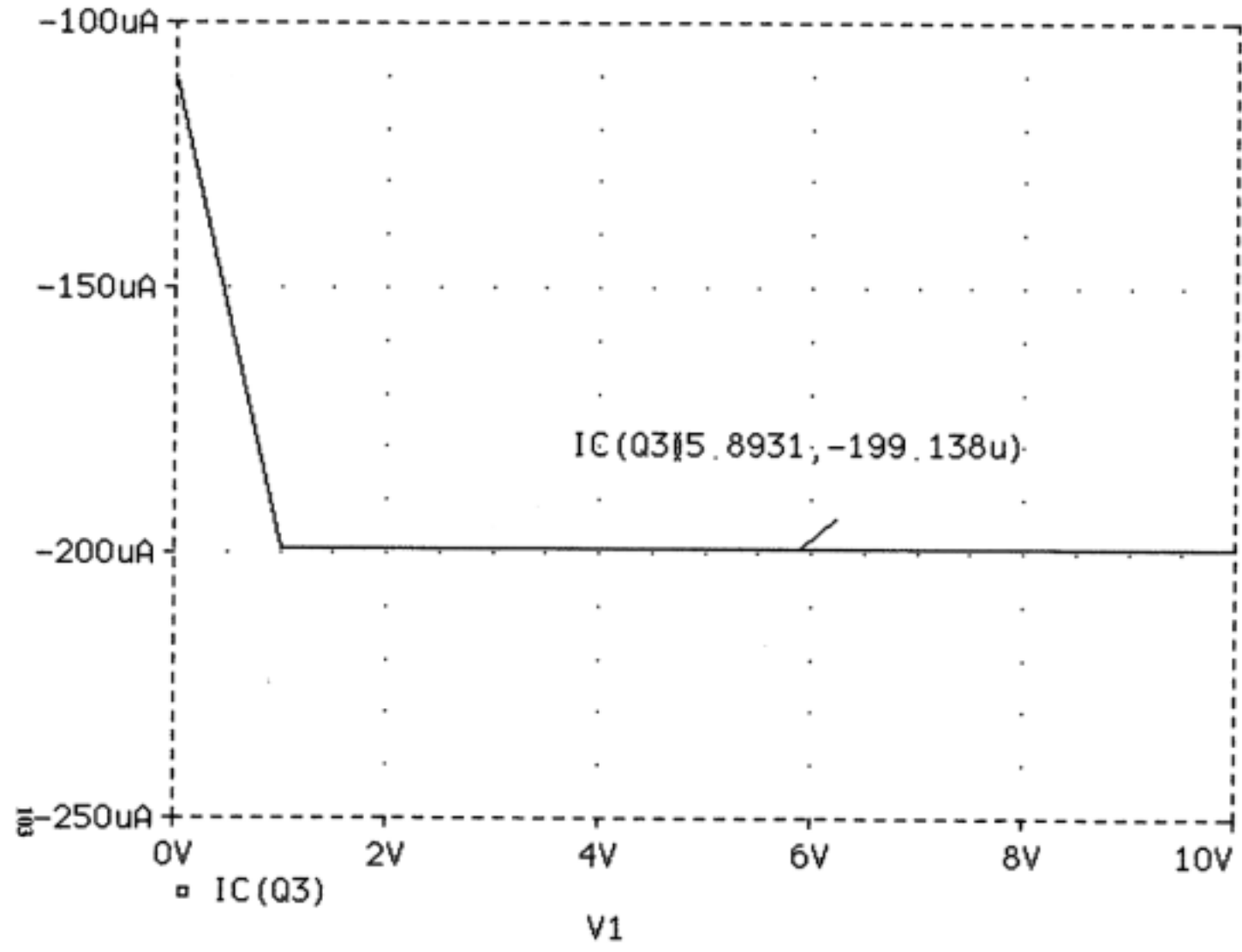


FIGURA 3.4.5

FIGURA 3.4.6

Date/Time run: 07/23/98 17:30:10

Temperature: 27.0

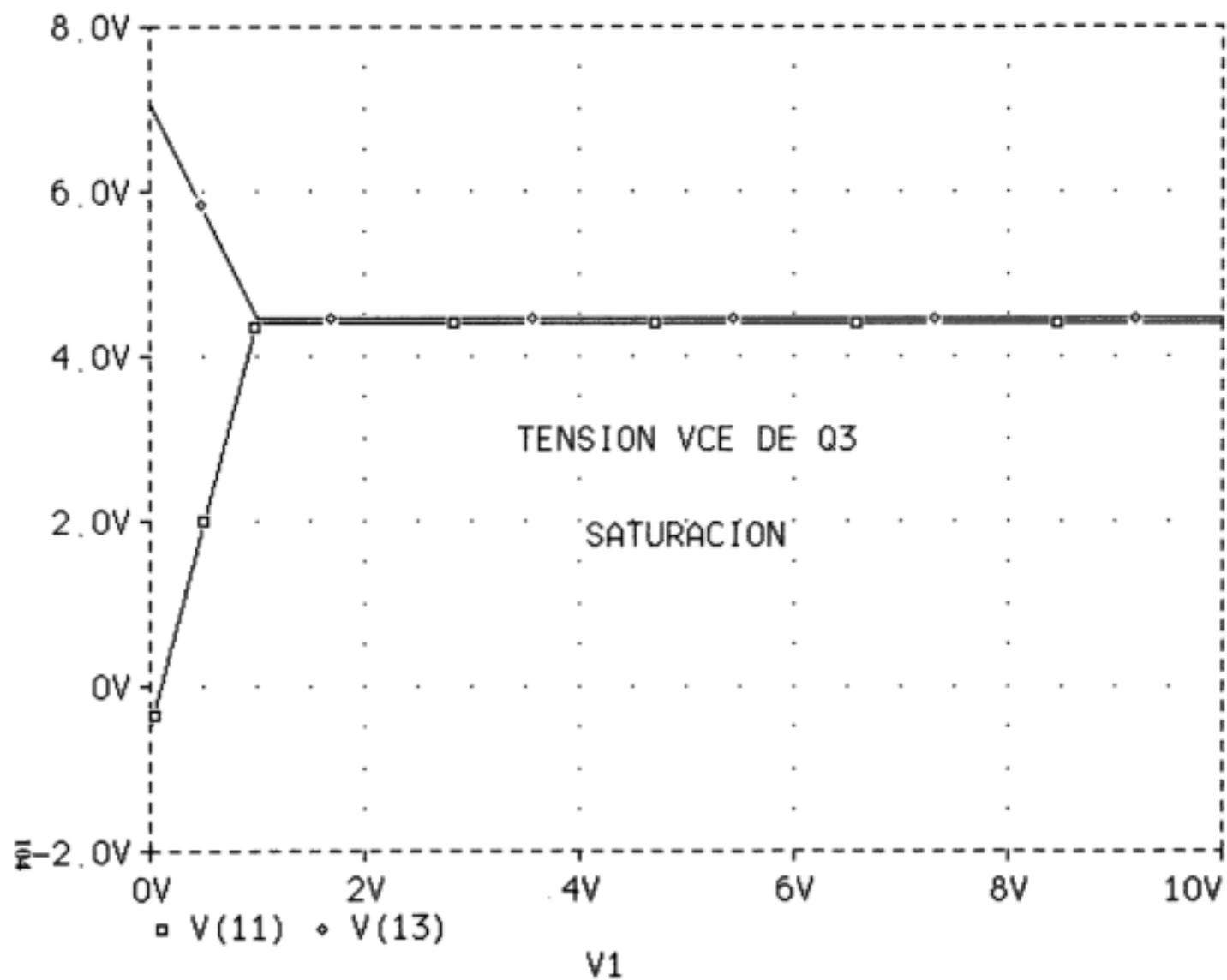


FIGURA 3.4.6

FIGURA 3.4.7 2° CASO

Date/Time run: 07/23/98 18:09:42

Temperature: 27.0

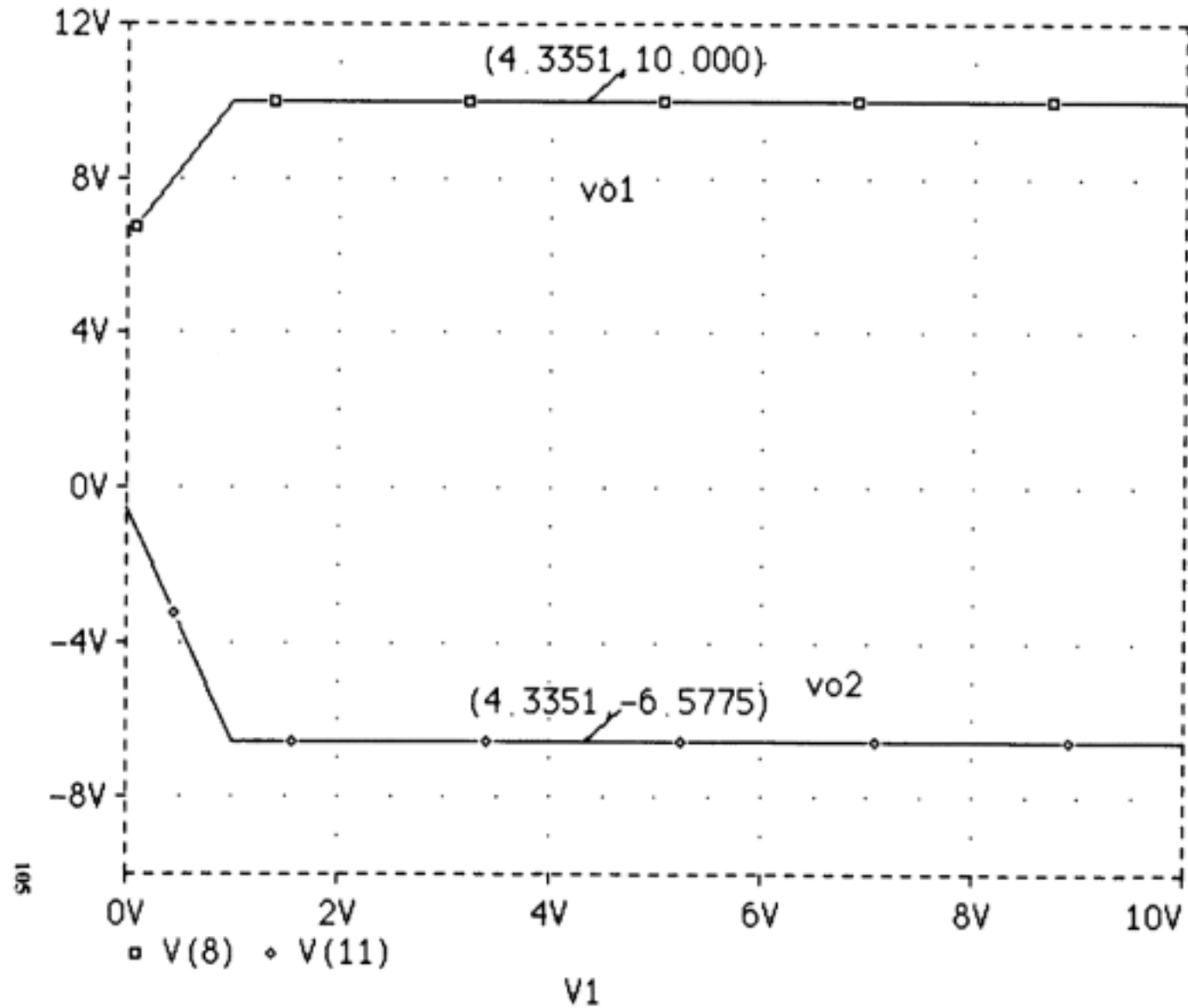


FIGURA 3.4.7.

FIGURA 3.4.8

Date/Time run: 07/23/98

18:09:42

Temperature: 27.0

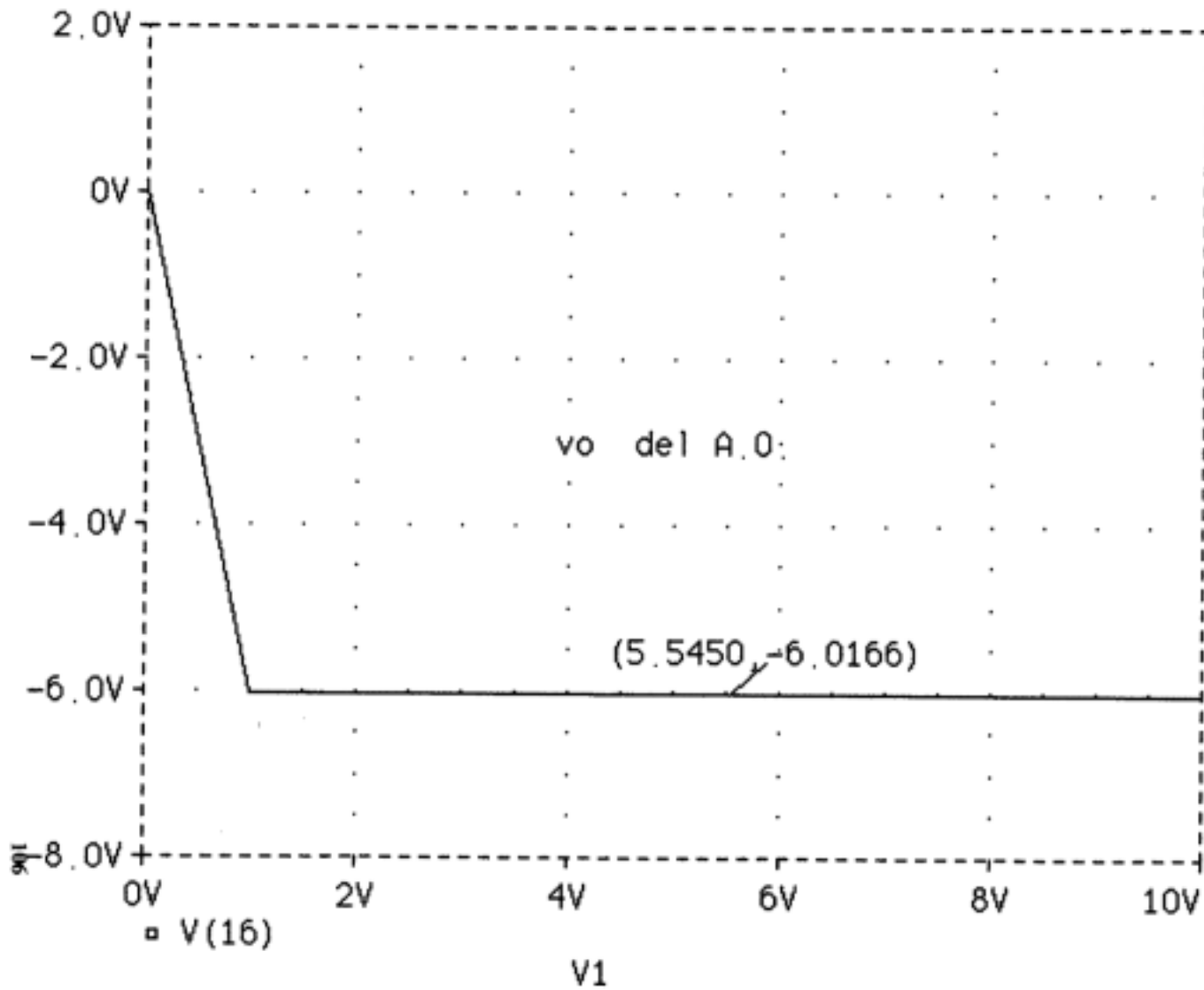


FIGURA 3.4.8

FIGURA 3.4.9

Date/Time run: 07/23/98 18:09:42

Temperature: 27.0

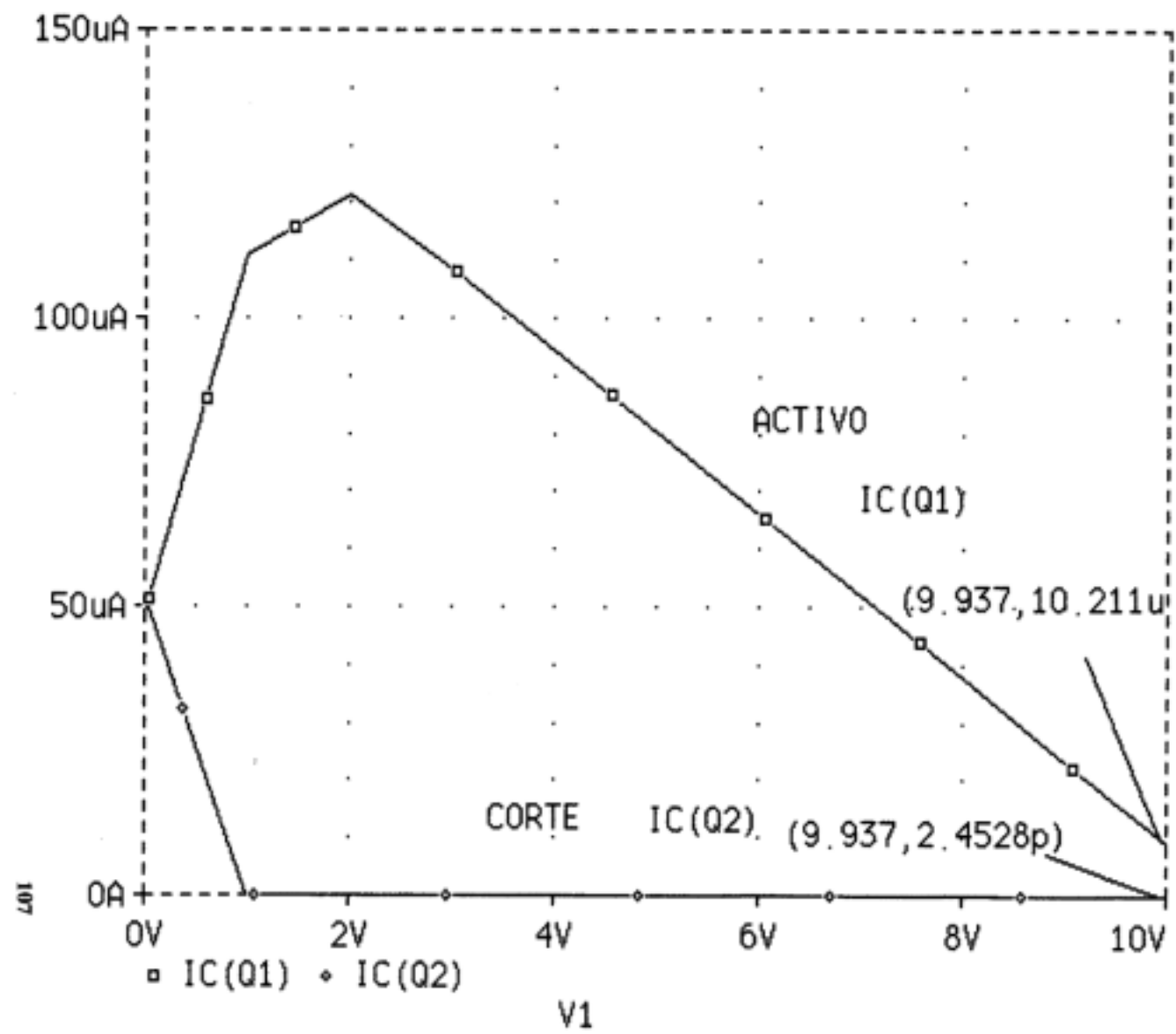


FIGURA 3.4.9.

FIGURA 3.4.10

Date/Time run: 07/23/98 18:09:42

Temperature: 27.0

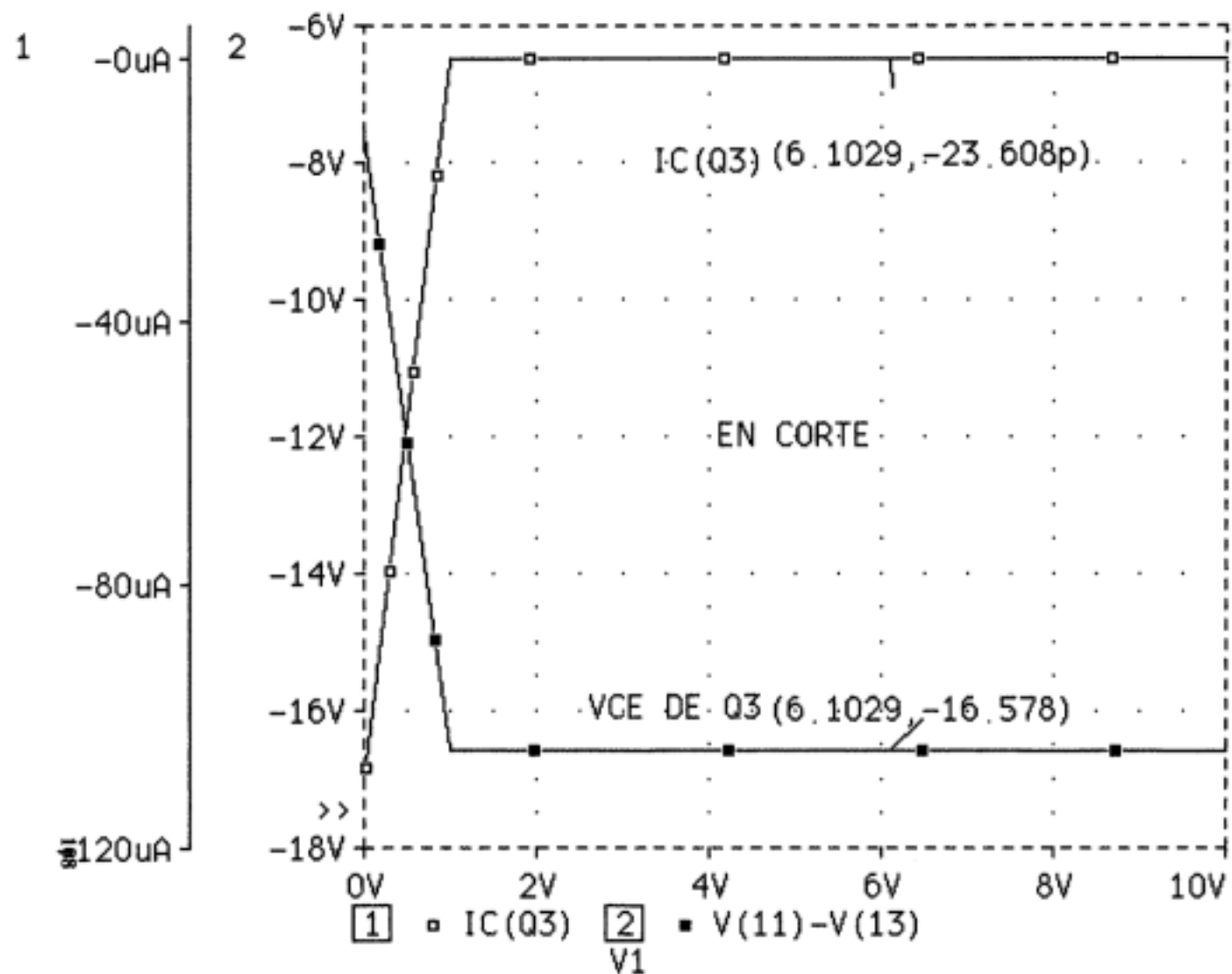


FIGURA 3.4.10.

3.6 CORRIENTE DE SALIDA EN CORTOCIRCUITO

La simulación se ha hecho para $R1=1\Omega$, es decir prácticamente nula. El valor máximo de corriente es de 18 miliamperios de pico. El resultado puede verse en la página siguiente , figura 3.6.1.

Mientras que $Q3$ está en corte , $Q5$ conduce y la señal no experimenta recorte alguno. Cuando $Q3$ pasa a saturación , la tensión de su colector permanece constante y también la corriente de $Q4$, por lo cual la señal de salida se recorta.

FIGURA 3.6.1

Date/Time run: 07/24/98

15:09:23

Temperature: 27.0

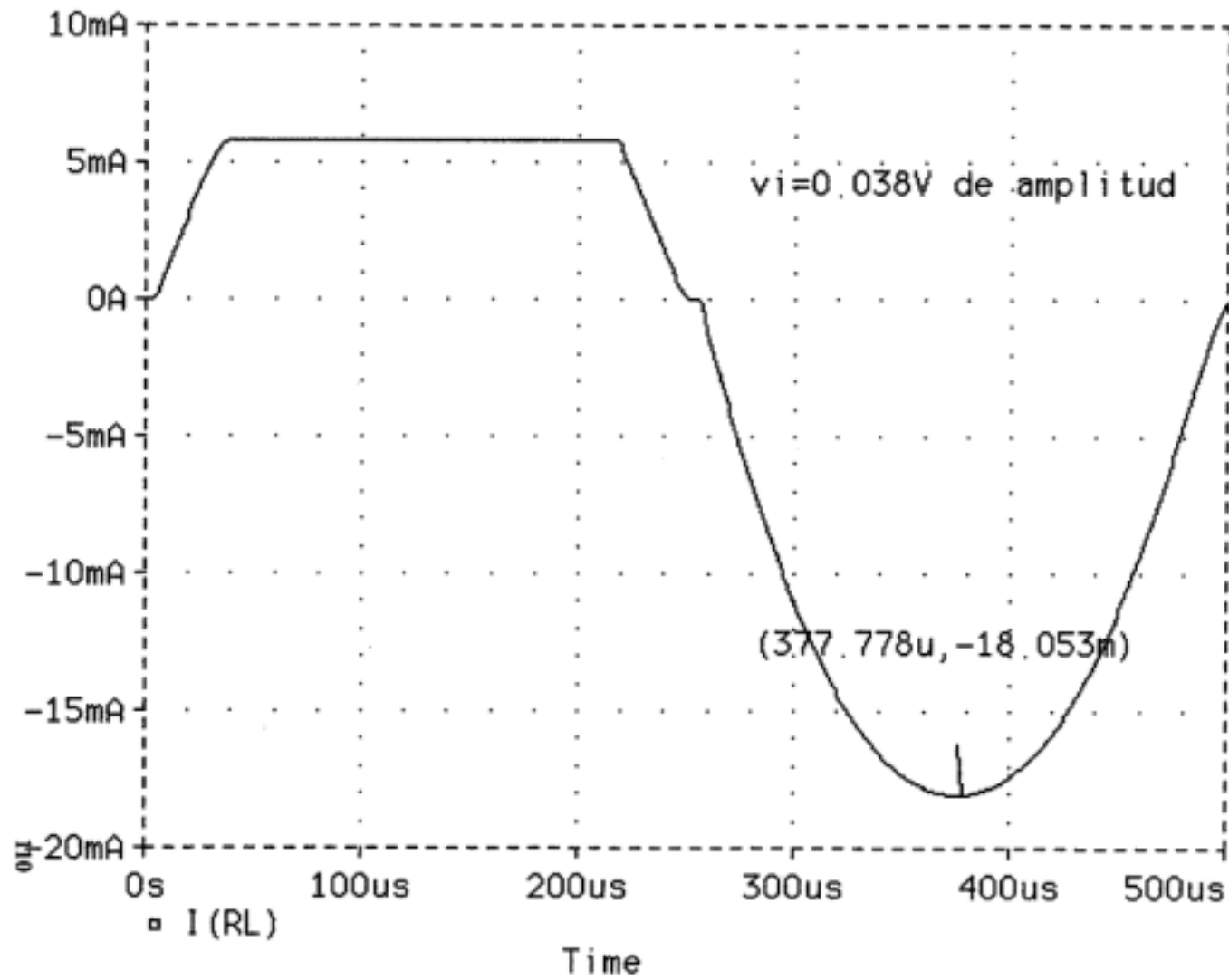


FIGURA 3.6.1

Referencias:

[4], [5], [6], [8], [11], [12], [18], y [25]

CAPÍTULO IV.

ETAPA DIFERENCIAL.

4.1 REGIÓN DE FUNCIONAMIENTO DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL.

En un amplificador diferencial , debido a que pueden existir dos señales de entrada, cada transistor funcionará dentro de una *región* de las características de colector limitada por unos valores máximos de tensiones y corrientes. Para determinar dicha región , se hace un análisis en función de las entradas de modo común y de modo diferencial. [8]

Empezamos con el modo común ,siendo cero la entrada de modo diferencial. Se consigue haciendo las dos entradas iguales : $v_1 = v_2 = v_{in}$, el circuito puede verse en la página siguiente , figura 4.1.1.

El punto de reposo elegido corresponde a $I_C = 50\mu A$,se utiliza una corriente de colector pequeña para obtener una r_{π} lo mayor posible, lo que aumenta la impedancia de entrada del amplificador .

Habrá un valor de v_a para el que los transistores pasarán de zonal lineal a saturación , el valor de la corriente de colector para dicha transición será:

$$I_C(sat) = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{CE(SAT)}}{R_C + 2R_E}$$

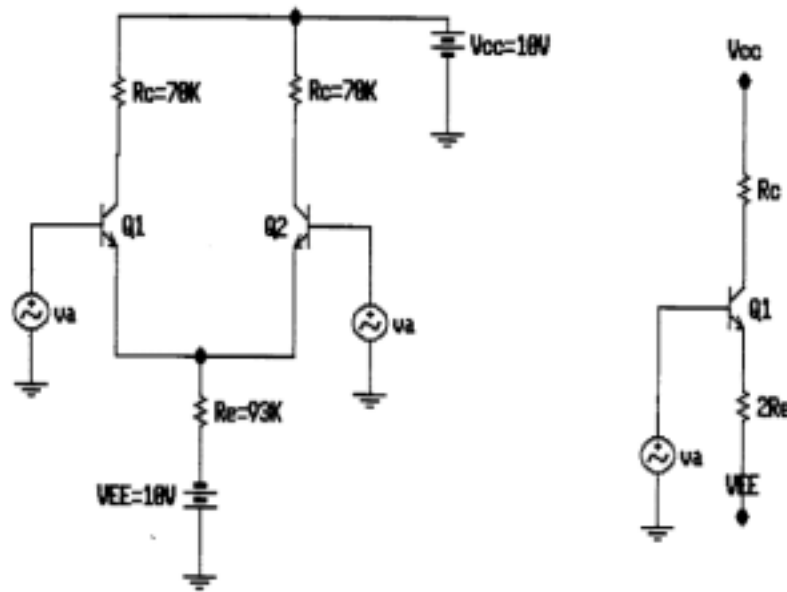


figura 4.1.1.

Para $V_{CC} = 10V$; $V_{EE} = -10V$; $V_{CE(SAT)} = 0.3V$; $R_C = 70K\Omega$ y $R_E = 93K\Omega$

$$I_C(sat) = 77 \mu A$$

Por lo tanto, para que una señal sea reproducida lo más fielmente posible, la corriente de colector deberá estar comprendida entre unos valores, máximo y mínimo:

$$I_C(max) = I_C(sat) = 77 \mu A$$

Como en el punto de reposo, $v_a = 0V$, $I_{CQ} = 50 \mu A$, el valor mínimo será:

$$I_C(min) = I_{CQ} - (I_C(max) - I_{CQ}) = 50 \mu A - 77 \mu A + 50 \mu A = 23 \mu A.$$

Se hace esta resta para que la región de trabajo de los transistores quede delimitada a ambos lados de Q , de forma simétrica. Es suficiente que uno de los transistores entre en saturación para fijar los valores extremos de la región de funcionamiento, si por el contrario, Q está mas cerca de la zona de corte de un transistor que de la saturación del otro, será la corriente de corte del primer

transistor la que fije los límites de la región de funcionamiento del amplificador diferencial. Por todo lo anterior, siempre se trata de situar Q lo más centrado posible, equidistante de la saturación y del corte de uno y otro transistor.

El valor de la tensión de colector-emisor para esta corriente mínima será:

$$V_{CE}(max) = 20V - 23\mu A \cdot 256K\Omega = 14.1V$$

Los valores correspondientes de la entrada de modo común serán:

$$V_{a}(max) = V_{BE} + I_{c}(max) \cdot 2R_{E} + V_{EE} = 0.7V + 77\mu A \cdot 186K\Omega - 10V = 5V$$

$$V_{a}(min) = V_{BE} + I_{c}(min) \cdot 2R_{E} + V_{EE} = 0.7V + 23\mu A \cdot 186K\Omega - 10V = -5V$$

Luego el punto de reposo Q puede variar, sobre la recta de carga estática, o recta de carga de entrada de modo común, y también la recta de carga dinámica.

Para determinar la región de funcionamiento completa, habrá de estudiarse el efecto de una entrada, de modo diferencial, no nula, cuando la entrada de modo común es cero, esto ocurre cuando $v_2 = -v_1 = v_d / 2$.

Cuando v_2 aumenta también lo hace i_{e2} , y cuando v_1 disminuye también lo hace i_{e1} , por tanto, si las variaciones de v_1 y v_2 no son excesivas, el aumento de i_{e2} es igual a la disminución de i_{e1} , luego no habrá variación de la corriente $i_{e1} + i_{e2}$, que circula por R_E , y la tensión de emisor V_E , simultáneamente variarán las tensiones en los colectores, V_{C1} y V_{C2} .

Para pequeña señal, tendremos:

$$V_{ce1} = -i_{c1} \cdot R_{C1}; \quad V_{ce2} = -i_{c2} \cdot R_{C2}$$

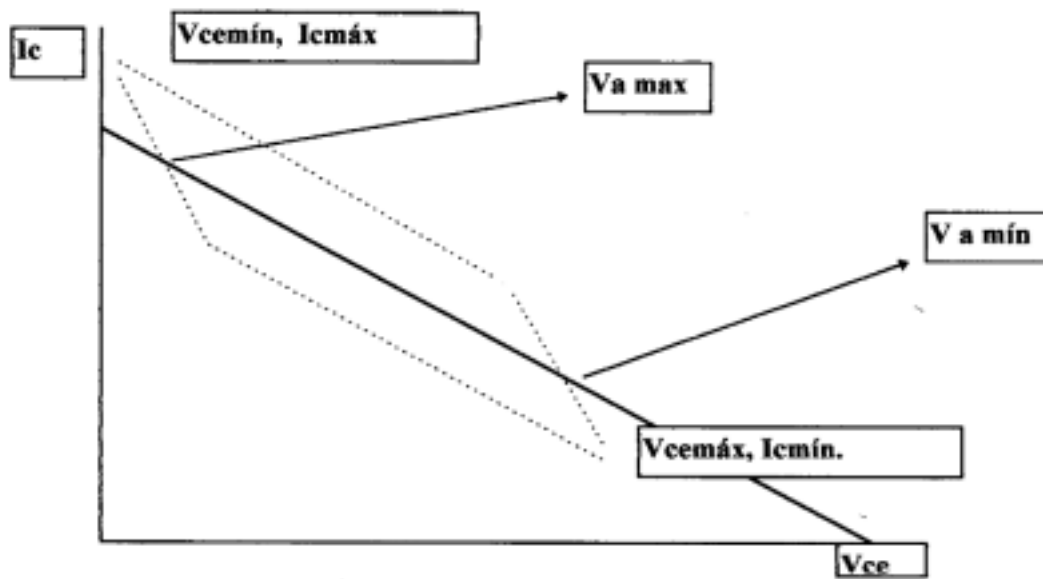
Las ecuaciones anteriores representan la recta de carga de modo diferencial, cuya pendiente es $-1/R_c$.

La combinación de las rectas de carga de modo diferencial y modo común delimitarán la región de funcionamiento, que será un paralelogramo, con dos lados de pendiente $-1/R_c$ y que pasan por los puntos correspondientes a:

$$V_{ce}(max); I_c(min)$$

$$V_{ce}(sat); I_c(max)$$

Los otros dos lados serán paralelos a la recta de carga de modo común y también pasarán por los puntos anteriores, que serán los dos vértices opuestos del paralelogramo. En este caso, quedará:



También se puede hacer la simulación para los valores :

$$v_a = 10V, V_{CC} = 20V \text{ y } V_{EE} = 0V.$$

Obteniéndose los mismos valores para las tensiones de colector-emisor y las corrientes de colector , sin embargo para $V_a(\text{máx})$ y $V_a(\text{mín})$ se obtienen valores de 10V, mayores a los obtenidos anteriormente, como era lógico esperar.

En las figuras siguientes se puede observar como los resultados coinciden con los valores previstos. Para una señal de 6mV de amplitud de entrada , la salida está bastante distorsionada con respecto a la entrada debido a que la corriente máxima sobrepasa bastante el valor de 77 microamperios.(Figura 4.1.6.)

En la figura 4.1.2 se representa la corriente de colector de Q1 en función de v_a , en ella puede observarse que para $v_a \geq 5V$ el transistor pasa de activo a saturación. Lo mismo ocurrirá con Q2. En la 4.1.3 se hace lo mismo para la tensión de colector-emisor , donde se observa que es máxima ,14V, para $v_a = -5V$ mínima, saturación, cuando $v_a = 5V$.

Los listados de las simulaciones son, para modo diferencial y modo común:

```
*DIFERENCIAL
VCC 1 0 10V
RC1 1 2 70K
Q1 2 5 3 Q2N2222A
RE 3 6 93K
VEE 0 6 10V
```

FIGURA 4.1.2

Date/Time run: 07/24/98

15:38:29

Temperature: 27.0

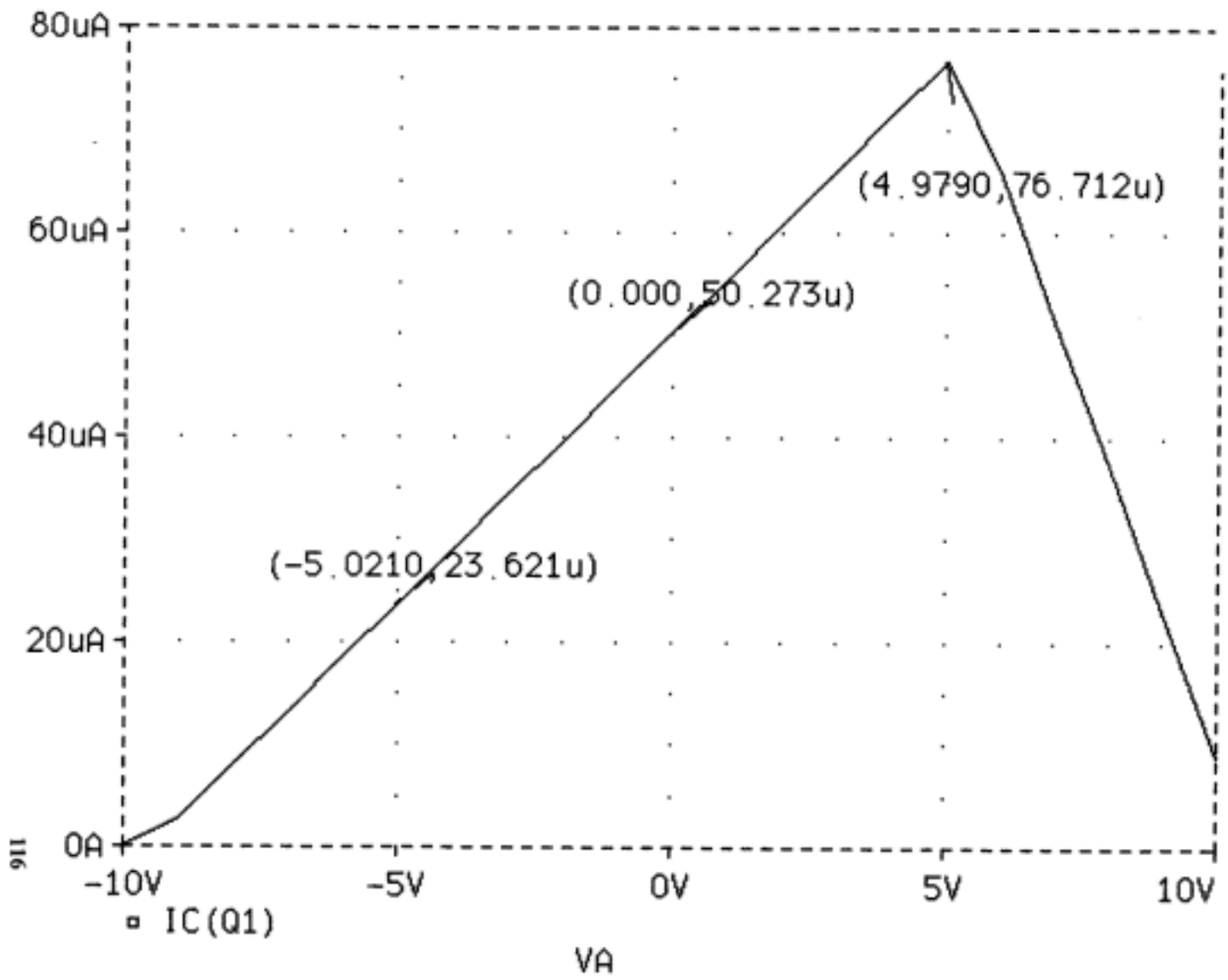


FIGURA 4.1.2

FIGURA 4.1.3

Date/Time run: 07/24/98 15:38:29

Temperature: 27.0

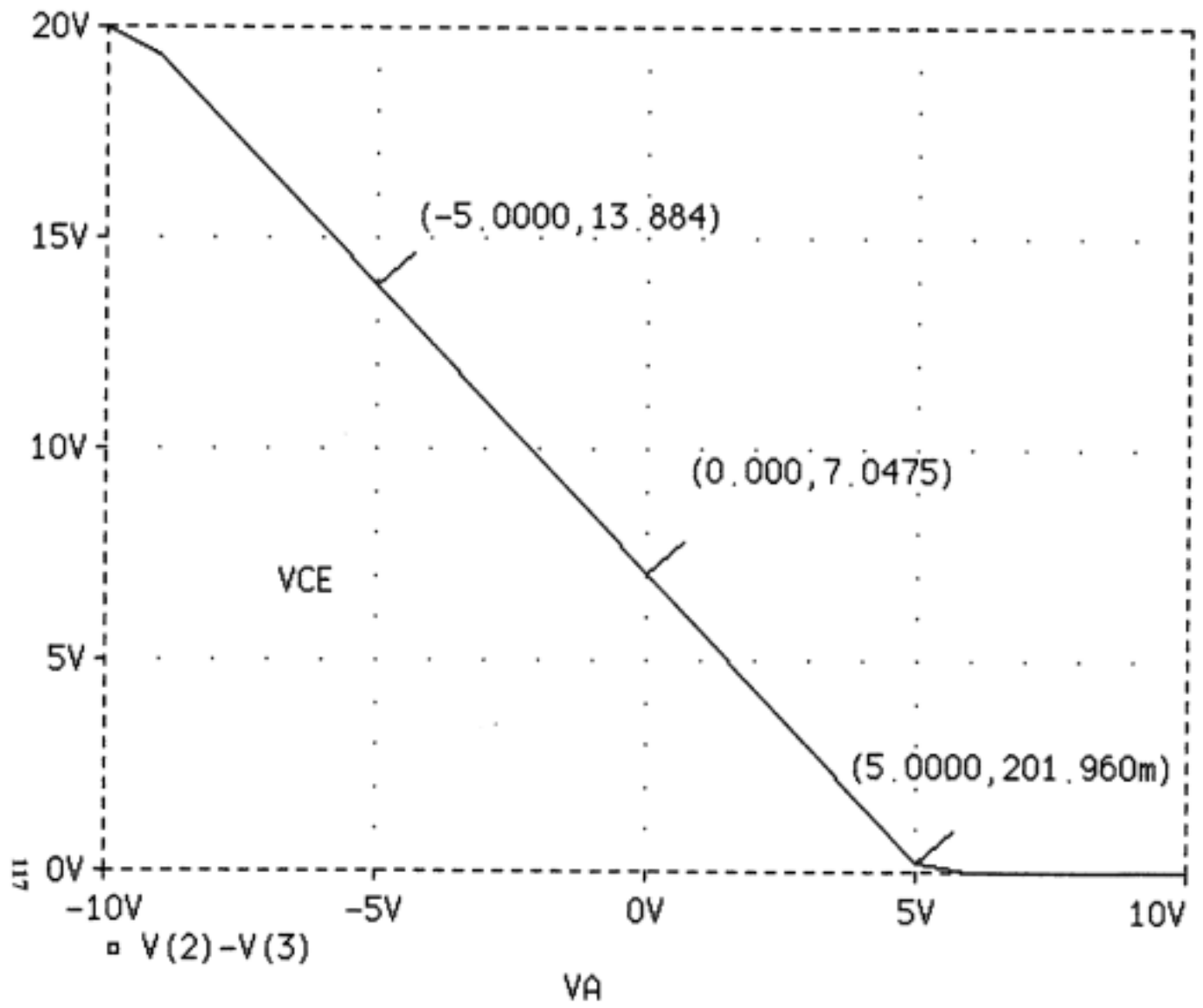


FIGURA 4.1.3

FIGURA 4.1.4 modo diferencial

Date/Time run: 07/24/98 15:55:21

Temperature: 27.0

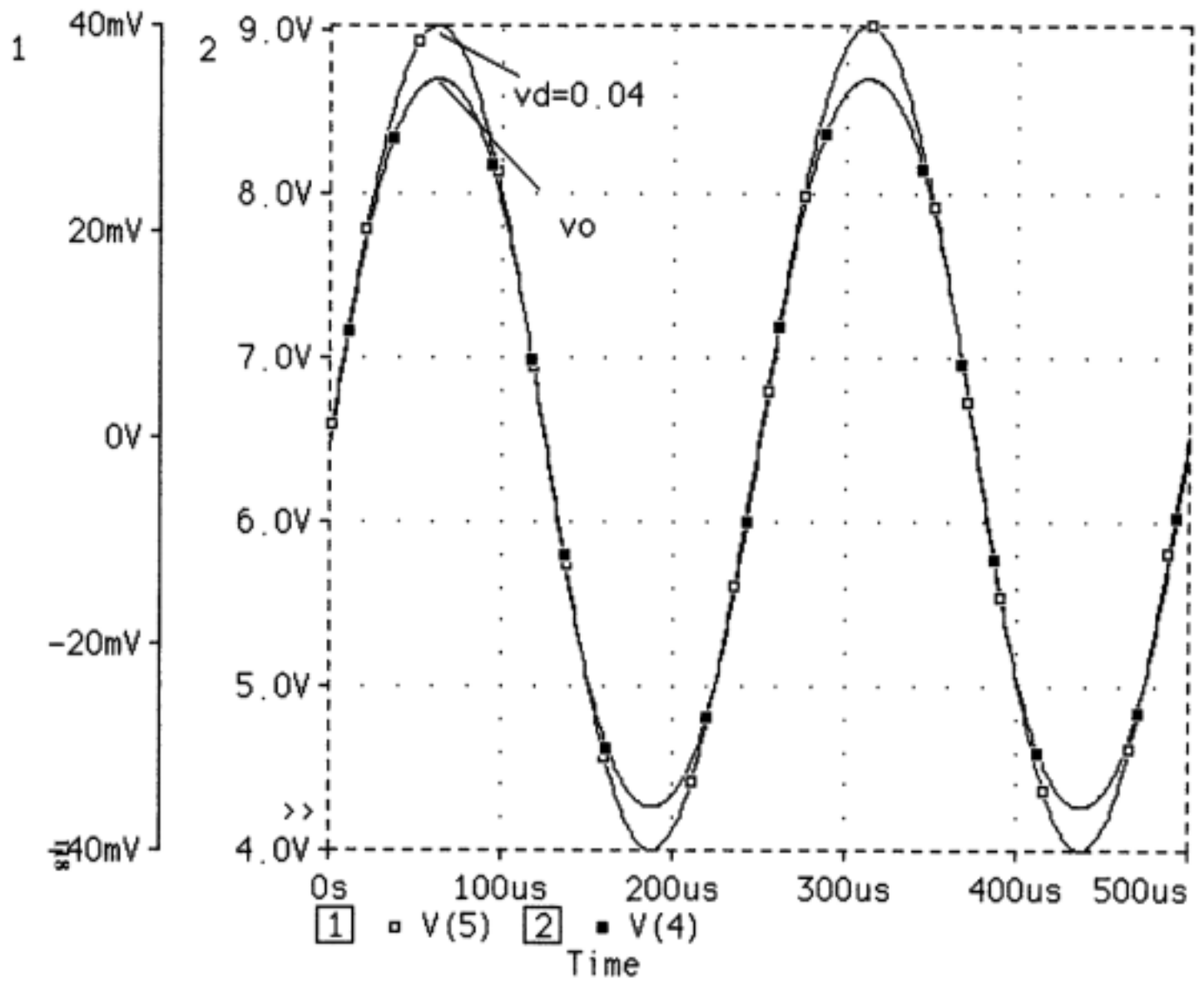


FIGURA 4.1.4.

FIGURA 4.1.5

Date/Time run: 07/24/98 15:55:21

Temperature: 27.0

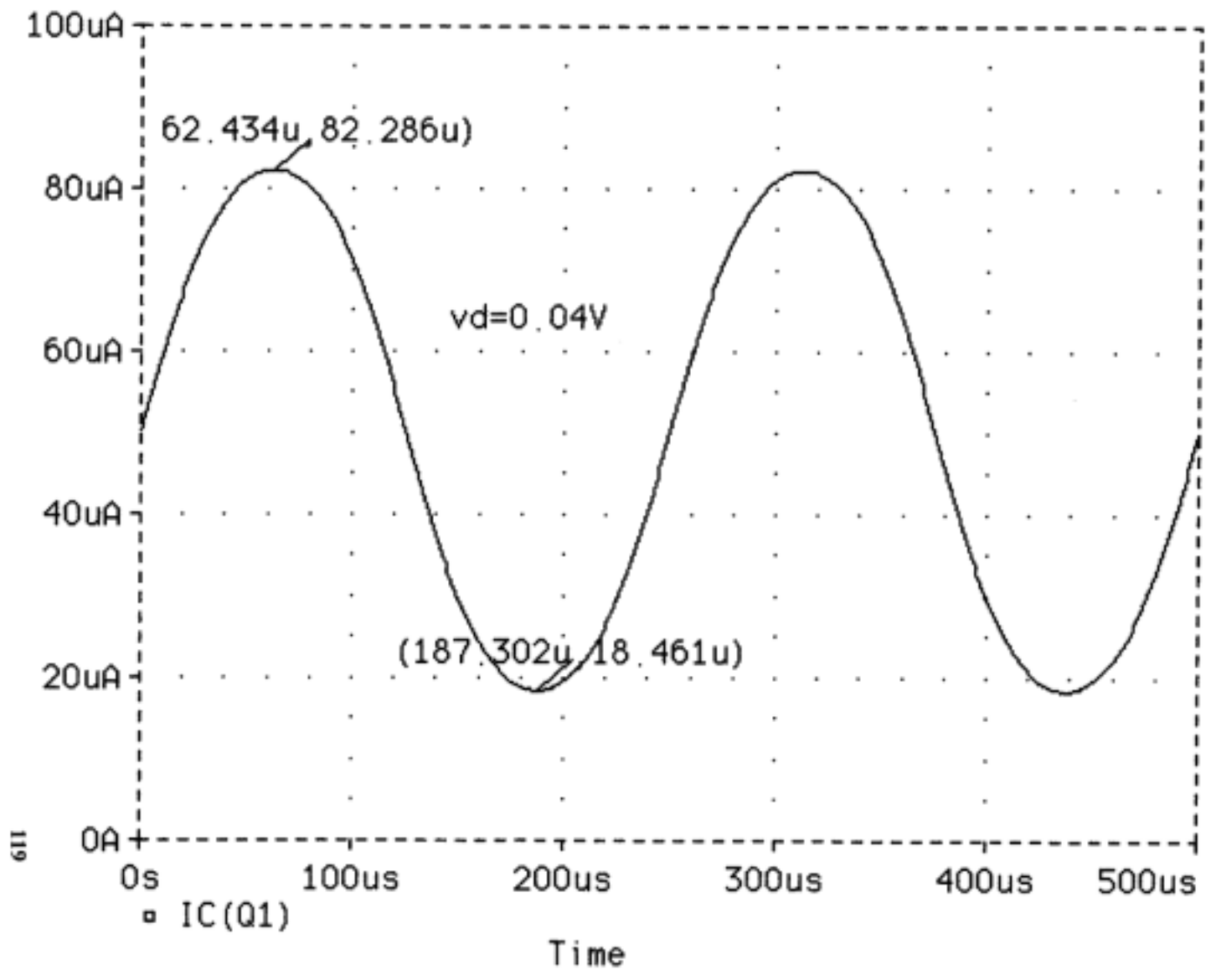


FIGURA 4.1.5

119

FIGURA 4.1.6

Date/Time run: 07/24/98

16:09:21

Temperature: 27.0

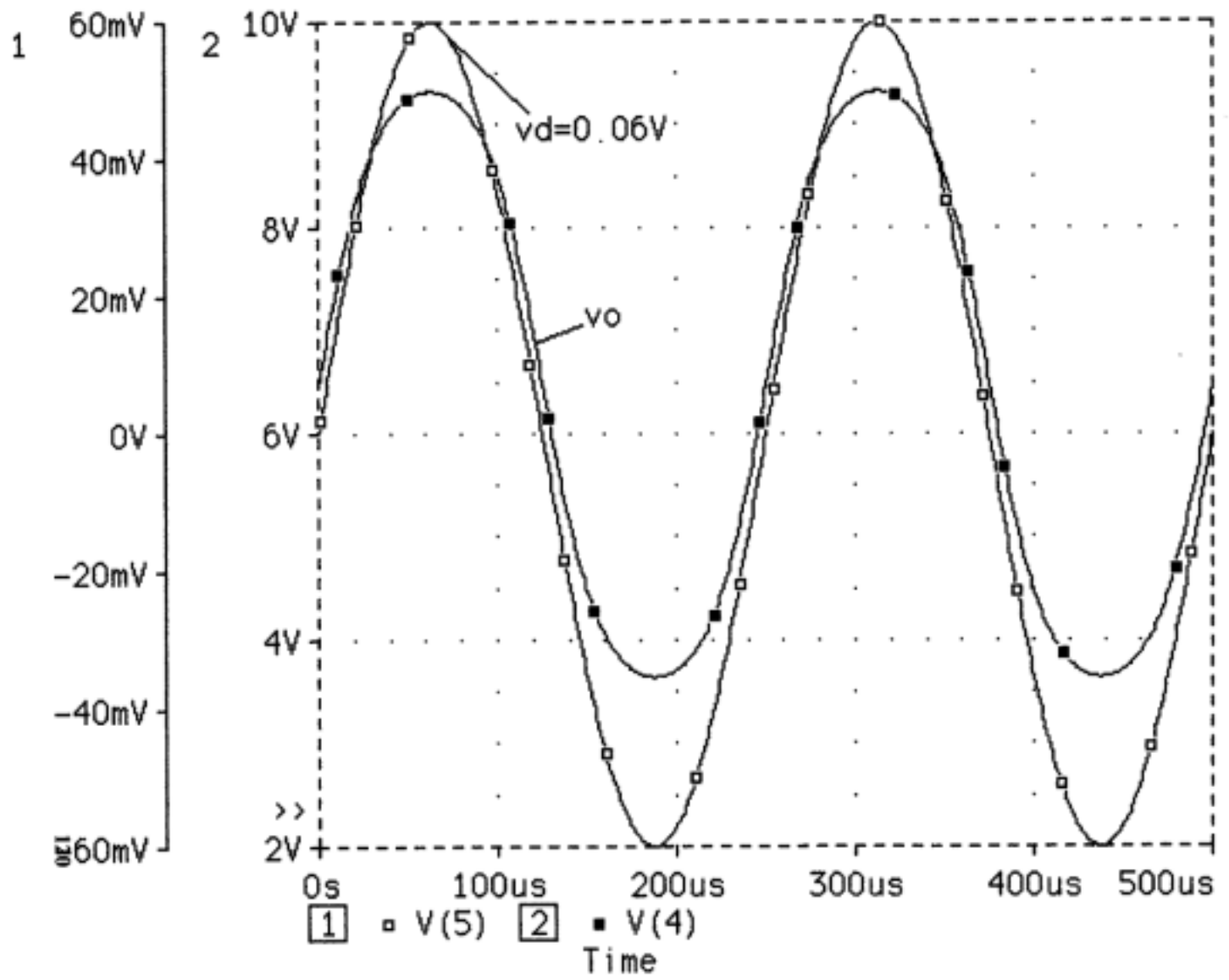


FIGURA 4.1.6


```
RC2 1 4 70K
Q2 4 0 3 Q2N2222A
.LIB BIPOLAR.LIB
V1 5 0 AC 0.04 SIN(0 0.04 4000HZ)
.TRAN 1N 0.0005 1000K
.OP
.DC LIN VCC 0 10 1
.END
```

Para modo común:

```
*MODO COMUN
VCC 1 0 10V
RC1 1 2 70K
Q1 2 5 3 Q2N2222A
RE 3 6 93K
VEE 0 6 10V
RC2 1 4 70K
Q2 4 7 3 Q2N2222A
.LIB BIPOLAR.LIB
VA 5 0 10V
R12 5 7 1
.OP
.DC LIN VA -10 10 1
.END
```

4.2 INFLUENCIA DE LAS VARIACIONES DE I_s EN LA E-TAPA DIFERENCIAL.

Para un transistor npn en zona activa, las concentraciones de los portadores minoritarios en los límites de las regiones de agotamiento, se pueden calcular mediante una aproximación de Boltzmann, de la distribución de Fermi-Dirac. Obteniéndose las expresiones: [8]

$$n_p(0) = n_{p0} \exp \frac{V_{BE}}{V_T}$$
$$n_p(W_B) = n_{p0} \exp \frac{V_{BC}}{V_T} \approx 0$$

Donde W_B es el ancho de la base desde el límite de la capa de agotamiento base-emisor al límite de la capa de agotamiento de base-colector, y n_{p0} es la concentración de equilibrio de los electrones en la base. Se supone siempre que la concentración de los portadores minoritarios es mucho más pequeña que la de los mayoritarios.

Si la recombinación de huecos y electrones es pequeña en la base, puede demostrarse que la concentración de portadores minoritarios $n_p(x)$ varía linealmente con la distancia.

Para la neutralidad de las cargas en la base, en transistores npn, es necesario:

$$N_A + n_p(x) = p_p(x); \quad p_p(x) - n_p(x) = N_A$$

donde $p_p(x)$ es la concentración de huecos en la base y N_A es la densidad de dopado, que se supone constante. Por lo tanto, la concentración de huecos variará también linealmente con la distancia.

La corriente de colector es debida a los portadores minoritarios de la base, que se difunden en la dirección del gradiente de concentración y son barridos a través de la zona de agotamiento de colector-base, por el campo allí existente. La densidad de corriente de difusión debida a los electrones es:

$$J_n = qDn \frac{dn_p(x)}{dx}; \quad J_n = -qDn \frac{n_p(0)}{W_B}$$

donde D_n es la constante de difusión de los electrones. La corriente de colector:

$$I_C = qADn \frac{n_p(0)}{W_B}; \text{ sustituyendo } n_p(0) \text{ queda:}$$

$$I_C = \frac{qDnAn_{p0}}{W_B} \exp \frac{V_{BE}}{V_T}, \text{ donde } A \text{ es la sección transversal del emisor.}$$

Si se hace $I_S = \frac{qADn_{p0}}{W_B}$, la corriente de colector quedará:

$$I_C = I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T}$$

Teniendo en cuenta que $n_{p0} = n_i^2 / N_A$, y sustituyendo en I_S :

$$I_S = \frac{qADn_i^2}{W_B N_A} = \frac{qA\bar{D}n_i^2}{Q_B}$$

donde $Q_B = W_B N_A$, es el número de átomos de impurezas en la base por unidad de área del emisor y n_i es la concentración intrínseca de portadores en el silicio. D_n ha sido sustituido por su valor promedio, esto es necesario en bases no uniformes, donde la constante de difusión es función de la concentración de impurezas.

La corriente de base, a niveles moderados de corriente, está formada por dos componentes principales, una de ellas representa la recombinación de huecos y electrones en la base y es proporcional a la carga de portadores minoritarios que vendría dada por:

$$Qe = \frac{1}{2} n_p(0) W_B q A; \text{ la corriente sería: } I_{B1} = \frac{Qe}{\tau_b} = \frac{1}{2} \frac{q n_p(0) W_B A}{\tau_b}$$

que representa el flujo de huecos mayoritarios, de la terminal de base, dirigidos dentro de dicha región. Sustituyendo $n_p(0)$, quedará:

$$I_{B1} = \frac{1}{2} \frac{n_{p0} W_B q A}{\tau_b} \exp \frac{V_{BE}}{V_T}$$

La segunda componente principal de la corriente de base, por lo general la dominante en circuitos integrados, se debe a la inyección de huecos de base en el emisor. Esta componente depende del gradiente de los huecos, portadores minoritarios en el emisor:

$$I_{B2} = \frac{q A D_p}{L_p} p_{nE}(0),$$

donde D_p es la constante de difusión, L_p es la longitud de difusión para los huecos en el emisor y la concentración de huecos, en el límite de la región de agotamiento es:

$$p_{nE}(0) = p_{nE0} \exp \frac{V_{BE}}{V_T}$$

Si N_D es la concentración de átomos donadores en el emisor:

$$p_{nE0} \approx \frac{n_i^2}{N_D}$$

teniendo en cuenta estas dos últimas expresiones y sustituyendo en la segunda componente de la corriente de base:

$$I_{B2} = \frac{qAD_p}{L_p} \frac{n_i^2}{N_D} \exp \frac{V_{BE}}{V_T}$$

La corriente base total:

$$I_B = I_{B1} + I_{B2} = \left(\frac{1}{2} \frac{n_p W_B A q}{\tau_b} + \frac{qAD_p}{L_p} \frac{n_i^2}{N_D} \right) \exp \frac{V_{BE}}{V_T}$$

También se cumplirá:

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\frac{qAn_p D_n}{W_B}}{\frac{1}{2} \frac{n_p W_B A q}{\tau_b} + \frac{q n_i^2 A D_p}{L_p N_D}} = \frac{1}{\frac{W_B^2}{\tau_b D_n} + \frac{D_p W_B N_A}{D_n L_p N_D}}$$

β_F aumenta cuanto menor es W_B , y también cuanto menor es N_A/N_D . Del mismo modo, cuanto menores son W_B y N_A mayor es I_s , y por lo tanto I_c . Con todo esto,

a medida que aumente I_s aumentará β_F . Además hay que tener en cuenta que el potencial de contacto de una unión p-n, es:

$$V = V_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$$

por lo tanto si N_D aumenta, disminuirá la relación $\frac{N_A}{N_D}$, y aumentarán β_F, I_s y el potencial de contacto de la unión base-emisor. Al aumentar dicho potencial de contacto, disminuirá la corriente de base. Según esto, la corriente de colector resultará menor de lo esperado en principio y la tensión V_{BE} aumentará.

Por el contrario, si en vez de aumentar N_D , disminuye N_A , aumentarán I_c, I_s y β_F , sin embargo disminuirá el potencial de contacto de la unión base-emisor.

Se ha hecho una simulación con el amplificador diferencial para tres valores de I_s . Uno de ellos un valor típico medio y los otros dos, mil veces mayor y menor que éste. Los valores son:

I_s	14.34e-12	14.34e-15	14.34e-18
-------	-----------	-----------	-----------

Los resultados pueden verse en la siguiente tabla. No hay linealidad, como puede observarse, igual ocurre con los valores de β_F

Los valores obtenidos son:

Is	Ic	β_F	V _{BE}
14.34E-12 A	51.44 μ A	275	0.388 V
14.34E-15 A	50.26 μ A	111	0.566 V
14.34E-18A	22 μ A	0.8	0.723

Por una parte a medida que aumenta Is aumenta β_F y disminuye V_{BE}, mientras que Ic permanece constante. Por otra parte si Is disminuye también lo hace β_F hasta que prácticamente se comporta como un diodo, ya que para el último caso el ancho de base es muy grande y, por tanto, la recombinación electrones-huecos también lo es y la corriente de colector pequeña. Mientras que V_{BE} aumenta, Ic permanece prácticamente constante en los dos primeros casos debido a que el circuito está estabilizado mediante Re.

Los resultados pueden observarse en las figuras 4.2.1, 4.2.2 y 4.2.3 en las páginas siguientes, en ellas se representan Ic, β_F y V_{BE}, para los tres casos.

El listado de la simulación es:

```
VCC 1 0 10V
R1 1 2 70K
Q1 2 3 5 Q2N2222A
V1 3 0 AC 0.001 SIN(0 0.001 2000Hz)
RE 5 7 93K
VEE 0 7 10V
RC2 1 6 70K
Q2 6 0 5 Q2N2222A
```

FIGURA 4.2.1

Date/Time run: 07/25/98 07:30:43

Temperature: 27.0

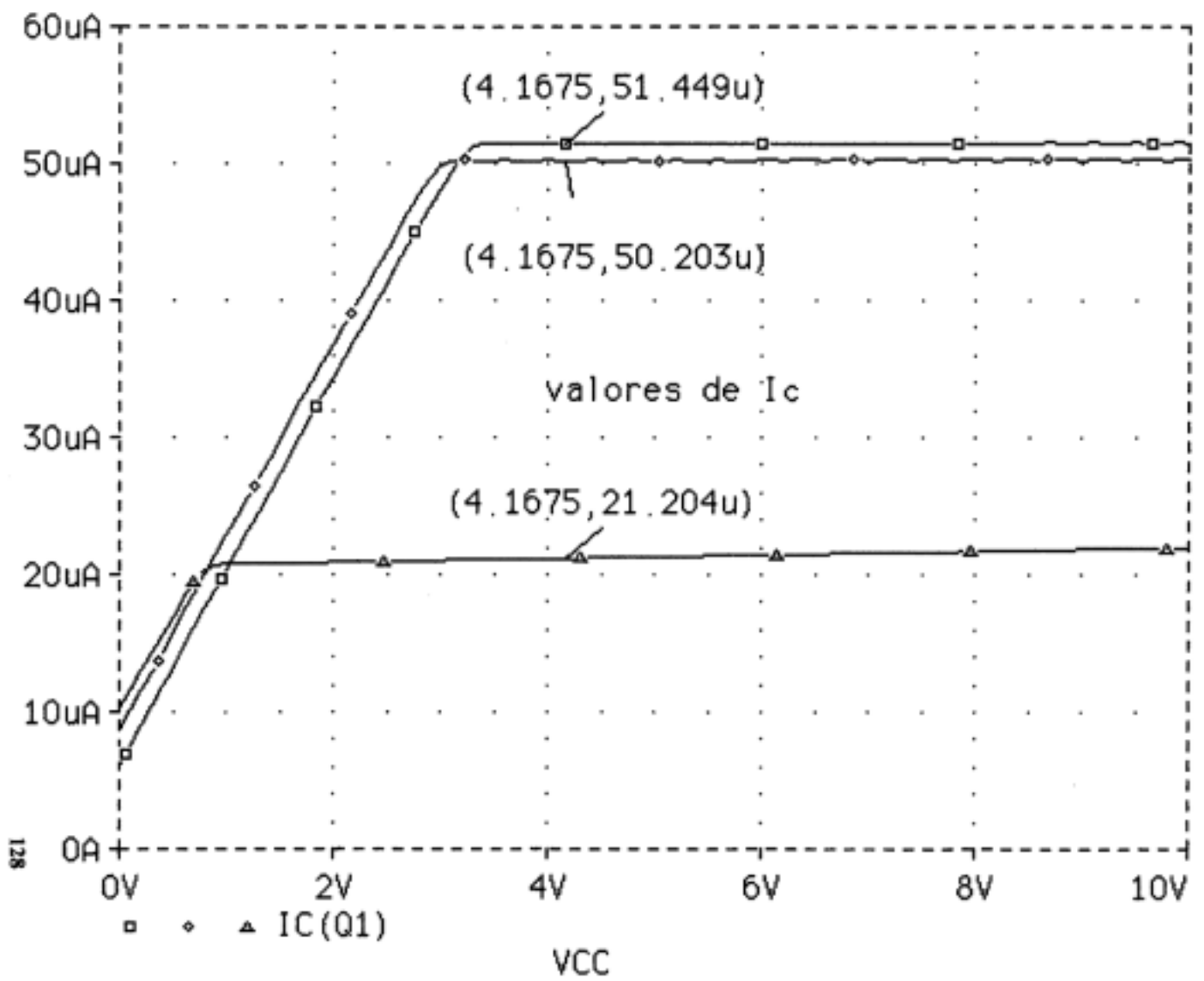


FIGURA 4.2.1.

FIGURA 4.2.2

Date/Time run: 07/25/98 07:30:43

Temperature: 27.0

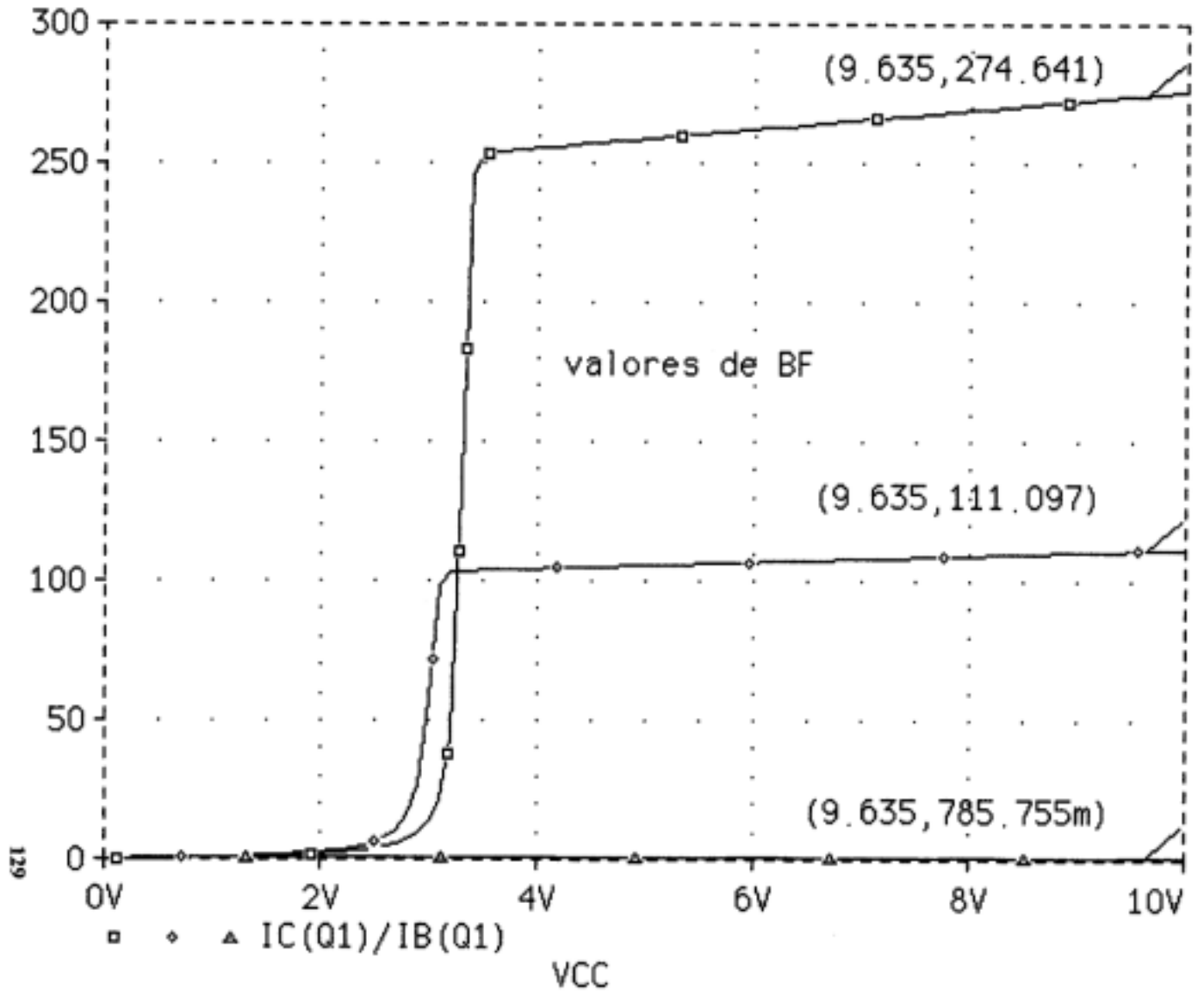


FIGURA 4.2.2

FIGURA 4.2.3

Date/Time run: 07/25/98 09:10:13

Temperature: 27.0

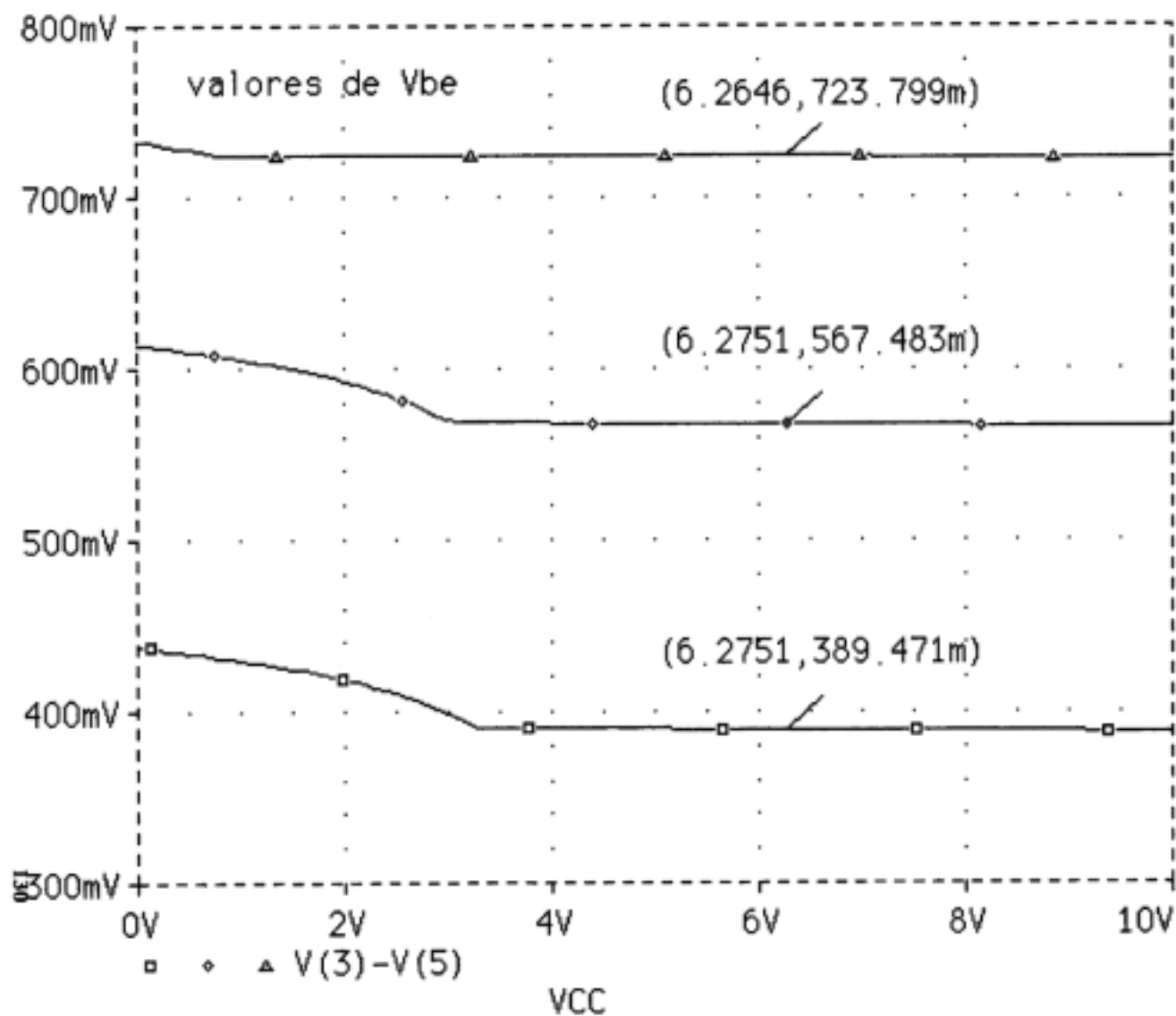


FIGURA 4.2.3.

```

.STEP NPN Q2N2222A(IS) LIST 14.34E-12 14.34E-15 14.34E-18
.LIB BIPOLAR.LIB
.AC DEC 20 1000 2000000K
.TRAN In 0.0005 0 1u
.DC LIN VCC 0 10 0.1
.OP
.END

```

4.3 ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE I_c E I_B .

Dada la relación tan importante que existe entre I_c, I_B, β_F y V_{BE} , es necesario estudiar la sensibilidad de las corrientes de colector y base, con respecto a los parámetros del transistor y demás componentes del circuito. Para la simulación se ha empleado la siguiente topología:

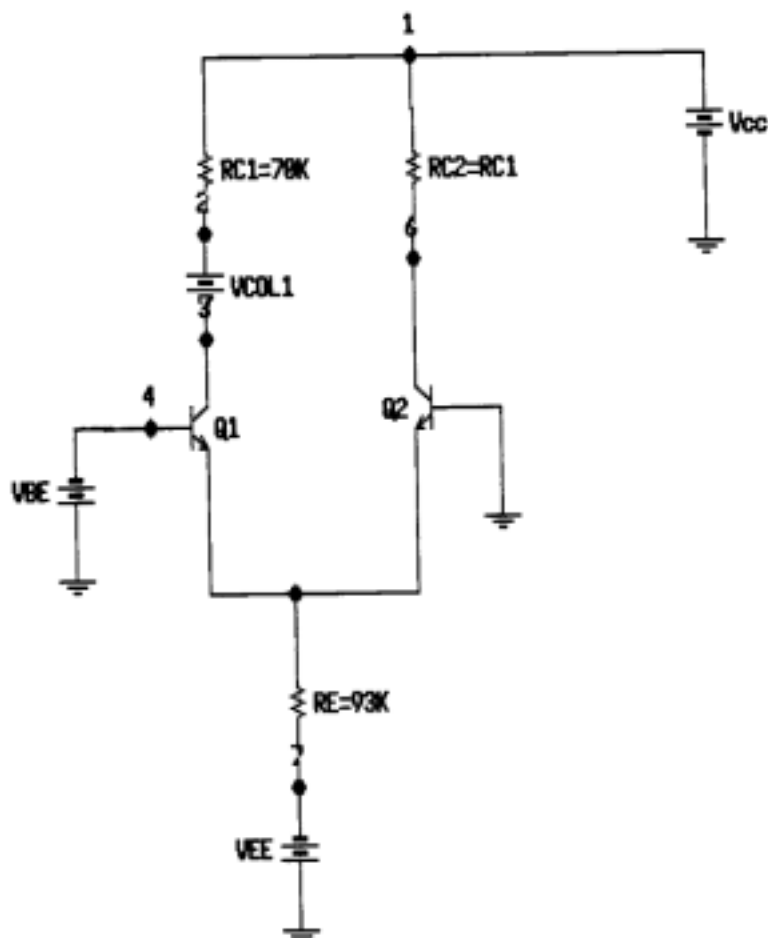


Figura 4.3.1

Los valores de las corrientes de colector y base ,obtenidos en la simulación , son:

$$I_c = 50\mu A; \quad I_B = 0.472\mu A$$

Spice calcula la sensibilidad normalizada , que aparece en la cuarta columna. Por lo tanto , habrá que realizar el siguiente cálculo:

$$N_P^Q \approx \frac{\Delta Q}{100 \left(\frac{\Delta P}{P} \right)}; \text{ de lo que sigue } S_P^Q = \frac{100}{Q} N_P^Q$$

Por ejemplo la sensibilidad de I_c con respecto a R_c , obtenida a partir de la simulación será:

$$S_{R_c}^{I_c} = \frac{100}{50 \times 10^{-6}} \times (-1.064 \times 10^{-8}) = -0.0213$$

Procediendo de igual manera ,la sensibilidad de I_c con respecto a los componentes y parámetros más notables, resulta:

elemento	sensibilidad AMP/UNIDAD	Sensibilidad Normalizada	Sensibilidad
RC1	-1.520E-11	-1.064E-08	-0.0213
RE	-5.395E-10	-5.017E-07	-1.0034
RC2	1.487E-11	1.041E-08	0.02082
VCC	6.468E-09	6.468E-10	0.0013
BF	3.557E-10	9.104E-10	0.00182
ISE	-9.491E+06	-1.361E-09	-0.0027
IS	1.691E+09	2.425E-07	0.485
EN	1.744E-06	2.280E-08	0.0456
VAF	-2.647E-08	-1.960E-08	-0.0392

Tabla 4.3.1

Ordenadas las sensibilidades en orden decreciente:

Elemento	sensibilidad
Re	-1.0034
IS	0.485
Ne	0.0456
VAF	-0.0392
RC1	-0.0213
RC2	0.02082
ISE	-0.0027
BF	0.00182
VCC	0.0013

Tabla 4.3.2

Para la corriente de base:

Elemento	Sensibilidad AMP/UNIDAD	Sensibilidad Normalizada	Sensibilidad
RC1	1.196E-13	8.374E-11	0.0178
RE	-4.339E-12	-4.035E-09	-0.8585
RC2	1.196E-13	8.373E-11	0.0178
VCC	-4.759E-09	-4.759E-10	-0.1012
VBE	-7.510E-06	0.0000	-15.97
BF	-7.031E-10	-1.799E-09	-0.3827
IS	-8.114E+05	-1.163E-10	-0.0247
NE	-3.448E-06	-4.506E-08	-9587
VAF	2.083E-10	1.542E-10	0.0328

Tabla 4.3.3

Elemento	Sensibilidad
VBE	-15.97
Ne	-0.9587
RE	-0.8585
BF	-0.3827
VCC	-0.1012
VAF	0.0328
IS	-0.0247
RC1	0.0178
RC2	0.0178

Tabla 4.3.4

Como indican los valores, I_c resulta más sensible a los cambios de R_e e I_s . Mientras que la corriente de base es muy sensible a V_{be} , como es lógico esperar, y bastante sensible a R_e y N_e .

Para hallar la sensibilidad de la corriente de colector con respecto a V_{be} , se procede de la siguiente forma:

$$\text{El valor de beta es } \beta_F = \frac{50\mu A}{0.470\mu A} = 106.34$$

de la tabla anterior, se toma el valor de la fila de V_{be} correspondiente a la columna AMP/UNIDAD, se multiplica por beta y se divide por el valor nominal de la corriente de colector.

$$S_{V_{be}}^{I_c} = \frac{-7.51E-06 \times \beta_F}{I_{CQ}} = \frac{-7.51E-06 \times 106}{50E-06} = -15.9$$

Para hallar la sensibilidad de la corriente de base con respecto a V_{be} , basta con:

$$S_{V_{BE}}^{I_B} = \frac{-7.51E-06}{0.465E-06}$$

EL listado de la simulación es:

```

*SENSIBILIDAD
VCC 1 0 10V
RC1 1 2 70K
VCOL1 2 3 0V
Q1 3 4 5 Q2N2222A
VBE 0 4 0V
RE 5 7 93K
VEE 0 7 10V
RC2 1 6 70K
Q2 6 0 5 Q2N2222A
.LIB BIPOLAR.LIB
.SENS I(VCOL1) I(VBE) V(4,5)
.DC LIN VCC 0 10 0.1
.OP
.END

```

4.4 ESTUDIO DE SENSIBILIDADES DE I_c E I_B PARA DIFERENTES VALORES DE V_{AF} .

El estudio se ha realizado para cuatro valores de V_{af} , los resultados

obtenidos para la sensibilidad normalizada, correspondientes a la corriente de colector, son:

Elemento	60V	74V	100V	120V
BF	8.936E-10	9.104E-10	9.297E-10	9.392E-10
RC1	-1.278E-08	-1.064E-08	-8.124E-09	-6.873E-09
RC2	1.250E-08	1.041E-08	7.949E-09	6.725E-09
VAF	-2.352E-08	-1.960E-08	-1.497E-08	-1.266E-08
VCC	7.742E-10	6.468E-10	4.957E-10	4.201E-10

Tabla 4.4.1

Las sensibilidades de I_c para RC1, RC2, Vaf y Vcc disminuyen a medida que aumenta Vaf, sin embargo la sensibilidad de I_c con respecto a Bf aumenta. Para los demás componentes y parámetros las sensibilidades permanecen prácticamente iguales.

Al ser:

$$I_c = I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_{AF}}\right)$$

a medida que aumenta la tensión Early, menor es su influencia en el valor de I_c . Por lo tanto, al perder importancia VAF la influencia de otros parámetros en I_c será más notable. Así mismo, al aumentar VAF aumentará r_o lo que implicará que la sensibilidad con respecto a ella aumente, mientras que para otras disminuirá, ya que, hay tener en cuenta, que cuanto mayor es r_o , menor es la fracción de I_c necesaria para

mantener V_{ce} en un valor determinado.

Al ser $I_B = \frac{I_C}{\beta}$ cabe esperar un resultado análogo de la sensibilidad de esta corriente con respecto a los demás parámetros y componentes.

Para la corriente de base :

VAF	60V	74V	100V	120V
Elemento	Sensibilidades normalizadas			

RC1	9.981E-11	8.374E-11	6.447E-11	5.475E-11
RC2	9.981E-11	8.373E-11	6.447E-11	5.474E-11
VCC	-5.672E-10	-4.759E-10	-3.665E-10	-3.113E-10
BF	-1.766E-09	-1.799E-09	-1.837E-09	-1.856E-09
VAF	1.838E-10	1.542E-10	1.188E-10	1.009E-10

Tabla 4.4.2

Al igual que para la corriente de colector, para la corriente de base, la sensibilidades disminuyen para RC1,RC2,VCC y VAF a medida que aumenta VAF, sin embargo la sensibilidad con respecto a BF aumenta. Al igual que para el caso anterior, las sensibilidades para los demás componentes y parámetros permanecen constantes.

El listado para la simulación:

*VAF SENS

VCC 1 0 10V

```

RC1  1 2 70K
VCO1 2 3 0V
Q1   3 4 5 Q2N2222A
VBE  0 4 0V
RE   5 7 93K
VEE  0 7 10V
RC2  1 6 70K
Q2   6 0 5 Q2N2222A
.STEP NPN Q2N2222A(VAF) LIST 60 74 100 120
.LIB BIPOLAR.LIB
.SENS I(VCO1) I(VBE)
.DC LIN VCC 0 10 0.1
.OP
.END

```

4.5 PUNTO DE REPOSO Y GANACIA PARA DIFERENTES

VALORES DE VAF.

El listado de la simulación es :

```

*VAF
VCC  1 0 10V
RC1  1 2 70K
Q1   2 3 5 Q2N2222A
V1  3 0 AC 0.001 SIN(0 0.001 2000Hz)
RE   5 7 93K

```

```

VEE 0 7 10V
RC2 1 6 70K
Q2 6 0 5 Q2N2222A
.LIB BIPOLAR.LIB
.AC DEC 20 1000 2000000K
.TRAN 1n 0.0005 0 1u
.STEP NPN Q2N2222A(VAF) LIST 60 74 100 120
.DC LIN VCC 0 10 0.1
.OP
.END

```

El punto de reposo permanece casi invariable para los diferentes valores de Vaf, lo mismo que la ganancia. Ello es debido a que la resistencia de salida del transistor es mucho mayor que Rc, para todos los valores de Vaf, siempre que

$$r_o = \frac{V_{AF}}{I_C}$$

Vaf	ro
60V	1200K
74V	1480K
100V	2000K
120V	2400K

éstos sean lo suficientemente grandes y Vce no sea grande.

La resistencia de carga variará desde un valor mínimo hasta otro máximo:

$$R_{c2} = 70K, \quad r_o = 1200K\Omega; \quad R_{lmin.} = \frac{70K\Omega \times 1200K\Omega}{1270K\Omega} = 66.14K\Omega$$

$$\text{para } r_o = 2400K\Omega \quad R_{lmax} = \frac{2400K\Omega \times 70K\Omega}{2470K\Omega} = 68K\Omega$$

Los resultados pueden observarse desde la figura 4.5.1 a la 4.5.4 en las páginas siguientes.

4.6 GANANCIA EN MODO COMÚN.

La ganancia en modo común prevista era:

$$A_a = \frac{R_c}{2R_e + h_{us}}$$

Teniendo en cuenta :

$$h_{us} = h_{fe} \frac{V_T}{I_{CQ}} = 106 \times \frac{25mV}{50\mu A} = 53K\Omega$$

$$h_{us} = \frac{h_{re}}{h_{fe}} = \frac{53K\Omega}{106} = 0.5K\Omega$$

$$\text{Queda, } A_a = \frac{70K\Omega}{186.5K\Omega} = 0.375$$

Por lo tanto, una señal en modo común de amplitud 50mv, deberá dar una señal de salida de amplitud;

$$0.375 \times 50mV = 18.75mV$$

La topología empleada para la simulación es:

FIGURA 4.5.1

Date/Time run: 07/25/98 10:54:06

Temperature: 27.0

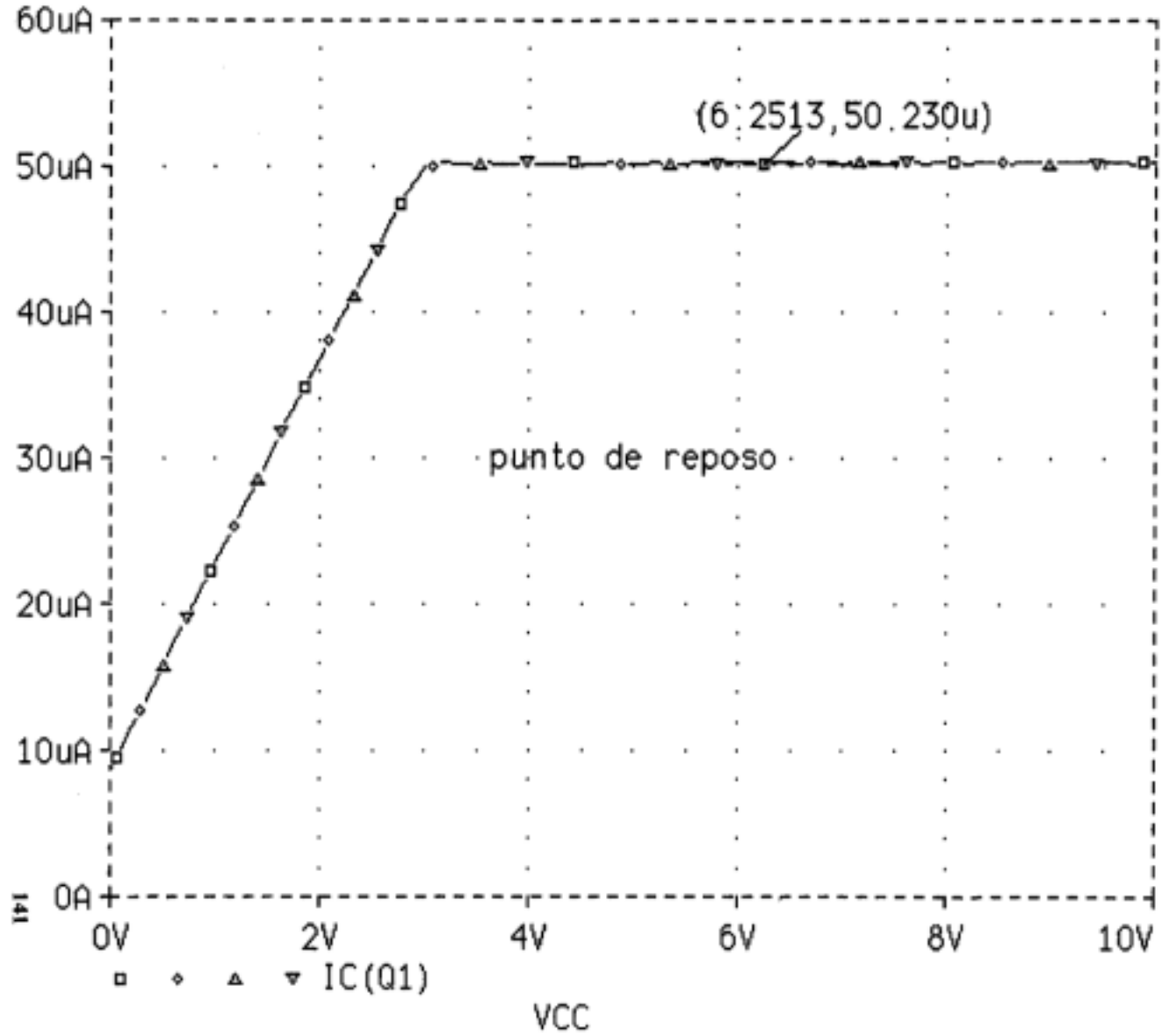


FIGURA 4.5.1.

FIGURA 4.5.2

Date/Time run: 07/25/98 10:54:06

Temperature: 27.0

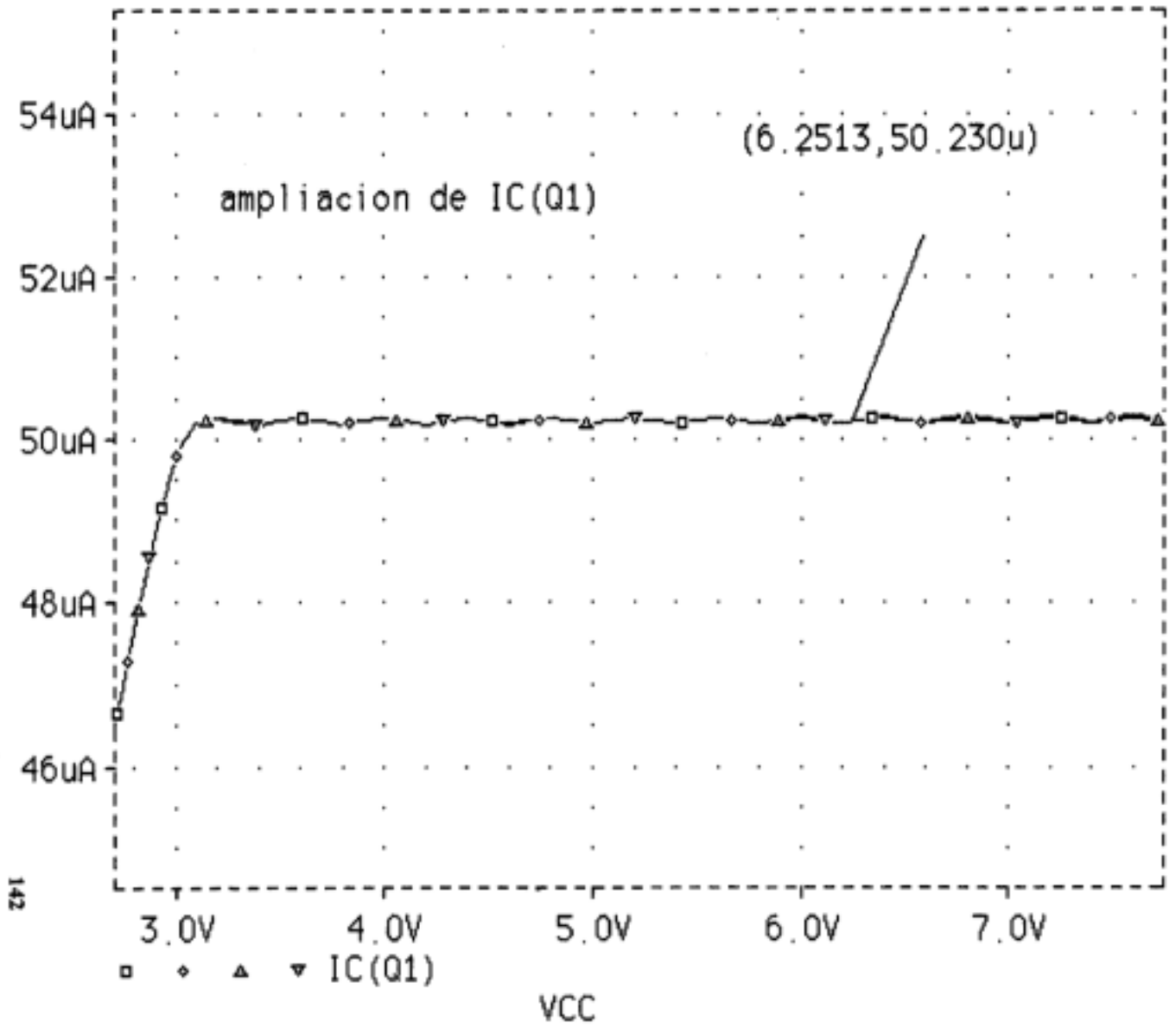


FIGURA 4.5.2

FIGURA 4.5.3

Date/Time run: 07/25/98 10:54:06

Temperature: 27.0

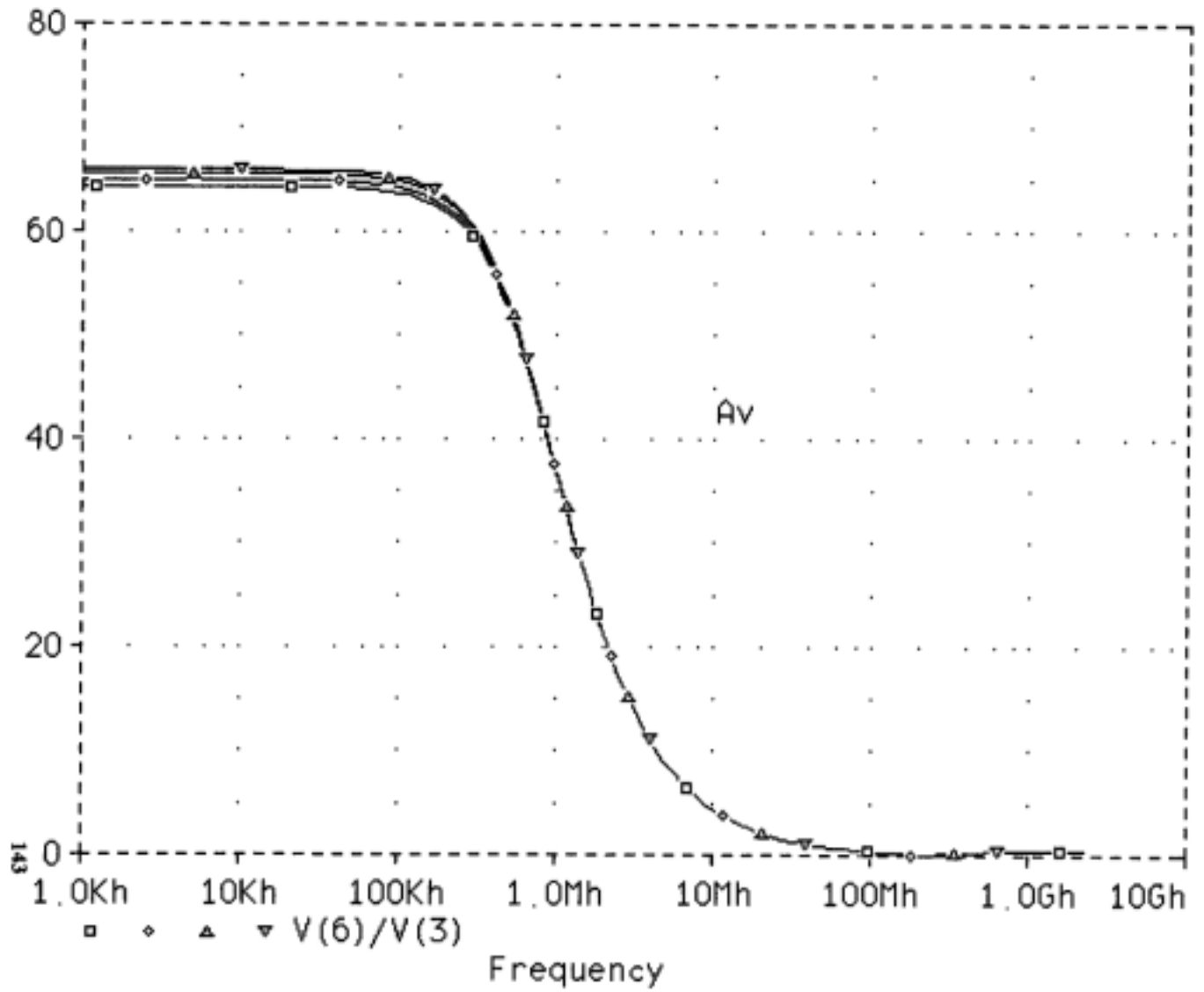


FIGURA 4.5.3.

FIGURA 4.5.4

Date/Time run: 07/25/98 10:54:06

Temperature: 27.0

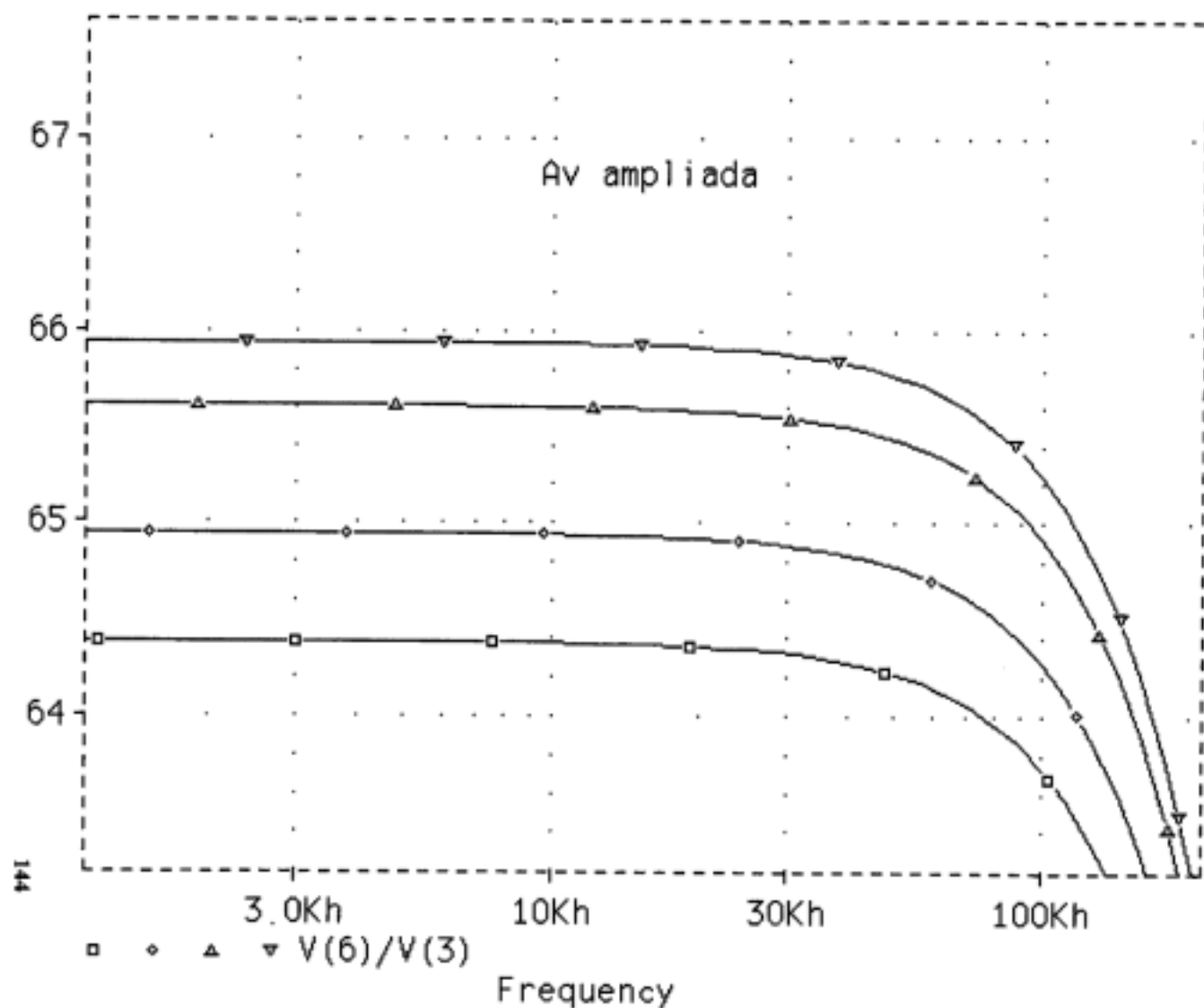
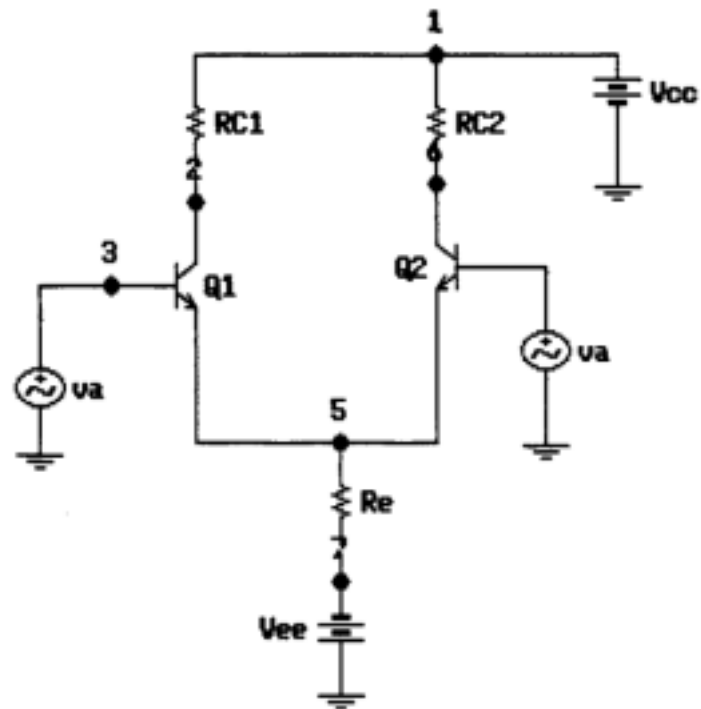


FIGURA 4.5.4.

144



El listado de la simulación es

*GANANCIA DE MODO COMUN

VCC 1 0 10V

RC1 1 2 70K

Q1 2 3 5 Q2N2222A

va 3 0 ac 0.05 sin(0 0.05 2000hz)

RA 3 4 1

```

RE 5 7 93K
VEE 0 7 10V
RC2 1 6 70K
Q2 6 4 5 Q2N2222A
.LIB BIPOLAR.LIB
.AC DEC 20 1000 2000K
.TRAN 1N 0.0005 0 1U
.DC LIN VCC 0 10 0.1
.OP
.END

```

Como puede observarse en la gráfica ,figura 4.6.1 de la página siguiente, la amplitud de la señal de salida es de 18.6 mv.

Interesa que el CMRR sea lo mayor posible, por lo que la ganancia de modo diferencial debe serlo también , al mismo tiempo que la ganancia de modo común debe ser pequeña.

Para que A_a sea pequeña interesa que R_e sea grande , pues una R_c pequeña lo que origina es una A_d pequeña , lo que hace que el CMRR también lo sea, si R_c y R_e son grandes se obtienen valores grandes para A_d y CMRR, estos valores son imposibles de conseguir , en circuitos integrados , por lo que es aconsejable utilizar cargas activas.

FIGURA 4.6.1

Date/Time run: 07/25/98 16:12:46

Temperature: 27.0

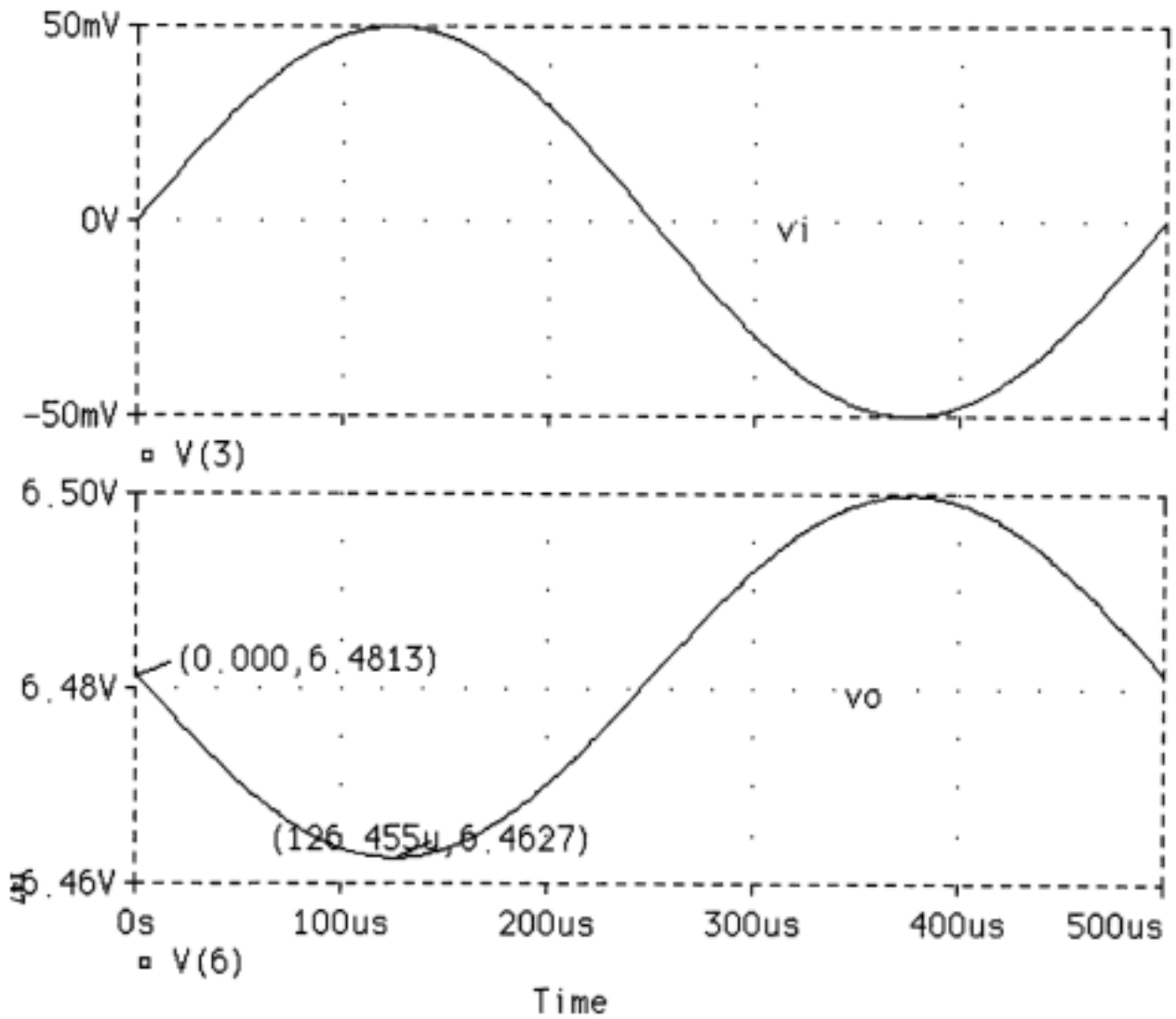


FIGURA 4.6.1.

4.7 GANANCIA DE MODO DIFERENCIAL.

La ganancia de modo diferencial previsto será:

$$Ad = \frac{Rc}{2h_{be}} = \frac{70K\Omega}{1K\Omega} = 70$$

El resultado de la simulación puede observarse en la figura 4.7.1, es Ad=65.

4.8 ESTUDIO DE LA GANANCIA EN FUNCIÓN DE β_F .

Los valores de β_F , V_{BE} e I_B , varían cuando lo hace el valor de I_S , como se vio anteriormente. Cuanto mayor es I_S , mayor es β_F , menor es V_{BE} y menor es I_B , sin embargo, a pesar de esto, no se producen cambios significativos en la ganancia en tensión, por el contrario, la resistencia de entrada si experimenta cambios importantes.

A medida que aumenta I_S , aumentan β_F y la resistencia de entrada, no obstante, los incrementos que se logran en la resistencia, no son suficientes como para alcanzar valores tan grandes, como los de un amplificador operacional. Los resultados pueden observarse en la tabla y figuras de 4.8.1 a 4.8.6 .

I_S	β_F	I_C	V_{be}	Z_i
14.34E-14 A	216	50 μ A	508mV	222K Ω
14.34E-15 "	106	50 "	567 "	128 "
14.34E-16 "	30	50 "	625 "	38 "

FIGURA 4.7.1

Date/Time run: 07/25/98 16:08:45

Temperature: 27.0

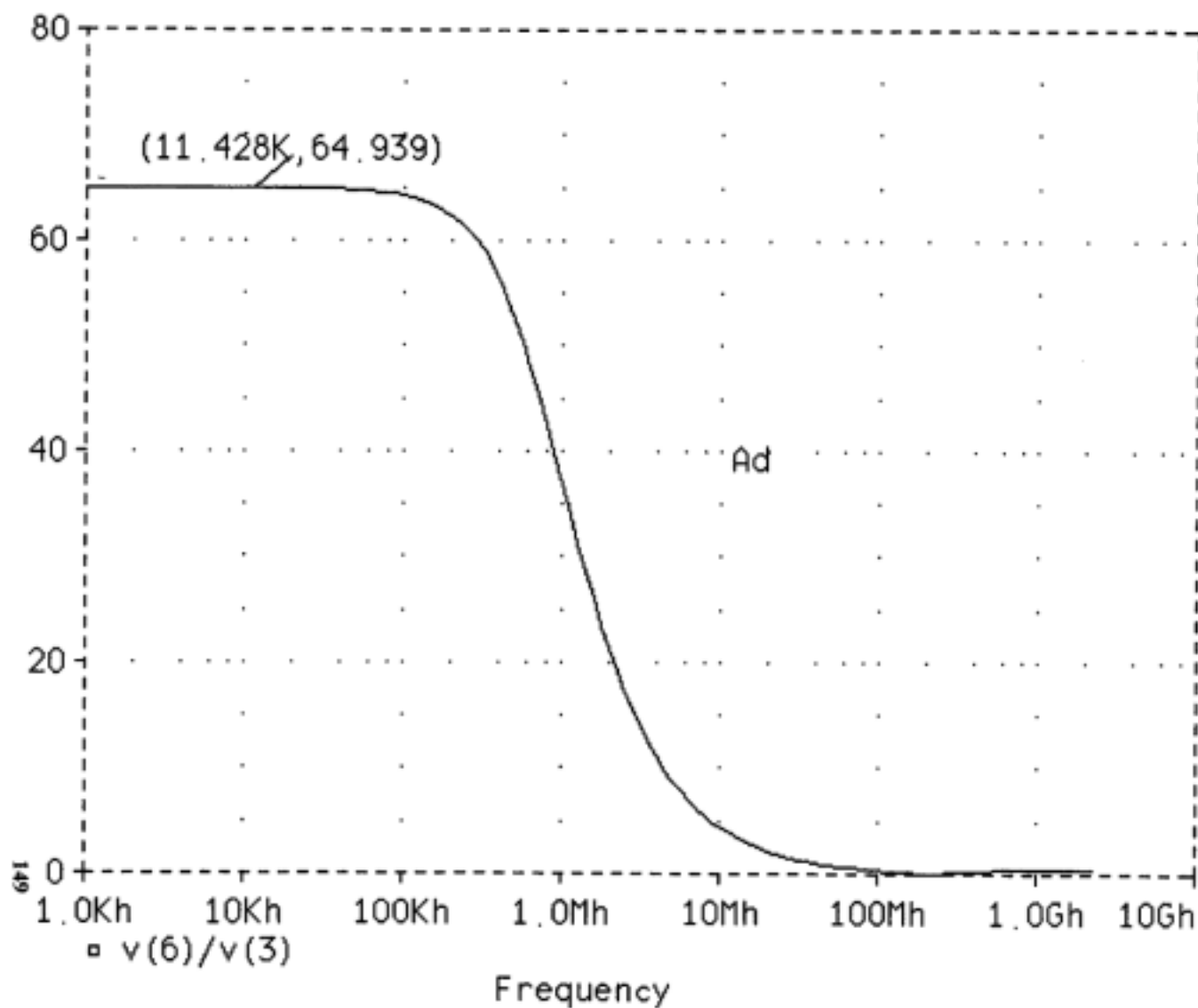


FIGURA 4.7.1.

FIGURA 4.8.1

Date/Time run: 07/25/98 16:33:51

Temperature: 27.0

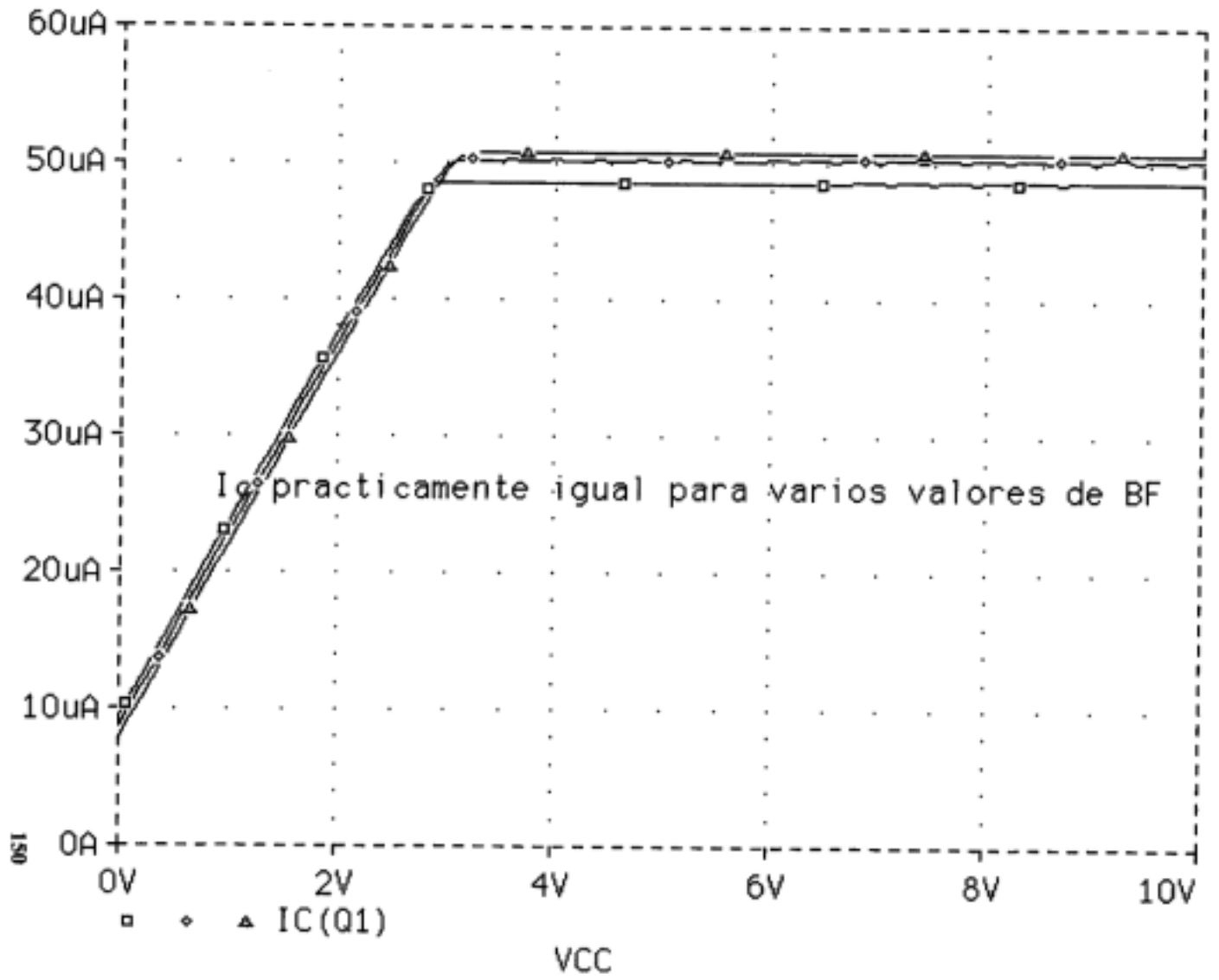


FIGURA 4.8.1

FIGURA 4.8.2

Date/Time run: 07/25/98

16:33:51

Temperature: 27.0

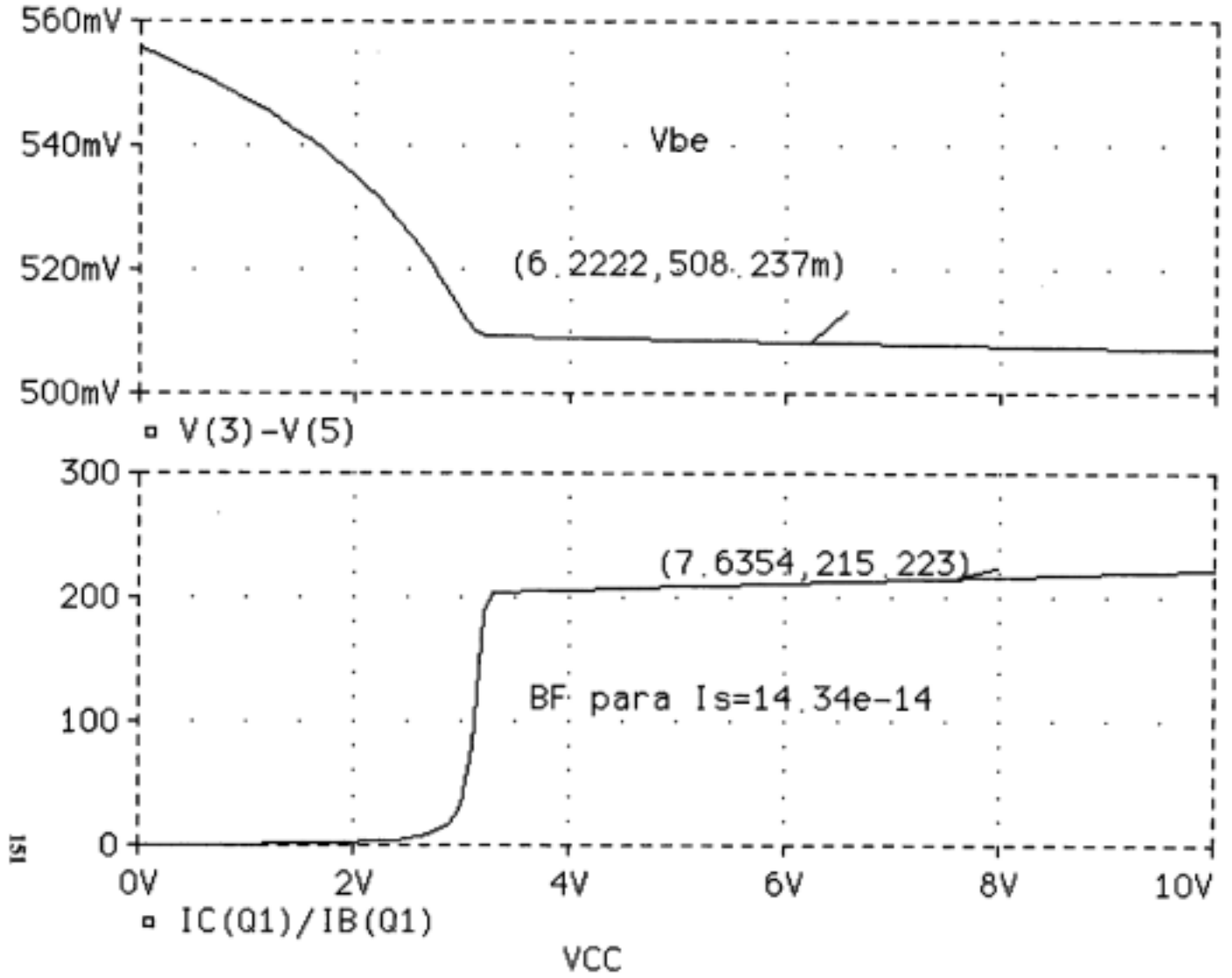


FIGURA 4.8.2.

FIGURA 4.8.3

Date/Time run: 07/25/98

16:33:51

Temperature: 27.0

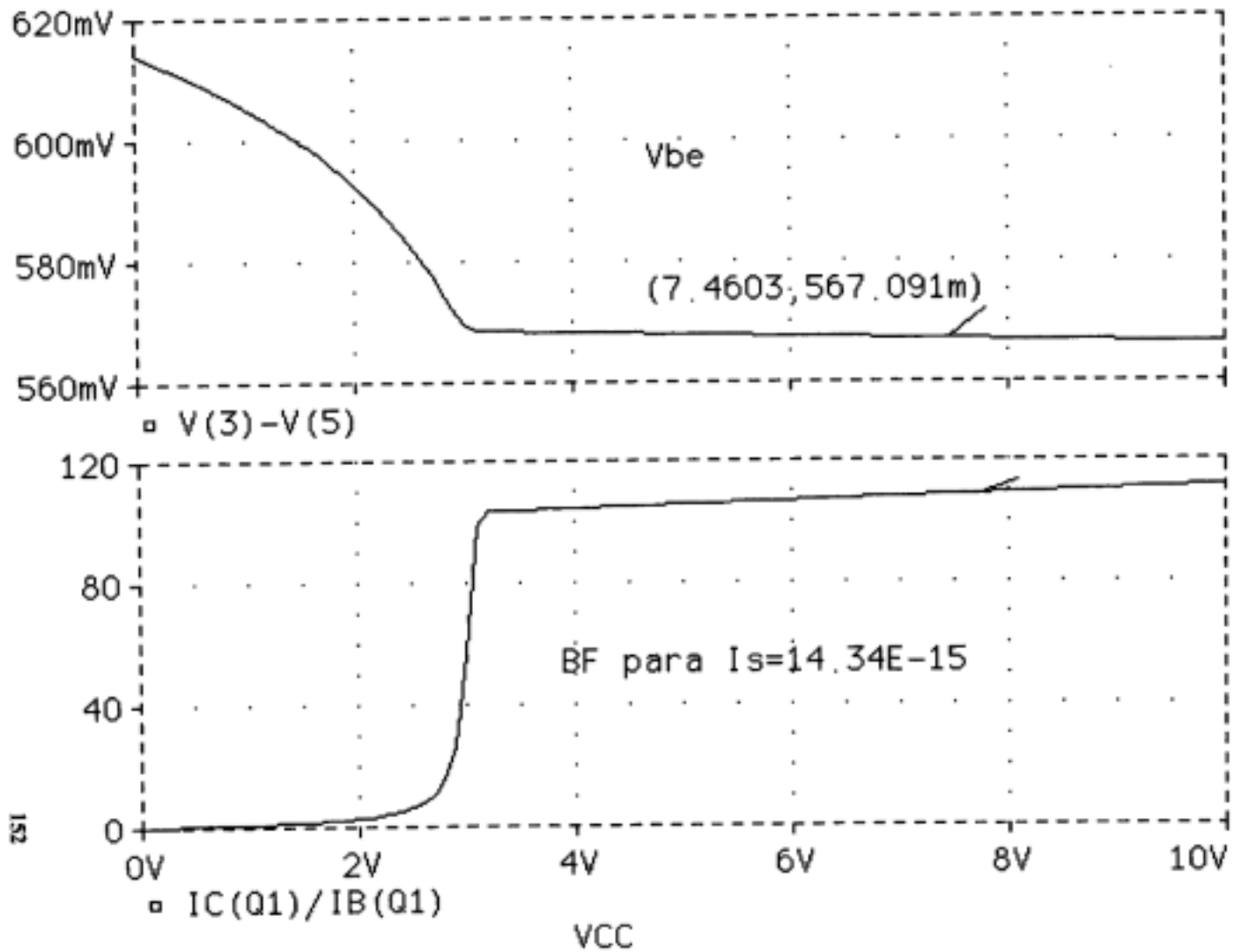


FIGURA 4.8.3

FIGURA 4.8.4

Date/Time run: 07/25/98

16:33:51

Temperature: 27.0

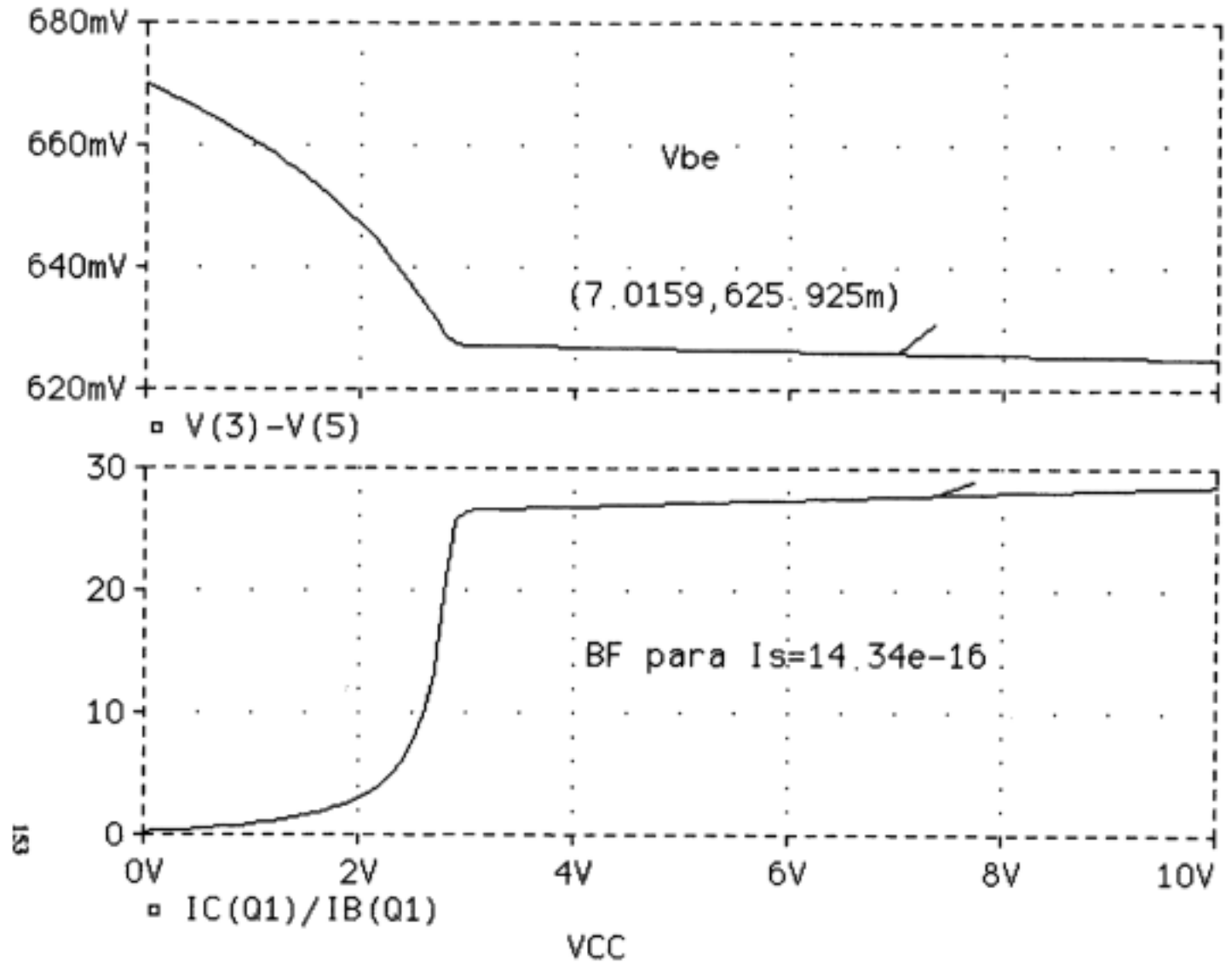


FIGURA 4.8.4

FIGURA 4.8.5

Date/Time run: 07/25/98 16:33:51

Temperature: 27.0

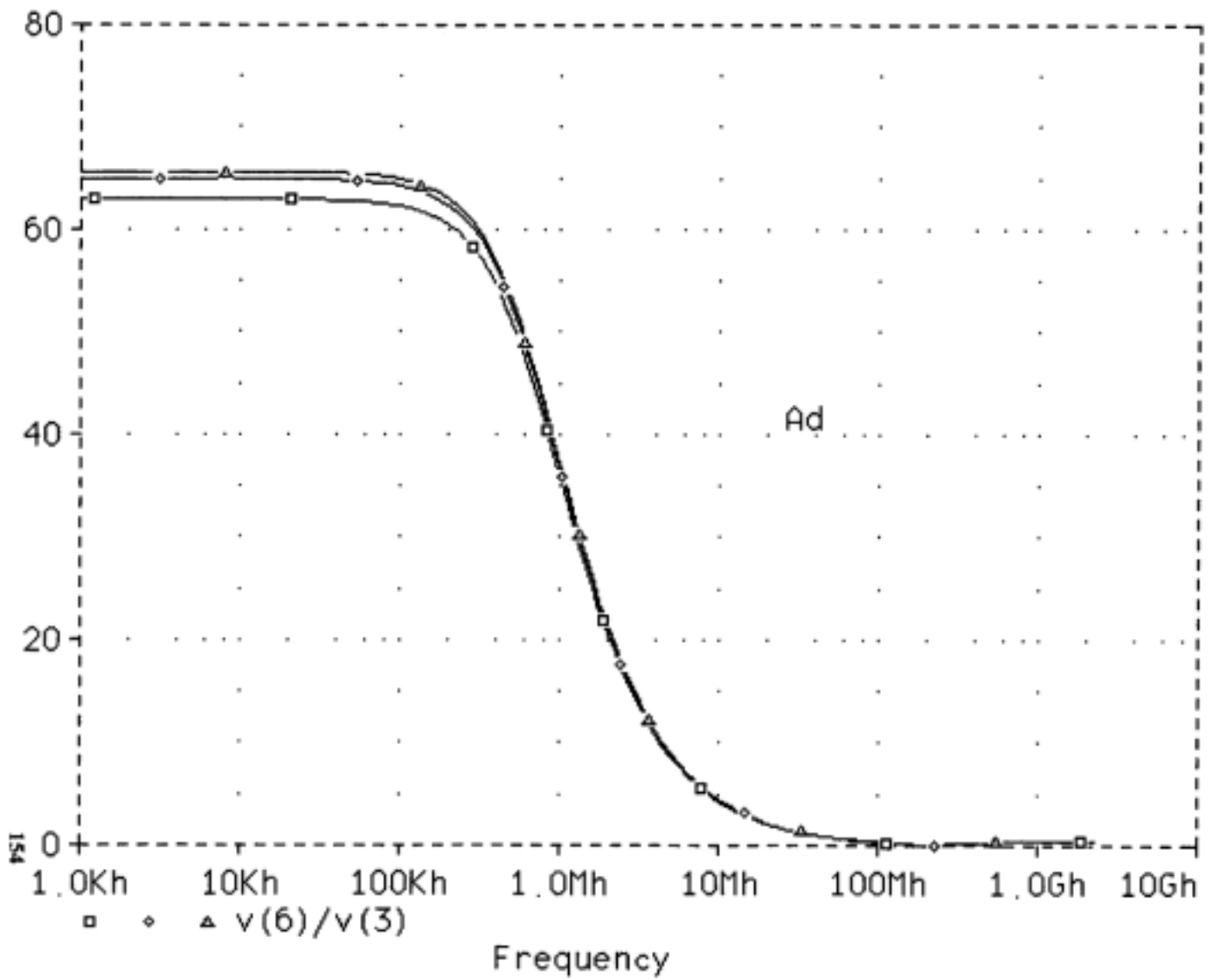


FIGURA 4.8.5

154

FIGURA 4.8.6

Date/Time run: 07/25/98 16:33:51

Temperature: 27.0

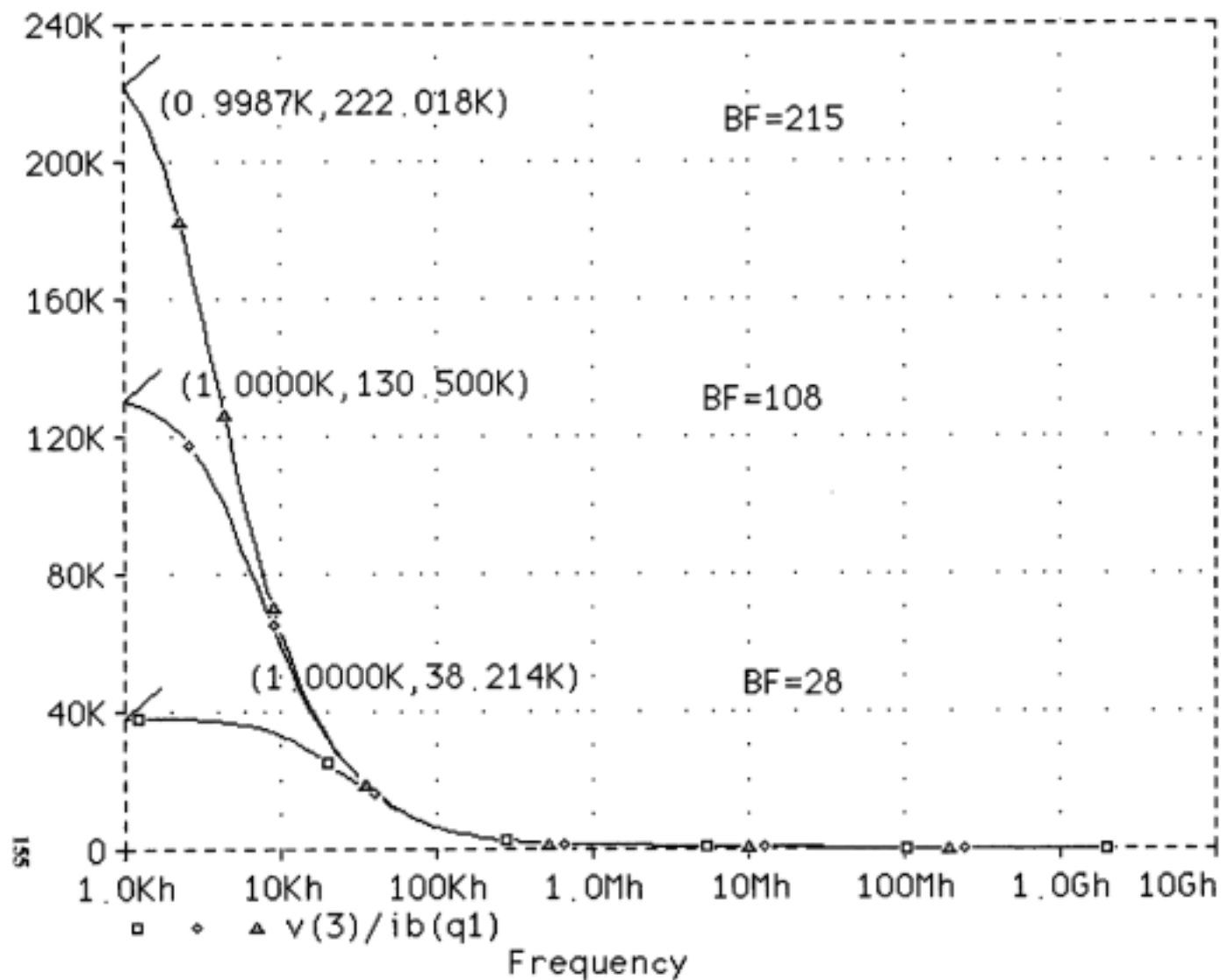
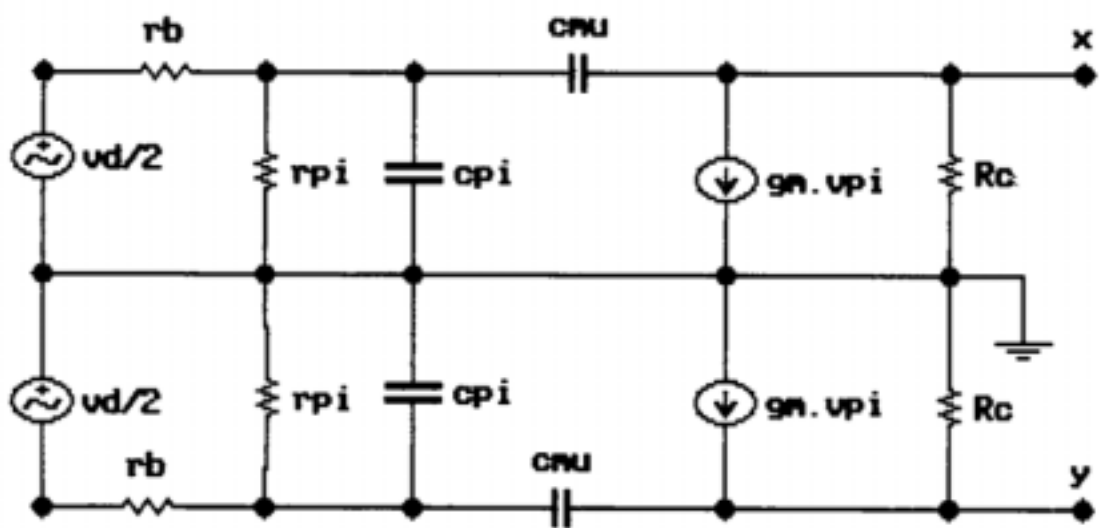
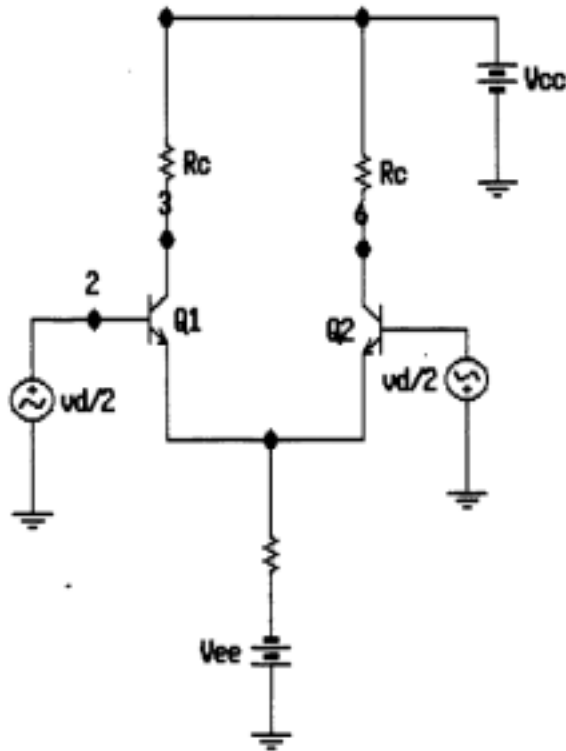


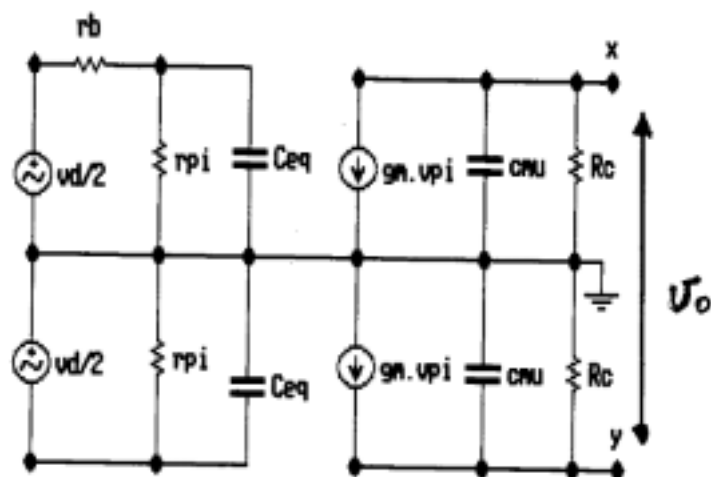
FIGURA 4.8.6.

4.9 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR

DIFERENCIAL.

Sea el amplificador diferencial y su equivalente en alterna:





Teniendo en cuenta los parámetros del transistor:

$$C_{je} = 2C_{je0} = 44 \text{ pF}$$

$$C_{\mu} = \frac{C_{\mu 0}}{\left(1 + \frac{V_{cb}}{\psi_{oc}}\right)^{m_{jc}}} = \frac{7.3 \text{ pF}}{\left(1 + \frac{6.47 \text{ V}}{0.75 \text{ V}}\right)^{0.3416}} = 3.368 \text{ pF}$$

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} = \frac{50 \mu\text{A}}{25 \text{ mV}} = 0.002 \frac{\text{A}}{\text{V}}$$

$$C_{\pi} = C_b + C_{je}; \quad T_F = 411 \text{ ps}$$

$$C_b = g_m \times T_F = 0.002 \times 411 \times 10^{-12} = 8.22 \times 10^{-13} \text{ F}$$

$$C_{\pi} = 45 \times 10^{-12} \text{ F}$$

$$r_b = 10 \Omega$$

La ganancia de tensión , de medio amplificador, es: [8]

$$A_v(s) = \frac{v_x(s)}{0.5v_d(s)}$$

Para salidas diferenciales , la ganancia de tensión de medio amplificador , $A_v(s)$,

es:

$$A_{Av}(s) = \frac{v_o(s)}{v_d(s)} = \frac{2v_x(s)}{v_d(s)} = \frac{v_x(s)}{0.5v_d(s)} = A_v(s)$$

También se cumple para una salida asimétrica:

$$A_{Av}(s)_{asimetrica} = 0.5 A_{Av}(s)$$

En un amplificador en emisor común , se cumple:

$$V_\pi \left(\frac{1}{r_b} + \frac{1}{r_\pi} + sC_\pi + sC_\mu \right) - sC_\mu V_o = V_s$$

$$V_\pi (gm - sC_\mu) + V_o \left(sC_\mu + \frac{1}{R_c} \right) = 0$$

De donde la ganancia en tensión queda:

$$A_v(s) = \frac{-\beta \frac{R_c}{r_b + r_\pi} \left(1 - \frac{sC_\mu}{gm} \right)}{1 + s(r'_\pi C_{eq} + R_c C_\mu) + s^2 r'_\pi R_c C_\pi C_\mu}$$

Siendo:

$$r'_\pi = r_\pi // r_b$$

$$C_{eq} = C_\pi // C_M$$

$$C_M = (1 + gmR_c)C_\mu, \text{ por la aplicación del teorema de Miller.}$$

Los polos son:

$$fp1 = 663481kHz ; fp2 = 360.5MHz$$

El cero:

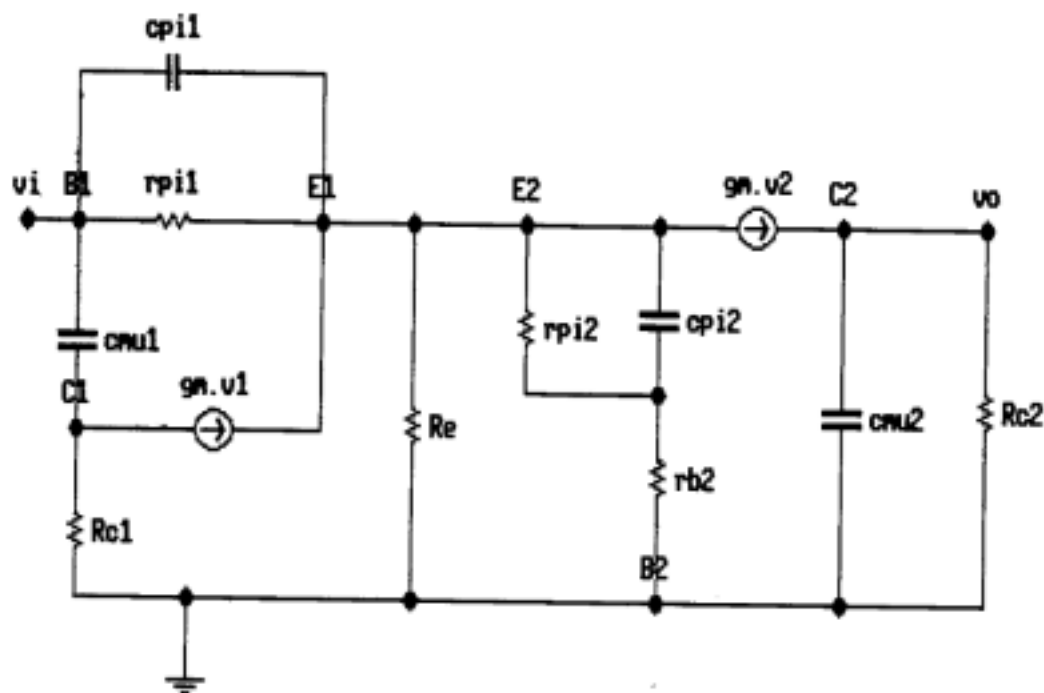
$$f_z = 94.5 \text{ MHz}$$

La función de transferencia queda:

$$A_v(s) = -\frac{140(1 - s \cdot 6810^{-9})}{1 + 24 \cdot 10^{-8}s + 1.06 \cdot 10^{-16}s^2}$$

El resultado se puede observar en las páginas siguientes ,figuras 4.9.1. y 4.9.2.

Se puede utilizar , también, el circuito equivalente para pequeña señal de dos etapas; colector común seguido de base común:



Para la segunda , en base común , tomemos:

El paralelo de $r_{\pi 2}$ y $C_{\pi 2}$;
$$Z_{\pi 2} = \frac{r_{\pi 2}}{s r_{\pi 2} C_{\pi 2} + 1}$$

Análogamente para $C_{\mu 2}$ y $R_{c 2}$;
$$Z_{\mu 2} = \frac{R_{c 2}}{s C_{\mu 2} R_{c 2} + 1}$$

FIGURA 4.9.1

Date/Time run: 07/25/98 17:41:20

Temperature: 27.0

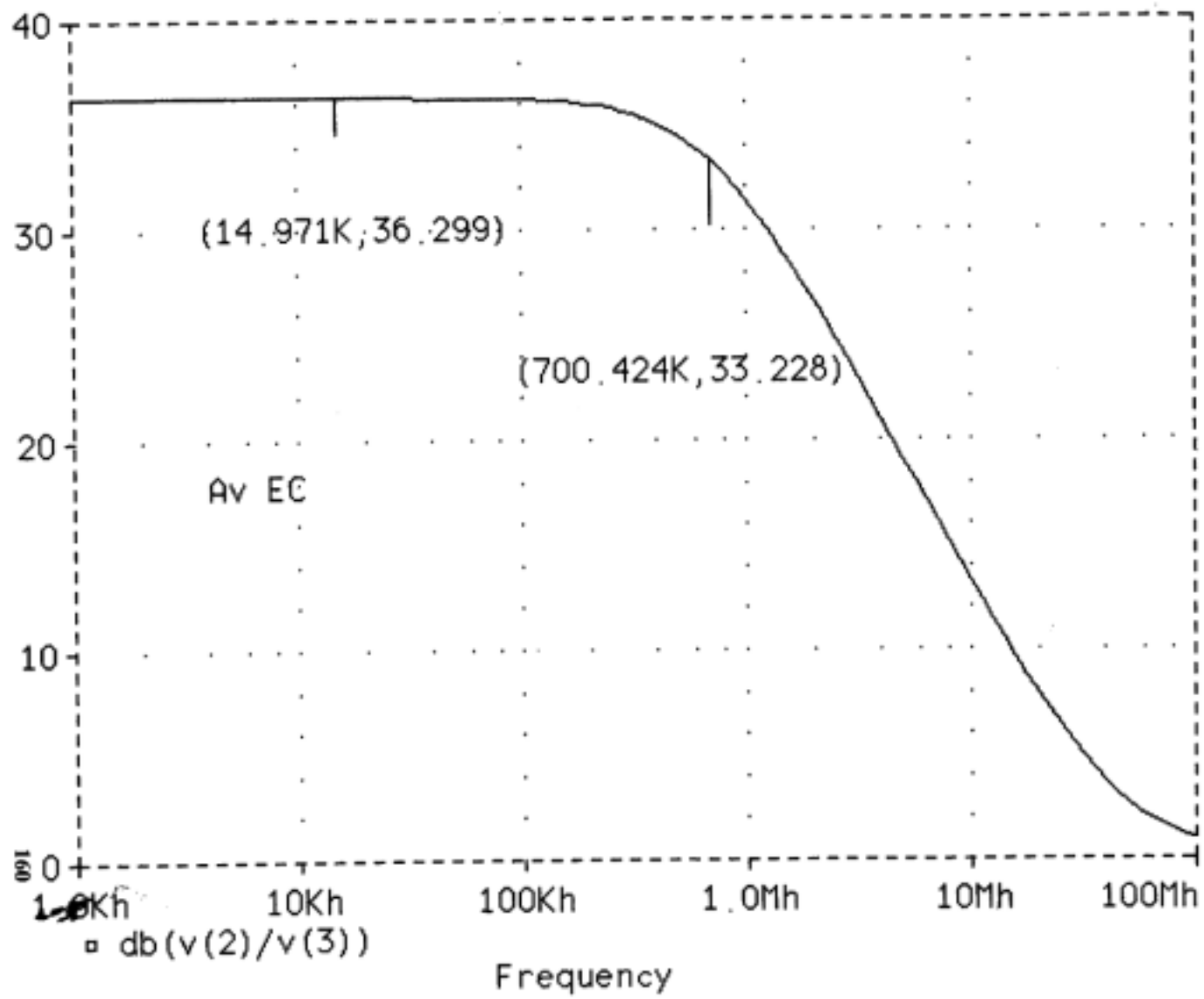


FIGURA 4.9.1.

FIGURA 4.9.2

Date/Time run: 07/25/98 17:50:21

Temperature: 27.0

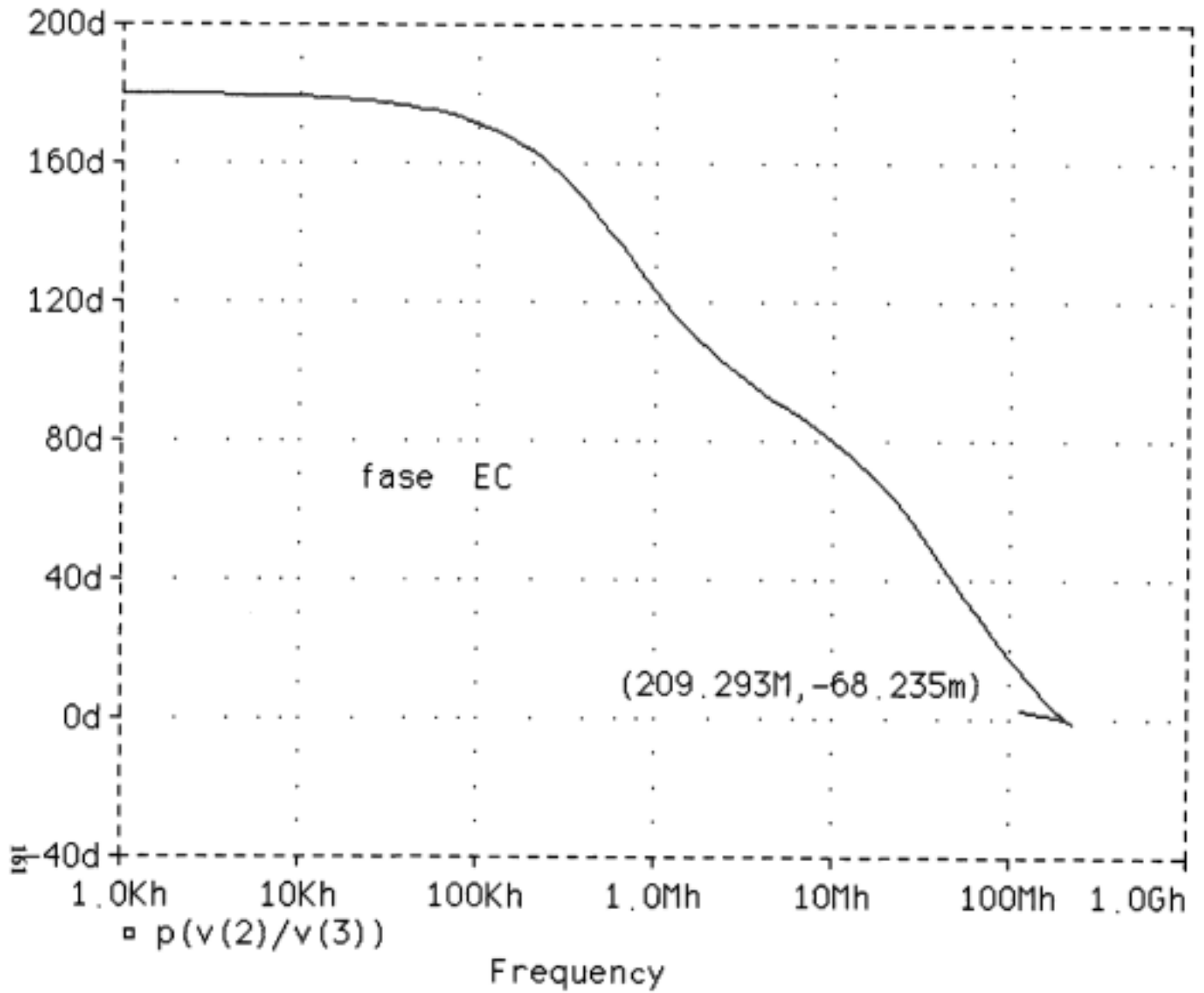


FIGURA 4.9.2

La entrada será: $v_{i2} = i_2 \cdot (Z_{\pi 2} + r_{b2})$

La salida : $v_{o2} = i_2 g_m \cdot Z_{\pi 2} \cdot Z_{\mu 2}$

$$A_v(s) = \frac{g_m \frac{r_{\pi 2}}{s \cdot r_{\pi 2} C_{\pi 2} + 1} \cdot \frac{R_{c2}}{s C_{\mu 2} R_{c2} + 1}}{\frac{r_{\pi 2}}{r_{\pi 2} \cdot s C_{\pi 2} + 1} + r_{b2}}$$

$$A_v(s) = \frac{g_m \cdot r_{\pi 2} \cdot R_{c2}}{(r_{b2} \cdot r_{\pi 2} \cdot s C_{\pi 2} + r_{b2} + r_{\pi 2})(s C_{\mu 2} R_{c2} + 1)}$$

$$A_v(s) = \frac{g_m \cdot r_{\pi 2} \cdot R_{c2}}{s^2 r_{b2} r_{\pi 2} R_{c2} C_{\pi 2} C_{\mu 2} + r_{b2} r_{\pi 2} s C_{\pi 2} + s C_{\mu 2} R_{c2} (r_{b2} + r_{\pi 2}) + r_{b2} + r_{\pi 2}}$$

$$A_v(s) = \frac{g_m \cdot r_{\pi 2} \cdot R_{c2}}{(r_{b2} + r_{\pi 2}) \left[s^2 \left(\frac{r_{b2} r_{\pi 2} R_{c2} C_{\pi 2} C_{\mu 2}}{r_{b2} + r_{\pi 2}} \right) + s \left(\frac{r_{b2} r_{\pi 2} C_{\pi 2}}{r_{b2} + r_{\pi 2}} + C_{\mu 2} R_{c2} \right) + 1 \right]}$$

$$a_1 = 2.36 \times 10^{-7}; \quad f_{p1} = 674275 \text{ Hz}$$

Resulta:

$$a_2 = 1.06 \times 10^{-16}; \quad f_{p2} = 355 \text{ MHz}$$

Para la primera etapa, colector común:

Sean $Z_{\pi 1}$ el paralelo de $r_{\pi 1}$ y $C_{\pi 1}$; $Z_{\pi 2}$ el paralelo de $r_{\pi 2}$ y $C_{\pi 2}$;

i_1 la corriente en $Z_{\pi 1}$; i'_1 la corriente en $Z_{\pi 2}$ y i_e la corriente en R_e

Se cumplirá:

$$i_1 + i_1 Z_{\pi 1} g_m = i_e + i'_1 + i'_1 Z_{\pi 2} g_m$$

Serán iguales las tensiones:

$$i_e R_e = i'_1 (Z_{\pi 2} + r_{b2}), \text{ de donde la corriente en } R_e \text{ sera ;}$$

$$i_e = \frac{i'_1 (Z_{\pi 2} + r_{b2})}{R_e}$$

Sustituyendo esta expresión en la ecuación de las corrientes :

$$i_1 (1 + Z_{\pi 1} g_m) = i'_1 \frac{Z_{\pi 2} + r_{b2}}{R_e} + i'_1 (1 + Z_{\pi 2} g_m)$$

$$i'_1 = \frac{i_1 (1 + Z_{\pi 1} g_m)}{\frac{Z_{\pi 2} + r_{b2}}{R_e} + (1 + Z_{\pi 2} g_m)}$$

La señal de salida será:

$$v_{o1} = i'_1 (Z_{\pi 2} + r_{b2})$$

Poniendo esta expresión en función de i_1 :

$$v_{o1} = \frac{i_i(1 + Z\pi_1 \cdot gm)(Z\pi_2 + rb_2)}{\frac{Z\pi_2 + rb_2}{R_e} + (1 + Z\pi_2 \cdot gm)}$$

$$v_{o1} = \frac{i_i(1 + Z\pi_1 \cdot gm)(Z\pi_2 + rb_2) R_e}{Z\pi_2 + rb_2 + R_e(1 + Z\pi_2 \cdot gm)}$$

La señal de entrada:

$$v_{i1} = i_i(Z\pi_1 + rb_1) + v_{o1}$$

$$A_{v1}(s) = \frac{\frac{i_i(1 + Z\pi_1 \cdot gm)(Z\pi_2 + rb_2) R_e}{Z\pi_2 + rb_2 + R_e(1 + Z\pi_2 \cdot gm)}}{i_i(Z\pi_1 + rb_1) + \frac{i_i(1 + Z\pi_1 \cdot gm)(Z\pi_2 + rb_2) R_e}{Z\pi_2 + rb_2 + R_e(1 + Z\pi_2 \cdot gm)}}$$

$$A_{v1}(s) = \frac{(1 + Z\pi_1 \cdot gm)(Z\pi_2 + rb_2) R_e}{(Z\pi_1 + rb_1)[Z\pi_2 + rb_2 + R_e(1 + Z\pi_2 \cdot gm)] + (1 + Z\pi_1 \cdot gm)(Z\pi_2 + rb_2) R_e}$$

Teniendo en cuenta que los dos transistores son iguales , y que además tienen el mismo punto de reposo, se cumplirá:

$$C_{\pi 1} = C_{\pi 2} = C_{\pi}$$

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = r_{\pi}$$

$$r_{b1} = r_{b2} = r_b$$

Teniendo en cuenta esto, se pueden anular factores comunes en el numerador y en el denominador, además, poniendo Z_{π} función de C_{π} y r_{π} , quedará:

$$A_{v1}(s) = \frac{\left(1 + \frac{r_{\pi}}{sC_{\pi} \cdot r_{\pi} + 1} gm\right) R_e}{\frac{s \cdot r_b \cdot r_{\pi} \cdot C_{\pi} + r_b + r_{\pi}}{s \cdot C_{\pi} \cdot r_{\pi} + 1} + \left(1 + \frac{r_{\pi} \cdot gm}{sC_{\pi} \cdot r_{\pi} + 1}\right) 2R_e}$$

$$A_{v1}(s) = \frac{(sC_{\pi} \cdot r_{\pi} + 1 + gm \cdot r_{\pi}) R_e}{\frac{sC_{\pi} \cdot r_{\pi} + 1}{s \cdot r_b \cdot r_{\pi} \cdot C_{\pi} + r_b + r_{\pi} + 2R_e(s \cdot r_{\pi} C_{\pi} + 1)} + 2R_e r_{\pi} \cdot gm}$$

$$A_{v1} = \frac{sC_{\pi} \cdot r_{\pi} R_e + R_e + gm \cdot r_{\pi}}{s(r_b \cdot r_{\pi} \cdot C_{\pi} + 2R_e C_{\pi} \cdot r_{\pi}) + r_b + r_{\pi} + 2R_e + 2R_e r_{\pi} \cdot gm}$$

Función que tiene un polo y un cero coincidentes ,para la frecuencia de 7.15Mhz. Por lo tanto , la función de transferencia total tendrá los polos y ceros de la etapa de base común. Los resultados pueden verse en las dos páginas siguientes, figuras 4.9.3 y 4.9.4.

FIGURA 4.9.3

Date/Time run: 07/25/98 18:16:01

Temperature: 27.0

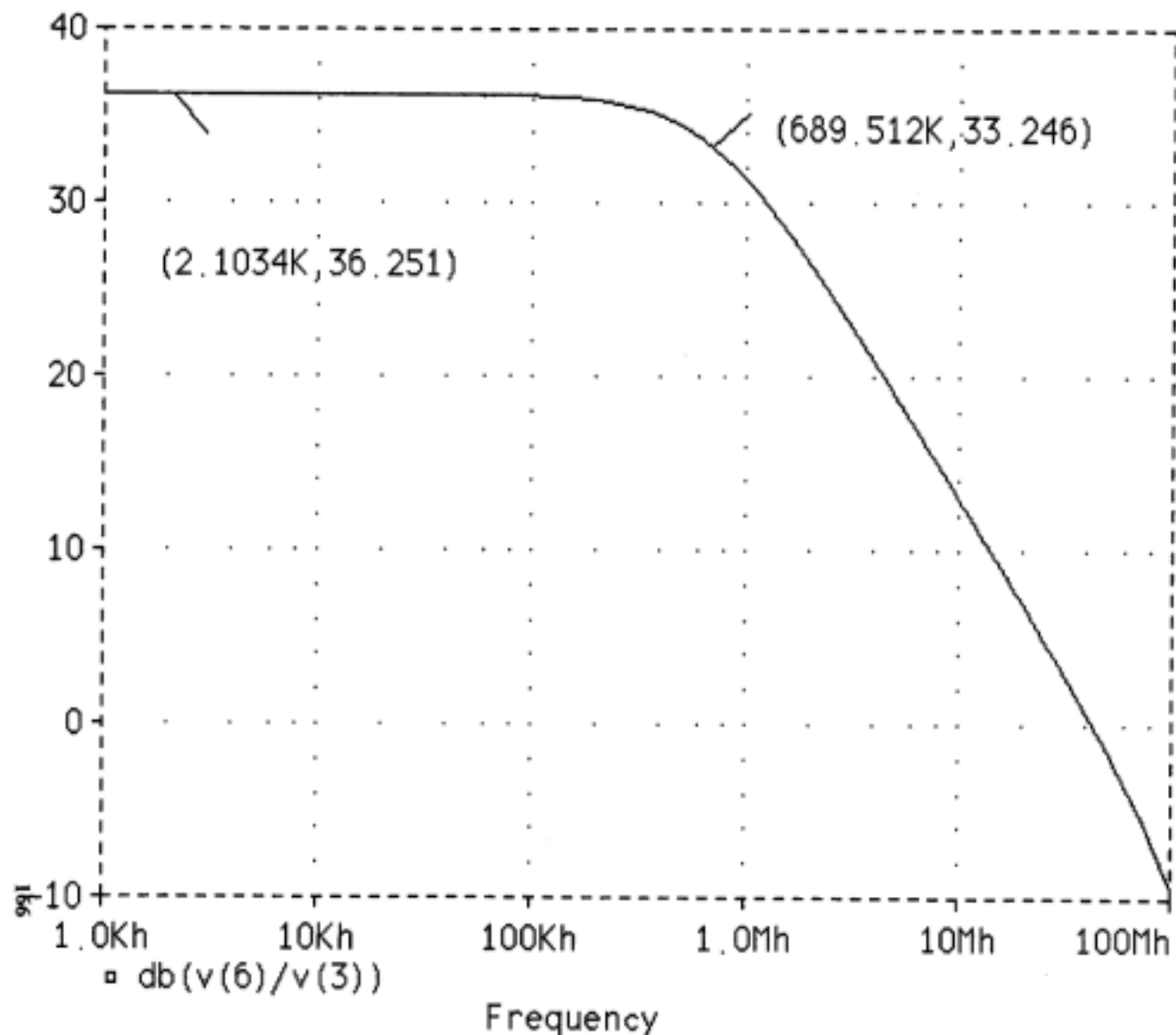


FIGURA 4.9.3.

FIGURA 4.9.4

Date/Time run: 07/25/98 18:16:01

Temperature: 27.0

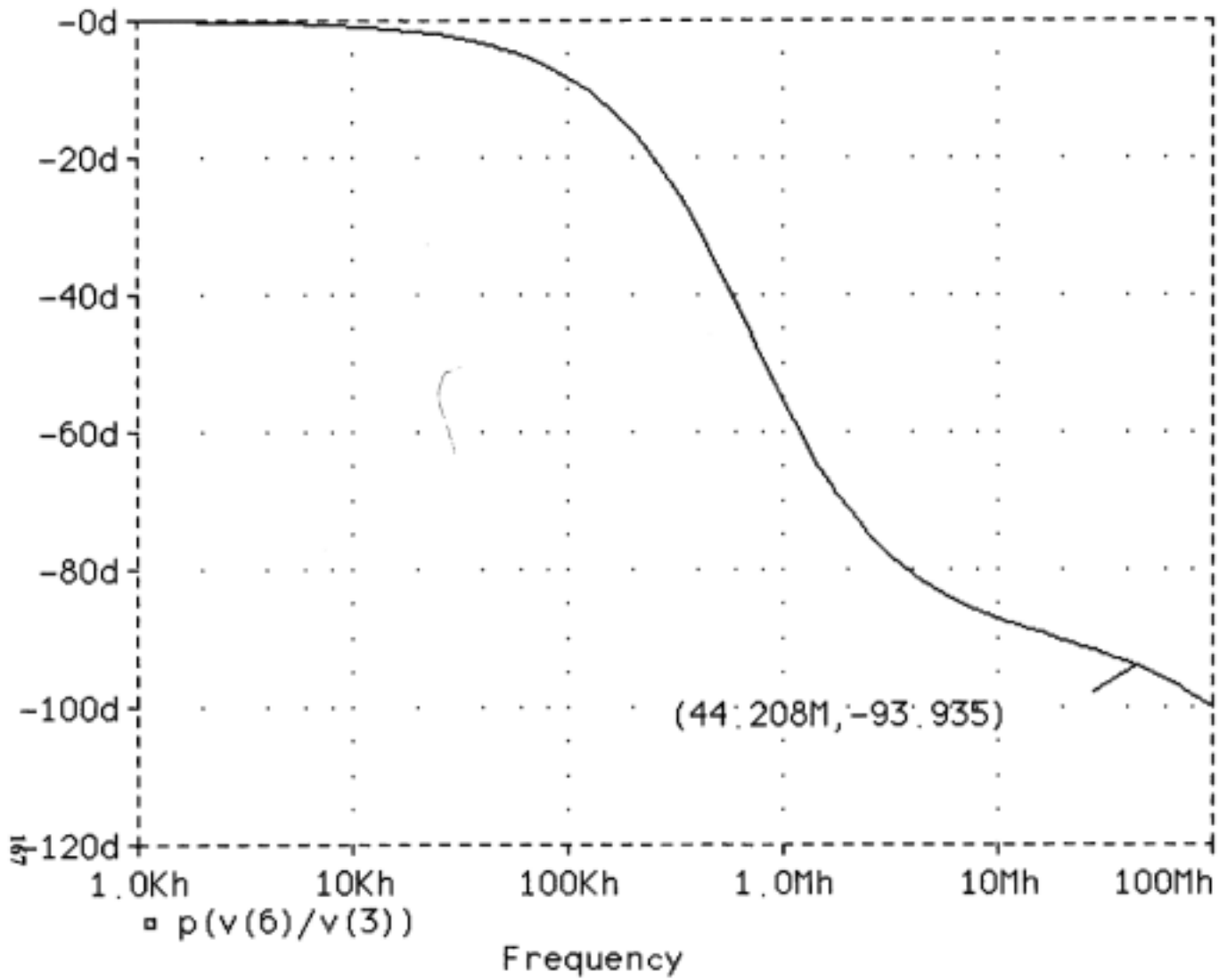
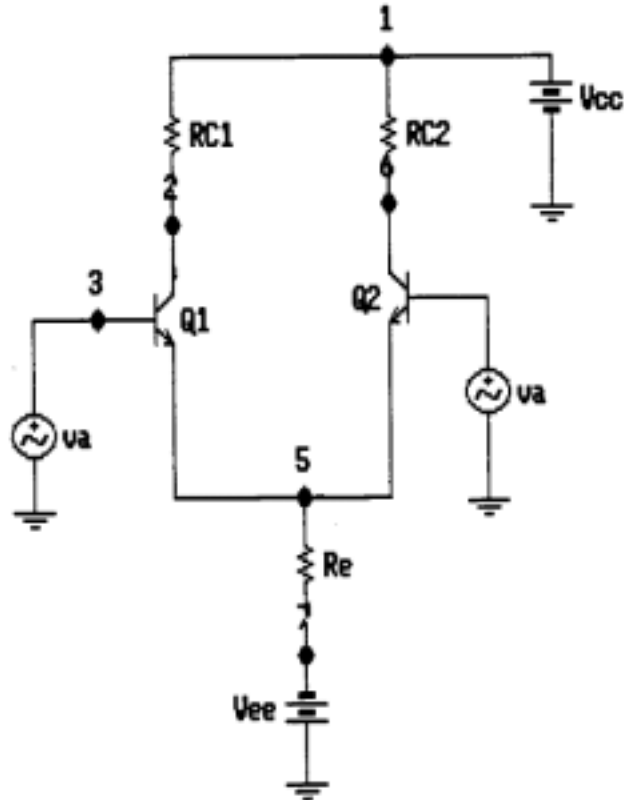


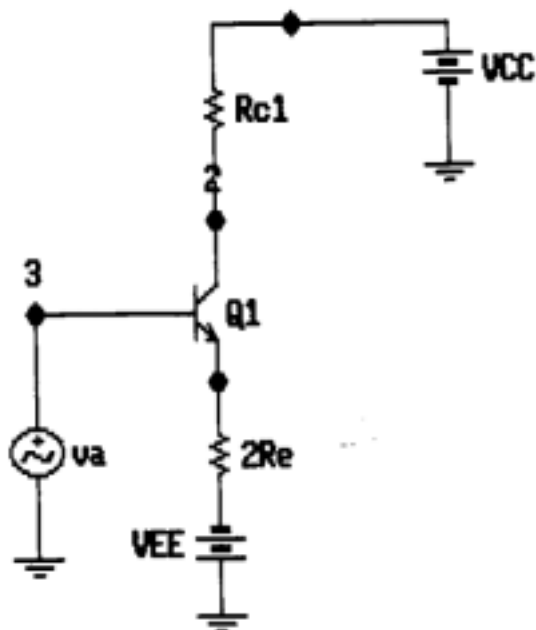
FIGURA 4.9.4

4.10 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL EN MODO COMÚN.

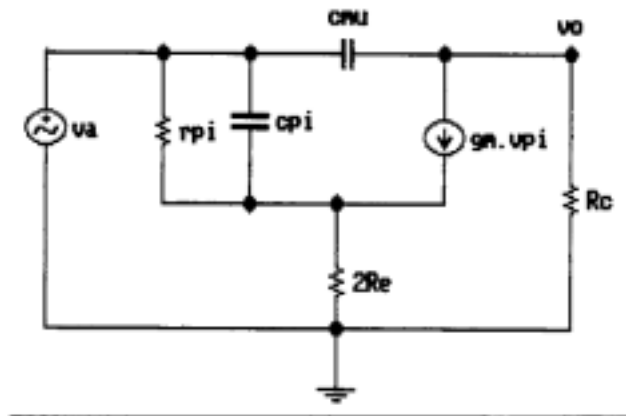
Dada la simetría del circuito:



Puede considerarse sólo la mitad, sustituyendo R_e por $2R_e$:



El circuito equivalente en alterna:



Como $r_b = 10\Omega$, puede considerarse despreciable frente a $2R_e$ y R_c . Si se

designan $z_\pi = r_\pi // \frac{1}{sC_\pi}$ y $z_\mu = \frac{1}{sC_\mu}$. Sea i_1 la corriente en z_π e i_2 la

corriente en z_μ , la fuente de corriente será:

$$g_m \cdot v_\pi = g_m \cdot i_1 \cdot r_\pi = \beta \cdot i_1.$$

Se cumplirá:

$$v_a = v_i$$

$$v_i = i_1 \cdot z_\pi + \beta \cdot i_1 \cdot 2R_e;$$

$$v_i = i_2 \cdot z_\mu + (i_2 - \beta \cdot i_1)R_c$$

Para la primera expresión de v_i se ha hecho la aproximación: $\beta + 1 \approx \beta$.

De las dos últimas expresiones:

$$i_1 \cdot z_\pi + \beta \cdot i_1 \cdot 2R_e = i_2 \cdot z_\mu + (i_2 - \beta \cdot i_1)R_c$$

$$i_1 \cdot z\pi + \beta \cdot i_1 \cdot 2Re + \beta \cdot i_1 \cdot Rc = i_2(z\mu + Rc)$$

de donde :

$$i_2 = \frac{\beta Rc + z\pi + \beta 2Re}{z\mu + Rc} i_1$$

La señal de salida resultará:

$$v_o = (i_2 - \beta \cdot i_1) Rc;$$

$$v_o = \left(i_1 \frac{\beta Rc + z\pi + \beta 2Re}{z\mu + Rc} - \beta \cdot i_1 \right) Rc$$

La ganancia en tensión será:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\left(\frac{\beta Rc + z\pi + \beta 2Re}{z\mu + Rc} - \beta \right) Rc}{z\pi + \beta 2Re};$$

$$A_v = \frac{(\beta Rc + z\pi + \beta 2Re - \beta z\mu - \beta Rc) Rc}{z\mu + Rc} \frac{1}{z\pi + \beta 2Re}$$

$$A_v = \frac{z\pi Rc + \beta 2Re Rc - \beta z\mu Rc}{(z\mu + Rc)(z\pi + \beta 2Re)}$$

Sustituyendo las expresiones de $z\pi$ y $z\mu$, en función de las resistencias y capacidades:

$$Av(s) = \frac{\frac{r\pi}{r\pi \cdot sC\pi + 1} R_c + \beta 2 \text{Re} R_c - \beta \frac{1}{sC\mu} R_c}{\left(\frac{1}{sC\mu} + R_c\right) \left(\frac{r\pi}{sC\pi r\pi + 1} + \beta 2 \text{Re}\right)}$$

$$Av(s) = \frac{\frac{sr\pi R_c C\mu + \beta 2 \text{Re} R_c (sr\pi C\pi + 1) sC\mu - \beta R_c (sr\pi C\pi + 1)}{(sr\pi C\pi + 1) sC\mu}}{\frac{r\pi}{sC\mu (sr\pi C\pi + 1)} + \frac{r\pi R_c}{sr\pi C\pi + 1} + \frac{\beta 2 \text{Re}}{sC\mu} + \beta 2 \text{Re} R_c}$$

$$Av(s) = \frac{\frac{sr\pi R_c C\mu + \beta 2 \text{Re} R_c (sr\pi C\pi + 1) sC\mu + \beta R_c (sr\pi C\pi + 1)}{(sr\pi C\pi + 1) sC\mu}}{\frac{r\pi + sr\pi R_c C\mu + \beta 2 \text{Re} (sr\pi C\pi + 1) + \beta 2 \text{Re} R_c (sr\pi C\pi + 1) sC\mu}{(sr\pi C\pi + 1) sC\mu}}$$

$$Av(s) = \frac{sr\pi R_c C\mu + s^2 \beta r\pi 2 \text{Re} R_c C\pi C\mu + s\beta 2 \text{Re} R_c C\mu + s\beta r\pi R_c C\pi + \beta R_c}{s^2 \beta r\pi 2 \text{Re} R_c C\pi C\mu + s\beta 2 \text{Re} R_c C\mu + sr\pi \beta 2 \text{Re} C\pi + \beta 2 \text{Re} + sr\pi R_c C\mu + r\pi}$$

$$Av(s) = \frac{s^2 \beta r\pi 2 \text{Re} R_c C\pi C\mu + s(\beta 2 \text{Re} R_c C\mu + r\pi R_c C\mu + \beta r\pi R_c C\pi) + \beta R_c}{s^2 \beta r\pi 2 \text{Re} R_c C\pi C\mu + s(\beta 2 \text{Re} R_c C\mu + \beta r\pi 2 \text{Re} C\pi + r\pi R_c C\mu) + \beta 2 \text{Re} + r\pi}$$

Sustituyendo los parámetros y componentes por sus valores numéricos resulta:

$$Av(s) = \frac{1.48 \cdot 10^{-12} s^2 + 3 \cdot 10^{-6} s + 1}{5.56 \cdot 10^{-13} s^2 + 2.6 \cdot 10^{-6} s + 1}$$

La función de transferencia tiene la forma:

$$Av(s) = \frac{a_2' s^2 + a_1' s + 1}{a_2 s^2 + a_1 s + 1}$$

Los dos polos se pueden hallar , de forma aproximada:

$$fp_1 \approx \frac{1}{2\pi a_1} = 61244.5Hz; \quad fp_2 = \frac{a_1}{2\pi a_2} = 744627Hz$$

Análogamente , los ceros:

$$fz_1 \approx \frac{1}{2\pi a_1'} = 53078.5Hz; \quad fz_2 = \frac{a_1'}{2\pi a_2'} = 322775Hz$$

El primer polo y el primer cero , al estar muy próximos, prácticamente se contrarrestan. Sin embargo , el segundo polo y el segundo cero están separados más de una octava, por lo que sus efectos se anulan entre si sólo en parte.

Los resultados pueden observarse en la siguiente figura:

FIGURA 4.10.1

Date/Time run: 07/25/98

18:42:29

Temperature: 27.0

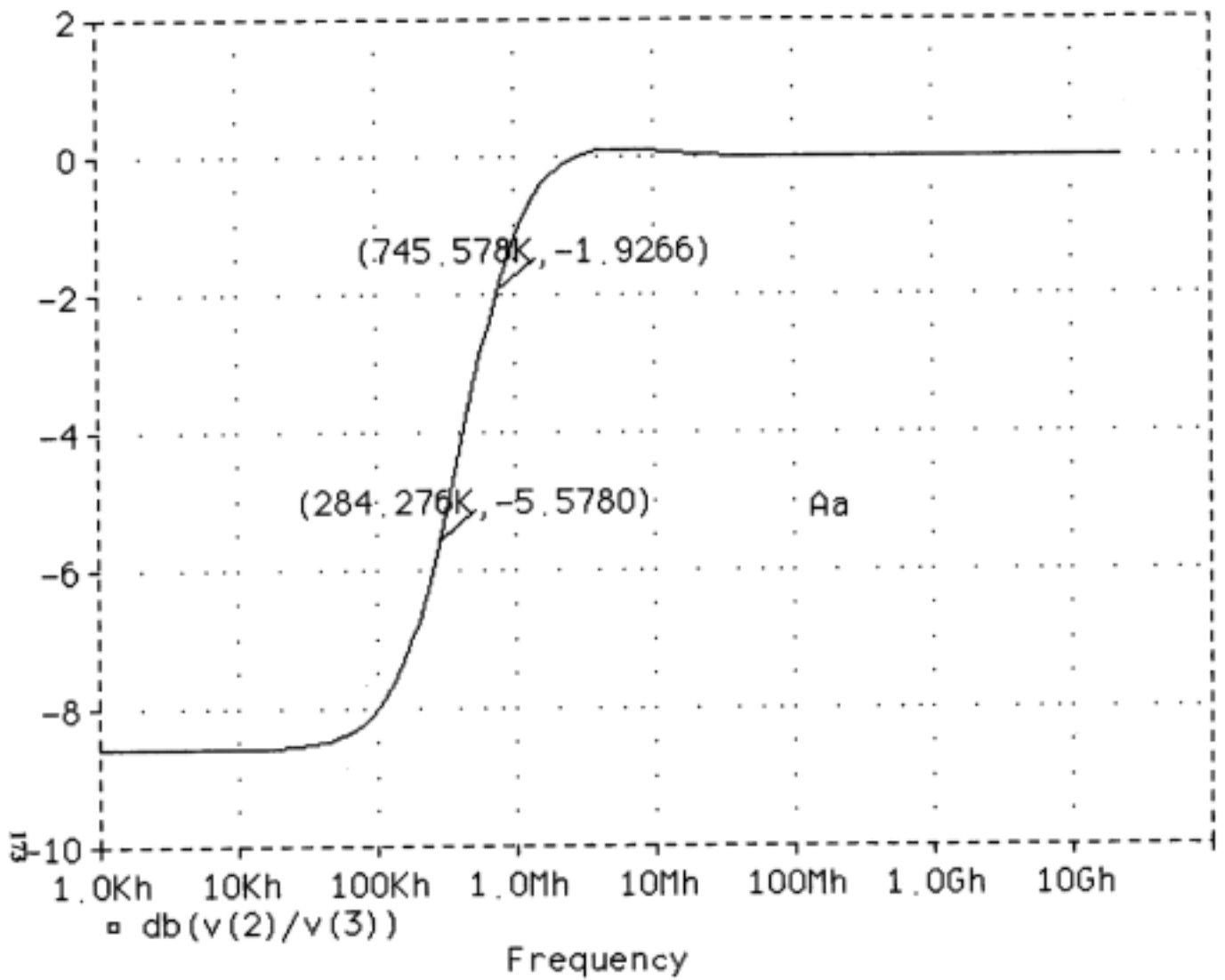


FIGURA 4.10.1

Referencias:

[3] , [8] , [15] , [18] , [23] , [26] , [27] y [32].

CAPÍTULO V.

SEGUNDA ETAPA.

5.1 INFLUENCIA DE LAS VARIACIONES DE I_s EN LA SEGUNDA ETAPA.

Se han hecho simulaciones para diferentes valores de I_s del transistor pnp de la segunda etapa , de la misma forma que se hizo para el transistor npn de la primera etapa. Cabe por lo tanto esperar análogos resultados, a medida que aumente el valor de I_s deberá aumentar β^* y disminuir V_{BE} . El listado de la simulación es:

```
*EC PNP IS
V1 1 0 9.89
R1 7 2 140K
R2 2 8 140K
V2 7 0 13.03
RE 1 3 26.2K
V4 0 5 8
C1 6 2 100u
Q1 4 2 3 Q2N2907A
.STEP PNP Q2N2097(IS) LIST 650E-15 650E-17 650E-18 +
+650E-19 650E-21
.LIB BIPOLAR.LIB
RC 4 5 53K
V3 8 0 0.11
```



```

VI 6 0 AC 0.05 SIN(0 0.05 2000HZ)
.AC DEC 20 1000 1000000K
.TRAN 1N 0.0005 0 1u
.OP
.DC LIN V1 0 9.89 0.1
.END

```

La tabla de los resultados:

Is	β_F	VBE	Ic
650E-21A	26.3	836mv	80.43 μ A
650E-19 "	152	721 "	93.3 "
650E-18 "	212	662 "	96.3 "
650E-17 "	239	603 "	98.69 "
650E-15	249	485 "	103.18 "

Los valores de β_F y V_{BE} aumentan y disminuyen ,respectivamente, a medida que aumenta I_s mientras que I_c tiende a permanecer estable, excepto para valores muy pequeños de I_s en los que el transistor es prácticamente un diodo. Los resultados pueden verse gráficamente en las figuras 5.1.1,5.1.2 y 5.1.3 a partir de la página siguiente.

FIGURA 5.1.1

Date/Time run: 07/26/98 15:33:26

Temperature: 27.0

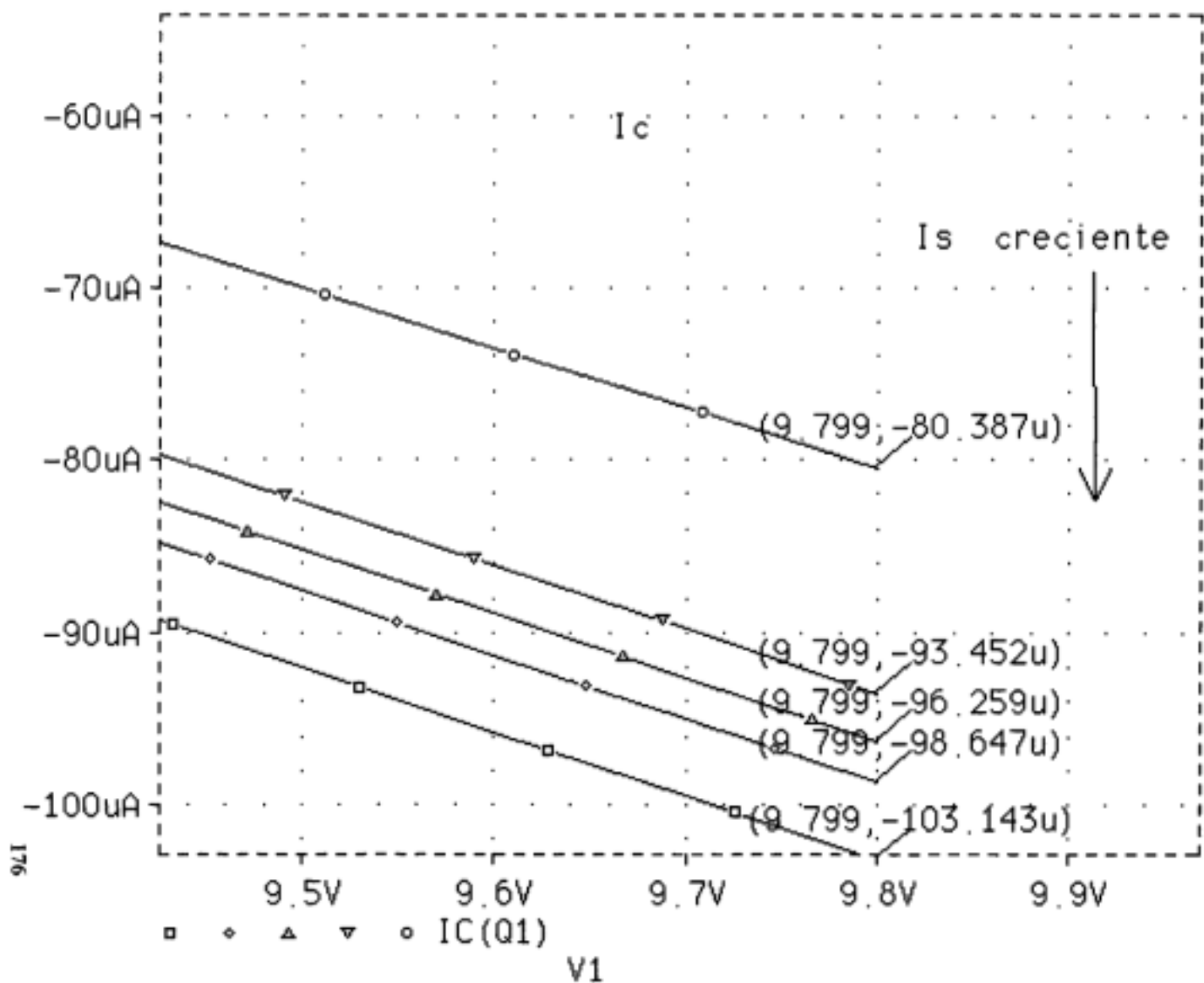


FIGURA 5.1.1.

FIGURA 5.1.2

Date/Time run: 07/26/98 15:33:26

Temperature: 27.0

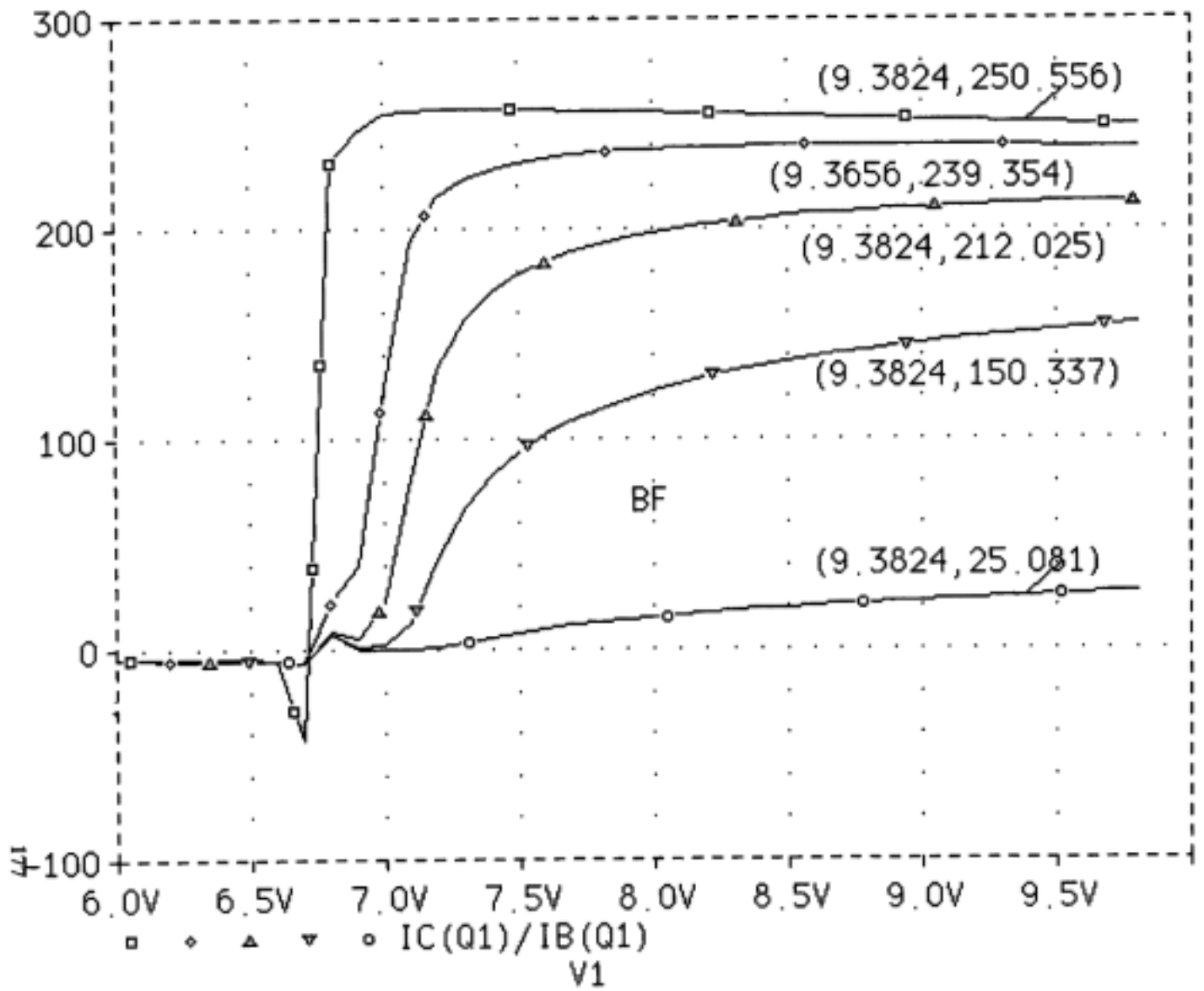


FIGURA 5.1.2

FIGURA 5.1.3

Date/Time run: 07/26/98 15:33:26

Temperature: 27.0

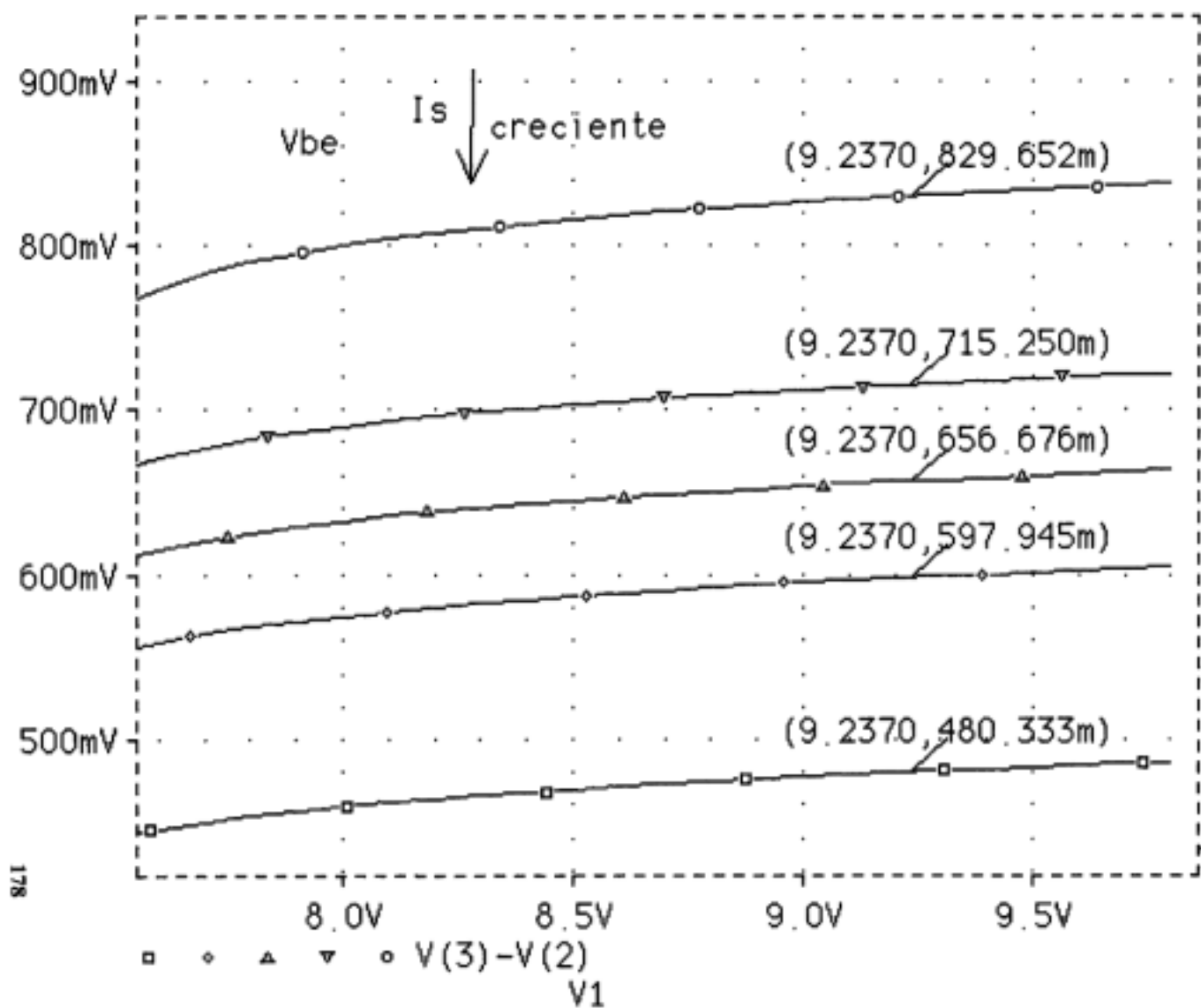


FIGURA 5.1.3

5.2 ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE I_c E I_b .

Al igual que se hizo para los transistores npn de la primera etapa se ha procedido para el transistor pnp de la segunda etapa. Los resultados obtenidos para I_c se exponen en la siguiente tabla:

Elemento	Sensibilidad AMP/UNIDAD	Sensibilidad normalizada	Sensibilidad
R1	8.526E-10	1.194E-06	1.243
R2	-8.613E-10	-1.206E-06	-1.256
RE	-3.721E-09	-9.749E-07	-1.0146
V1	3.716E-05	3.675E-06	3.828
V2	-1.857E-05	-2.42E-06	-2.520
BF	6.140E-09	1.423E-08	0.0148

Tabla 5.2.1

Ordenadas las sensibilidades en orden decreciente:

Elemento	Sensibilidad
V1	3.828
V2	-2.520
R2	-1.256
R1	1.243
RE	-1.0146
BF	0.0148

Tabla 5.2.2

Las sensibilidades para los demás componentes y parámetros no se han representado por ser muy pequeñas y despreciables.

Para la corriente de base:

Elemento	Sensibilidad AMP/UNIDAD	Sensibilidad normalizada	sensibilidad
R1	3.963E-12	5.54E-09	1.230
R2	-4.003E-12	-5.605E-09	-1.423
RE	-1.695E-11	-4.44E-09	-0.984
V1	1.693E-07	1.674E-08	3.712
V2	-8.632E-08	-1.125E-08	-2.49
VBE	-1.726E-07	0.0000	-0.3829
BF	-1.690E-09	-3.915E-09	-0.86

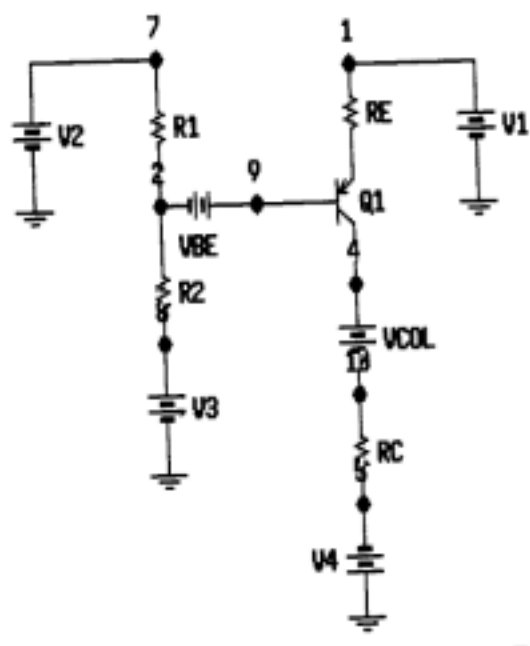
Tabla 5.2.3

Ordenadas las sensibilidades en orden decreciente:

Elemento	Sensibilidad
V1	3.712
V2	-2.49
R2	-1.423
R1	1.230
RE	-0.984
BF	-0.86
VBE	-0.3829

Tabla 5.2.4

La topología utilizada para la simulación:



Listado para la simulación:

*Sensibilidad pnp

V1 1 0 9.89

R1 7 2 140K

R2 2 8 140K

V2 7 0 13.03

RE 1 3 26.2K

V4 0 5 8

C1 6 2 100u

Q1 4 9 3 Q2N2907A

VBE 9 2 DC 0

VCOL 4 10 DC 0

.SENS I(VCOL) I(VBE)

.LIB BIPOLAR.LIB

RC 10 5 53K

V3 8 0 0.11

VI 6 0 AC 0.05 SIN(0 0.05 2000HZ)

.AC DEC 20 1000 1000000K

.TRAN 1N 0.0005 0 1u

.OP

.DC LIN V1 0 9.89 0.1

.END

5.3 ESTUDIO DE LAS SENSIBILIDADES DE I_c E I_B PARA DIFERENTES VALORES DE V_{AF} .

Los resultados obtenidos se expresan en la siguiente tabla:

V_{AF} 60V 70V 100V 120V

Elemento	Sensibilidades normalizadas			
RC	-1.85E-09	-1.63E-09	-1.209E-09	-1.030E-09
V4	2.798E-09	2.472E-09	1.830E-09	1.560E-09
BF	1.333E-08	1.358E-08	1.407E-08	1.426E-08
VAF	-3.256E-09	-2.877E-09	-2.132E-09	-1.818E-09

Tabla 5.3.1

Se han tomado los valores más significativos y los que mayor variación experimentan.

De igual forma que ocurría en el transistor npn a medida que aumenta el valor de V_{AF} menor influencia tiene sobre I_c . Por el contrario, a mayor V_{AF} mayor es r_o y menor es la fracción de I_c que debe circular por esta resistencia para mantener V_{CE} en un valor fijo, lo que hace que la sensibilidad con respecto a β_F aumente, pues un pequeño incremento de β_F hará aumentar I_c y una pequeña fracción de ésta puede originar un cambio significativo en la tensión de r_o . También, al aumentar la importancia de esta última disminuirá la influencia de la resistencia R_c por lo que la sensibilidad con respecto a ella disminuye. Es decir, una variación de corriente pequeña no provocará cambios tan importantes en R_c como los que se producen en una resistencia mucho mayor.

Con respecto a R_e , R_1 y R_2 , las sensibilidades son mayores pero permanecen constantes con respecto VAF.

Para la corriente base al ser:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \text{ es de esperar un resultado an\u00e1logo al obtenido para la}$$

corriente de colector. Los valores obtenidos se encuentran en la siguiente tabla:

VAF 60V 70V 100V 120V

Elemento	Sensibilidades normalizadas			
RC	3.041E-10	2.70E-10	2.027E-10	1.736E-10
V4	-4.598E-10	-4.091E-10	-3.070E-10	-2.630E-10
BF	-3.669E-09	-3.739E-09	-3.871E-09	-3.925E-09
VAF	5.350E-10	4.763E-10	3.575E-10	3.064E-10

Tabla 5.3.2

La sensibilidad var\u00eda de forma an\u00e1loga para los mismos componentes y par\u00e1metros que el caso de I_C . De igual forma, la sensibilidad con respecto a los par\u00e1metros y componentes restantes var\u00eda muy poco \u00f3 es muy peque\u00f1a.

Para hallar estos valores se ha introducido en el listado del punto anterior la siguiente l\u00ednea:

```
.STEP PNP Q2N2907A(VAF) LIST 60 70 100 120
```

5.4 PUNTO DE REPOSO Y GANANCIA PARA DIFERENTES

VALORES DE VAF.

Los valores de r_o para los distintos valores de VAF ser\u00e1n:

$$r_o = \frac{V_{AF}}{I_c}$$

Siendo $I_c = 96 \mu\text{A}$.

V _{AF}	r _o
60V	625KΩ
70V	729KΩ
100V	1041KΩ
120V	1250KΩ

Como la resistencia $R_c = 53K\Omega$ la contribución de r_o a la resistencia de carga total será despreciable, pues en todos los casos su valor es muy superior a R_c . Por lo tanto, la ganancia será la misma para todos los valores de V_{AF} . En cuanto al punto de reposo, a medida que r_o aumenta menor será la fracción de I_c que se necesita que circule por ella para mantener V_{ce} en un valor fijo, por lo que las magnitudes de continua tenderán a permanecer constantes. Los resultados pueden verse en las figuras 5.4.1, 5.4.2 y 5.4.3 de las páginas siguientes.

FIGURA 5.4.1

Date/Time run: 07/26/98 16:18:42

Temperature: 27.0

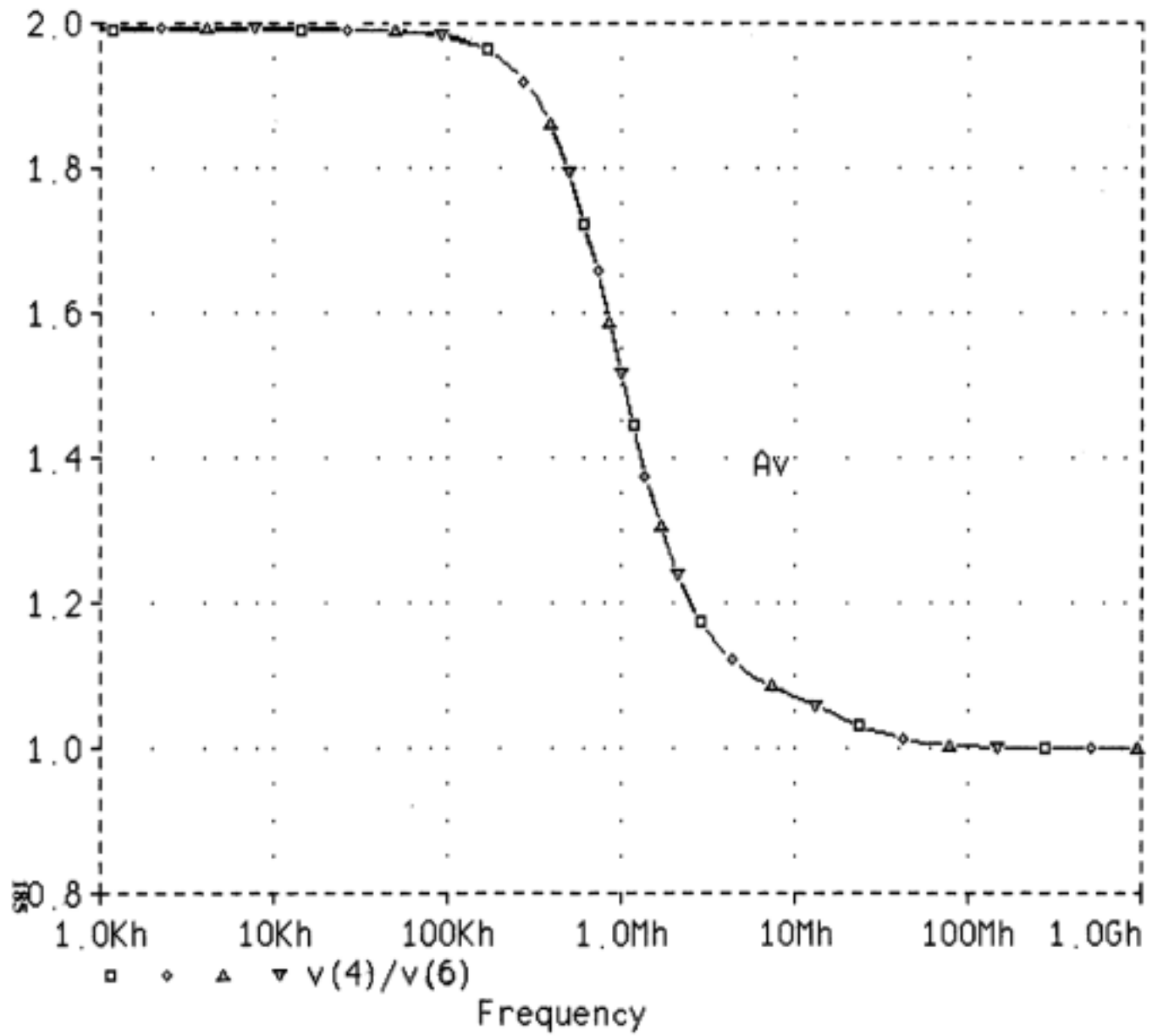


FIGURA 5.4.1.

FIGURA 5.4.2

Date/Time run: 07/26/98 16:18:42

Temperature: 27.0

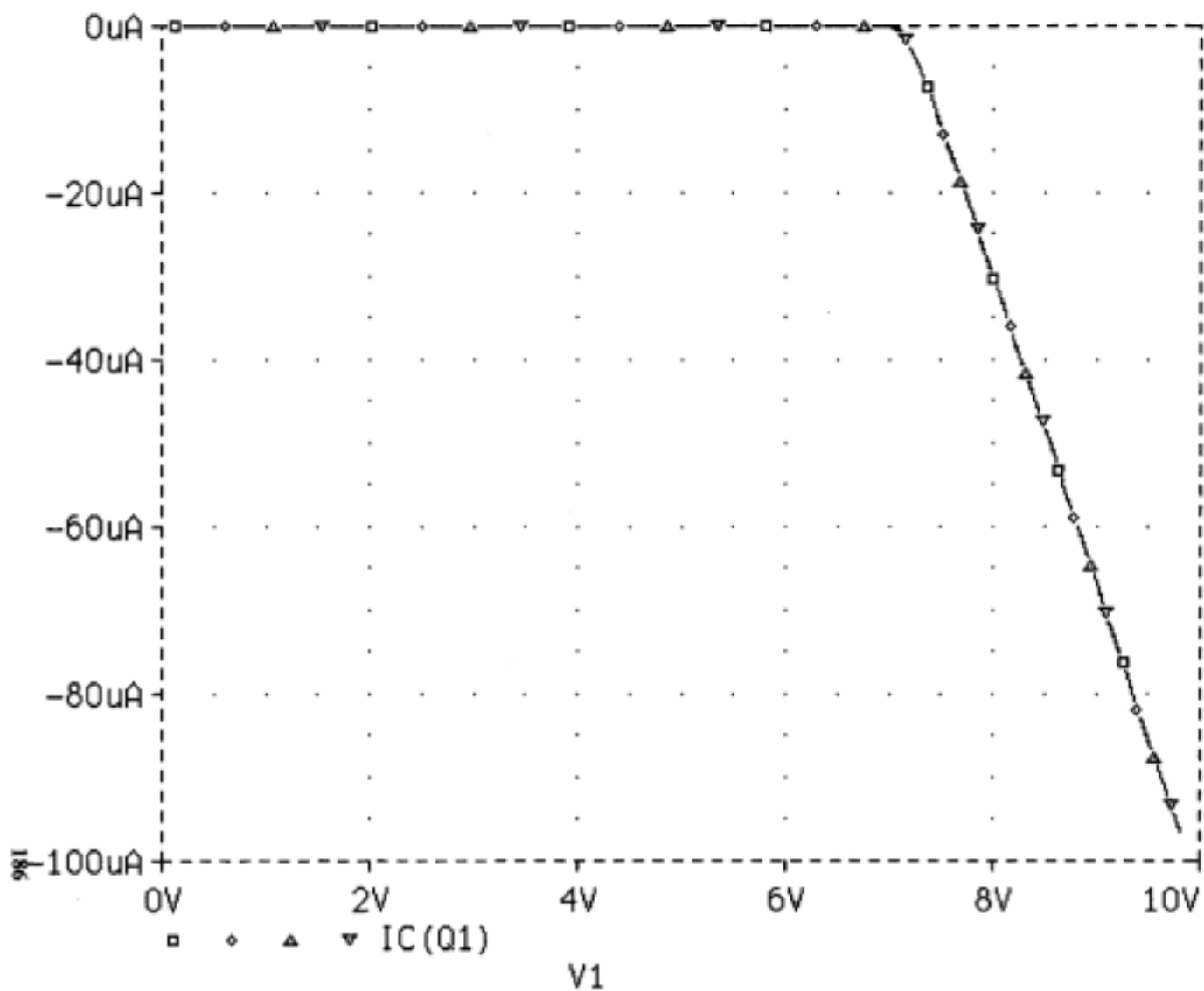


FIGURA 5.4.2

FIGURA 5.4.3

Date/Time run: 07/26/98 16:18:42

Temperature: 27.0

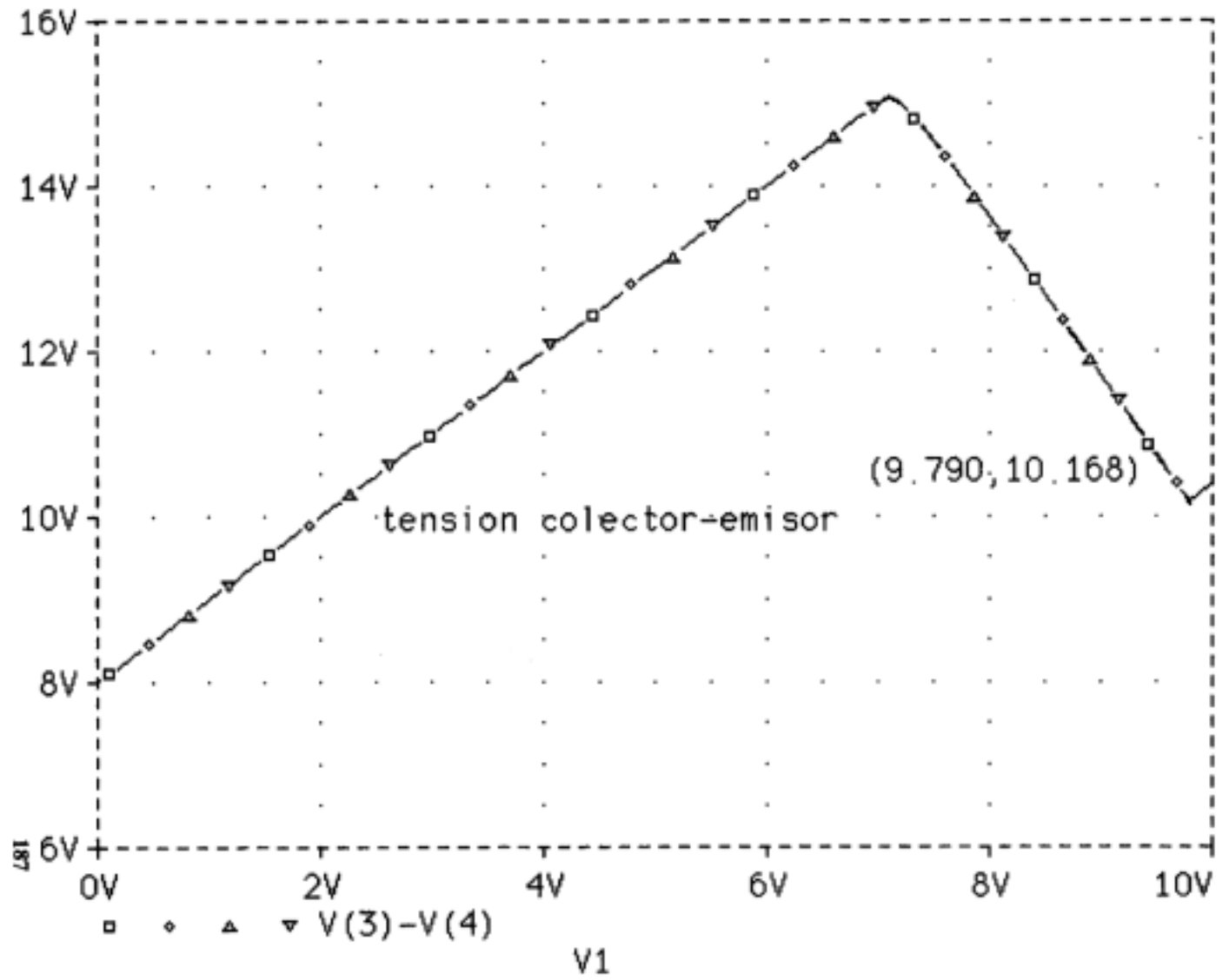
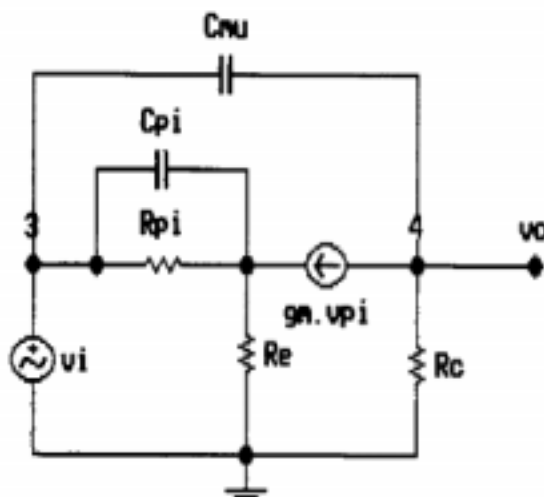


FIGURA 5.4.3

5.5 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA SEGUNDA ETAPA. EMISOR COMÚN.

El circuito equivalente en alterna para la segunda etapa es:



Sean i_1 e i_2 las corrientes en Z_π y Z_μ , respectivamente, siendo:

$$Z_\pi = \frac{r_\pi \cdot \frac{1}{sC_\pi}}{r_\pi + \frac{1}{sC_\pi}} = \frac{r_\pi}{r_\pi \cdot sC_\pi + 1}; \quad Z_\mu = \frac{1}{sC_\mu}$$

se cumplirá:

$$v_i = i_1 Z_\pi + (g_m \cdot i_1 \cdot Z_\pi + i_1) R_e \quad (1), \text{ habiendo despreciado } r_b \text{ por tener un valor pequeño frente a los otros términos.}$$

ner un valor pequeño frente a los otros términos.

$$v_o = (i_2 - g_m \cdot i_1 \cdot Z_\pi) R_c \quad (2)$$

$$v_i - v_o = i_2 \cdot Z_\mu, \text{ de donde } i_2 = \frac{v_i - v_o}{Z_\mu}, \text{ sustituyendo en (2):}$$

$$v_o = \left(\frac{v_i - v_o}{Z_\mu} - g_m \cdot i_1 \cdot Z_\pi \right) R_c \quad (3)$$

Despejando i_1 de la expresión (1)

$$i_i = \frac{v_i}{Z\pi + (gmZ\pi + 1)Re} = \frac{v_i}{K}$$

Sustituyendo esta última expresión en (3):

$$v_o = \left(\frac{v_i - v_o}{Z\mu} - gm \frac{v_i}{K} Z\pi \right) Rc$$

$$v_o = \frac{v_i}{Z\mu} Rc - \frac{v_o}{Z\mu} Rc - gm Z\pi \frac{v_i}{K} Rc, \text{ dividiendo esta expresión por } v_i:$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{Rc}{Z\mu} - \frac{v_o}{v_i} \frac{Rc}{Z\mu} - \frac{gm Z\pi Rc}{K}$$

$$Av + Av \frac{Rc}{Z\mu} = \frac{Rc}{Z\mu} - \frac{gm Z\pi Rc}{K}$$

$$Av = \frac{\frac{Rc}{Z\mu} - \frac{gm Z\pi Rc}{K}}{1 + \frac{Rc}{Z\mu}}$$

$$Av = \frac{KRc - gm Z\pi Rc Z\mu}{K(Z\mu + Rc)}, \text{ si se sustituye } K \text{ por su expresión:}$$

$$Av = \frac{(Z\pi + gm Z\pi Re + Re)Rc - gm Z\pi Rc Z\mu}{(Z\pi + gm Z\pi Re + Re)(Z\mu + Rc)}, \text{ sustituyendo } Z\pi \text{ y } Z\mu \text{ por sus}$$

expresiones y multiplicando:

$$Av = \frac{\frac{r\pi Rc}{sr\pi C\pi + 1} + \frac{gm Re Rc \cdot r\pi}{sr\pi C\pi + 1} + Re Rc - \frac{r\pi gm Rc}{(sr\pi C\pi + 1)sC\mu}}{\frac{r\pi}{(sr\pi C\pi + 1)sC\mu} + \frac{r\pi Rc}{sr\pi C\pi + 1} + \frac{r\pi gm Re}{(sr\pi C\pi + 1)sC\mu} + \frac{r\pi gm Re Rc}{sr\pi C\pi + 1} + \frac{Re}{sC\mu} + Re Rc}$$

Hallando los denominadores comunes del denominador y numerador, y teniendo en cuenta los parámetros del transistor pnp que son:

para $I_c = 96.3\mu A$, son:

$$C_{je0} = 19.82 pF; \quad C_{\mu0} = 14.76 pF; \quad C_{\pi} = C_b + C_{je}; \quad g_m = \frac{I_c}{V_T}$$

$$C_b = g_m T_F; \quad T_F = 603 pF; \quad r_b = 10\Omega; \quad m_{jc} = 0.5383; \quad \beta = h_{fe} = 214$$

$$C_{je} = 2C_{je0} = 39.64 pF; \quad g_m = 0.003852 \frac{A}{V}; \quad C_b = 2.323 pF$$

$$C_{\pi} = 41.963 pF$$

$$C_{\mu} = \frac{C_{\mu0}}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{\psi_{oc}}\right)^{m_{jc}}} = \frac{14.76 pF}{\left(1 + \frac{9.3V}{0.75V}\right)^{0.5383}} = 3.65 pF$$

$$h_{ie} \approx r_{\pi} = \beta \frac{V_T}{I_c} = 55.55 K\Omega$$

La función de transferencia queda:

$$A_v(s) = \frac{11 \cdot 10^{-9} s^2 + 1.09s - 11340865}{11 \cdot 10^{-9} s^2 + 1.161s + 5681750}$$

que tiene los ceros y polos:

$$f_{z1} = 2.17 MHz; \quad f_{z2} = 33.2 MHz$$

Los resultados en las páginas

$$f_{p1} = 820 KHz; \quad f_{p2} = 16 MHz.$$

siguientes, figuras 5.5.1 y 5.5.2

FIGURA 5.5.1

Date/Time run: 07/26/98 16:52:36

Temperature: 27.0

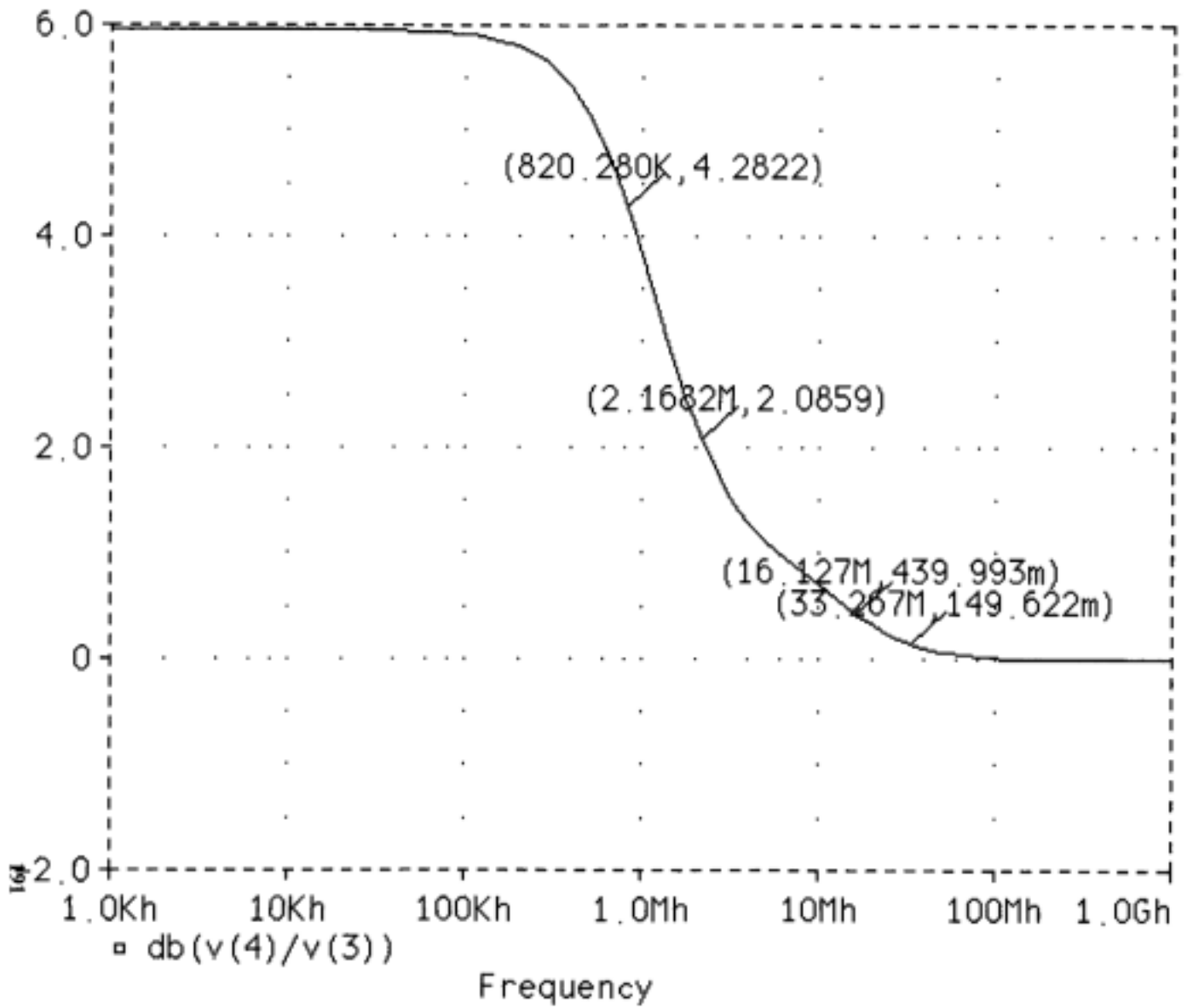


FIGURA 5.5.1

FIGURA 5.5.2

Date/Time run: 07/26/98 16:58:13

Temperature: 27.0

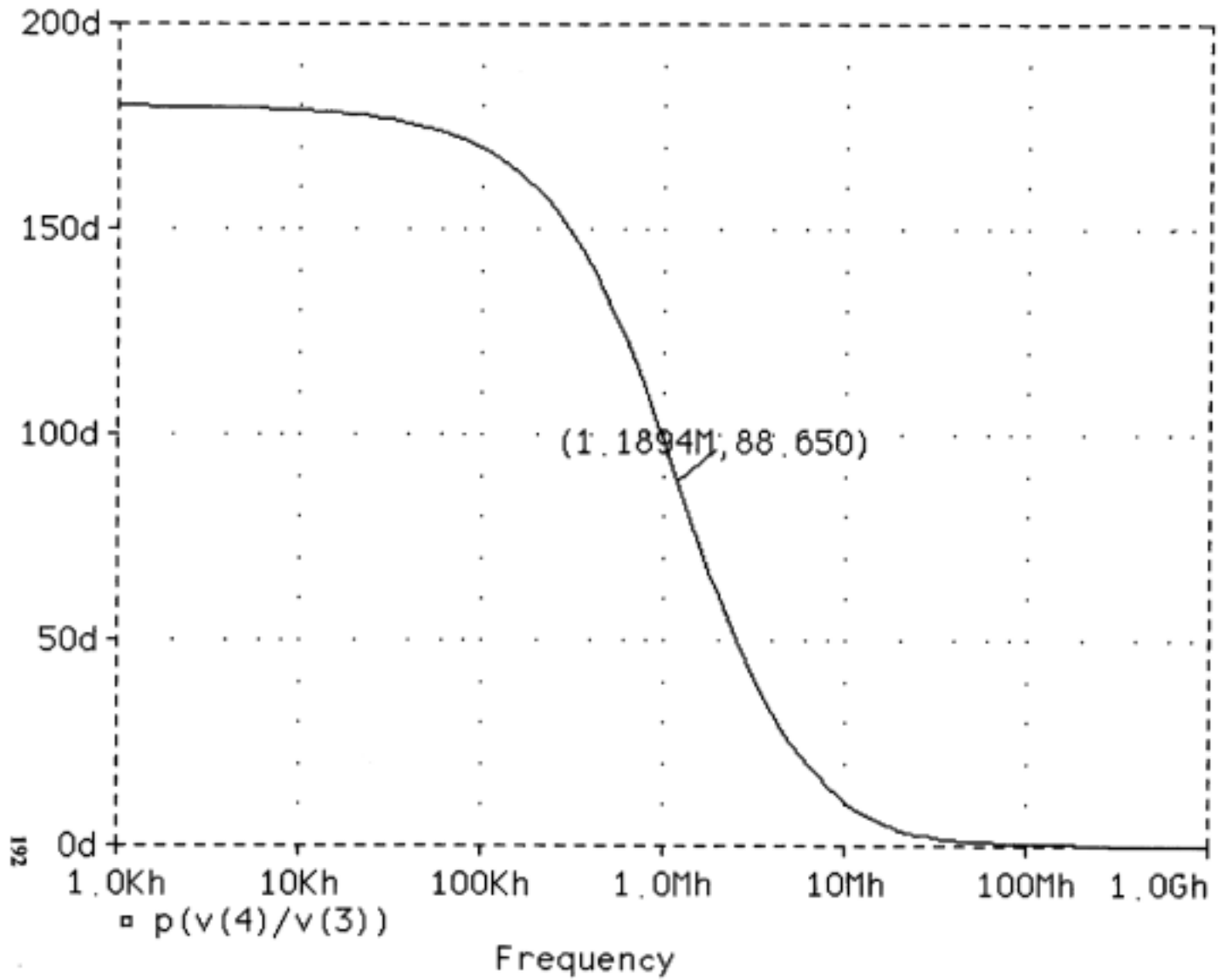


FIGURA 5.5.2

192

Referencias:

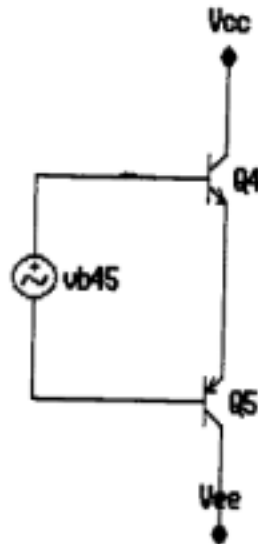
[3] , [4] , [5] , [7] , [9] , [21] , [22] y [31].

CAPÍTULO VI

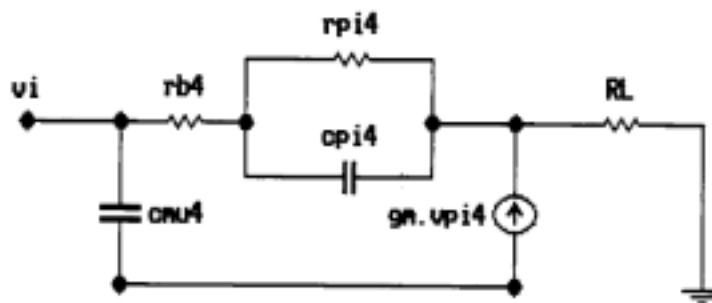
ETAPA DE SALIDA.

6.1 ETAPA DE SALIDA.

Para la señal de alterna la etapa de salida puede considerarse :



El circuito equivalente teniendo en cuenta los parámetros de los transistores:



En estos transistores se cumple:

$$rb1 = rb2 = 10\Omega; \text{ considerando estas resistencias despreciables ,}$$

frente a los valores de las demás impedancias y teniendo en cuenta los demás parámetros , de los transistores calculados en secciones anteriores:

$$r_{\pi 4} \approx r_{\pi 5} = r_{\pi}, \quad C_{\pi 1} \approx C_{\pi 2} = C_{\pi} = 42 \text{ pF}; \quad C_{\mu 4} \approx C_{\mu 5} = 3.65 \text{ pF}$$

$$\beta_{F4} \approx \beta_{F5}.$$

Siendo Z_{π} el paralelo $r_{\pi} // \frac{1}{sC_{\pi}}$, la función de transferencia será:

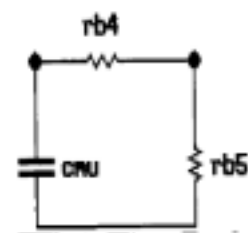
$$v_i = i_{b4} \cdot Z_{\pi} + (\beta_F + 1) i_{b4} \cdot R_L$$

$$v_o = i_{b4} (\beta_F + 1) R_L, \quad \text{si } R_L \rightarrow \infty, \text{ circuito abierto.}$$

$$A_v(s) = \frac{(\beta_F + 1) R_L}{(\beta_F + 2) R_L} \approx 1$$

Al ser C_{π} mucho mayor que C_{μ} , habrá una frecuencia a partir de la cual

Z_{π} será prácticamente nula frente a Z_{μ} . El circuito equivalente será entonces:



Habrá un polo en alta frecuencia que será:

$$f_p = \frac{1}{2r_b \cdot 2\pi \cdot C_{\mu}} = \frac{1}{20\Omega \cdot 6.28 \cdot 3.65 \cdot 10^{-12}} = 2.2 \text{ GHz}$$

El resultado puede observarse en la página siguiente ,figura 6.1.1.

FIGURA 6.1.1

Date/Time run: 07/26/98 17:27:37

Temperature: 27.0

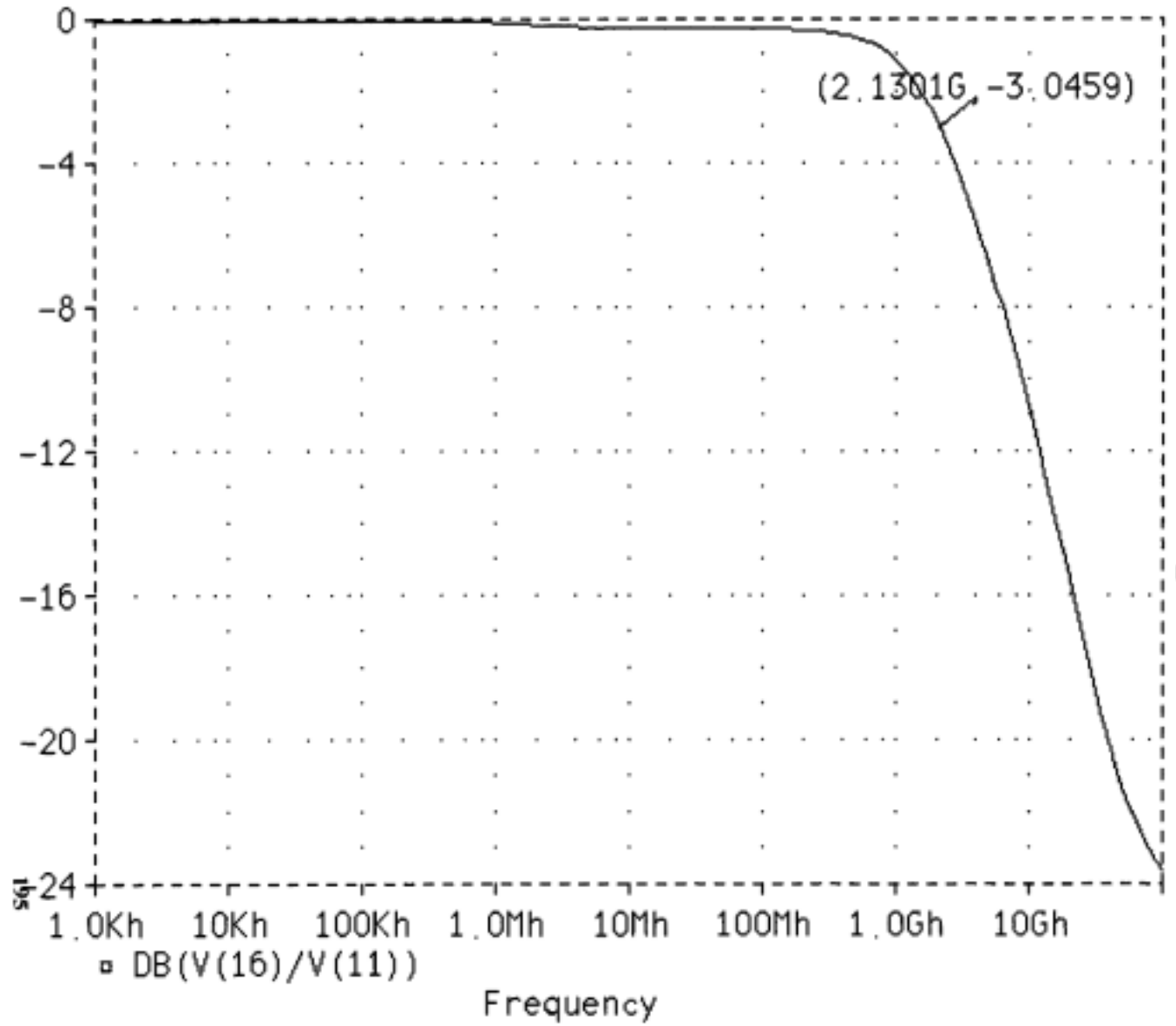


FIGURA 6.1.1

Referencias:

[3] , [4] , [5] , [7] , [9] , [21] , [22] y [31].

CAPÍTULO VII.

RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR

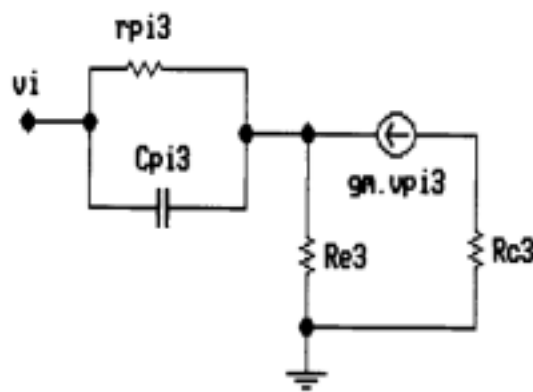
OPERACIONAL.

7.1 ACOPLAMIENTO ENTRE LA PRIMERA Y SEGUNDA

ETAPAS.

Hasta ahora la respuesta en frecuencia de las distintas etapas se ha hecho de forma aislada, sin embargo, para hallar la respuesta en frecuencia del amplificador completo habrá que tener en cuenta la influencia entre etapas cuando están conectadas.[8] y [32].

Para saber como es la respuesta en frecuencia de la primera etapa ,habrá que hallar como influye en su salida la impedancia de entrada de la segunda. El circuito equivalente de la segunda etapa es:



No se han tenido en cuenta r_b ni Z_μ , la primera por ser muy pequeña y la segunda por ser , al menos , diez veces mayor que la impedancia de C_π en alta frecuencia.

La impedancia de entrada es:

$$Z_i = Z_\pi + g_m Z_\pi R_{e3} + R_{c3}$$

$$\text{siendo } Z_\pi = r_\pi // \frac{1}{sC_\pi} = \frac{r_\pi}{r_\pi \cdot sC_\pi + 1}$$

Teniendo en cuenta la última expresión:

$$Z_i = \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} \cdot s C_{\pi} + 1} + \frac{g_m \cdot r_{\pi} \cdot R_e}{r_{\pi} \cdot s \cdot C_{\pi} + 1} + R_e$$

$$Z_i = \frac{s R_e r_{\pi} C_{\pi} + R_e + r_{\pi} + g_m \cdot r_{\pi} \cdot R_e}{s \cdot r_{\pi} \cdot C_{\pi} + 1}$$

Esta impedancia tiene un polo en:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot r_{\pi} C_{\pi}}$$

Pero habrá que tener en cuenta la resistencia de colector de Q2, pues el colector de Q2 es la salida de la de la primera etapa. Por lo tanto, el polo deberá estar en:

$$f_p = \frac{1}{2\pi(r_{\pi} // R_{c2})C_{\pi}}$$

$$\text{para } r = 55.55K\Omega; \quad R_{c2} = 70K\Omega; \quad C_{\pi} = 42pF$$

$$f_p = 122KHz$$

El resultado puede observarse en la página siguiente, figura 7.1.1.

FIGURA 7.1.1

Date/Time run: 07/26/98 17:50:19

Temperature: 27.0

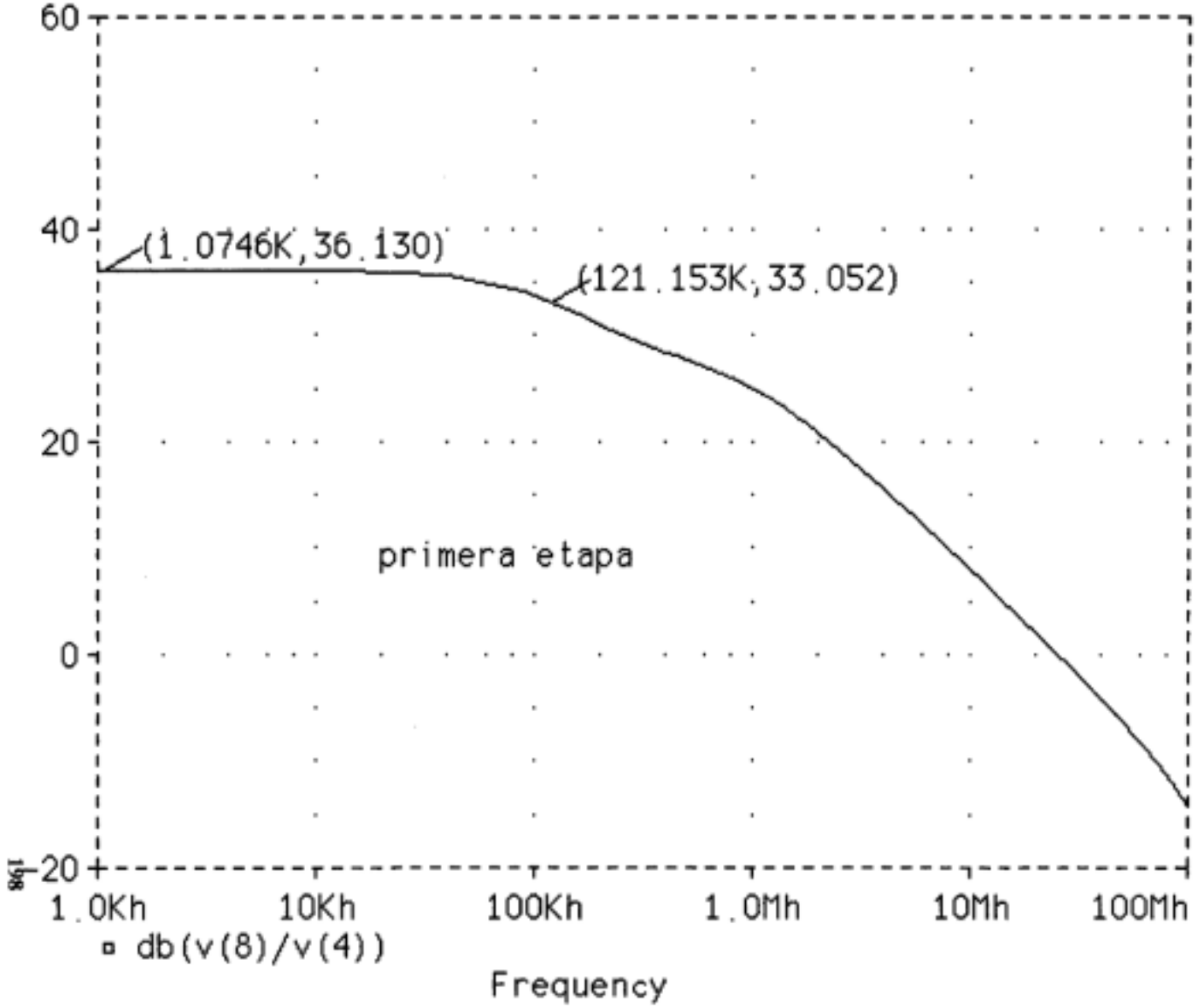


FIGURA 7.1.1.

7.2 ACOPLAMIENTO ENTRE LA SEGUNDA ETAPA Y LA ETAPA DE SALIDA.

La señal es aplicada desde la segunda etapa a la de salida, mediante el circuito formado por R_{c4}, R_{c5} y los diodos. Dicho circuito es:

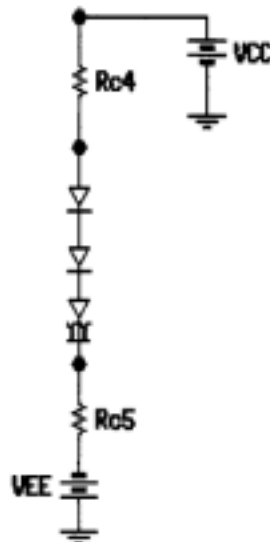


Figura 7.2.1

Para hallar el comportamiento en alterna ,habrá que, hallar la capacidad de los diodos:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V_D}{\psi_0}}} \text{ siendo } C_{j0} = 2pF, V_D=0.48V \text{ la tensión a la que}$$

está polarizado cada diodo , y $\psi_0 = 1V$ que es el valor que Pspice asigna por defecto . Por lo tanto:

$$C_j = 2.8pF ; \text{ como hay tres diodos en serie } C_{eq} = 0.92pF$$

Como $R_{C4} = R_{C5} = 300K\Omega$ el circuito anterior introducirá un polo en la respuesta de la segunda etapa. Dicho polo será:

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_{C4} + R_{C5})C_{eq}} = 288.5KHz$$

Por lo tanto, este polo disminuirá el ancho de banda de la segunda etapa que se calculó para dicha etapa aislada. El resultado puede verse en la página siguiente en la figura 7.2.2, página siguiente.

7.3 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

En principio, cabe esperar que la frecuencia de corte del amplificador completo sea igual, o muy próxima, a la de la primera etapa, ya que es la frecuencia de corte más pequeña de las tres que tienen las etapas por separado. Sin embargo, la frecuencia de corte resulta ser 16KHz menor, figuras 7.3.1 y 7.3.2, ello es debido a que para estas frecuencias empieza a influir la caída en ganancia de la segunda etapa, que resulta ser de 0.5 dB, figura 7.3.2. Estas figuras están en las páginas siguientes a partir de la 7.2.2.

FIGURA 7.2.2

Date/Time run: 07/26/98 18:16:59

Temperature: 27.0

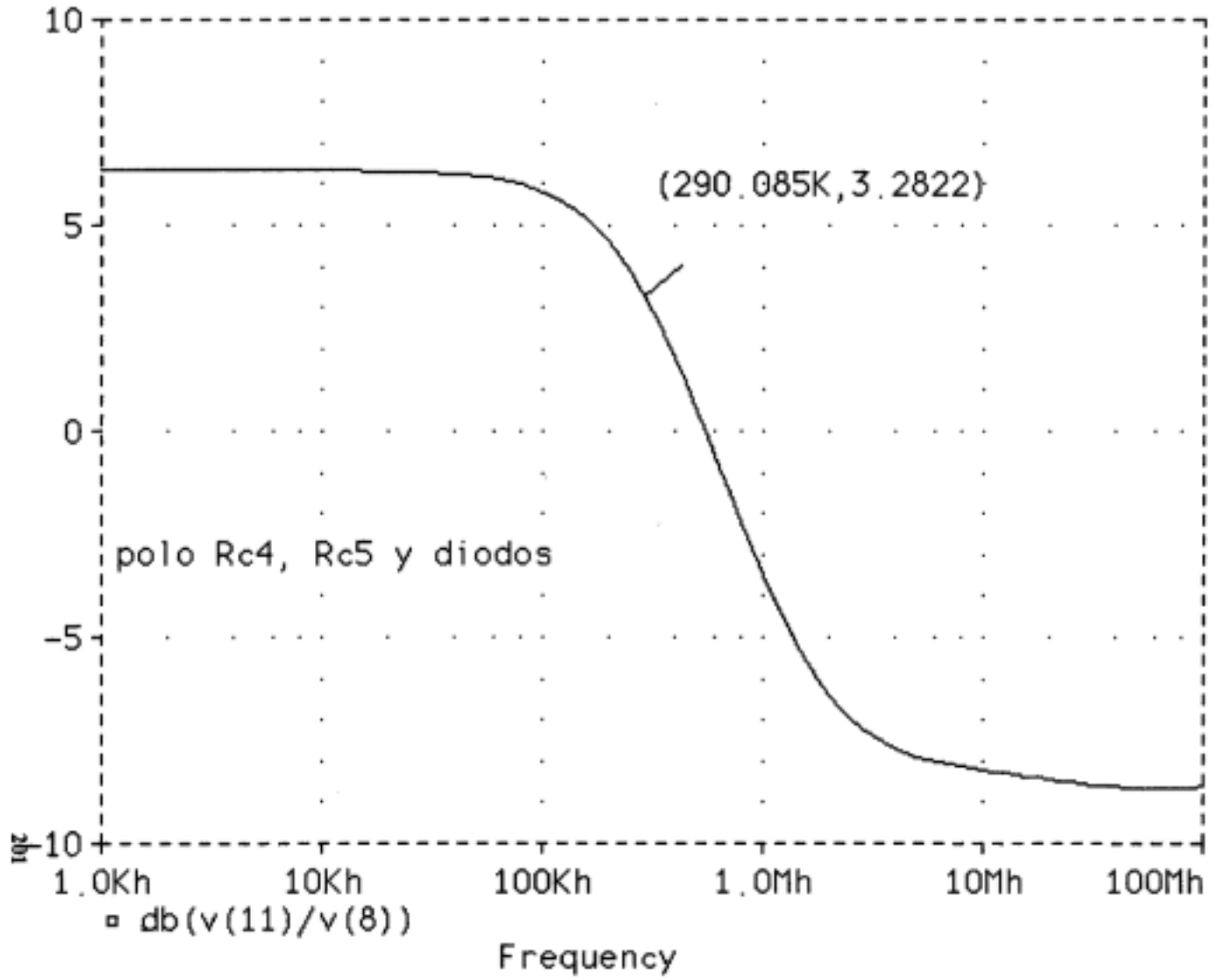


FIGURA 7.2.2

FIGURA 7.3.1

Date/Time run: 07/26/98 18:16:59

Temperature: 27.0

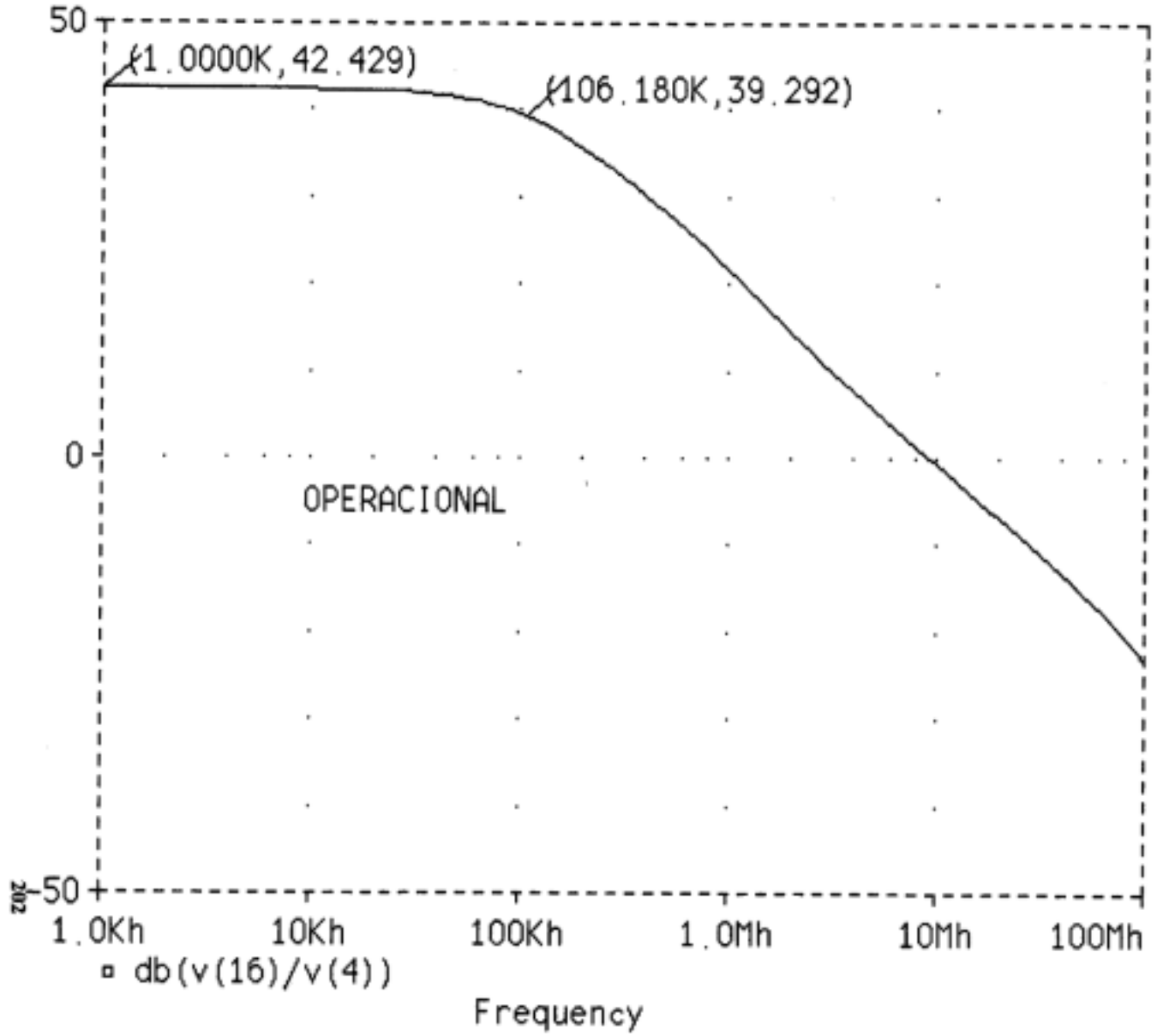


FIGURA 7.3.1.

FIGURA 7.3.2

Date/Time run: 07/26/98 18:16:59

Temperature: 27.0

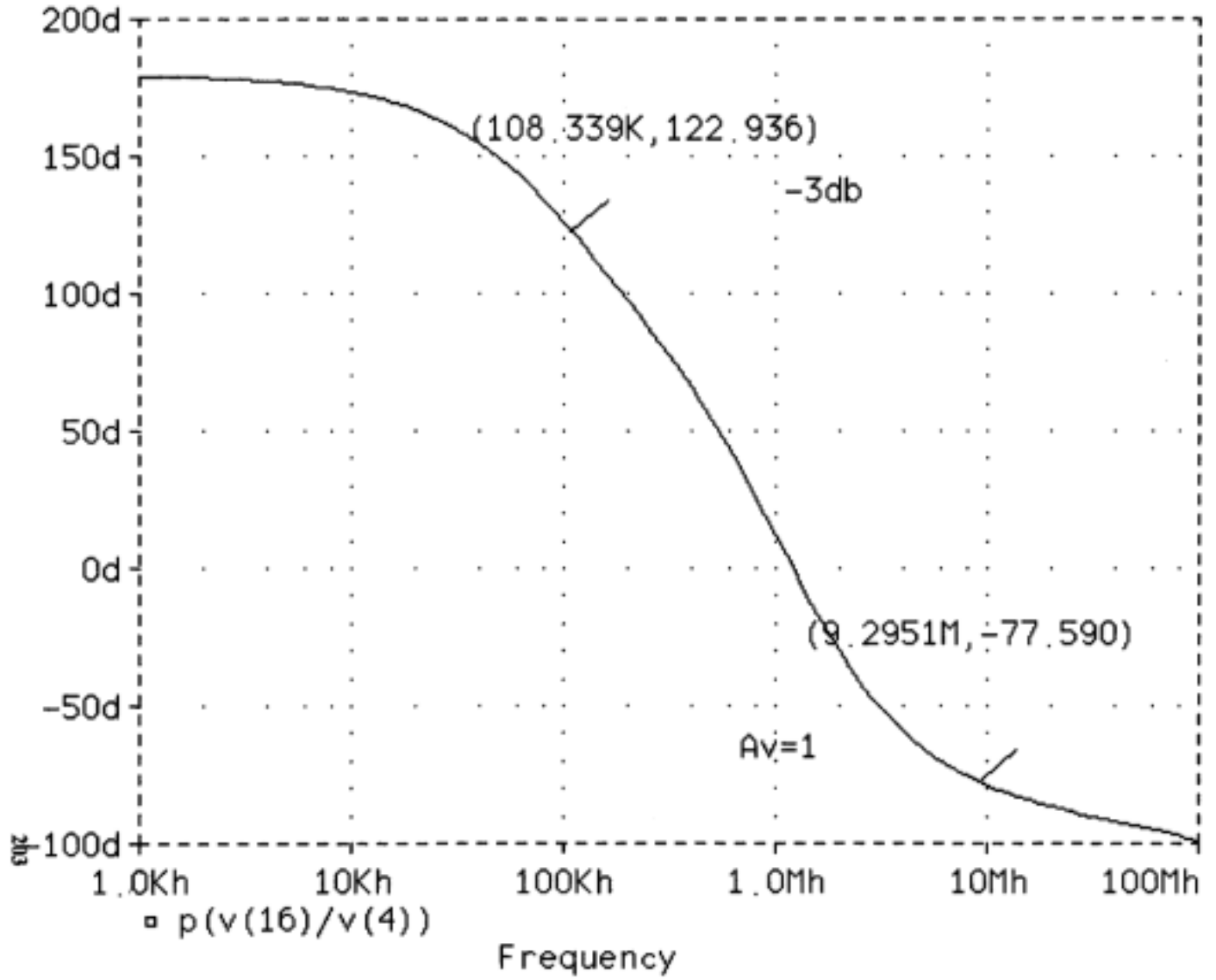


FIGURA 7.3.2

FIGURA 7.3.3

Date/Time run: 07/26/98 18:37:15

Temperature: 27.0

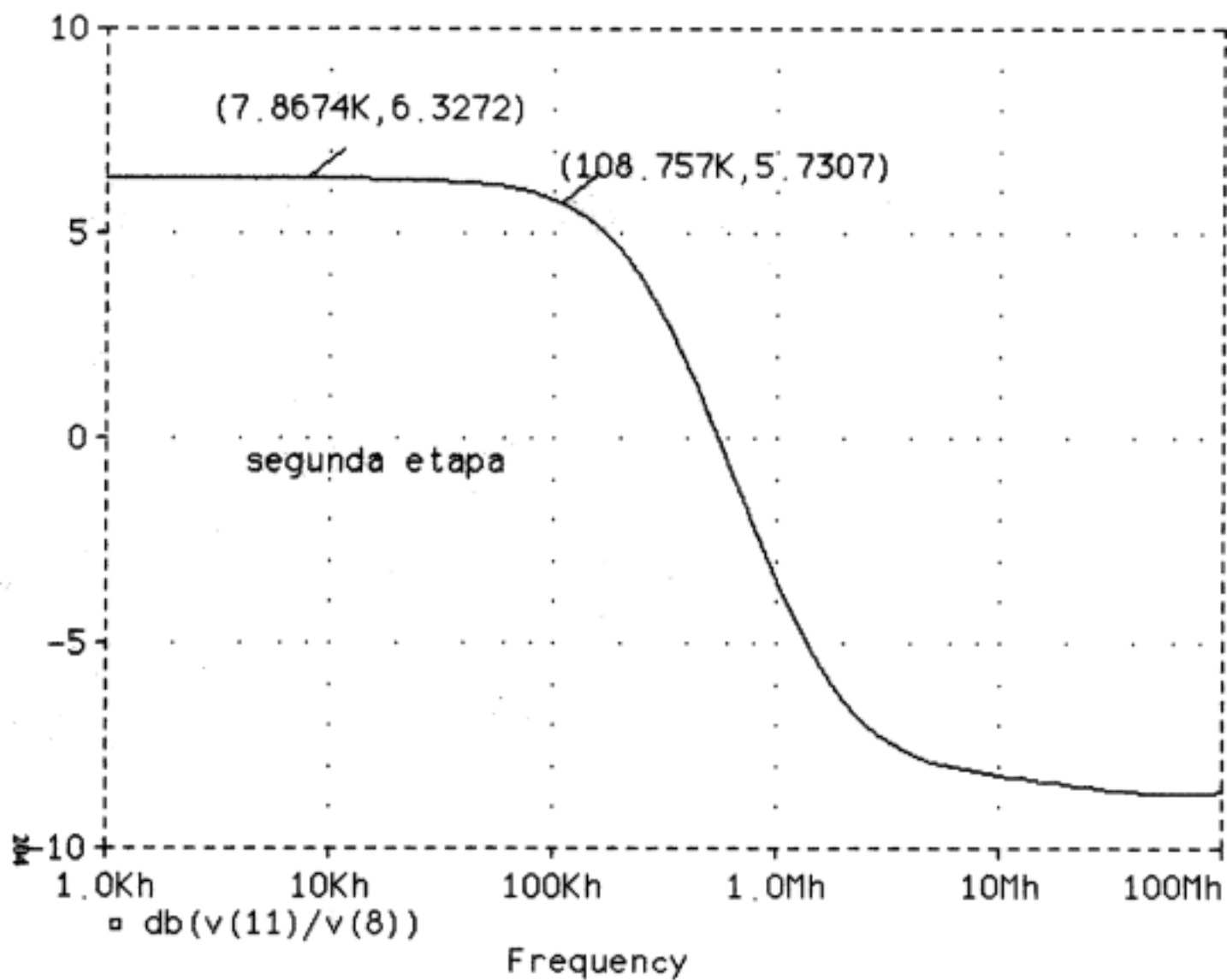


FIGURA 7.3.3

Referencias:

[2], [3], [5], [6], [7], [8], [17], [28], [32] y [33].

CAPÍTULO VIII.
COMPENSACIÓN.

8.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL REALIMENTADO.

AMPLIFICADOR INVERSOR.

En la figura 8.1.2 , página siguiente, se representa la respuesta en lazo abierto, de la que resulta que el amplificador es estable con un margen de fase :

$$\Phi_M = 101^\circ$$

Por lo tanto , un amplificador inversor como el de la figura 8.1.1:

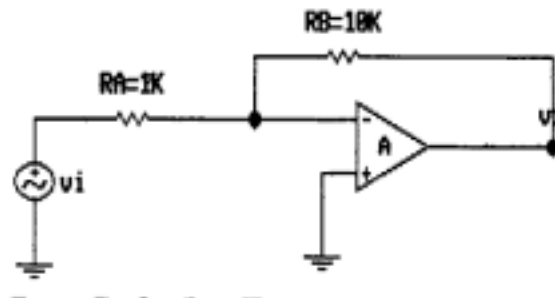


Figura 8.1.1

deberá tener una ganancia de 20 decibelios y un margen de fase aún mayor, resultando más estable que el amplificador sin realimentar .Sin embargo, la la respuesta en frecuencia presenta un pico, lo que indica que tiene dos polos en alta frecuencia y su respuesta transitoria puede no ser aceptable. Todo ello puede verse en la figura 8.1.3 . Puede observarse también como el ancho de banda apenas ha variado , y el margen de fase disminuye algo:

$$\Psi_M = 96^\circ$$

Aunque el amplificador sigue siendo estable,por lo tanto, para mejorar la respuesta transitoria debe compensarse.

FIGURA 8.1.2

Date/Time run: 06/05/98 14:05:44

Temperature: 27.0

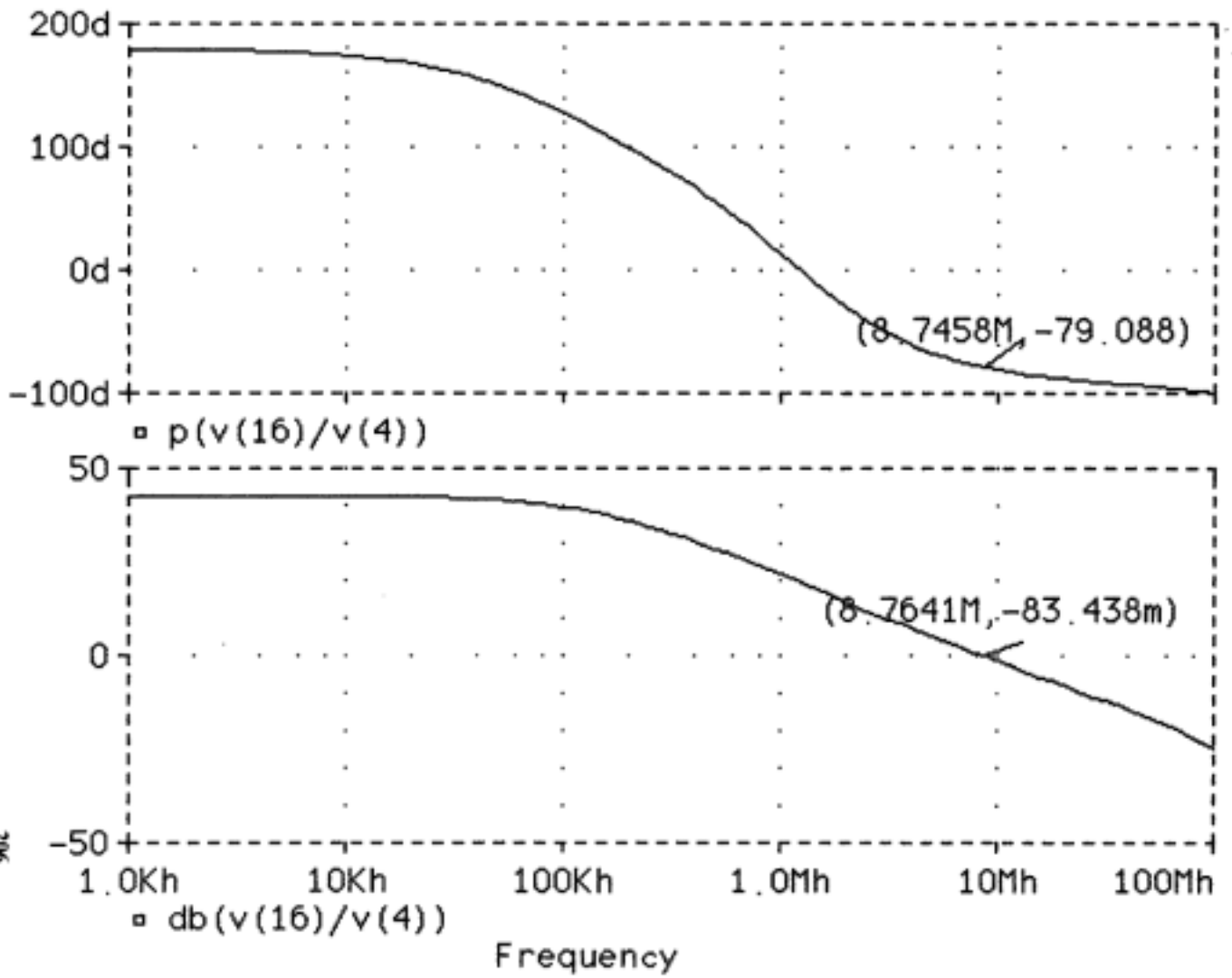


FIGURA 8.1.2

FIGURA 8.1.3

Date/Time run: 06/05/98 14:15:09

Temperature: 27.0

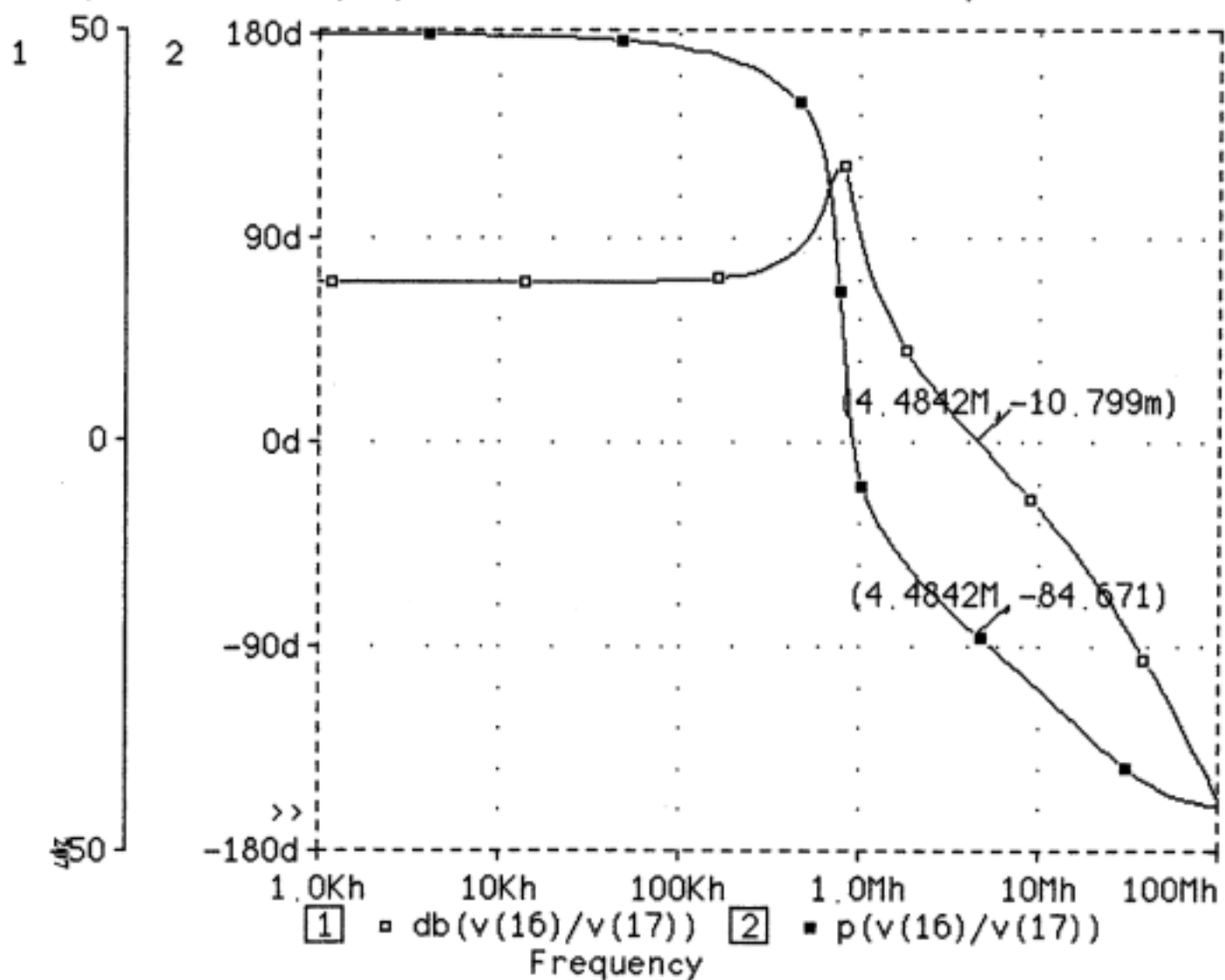


FIGURA 8.1.3

8.2 COMPENSACIÓN DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Cuando el amplificador presenta una función de transferencia compleja, de tal forma que solo se está seguro del ancho de banda, un procedimiento para compensarlo consiste en la *adición de polos*. Sin embargo, esta técnica da amplificadores de menor producto ganancia-ancho de banda que el desplazamiento de polos. El efecto del nuevo polo es el mismo que se produce cuando se mueve un polo de alta frecuencia a otra menor. [22],[28] y [30].

Gráficamente consiste en trazar una paralela a la parte inclinada, de la gráfica de la ganancia, empezando en la frecuencia de corte y que termine en la línea horizontal que indica la ganancia deseada, el punto de corte corresponde a una frecuencia de 20KHz. Se consigue conectando una capacidad en paralelo con la entrada de la segunda etapa, teniendo en cuenta que $R_{c2} = 70K\Omega$, con $C = 100pF$ dará lugar a un polo con frecuencia:

$$f_p = \frac{1}{70K\Omega \cdot 100pF \cdot 6.28} = 22.7Khz$$

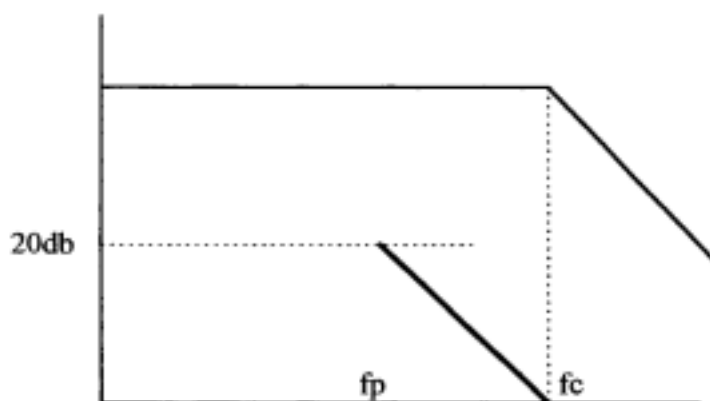


Figura 8.2.1

FIGURA 8.2.2

Date/Time run: 06/05/98 14:26:25

Temperature: 27.0

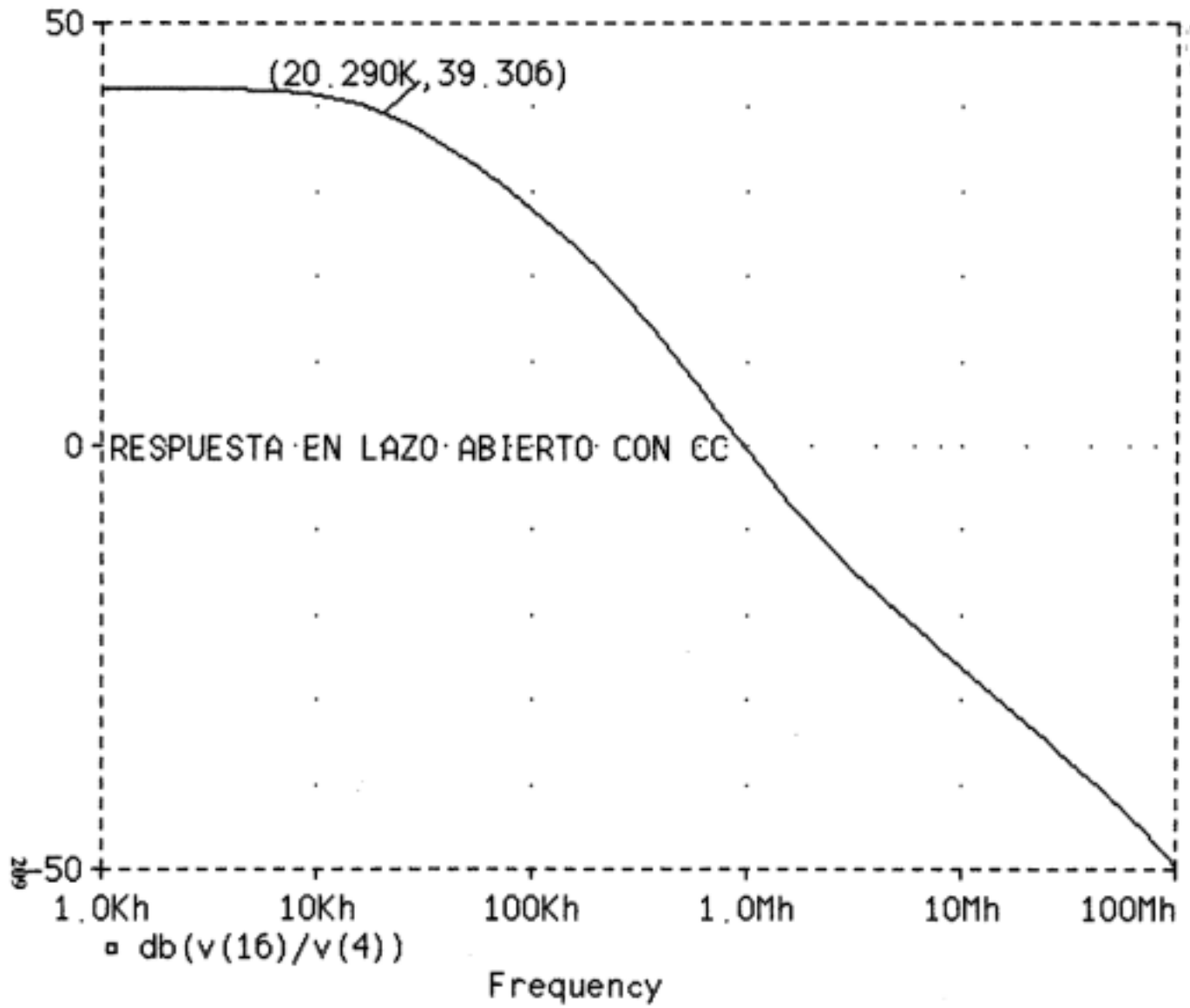


FIGURA 8.2.2

FIGURA 8.2.3

Date/Time run: 06/05/98 14:32:52

Temperature: 27.0

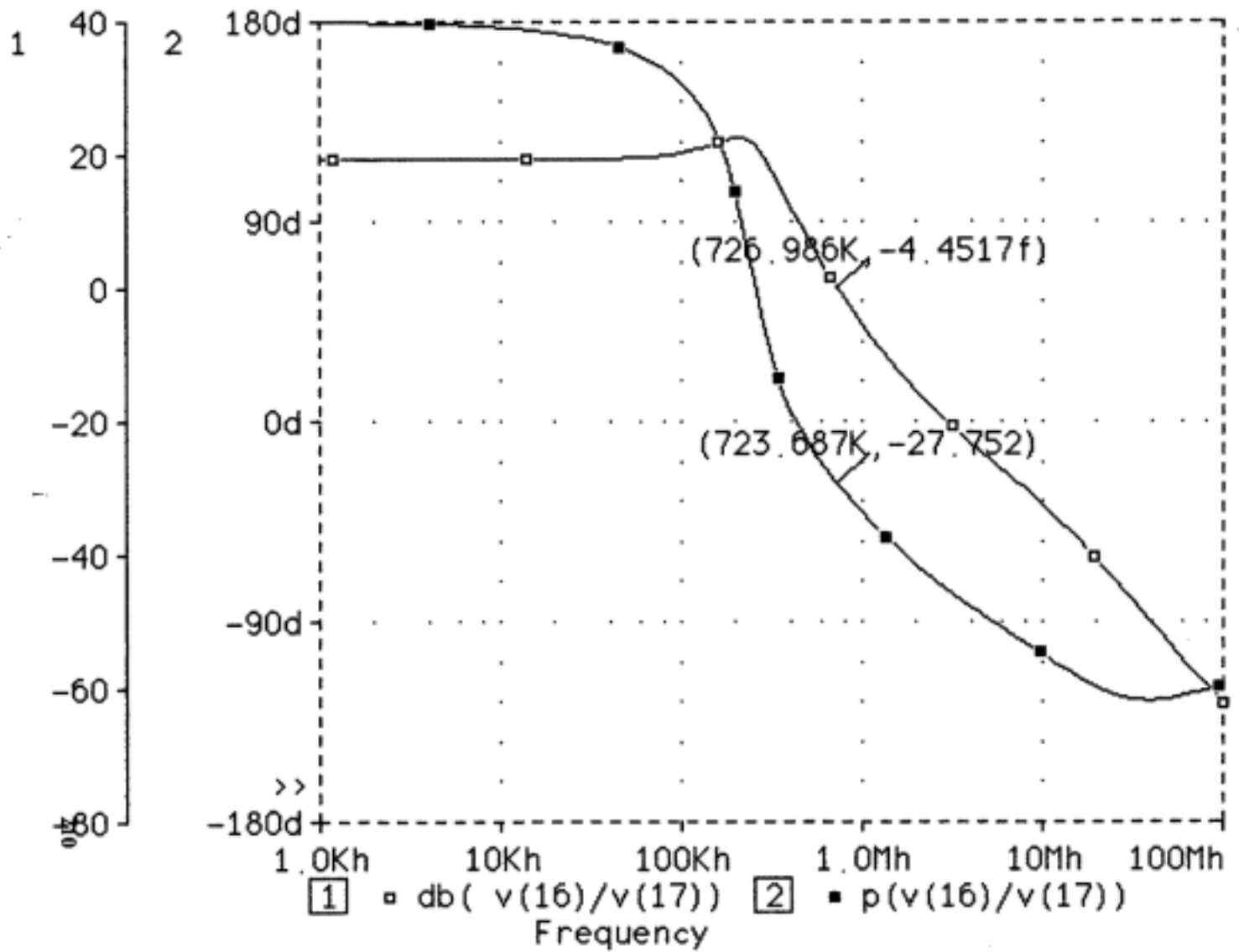


FIGURA 8.2.3.

FIGURA 8.2.4

Date/Time run: 06/05/98 14:41:29

Temperature: 27.0

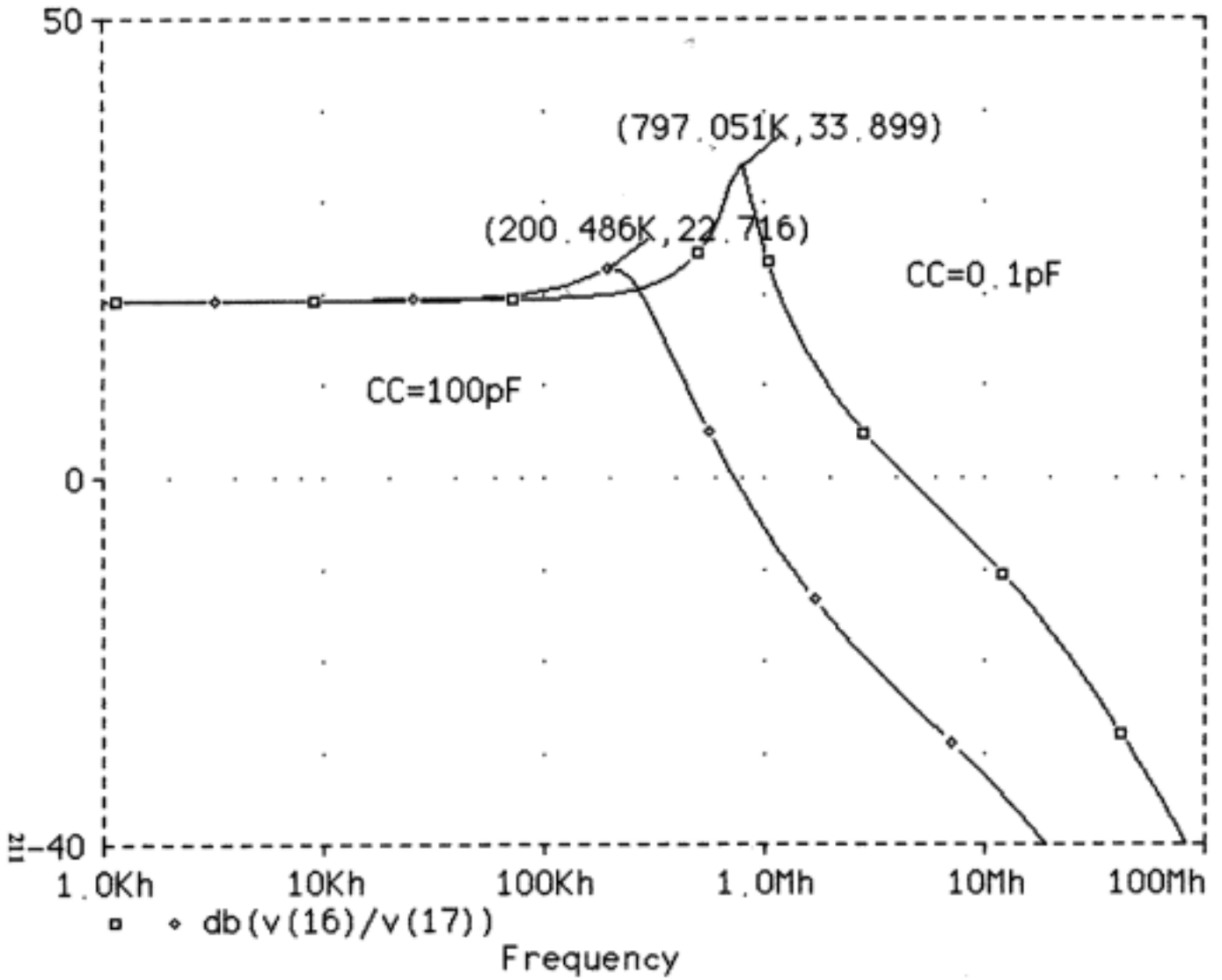


FIGURA 8.2.4.

La figura 8.2.2 representa la respuesta en lazo abierto con CC, capacidad de compensación, mientras que la figura 8.2.3 representa la del amplificador inversor con el pico ya bastante disminuido, efecto de CC. En la figura 8.2.4 se presentan los resultados para $CC=0.1 \text{ p.F}$, prácticamente sin CC, y $CC=100 \text{ p.F}$. Puede observarse el efecto de CC.

8.3 COMPENSACIÓN POR SEPARACIÓN DE POLOS.

La función de transferencia de la segunda etapa tenía como numerador y denominador:

Numerador.

$$s^2 R_{eRc} \cdot r_{\pi} C_{\pi} C_{\mu} + s C_{\mu} (r_{\pi} R_{c} + g_m R_{eRc} \cdot r_{\pi} + R_{eRc}) - r_{\pi} g_m R_{c}$$

Denominador.

$$s^2 R_{eRc} \cdot r_{\pi} C_{\pi} C_{\mu} + s C_{\mu} (r_{\pi} R_{c} + r_{\pi} \cdot g_m R_{eRc} + R_{eRc} + r_{\pi} R_{c} C_{\pi}) + R_{eRc} + r_{\pi} + g_m \cdot r_{\pi} R_{eRc}$$

Si se dividen ambas por $R_{eRc} \cdot r_{\pi} C_{\pi} C_{\mu}$, y se expresan en función C_{μ} , quedaría:

Numerador.

$$s^2 + K_1 \cdot s + \frac{K_2}{C_{\mu}}$$

Denominador.

$$s^2 + K_3 \cdot s + \frac{K_4}{C_{\mu}}$$

Si se coloca C_c en paralelo con C_{μ} , al ser r_b muy pequeña, la nueva capacidad colector base será:

$$C'_{\mu} = C_{\mu} + C_c$$

Lo que implica que los productos de los polos y ceros sean menores, y los valores de estos también disminuyan.

Para $C_c = 30\text{pF}$, resulta:

$$f_{z1} = 182\text{KHz}; \quad f_{z2} = 16.3\text{MHz}$$

$$f_{p1} = 93.4\text{Khz}; \quad f_{p2} = 16\text{MHz}$$

Al igual que sin C_c , capacidad de compensación, el primer polo está cerca del primer cero, aunque ahora son menores. En la figura 8.3.1, se representa la respuesta para varios valores de C_c . Se observa que la compensación conseguida es mínima.

0.1pF ; 10pF ; 20pF y 30pF

Figura 8.3.1

Date/Time run: 06/09/98 16:05:59

Temperature: 27.0

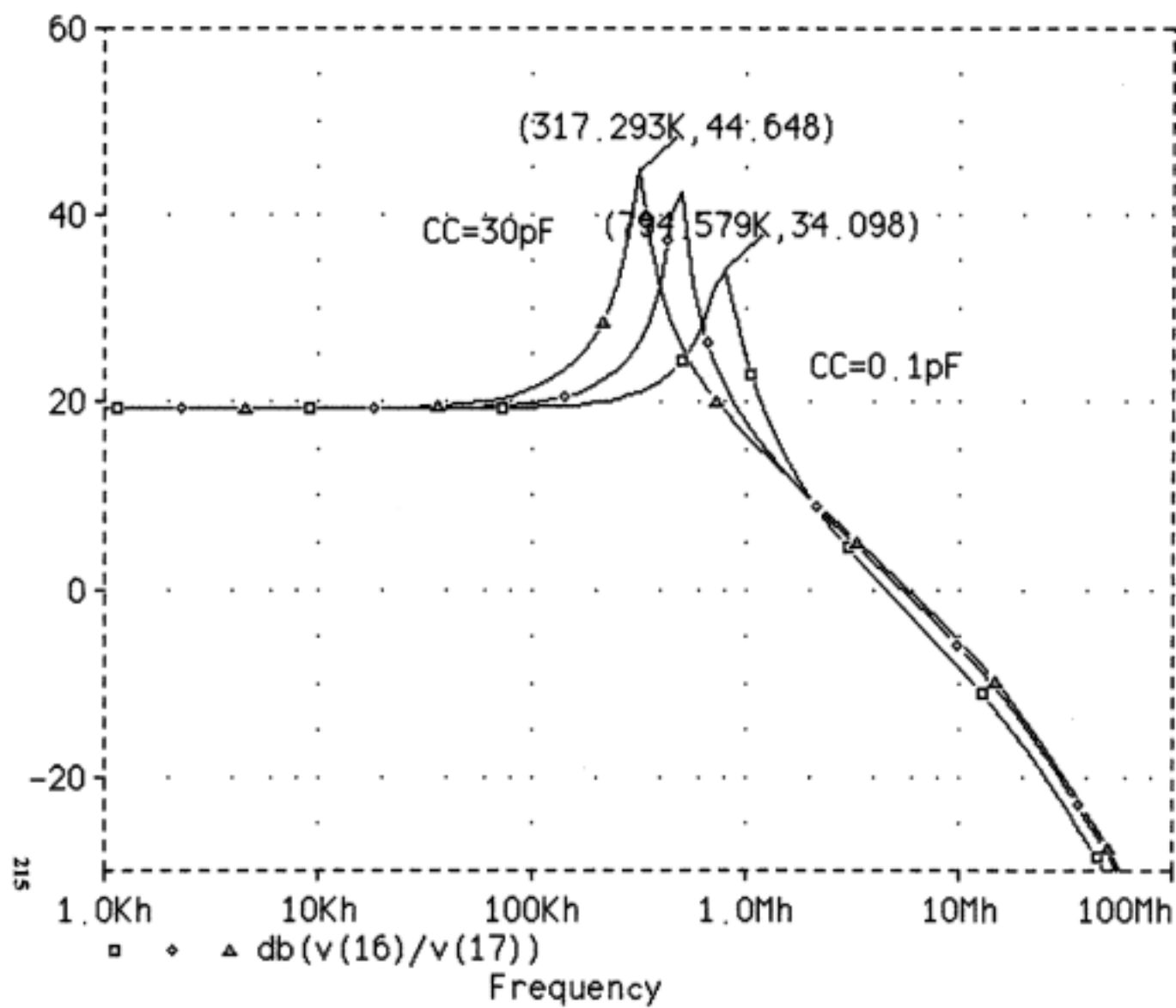


FIGURA 8.3.1.

Referencias:

[1], [2], [4], [6], [7], [9], [22], [28] y [30].

CAPÍTULO IX.

MEJORA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

9.1AUMENTO DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

Una forma de aumentar la impedancia de entrada consiste en utilizar un amplificador diferencial con entrada Darlington, ya que nuestro estudio solo trata de los transistores bipolares, además esta configuración proporciona una alta ganancia de corriente. En la figura 9.1.2, de la página siguiente, puede observarse como queda el amplificador diferencial después de introducir la entrada Darlington. Más adelante se estudiará el funcionamiento de toda la etapa con fuentes de corriente, que también se han introducido en sustitución de las resistencias pasivas.[2],[12], [20],[32] y [33].

Para calcular la impedancia de entrada hay que tener en cuenta el circuito equivalente para pequeña señal, de la primera etapa, que es el de la figura 9.1.1:

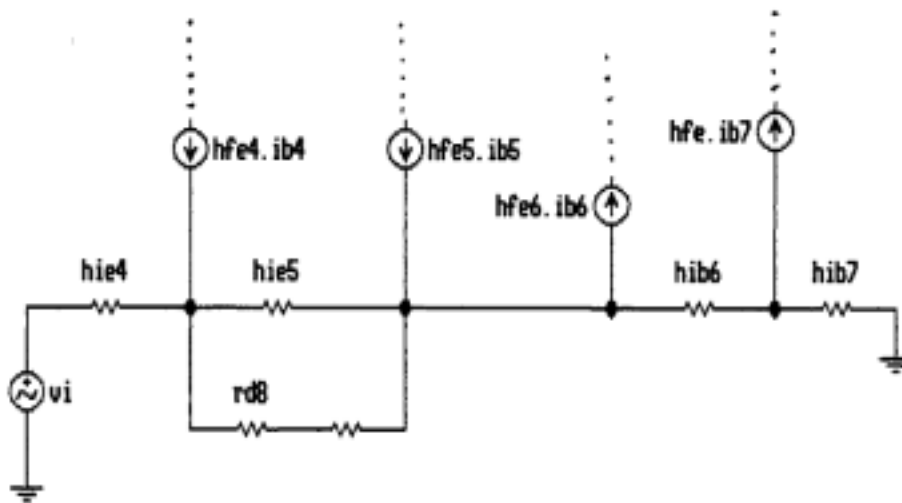


Figura 9.1.1

Los valores obtenidos para las corrientes de los colectores de la etapa diferencial son:

$$I_c(Q4) = I_c(Q7) = 4.1\mu A; \quad I_c(Q5) = I_c(Q6) = 36.5\mu A;$$

teniendo en cuenta que $\beta_F = 100$ es prácticamente la misma para los cuatro transistores, los parámetros hie serán:

$$hie_4 = hie_7 = \beta_F \frac{V_T}{I_c(Q4)} = 100 \frac{25mV}{4.1\mu A} = 610K\Omega$$

$$hie_5 = hie_6 = 100 \frac{25mV}{36.5\mu A} = 68.5K\Omega$$

los parámetros hib de Q5 y Q6 serán:

$$hib_5 = 0.685K\Omega; \quad hib_7 = 6.10\Omega;$$

Q8 esta conectado como diodo, su resistencia hallada gráficamente es:

$r_{ds} = 22K\Omega$, que sumada a la que tiene conectada en serie dará un valor de $r_{ds} + R_{e8} = 37K\Omega$.

Volviendo al circuito de la figura 9.1.1, si se designa $i_{b4} = i_b$, la corriente de emisor de Q4 será $i_{e4} = 101i_b$. Deberá cumplirse también:

$$i_{e4} = i_{b5} + i_{e8}$$

$$i_{b5} \cdot hie_5 = i_{e8}(r_{ds} + R_{e8}); \quad i_{b5} \cdot 68.5K\Omega = i_{e8} \cdot 37K\Omega$$

de lo que resulta:

$$i_{e8} = 65i_b; \quad i_{b5} = 35i_b;$$

la corriente de colector de Q5: $I_c(Q5) = 3500i_b$. Se cumplirá, despreciando la tensión en hib_7 por ser muy pequeña la corriente:

$$v_i = i_b \cdot hie_4 + 65i_b(r_{ds} + R_{e8}) + 3500i_b \cdot hib_6$$

$$Z_i = \frac{v_i}{i_b} = 5.4 \text{ M}\Omega$$

El resultado puede observarse en la figura 9.1.3 de la página siguiente.

9.2 AUMENTO DE LA C.M.R.R.

Normalmente para aumentar la C.M.R.R se utiliza una fuente de corriente constante en lugar de la resistencia R_e pasiva . La fuente de corriente contante suele ser un espejo de corriente como el utilizado en este caso, y que se representa en la figura siguiente:

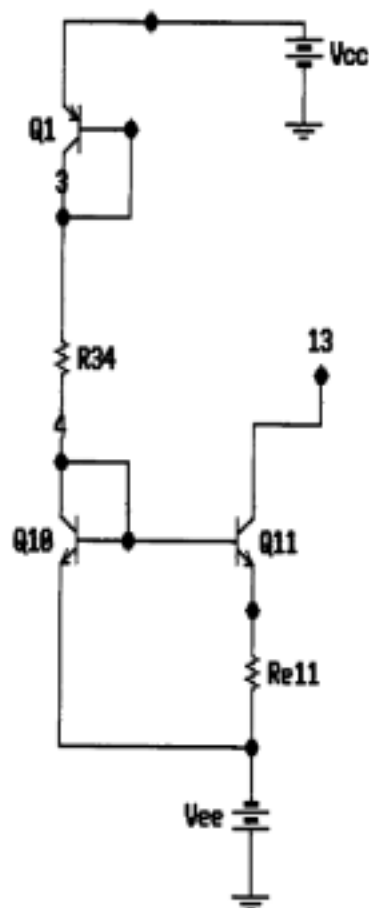


Figura 9.2.1

FIGURA 9.1.3

Date/Time run: 06/10/98 13:55:01

Temperature: 27.0

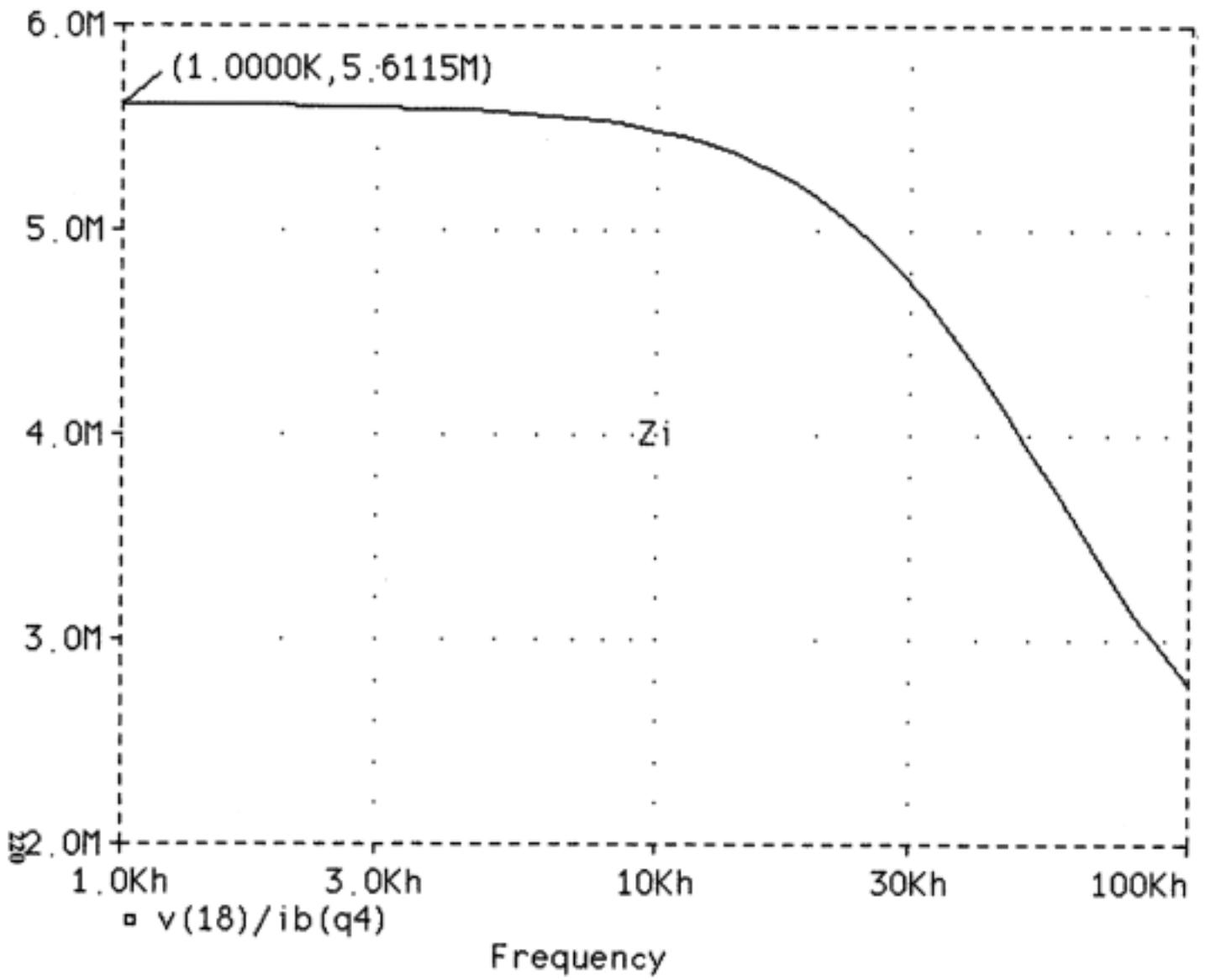


FIGURA 9.1.3.

El espejo de corriente suministra la corriente de polarización deseada y una impedancia ,vista desde colector, muy grande, lo que implica una ganancia de modo común muy pequeña y una C.M.R.R.muy grande. Así se evita tener que utilizar resistencias grandes, que ocupan mucho mayor volumen y requieren tensiones mucho mayores para los mismos valores de corriente.

La fuente de corriente de la figura 9.2.1 se conoce como *fuentes o espejo Wildar.* Tiene ,además , dos características muy importantes: baja sensibilidad a la tensión de alimentación y la capacidad de dar corrientes de colector muy pequeñas para resistencias de emisor relativamente bajas.

En particular para este caso:

$$I_c(Q11) = I_c(Q4) + I_c(Q5) + I_c(Q6) + I_c(Q7) = 81\mu A$$

hay que hallar que resistencia de emisor debe haber en Q11 para obtener la corriente de colector anterior. Sea:

$$I(R_{34}) = \frac{V_{CC} - V_{REF}}{R_{34}} = \frac{30V}{40K\Omega} = 709\mu A = I_{REF} \text{ ,llamada corriente de referencia.}$$

Se cumplirá:

$$V_{BE10} = V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_{S10}}$$

$$V_{BE11} = V_T \ln \frac{I_c(Q11)}{I_{S11}}$$

$$V_{BE10} - V_{BE11} = I_c(Q11) \cdot R_{E11}$$

$$V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_C(Q11)} = I_C(Q11) \cdot R_{E11}$$

de donde resulta $R_{E11} = 669\Omega$.

Una vez fijada la corriente de referencia ,se puede actuar, además, sobre las corrientes de polarización mediante la resistencia de emisor de la fuente de corriente.

9.3 AUMENTO DE LA GANANCIA.

La ganancia de una etapa BJT depende de la resistencia de colector y del valor de β del transistor. En la etapa de entrada de este A.O se ha empleado un par Darlington de elevado valor de β , pero esto no es suficiente ya que también aumenta la impedancia de entrada ,que es precisamente su principal función.La otra posibilidad es una resistencia de colector elevada que necesita una tensión de alimentación grande , lo que puede imposibilitar su uso en C.I.. Se minimizan estas limitaciones utilizando *cargas activas*, que son fuentes de corriente cuya resistencia de salida se emplea en lugar de una resistencia de colector discreta . También se aprovechan como cargas activas las resistencias de salida de dos de los transistores de la etapa de entrada. La fuente de corriente utilizada en este caso está formada por transistores pnp, Q2 y Q3.

La segunda etapa con una alta ganancia contribuye a que la del A.O. sea muy grande . Tiene un emisor-seguidor que proporciona una alta impedancia

de entrada, del mismo orden de magnitud que la de salida de la primera, que evita una pérdida de ganancia. A continuación un emisor común, con resistencia en emi- y carga activa proporciona la alta ganancia.

9.4 CÁLCULO DE LA GANANCIA DE MODO DIFERENCIAL

En la figura 9.4.1 se representa el esquema aproximado de la primera etapa.

La 9.4.2 representa el circuito equivalente que define GM1.

Figura 9.4.1

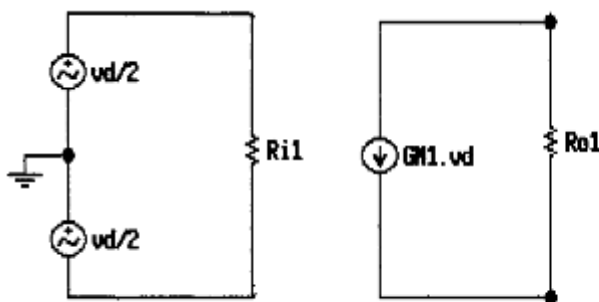
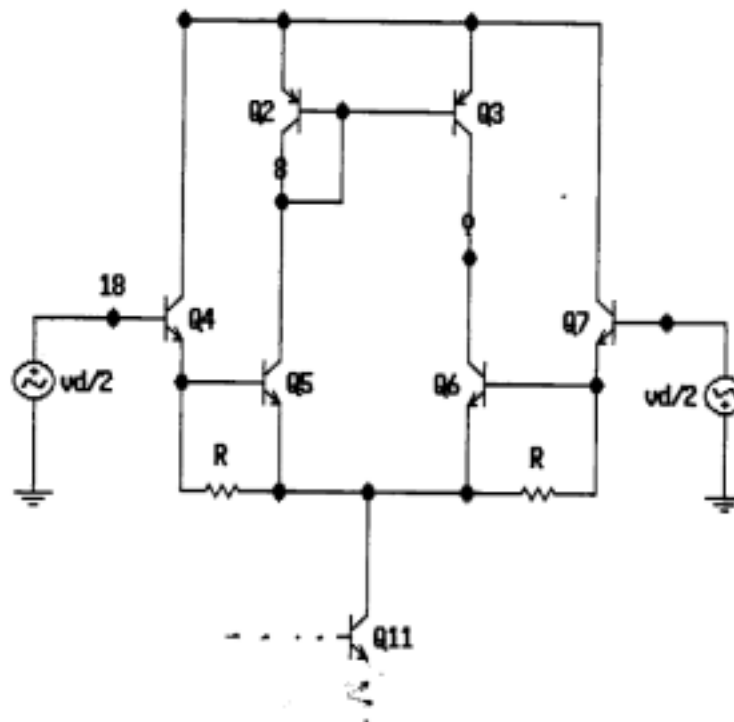


Figura 9.4.2

En el punto 9.1 al hallar la impedancia de entrada se encontró que $i_{c3} = 3500i_b$, siendo $i_b = i_{b4}$ la corriente de base de Q4. Si designamos la ganancia en corriente de un par Darlington como $\beta_{equivalente}$, será:

$$\beta_{equivalente} = \beta_{eq} = 3500$$

La etapa de entrada está excitada en modo diferencial, figura 9.4.1, y teniendo en cuenta que existe un espejo de corriente, se cumplirá:

$$i_{c3} = i_{c5}; \text{ y también } i_{c5} = -i_{c3}.$$

La corriente de colector en la salida será:

$$i_c = i_{c3} - i_{c5} = -2i_{c3} = -2i_{c5}$$

$$i_c = -2\beta_{eq} \cdot i_b, \text{ siendo } i_b = \frac{v_d}{Z_i}.$$

La señal de salida será:

$$v_{o1} = -2\beta_{eq} \frac{v_d}{Z_i} Z_{o1}, \text{ siendo } Z_{o1} \text{ la resistencia de salida de la primera etapa.}$$

Dicha resistencia es:

$$Z_{o1} = r_{o3} \parallel r_{o6} \parallel Z_{i2}$$

para $r_{o3} = 1.33M\Omega$; $r_{o6} = 6.66M\Omega$ y $Z_{i2} = 700K\Omega$, por lo que resulta,

$$Z_{o1} = 427K\Omega.$$

La ganancia en modo diferencial resulta:

$$A_{vd} = \frac{-2\beta_{eq}Z_{o1}}{Z_i} = -533.75$$

En la expresión anterior hay que aplicar una corrección, ya que, la señales de

entrada no están aplicadas en las bases de Q5 y Q6, sino en las de Q4 y Q7, seguidores de emisor. Estos transistores de entrada tienen:

$$r_{\pi 4} = r_{\pi 6} = 600K\Omega, \text{ por lo que las señales se atenuarán antes de entrar}$$

en las bases de Q5 y Q6. Esta atenuación será:

$$\frac{Z_i - 2r_{\pi 4}}{Z_i} = \frac{4400K\Omega}{5600K\Omega} = 0.786.$$

La ganancia quedará:

$$A_{vd} \cdot 0.786 = 419.$$

Ganancia de la segunda etapa.

La segunda etapa está representada en la figura 9.4.3. consta de un seguidor de emisor, Q14, y de un emisor común con resistencia en emisor, Q13.

La ganancia de esta etapa será:

$$A_{v2} = -\frac{R_{o2}}{R_{e13}}$$

Siendo la resistencia de salida de la segunda etapa $R_{o2} = R_{o13} // R_{o15} // R_{i3}$, donde R_{o13} es la resistencia de salida del emisor común, R_{o15} es la de Q15 y R_{i3} la de entrada de la tercera etapa.

La resistencia de salida del emisor común con resistencia en emisor es:

$$R_{o13} = r_{o13} \left(1 + \frac{\beta \cdot R_{e13}}{R_s + r_{b13} + r_{\pi 13} + R_{e13}} \right)$$

teniendo en cuenta que R_s es cero y r_b despreciable, resulta:

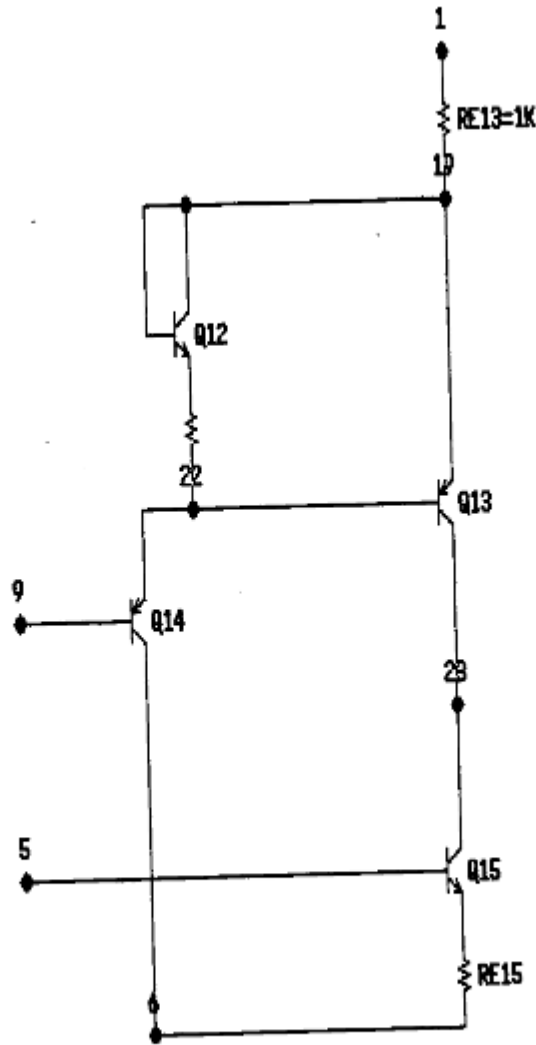


Figura 9.4.3.

$$R_{o13} = 1.51 M\Omega$$

Aplicando la misma fórmula para Q15:

$$R_{o15} = 1.42 M\Omega$$

En la figura 9.4.4 se representa la etapa de salida y en la 9.4.5 su equivalente para pequeña señal, cuando solamente conduce Q18.

Si $R_L = \infty$ las resistencias de entrada de Q18 y Q19 serán infinitas y solo habrá que tener en cuenta la parte del circuito formada por Q16, Q17 y los diodos.

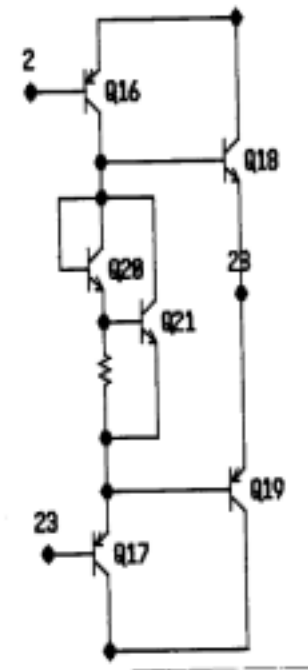


Figura 9.4.4

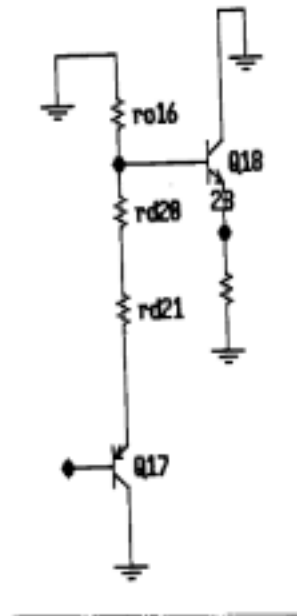


Figura 9.4.5.

Al ser $r_{\pi 17}$, r_{d20} y r_{d21} despreciables frente a r_{o16} , la resistencia de entrada a la etapa de salida queda:

$$R_{i3} = \beta_0 r_{o16} = 2 \text{ M}\Omega$$

La resistencia de salida de la segunda etapa será:

$$R_{o2} = 534 \text{ K}\Omega$$

La ganancia es:

$$A_{v2} = \frac{R_{o2}}{R_{e13}} = \frac{534 \text{ K}\Omega}{1 \text{ K}\Omega} = 534$$

La expresión anterior es válida si la corriente en la resistencia de emisor es la misma que entra por el emisor, en este caso, al estar en paralelo con la base-emisor un diodo, parte de la corriente se desvía por él, por lo que:

$$f(R_{E11}) = 1.3M(0.13)$$

Por lo que habrá que introducir una corrección en la ganancia:

$$A_{v2} = \frac{534}{1.3} = 410.7$$

Como la ganancia de la etapa de salida es aproximadamente uno, por tratarse de una configuración seguidor de emisor, la ganancia total será:

$$A_{VT} = A_{vd} \cdot A_{v2} = 175369$$

$A_{VTdB} = 105dB$. El resultado de la simulación en la figura 9.4.6

9.5 CÁLCULO DE LA GANANCIA DE MODO COMÚN.

En principio solo consideraremos parte de la primera etapa, como indica la figura 9.5.1:

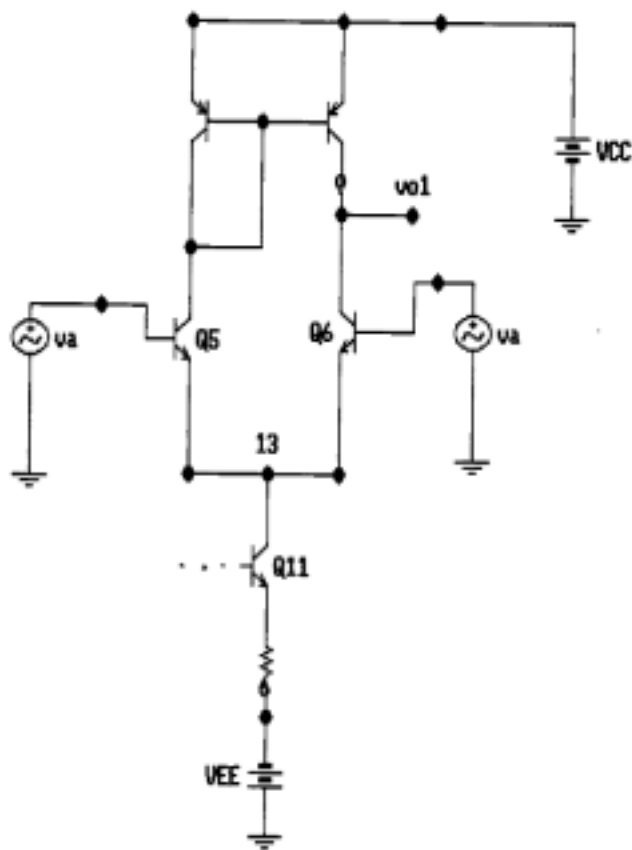


Figura 9.5.1

FIGURA 9.4.6

Date/Time run: 07/05/98 18:24:20

Temperature: 27.0

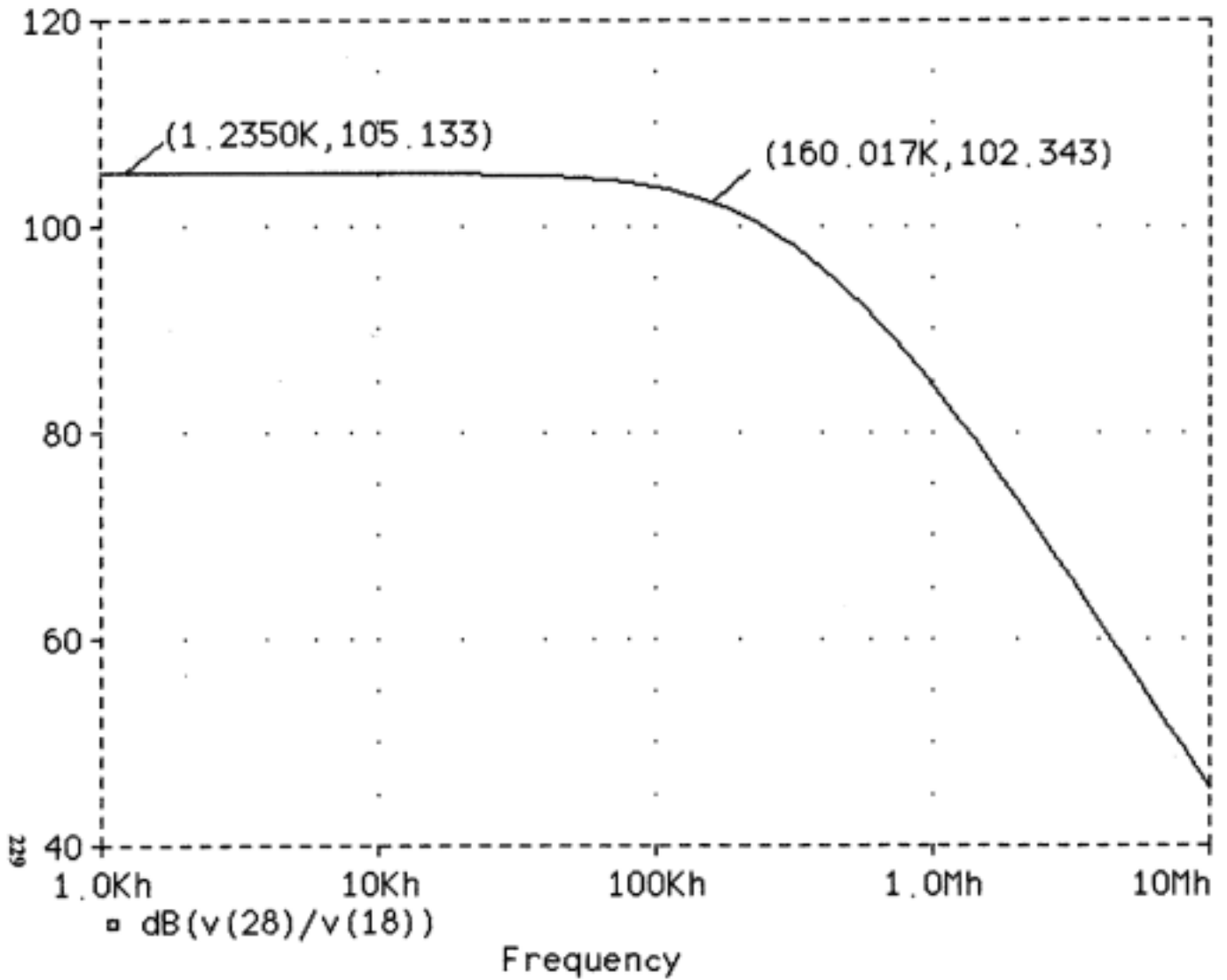


FIGURA 9.4.6

El circuito equivalente para pequeña señal , del anterior, será el de la figura

9.5.2:

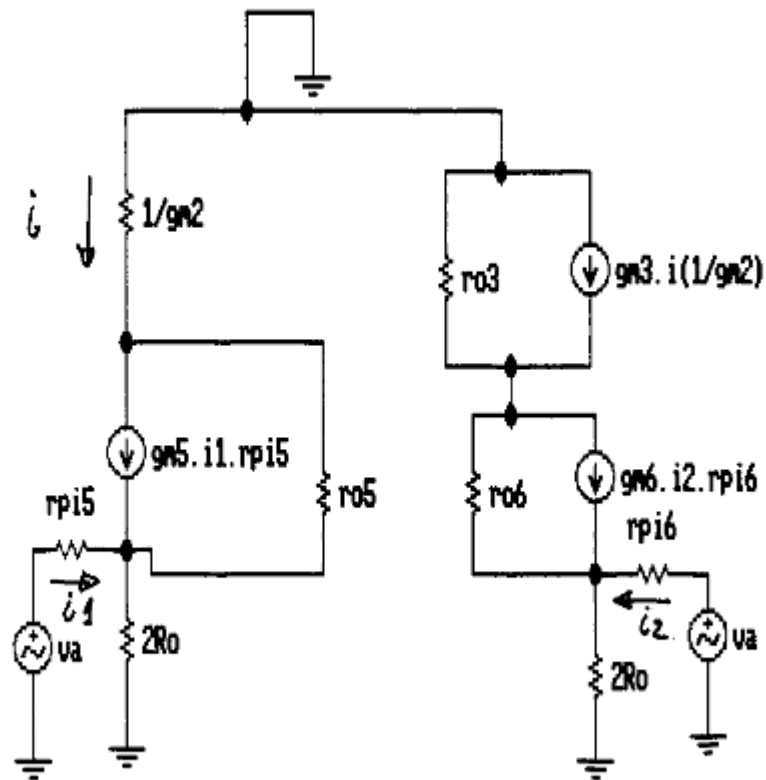


FIGURA 9.5.2

Aplicado el teorema de Thévenin para los circuitos de salida de los transistores Q5, Q6 y Q3, queda el circuito de la figura 9.5.3:

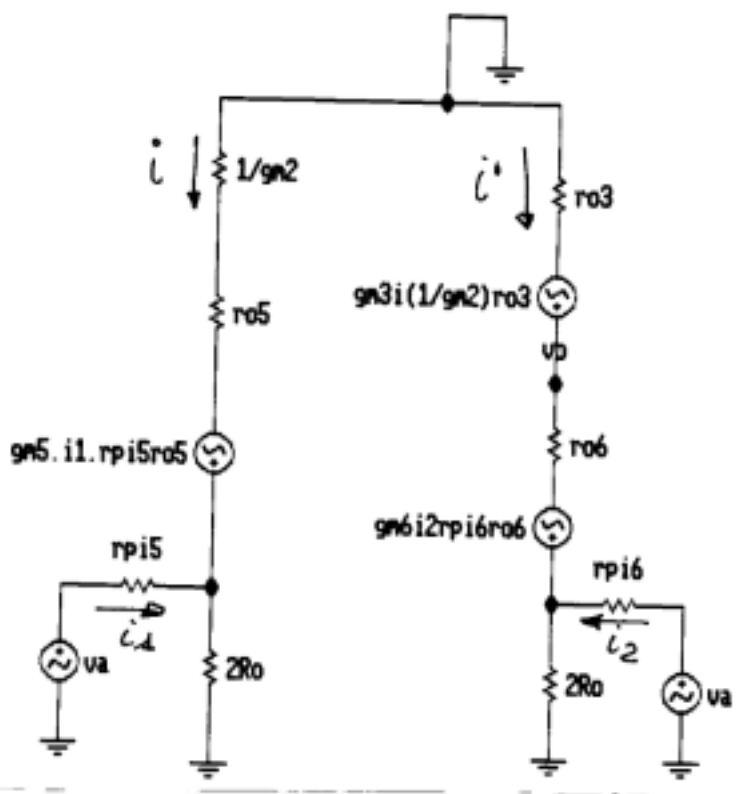


Figura 9.5.3.

En el circuito anterior, para la rama por la que circula la corriente i se cumplirá.

$$i \left(\frac{1}{g_{m2}} + r_{o5} + 2R_o \right) - g_{m5} \cdot i \cdot r_{\pi 5} \cdot r_{o5} = 0$$

Siendo $\frac{1}{g_{m2}} = 711\Omega$, $r_{o5} = 5472405\Omega$, $2R_o = 5000000\Omega$, $g_{m5} = 1.46 \cdot 10^{-3} \frac{A}{V}$

y $r_{\pi 5} = 68.4 \cdot 10^3\Omega$, resulta:

$$i10473116 = i54649253, \quad i_1 = \frac{i}{52}.$$

Además, al tener Q5 y Q6 en la práctica el mismo punto de reposo, se puede considerar:

$$i_1 \approx i_2 = \frac{i}{52}$$

Para la rama por la que circula i' se cumple:

$$i'(r_{o3} + r_{o6} + 2R_o) - g_{m3} \cdot i \frac{1}{g_{m2}} r_{o3} - g_{m6} \cdot i_2 \cdot r_{\pi 6} \cdot r_{o6} = 0$$

para $r_{o6} = 550964\Omega$, $g_{m3} = 1.44 \cdot 10^{-3} \frac{A}{V}$, $g_{m6} = 1.465 \cdot 10^{-3} \frac{A}{V}$ y

$r_{\pi 6} = 68775\Omega$, resulta:

$$i' \cdot 11620752.8 - i \cdot 11723625.7 = 0$$

$$i' = 1.008852 \cdot i$$

La señal de salida será:

$$v_o = i' \cdot r_{o3} - g_{m3} \cdot i \frac{1}{g_{m2}} r_{o3}$$

La ganancia de modo común resulta, aproximadamente:

$$A_{va} = \frac{1.008852 \cdot i \cdot r_{o3} - g_{m3} \frac{1}{g_{m2}} i \cdot r_{o3}}{i \cdot 2R_o}$$

$$A_{va} = -0.00438$$

Cabe esperar que la ganancia de modo común sea aún menor, ya que hay que contar con la atenuación que provocan en la señal de entrada Q4 y Q7, éstos tienen unas resistencias de entrada, r_{π} , diez veces mayores que Q5 y Q6. Además, cuando se conecta la segunda etapa la resistencia de salida de la primera es $R_{o1} = 400K\Omega$ y no r_{o3} , por lo que una estimación más real será:

$$A_{va}' = -0.00438 \frac{1}{10} 0.36 = -0.000157$$

El resultado de la simulación está en la figura 9.5.4

FIGURA 9.5.4

Date/Time run: 07/13/98 15:15:46

Temperature: 27.0

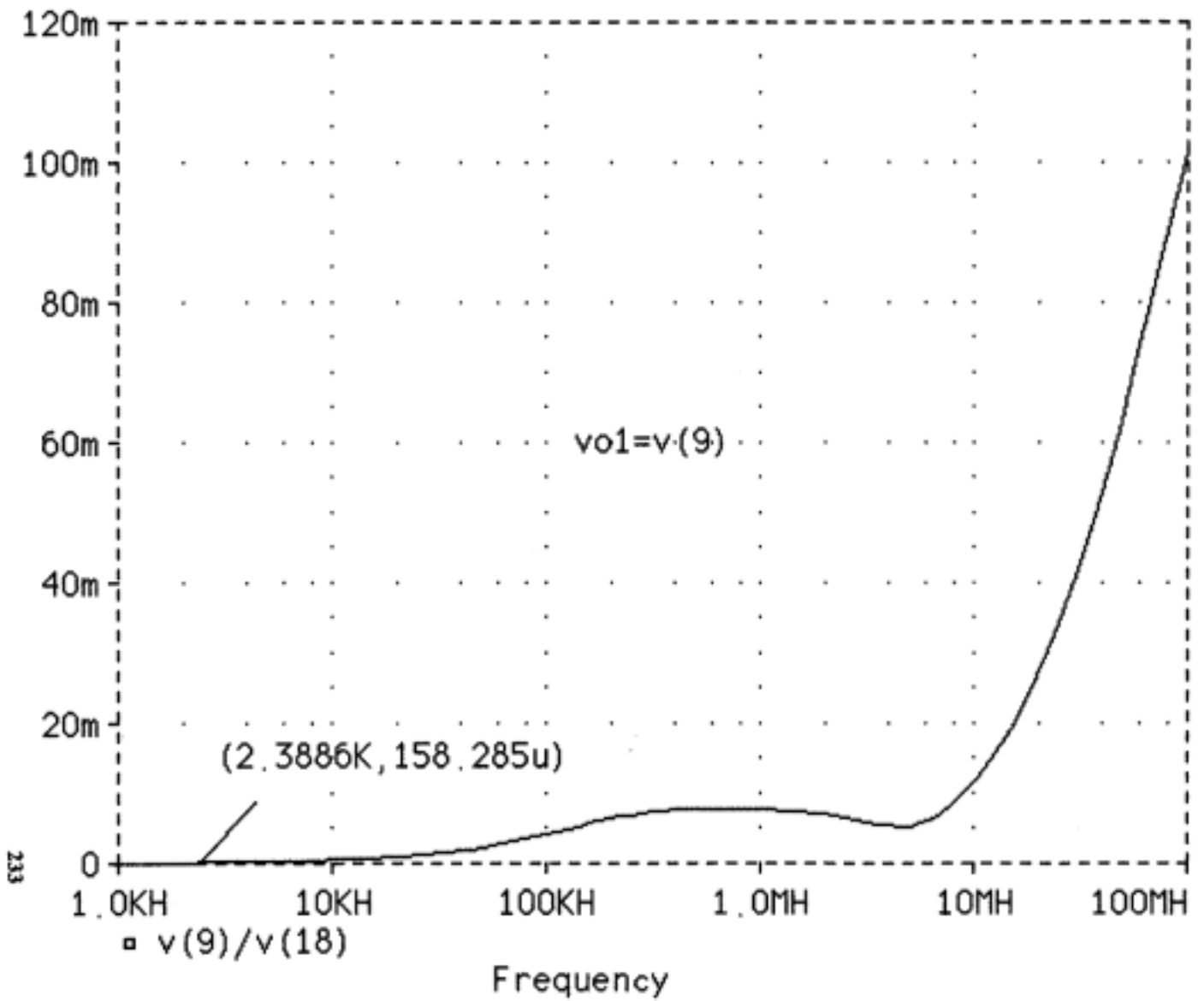


FIGURA 9.5.4

Referencias:

[1], [2], [3], [4], [5], [12], [13], [20], [29], [32] y [33].

CAPÍTULO X.

RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL MEJORADO.

10.1 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA PRIMERA ETAPA.

Si se tiene cuenta el subcircuito formado por los transistores Q4, Q5, Q6 y Q7 de la primera etapa, figura 10.1.1:

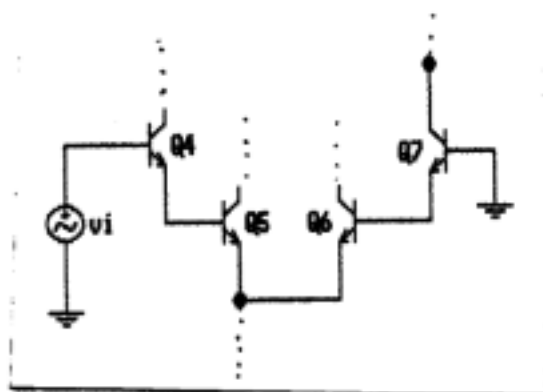


Figura 10.1.1.

El circuito equivalente en alterna es para las uniones base-emisor y la capacidad base-colector de Q4:

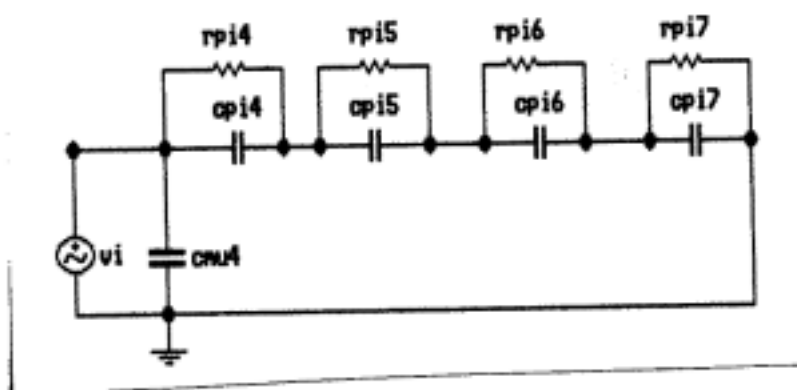


Figura 10.1.2

Los valores de las resistencias de entrada y de las capacidades internas de los transistores son:

$$r_{\pi 4} = r_{\pi 7} = 640K\Omega ; \quad r_{\pi 5} = r_{\pi 6} = 70K\Omega ;$$

$$C_{\pi 4} = C_{\pi 5} = C_{\pi 6} = C_7 = 5pF ;$$

$$C_{\mu 4} = 0.11pF; \quad C_{\mu 6} = 0.11pF; \quad C_{\mu 5} = 0.226pF.$$

En un transistor se cumple que $v_{be} = i_b \cdot Z_{\pi}$ e $i_c = g_m \cdot v_{be} \cdot R_L$, siendo

$$Z_{\pi} = r_{\pi} // \frac{1}{\omega C_{\pi}}. \text{ Por tanto, la ganancia disminuirá si lo hacen } i_b, Z_{\pi} \text{ o}$$

ambas a la vez.

$$\text{Las impedancias } Z_{c\pi} = \frac{1}{\omega C_{\pi}} \text{ y } Z_{c\mu} = \frac{1}{\omega C_{\mu}} \text{ tienen valores infinitos}$$

para frecuencias bajas ; a medida que aumenta la frecuencia sus valores disminuyen ,siendo siempre $Z_{c\mu}$ mucho mayor que $Z_{c\pi}$. También aumentarán las corrientes que por ellas circulan.

Si la impedancia de entrada disminuye, disminuirán las impedancias de base-emisor de los transistores y , por consiguiente, la ganancia. Si existiese una resistencia , R_{μ} , en paralelo con Z_i , de tal forma que cumpliera:

$$\frac{R_{\mu} \cdot Z_i}{R_{\mu} + Z_i} = 0.7Z_i$$

Dicha resistencia tendría un valor $R_{\mu} = 14M\Omega$ para $Z_i = 5.6M\Omega$. Habrá una frecuencia para la que se cumpla:

$$R_{\mu} = |Z_{C\mu 4}| = \frac{1}{\omega C_{\mu 4}} = 14 \text{ M}\Omega$$

De donde resulta que la frecuencia es :

$$f=103400\text{Hz}$$

En la figura 10.1.3 puede verse el resultado para la primera etapa sola.

10.2 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR

COMPLETO.

Cuando se conecta la segunda etapa a la primera, la impedancia de salida de ésta experimenta una disminución grande. La resistencia y la capacidad de salida son ahora:

$$Z_{o1} = r_{o3} // r_{o6} // Z_{i2} = 400 \text{ K}\Omega ;$$

$$C_{\mu 1} = C_{\mu 3} + C_{\mu 6} + C_{\mu 4} = 0.226 \text{ pF} + 0.112 \text{ pF} + 0.09 \text{ pF} = 0.428 \text{ pF}$$

Como consecuencia de lo anterior la ganancia de la primera etapa baja de 1000 a 400, esta nueva impedancia, al ser mucho menor que la de entrada estudiada en el punto precedente, es la que determina la ganancia de la primera etapa. La pérdida de ganancia que originan estos nuevos valores , hace que la influencia $C_{\mu 4}$ no sea perceptible.[5], [10] y [21].

La impedancia de entrada de la segunda etapa ,para frecuencias bajas, es:

$$Z_{i2} = 700 \text{ k}\Omega$$

FIGURA 10.1.3

late/Time run: 07/19/98

21:02:04

Temperature: 27.0

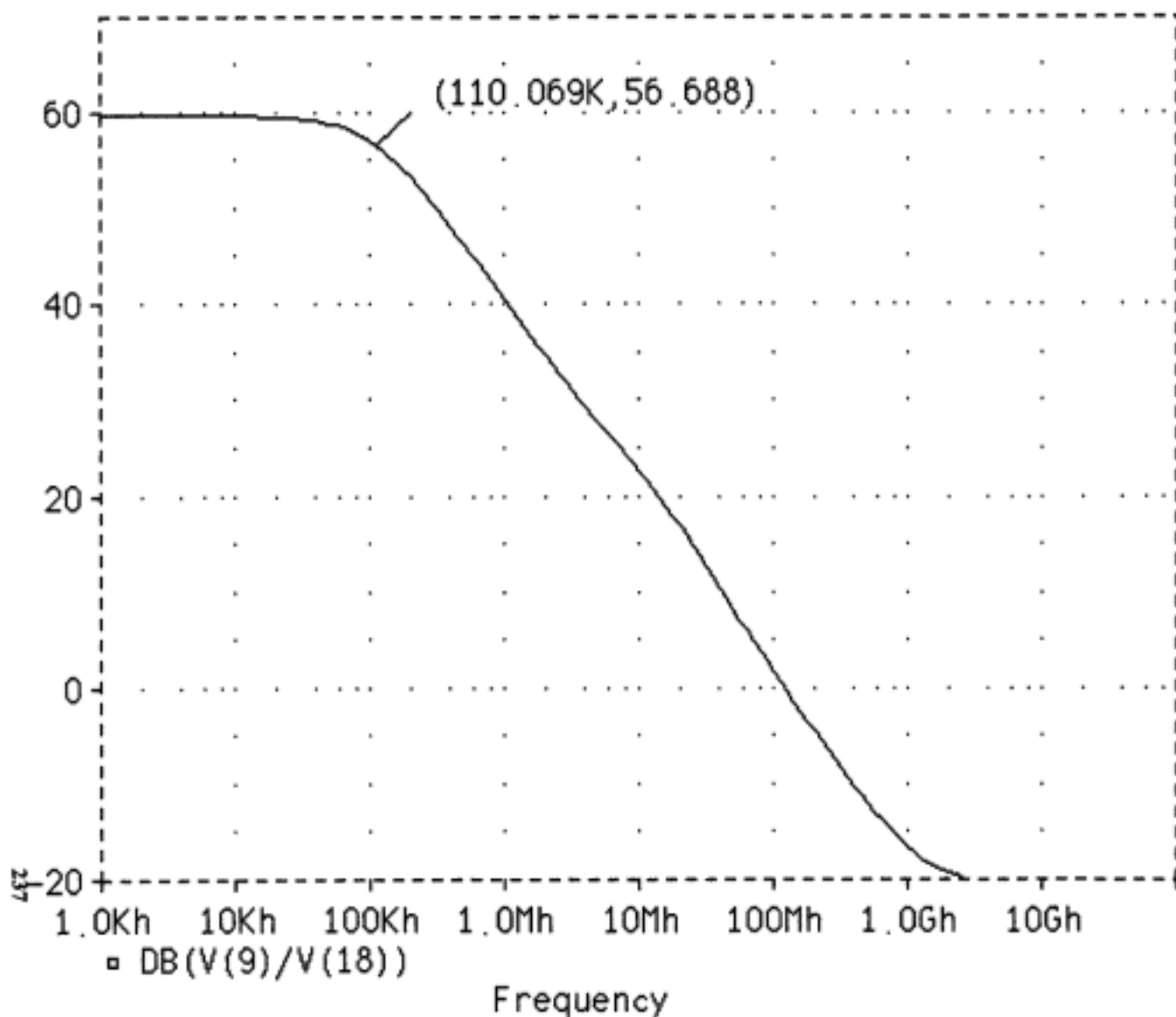


FIGURA 10.1.3

Al igual que en el punto anterior, para calcular la nueva frecuencia de corte, hay que ver que valor de $|Z_{C\mu 01}|$ reduce a Z_{i2} al 70% de su valor inicial., que resulta ser:

$$|Z_{C\mu 01}| = 2\text{M}\Omega$$

que corresponde a una frecuencia de 18100 Hz. El resultado puede verse en la figura 10.2.1.

Para hallar la ganancia y la frecuencia de corte de las primera y segunda etapas , se procede de igual forma :

$$C_{\mu 02} = C_{\mu 13} + C_{\mu 17} = 0.1\text{pF} + 0.114\text{pF} = 0.214\text{pF}$$

$$Z_{i3} = 2\text{M}\Omega$$

Es necesario que $|Z_{C\mu 02}| = 4.6\text{M}\Omega$.La frecuencia correspondientes:

$$f=161759\text{Hz}$$

El resultado de la simulación esta en la figura 10.2.2

El listado para la simulación es:

*A.O.

Q1 1 2 3 Q2N2907A

R32 3 2 1

R34 3 4 40K

Q10 4 5 6 Q2N2222A

R45 4 5 1

Q4 1 18 10 Q2N2222A

FIGURA 10.2.1

Date/Time run: 08/17/98 17:02:52

Temperature: 27.0

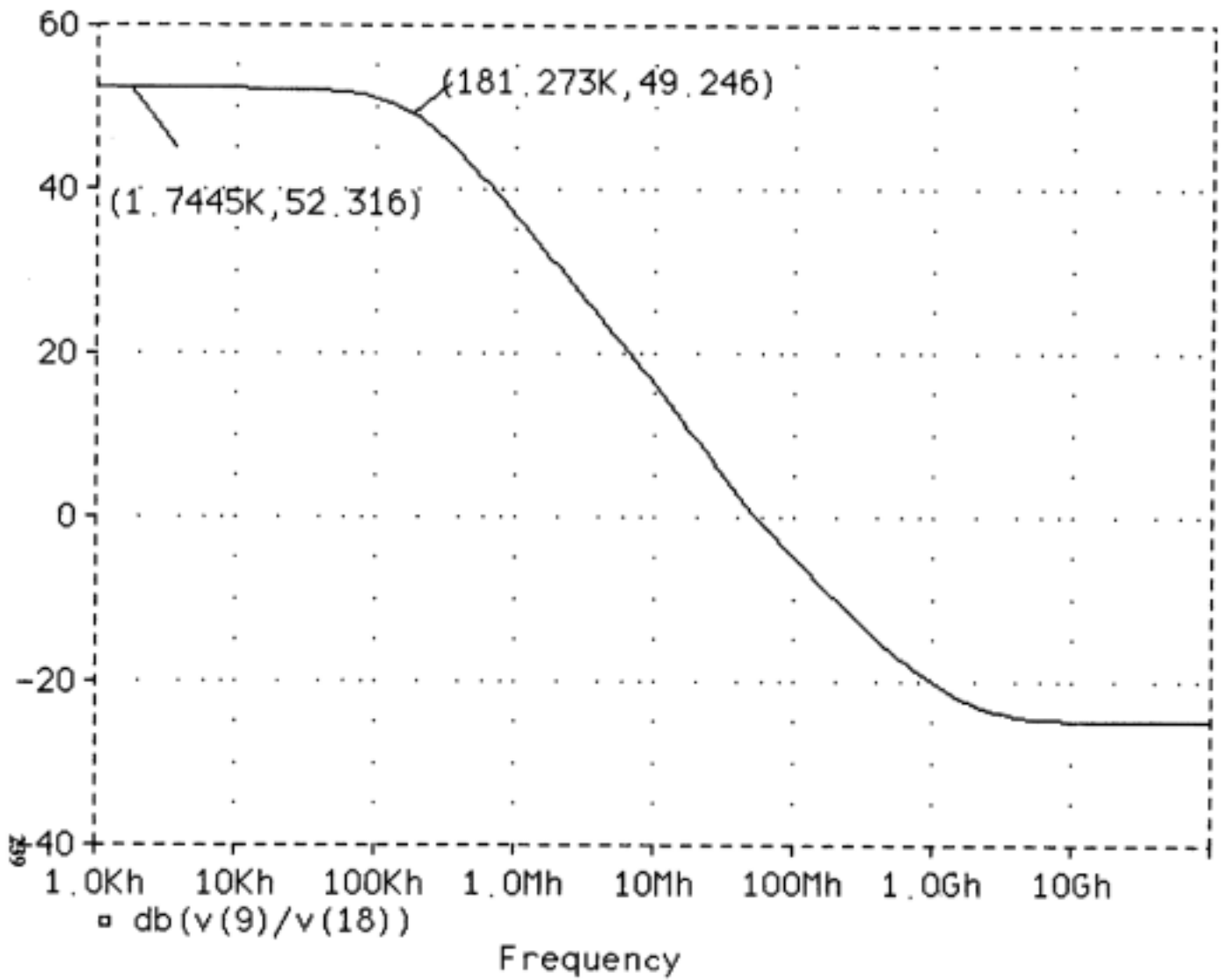


FIGURA 10.2.1.

FIGURA 10.2.2

Date/Time run: 07/20/98 06:36:12

Temperature: 27.0

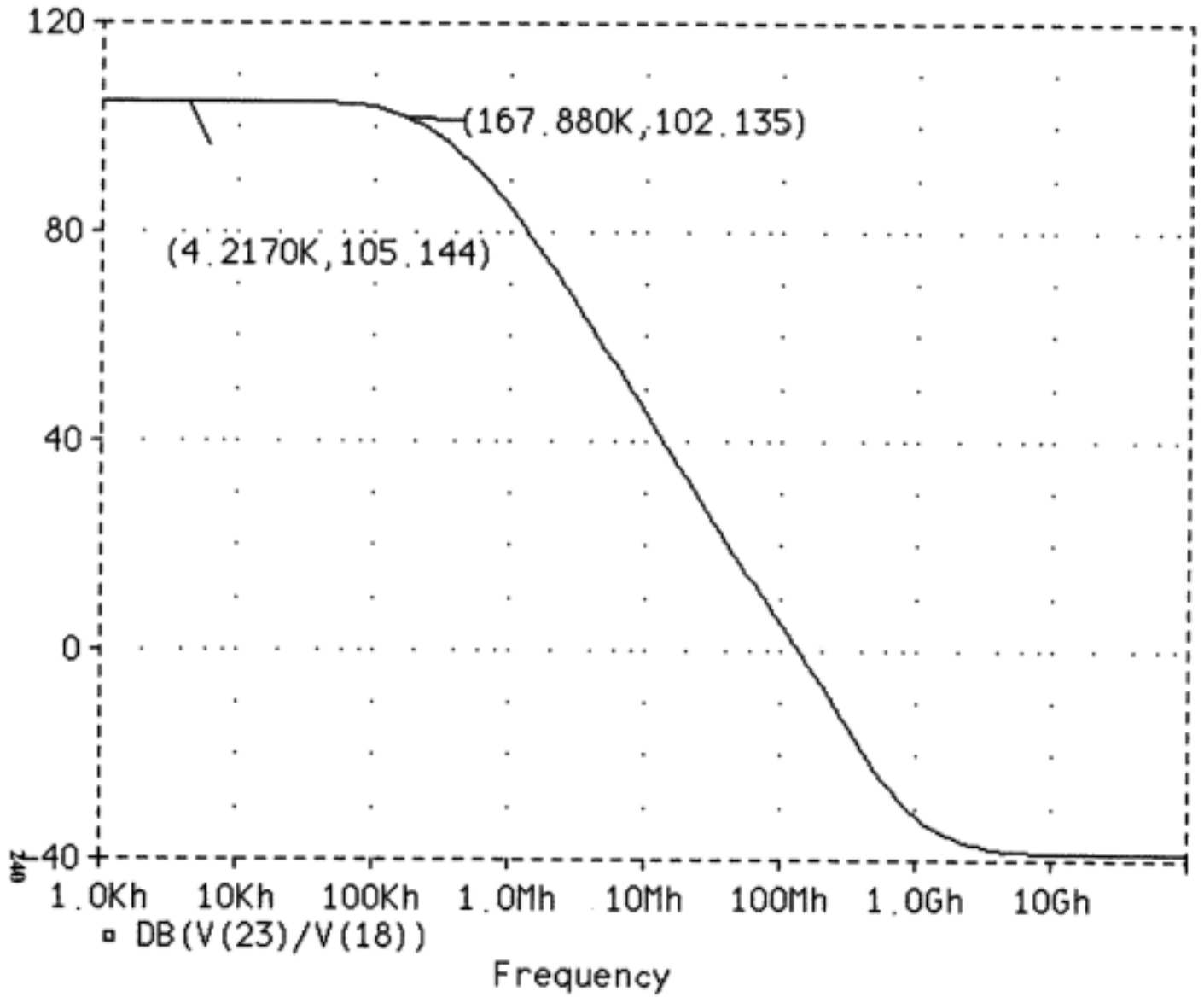


FIGURA 10.2.2

Q8 10 11 12 Q2N2222A
R8 10 11 1
RE8 12 13 15K
Q2 8 7 1 Q2N2907A
R2 8 7 1
Q5 8 10 13 Q2N2222A
Q3 9 7 1 Q2N2907A
Q6 9 14 13 Q2N2222A
Q9 14 15 16 Q2N2222A
R9 14 15 1
RE9 16 13 15K
Q7 1 0 14 Q2N2222A
Q11 13 5 17 Q2N2222A
RE11 17 6 .7K
R13 1 19 1K
Q12 19 20 21 Q2N2222A
R14 19 20 1
R15 21 22 2K
Q13 23 22 19 Q2N2907A
Q14 6 9 22 Q2N2907A
Q15 23 5 24 Q2N2222A
R16 24 6 89

```

Q16 25 2 1 Q2N2907A
Q20 25 26 29 Q2N2222A
Q21 25 29 27 Q2N2222A
R28 29 27 40K
R25 25 26 1
Q17 6 23 27 Q2N2907A
Q18 1 25 28 Q2N2222A
Q19 6 27 28 Q2N2907A
.MODEL Q2N2222A NPN(BF=100 VAF=200 VJE=.75 CJE=3E-12 +
+ CJC=0.3E-12)
.MODEL Q2N2907A PNP(BF=40 VAF=40 VJE=.75 CJE=3E-12 +
+ CJC=0.3E-12)
vi 18 0 ac 0.005 sin(0 0.005 2000hz)
.tran 1n 0.0005 0 1u
.ac dec 20 1000 10000000k
.LIB BIPOLAR.LIB
VCC 1 0 15V
VEE 0 6 15V
.OP
.DC LIN VCC 0 15 0.1
.END

```


Referencias:

[4], [5], [6], [10], [15] y [21].

CAPÍTULO XI.

INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA EN EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL MEJORADO.

11.1 INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA EN EL FUNCIONAMIENTO DEL A.O.

La temperatura influye de manera importante en β_F y V_{BE} , por ello, es necesario estudiar como afecta la variación de temperatura a dichos parámetros y, como consecuencia, a las características del A.O.[5].

La corriente de polarización de la etapa de entrada está fijada por los transistores Q10 y Q11, que constituyen una *fuentes o espejo de corriente Wildar*. En esta fuente a una temperatura T se cumple:

$$I_{C11} = \frac{\beta_F}{\beta_F + 2} I_{REF}, \text{ siendo } I_{REF} \text{ la corriente de referencia, que es igual a:}$$

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{BE1} - V_{BE10}}{R_{REF}};$$

donde $|V_{CC}| = |V_{EE}|$, $R_{REF} = R_{34}$ y $V_{BE1} = V_{BE10}$.

Por lo que queda:

$$I_{C11} = \frac{\beta_F}{\beta_F + 2} \frac{2V_{CC} - 2V_{BE10}}{R_{34}}$$

Para otra temperatura T' , β_F y V_{BE} tendrán otros valores ; la corriente será:

$$I'_{C11} = \frac{\beta'_F}{\beta'_F + 2} \frac{2V_{CC} - 2V'_{BE10}}{R_{34}}$$

Si β_F y β'_F son suficientemente grandes, resulta:

$$I_{C11} \approx \frac{2V_{CC} - V_{BE10}}{R_{34}}$$

$$I_{C11} \approx \frac{2V_{CC} - 2V_{BE10}}{R_{34}}$$

Cuanto mayor sea V_{CC} , menor será la diferencia entre ambas corrientes y más estable será la primera etapa para diferentes temperaturas. Además, el espejo de corriente formado por Q2 y Q3 reparte por igual las corrientes de polarización para los transistores del amplificador diferencial.

Los resultados de la simulación están en la siguiente tabla:

Temperatura	BF	Vbe	Ic(Q5)	Vo continua	Avd	Zi
-40°C	68	0.746V	23μA	12 V	60	3.8MΩ
27°C	106	0.627V	27μA	12.9 V	60	6.4MΩ
170°C	210	0.365V	36μA	13.8 V	60	14MΩ

Aunque β aumente mucho con la temperatura la corriente de colector no varía de la misma forma, sus incrementos son mucho menores, como se había previsto. También aumenta la impedancia de entrada pero la ganancia no cambia apenas, ello es debido a los incrementos de β y Z_o , que contrarrestan el aumento de la impedancia de entrada. Los resultados gráficos pueden verse desde la figura 11.1.2 a la 11.1.7 en las páginas siguientes. Todo lo anterior se refiere a la etapa de entrada solamente.

Para la segunda etapa, el transistor Q13 no tiene conectada en su emisor una fuente de corriente que regule su corriente, lo que hace que sea inestable ante la variación de temperatura. Un cambio de ésta hará variar a β y V_{BE} , lo que afectará

al punto de reposo de Q13 y Q15 haciendo que el circuito funcione mal.

FIGURA 11.1.2

Date/Time run: 07/27/98 17:11:17 Temp: -40.0, 27.0, 170.0

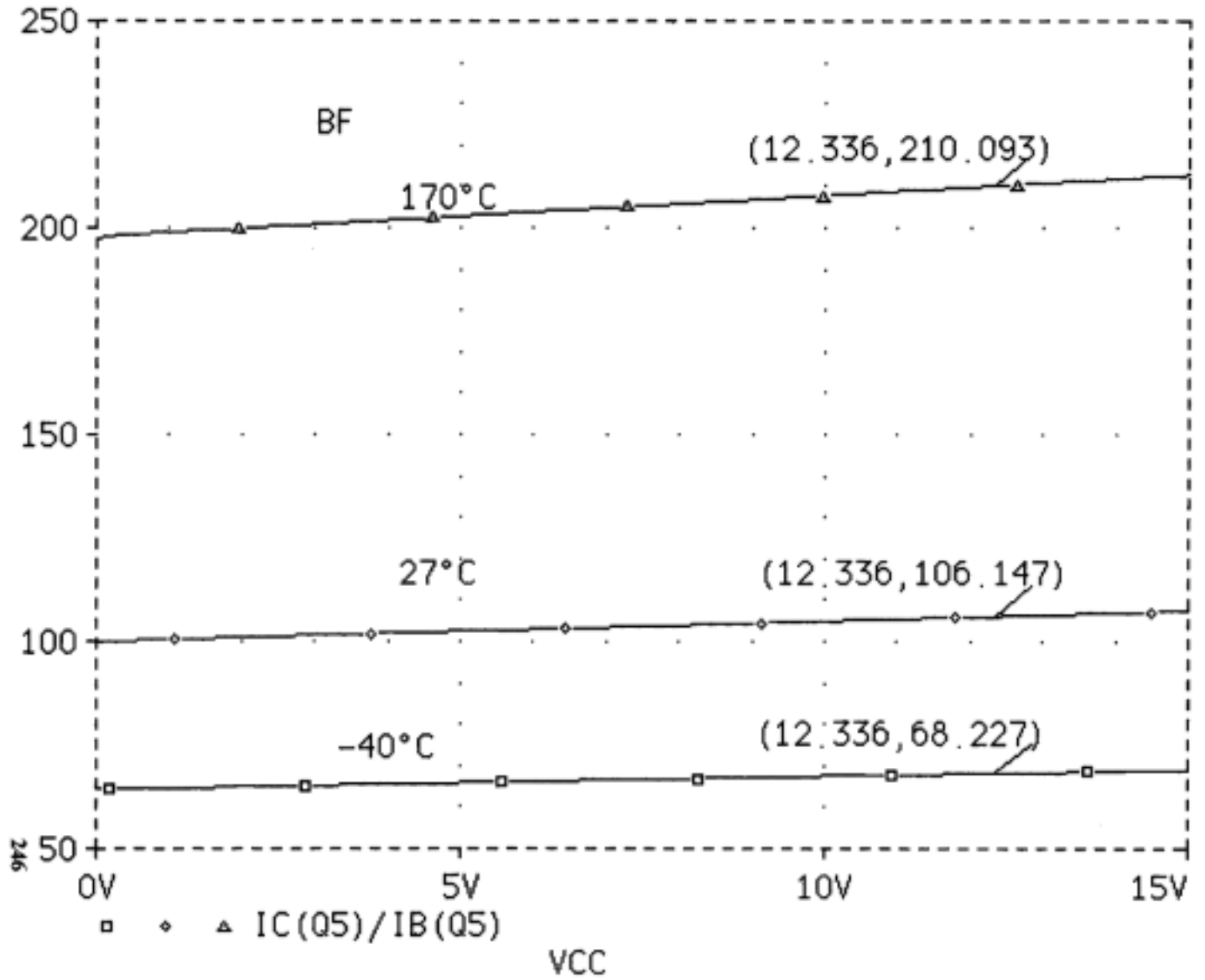


FIGURA 11.1.2

FIGURA 11.1.3

Date/Time run: 07/27/98 17:11:17 Temp: -40.0, 27.0, 170.0

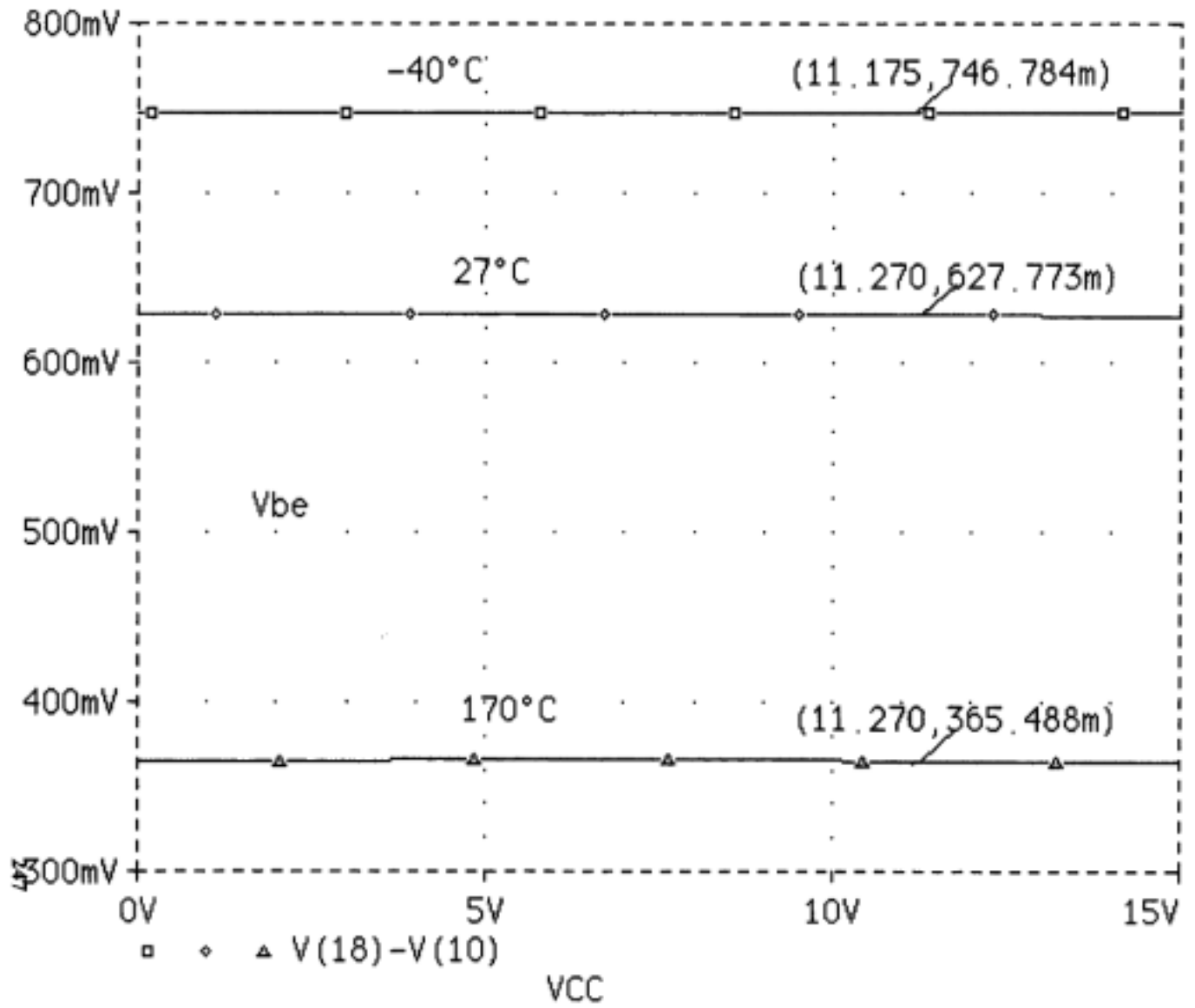


FIGURA 11.1.3

FIGURA 11.1.4

Date/Time run: 07/27/98

17:11:17

Temp: -40.0, 27.0, 170.0

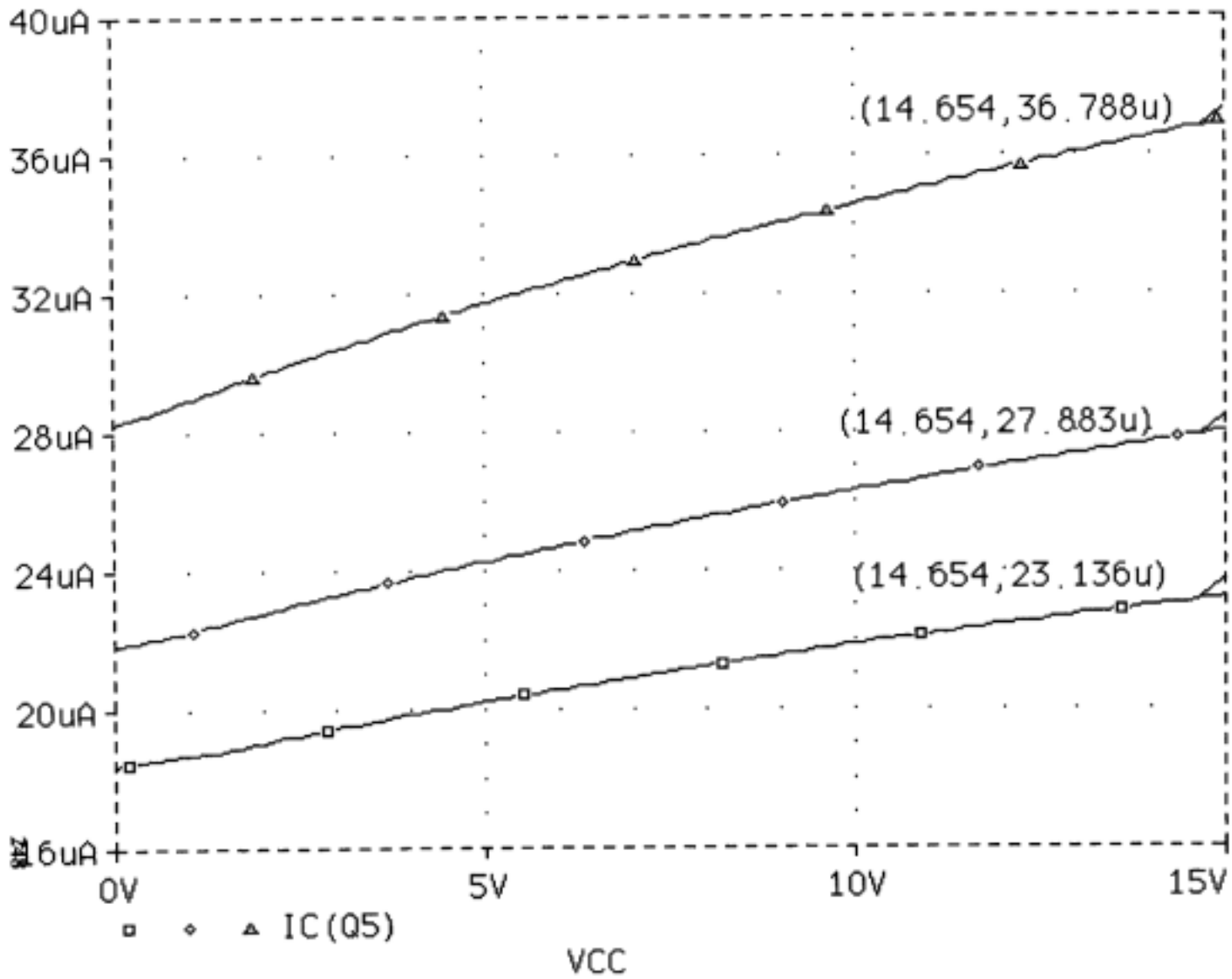


FIGURA 11.1.5

Date/Time run: 07/27/98 17:11:17 Temp: -40.0, 27.0, 170.0

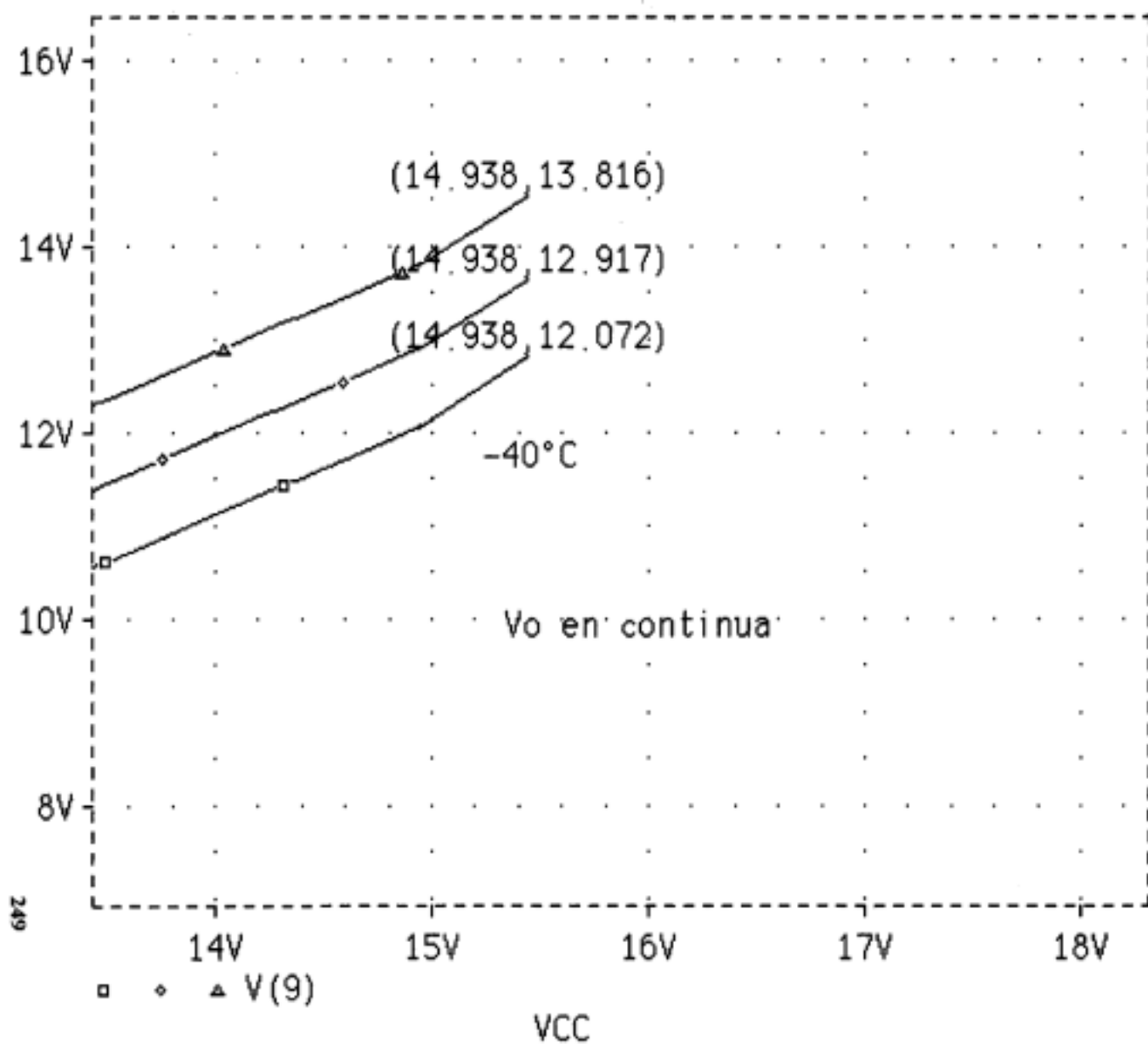


FIGURA 11.1.5.

FIGURA 11.1.6

Date/Time run: 07/27/98

17:11:17

Temp: -40.0, 27.0, 170.0

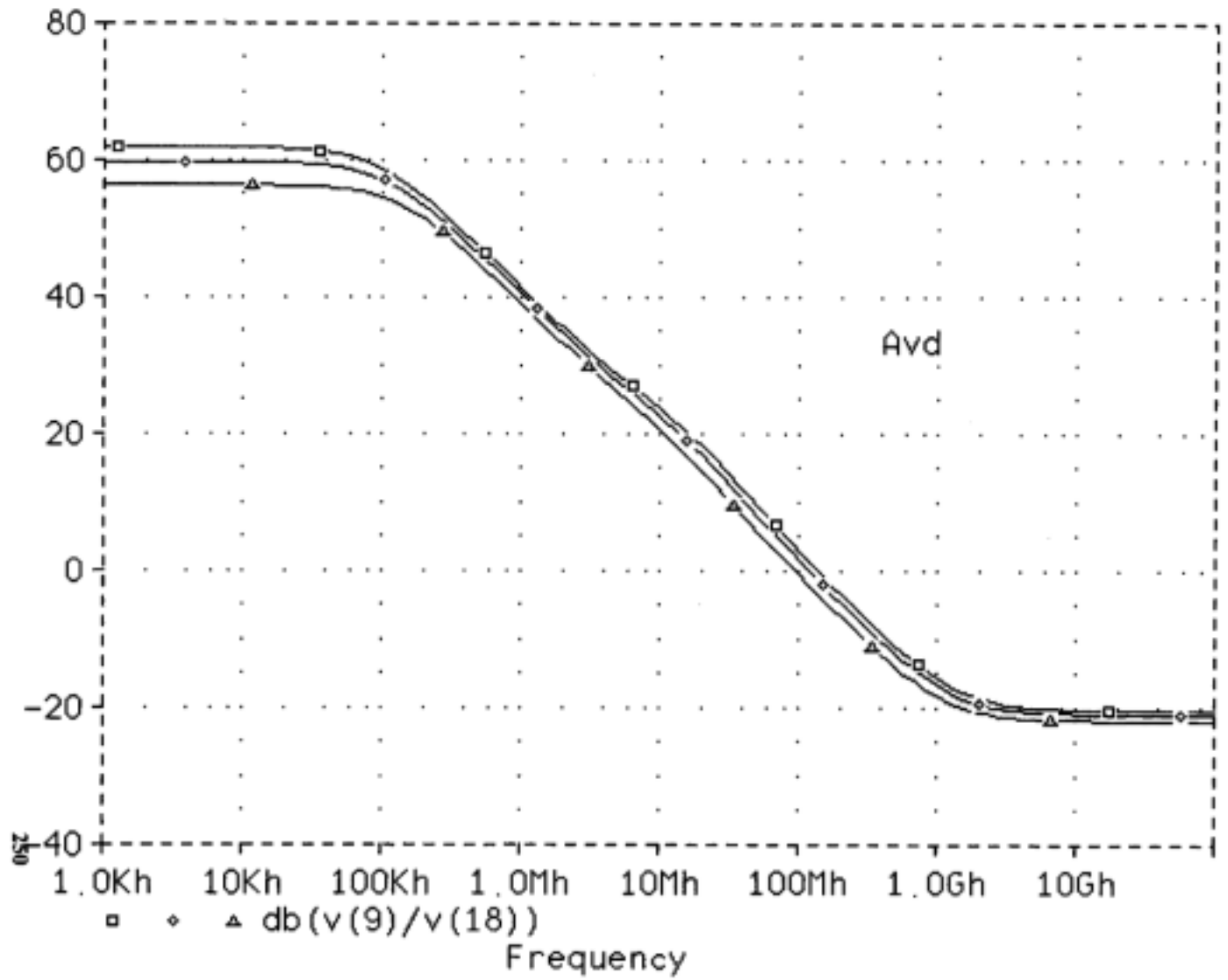


FIGURA 11.1.6

FIGURA 11.1.7

Date/Time run: 07/27/98 17:11:17 Temp: -40.0, 27.0, 170.0

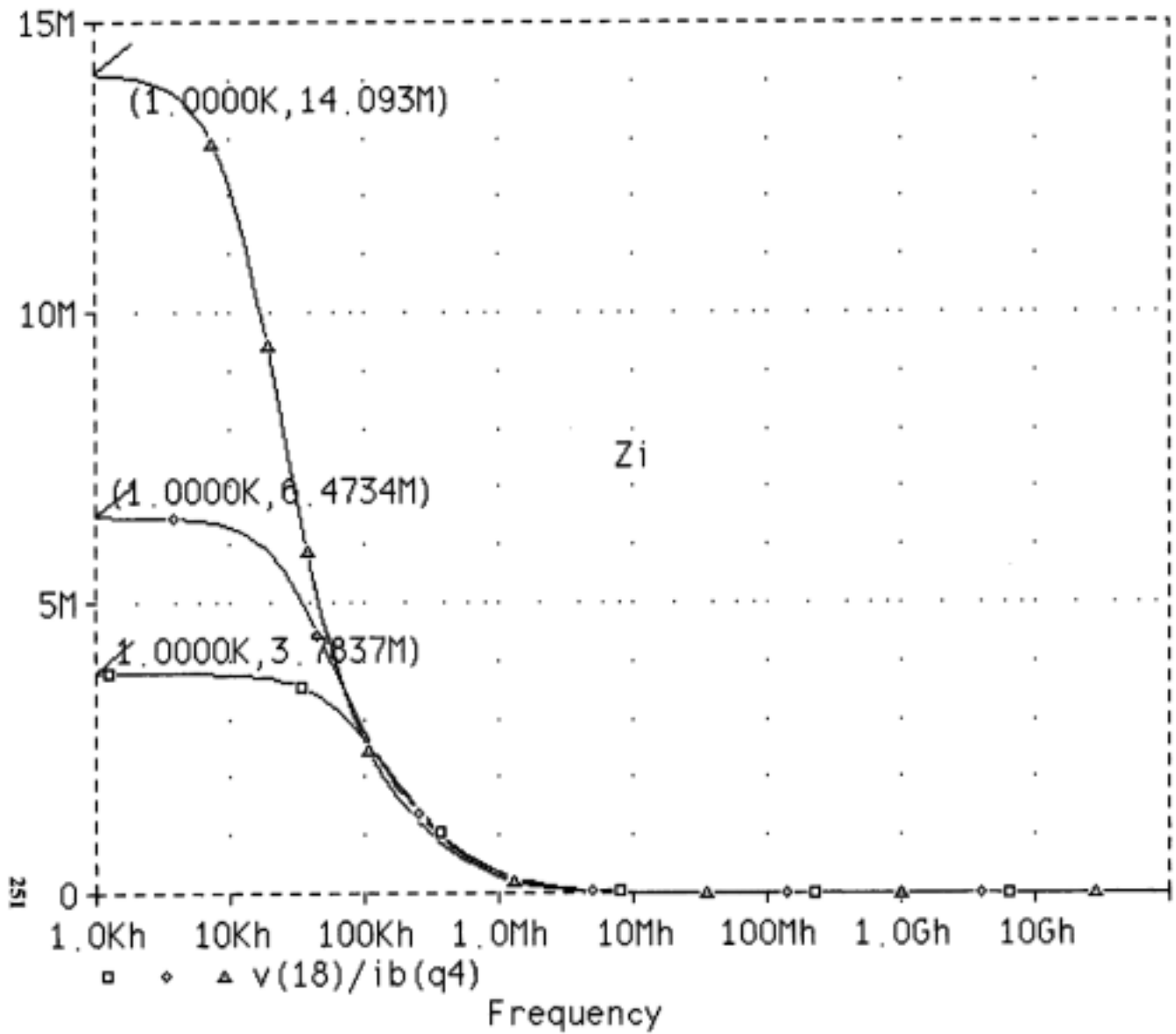


FIGURA 11.1.7.

Referencias:

[4] , [5] , [6] , [7] , [14] , [21] y [30].

CONCLUSIONES

CONCLUSIONES

- 1°) En un transistor bipolar cuanto menor es la corriente de polarización de colector (I_{CQ}) mayores son la resistencia de base-emisor, r_{π} , y la impedancia de entrada, en base común (h_{ib}), esto último habrá de tenerse en consideración, cuando se quiera una impedancia de salida pequeña en un A.O.
- 2°) Para obtener una alta ganancia de tensión, en la etapa de entrada, con una resistencia de base-emisor grande, es necesario que el transistor posea una alta ganancia de corriente, o una gran impedancia de salida o ambas simultáneamente.
- 3°) La resistencia de entrada, base-emisor, es fundamental para obtener una alta impedancia de entrada en un amplificador diferencial y, por tanto, en un A.O.
- 4°) Cuanto mayor es la corriente de saturación (I_S), mayor es la ganancia de corriente (β_F), y menor la tensión base-emisor, V_{BE} . Si el circuito está estabilizado para que no se produzca variación en la corriente de polarización (I_{CQ}), el resultado es un aumento de la impedancia de entrada, Z_i .
- 5°) En la etapa de entrada de un A.O. las corrientes de colector y base son muy sensibles a la tensión de unión base-emisor (V_{BE}), aunque, mucho menores las sensibilidades, para las variaciones de la resistencia de emisor (R_E), y las del exponente de la capacidad base-emisor, N_E , son notables.

En la segunda etapa de un A.O. ambas corrientes presentan mayores sen-

sibilidades a las tensiones de alimentación y a las resistencias de polarización y emisor

- 6°) Cuanto mayor es la tensión de Early, menores son las sensibilidades de la corriente de colector para los demás parámetros y componentes, excepto para la ganancia de corriente (β), que aumenta.

Para la corriente de base ocurre igual que para la de colector,

- 7°) Las variaciones del punto de reposo y la ganancia son casi despreciables, cualquiera que sea el valor de la *tensión Early*, siempre que la resistencia de salida (r_o), sea mucho mayor que la resistencia de colector (R_c) y la tensión colector-emisor (V_{CE}), sea lo suficientemente pequeña frente a V_{AF} , como para no influir en la corriente de colector.
- 8°) El módulo de la ganancia del Amplificador Diferencial es el mismo para ambas salidas hasta una cierta frecuencia. Ésta está determinada, con muy buena aproximación, si la ganancia es grande, por la resistencia de colector y la capacidad colector-base, R_c y C_{μ} , para ambas salidas.
- 9°) La ganancia de modo común aumenta cuando la impedancia de la capacidad colector-base (C_{μ}), es una diez veces el valor de r_{π} . Lo mismo ocurre con la disminución de la ganancia de la segunda etapa.
- 10°) El ancho de banda de la etapa de salida, colector común, es mucho mayor que los de las otras etapas.
- 11°) En el A.O. completo, el ancho de banda de la primera etapa disminuye como consecuencia al polo que introduce en su función de transferencia la impedancia de entrada de la segunda etapa. Algo similar ocurre en la segunda etapa de-

bido a la de salida.

- 12°) La impedancia de entrada del A.O. aumenta cuando se emplea un amplificador diferencial con entrada Darlington, sin embargo, debido a la resistencia de polarización, que es necesario utilizar, no se alcanza la impedancia tan alta como en principio cabría esperar, no obstante, se consigue una impedancia muy grande.
- 13°) La ganancia de modo diferencial se hace muy grande si, en lugar de emplear resistencias discretas, se utilizan fuentes de corriente como cargas activas. También si la resistencia de emisor de la primera etapa (R_E), se cambia por una fuente de corriente, puede conseguirse una ganancia de modo común muy pequeña. De todo lo anterior se deduce que el C.M.R.R puede llegar a ser muy grande, en nuestro caso 130 dB.
- 14°) El aumento de la ganancia mediante el empleo de cargas activas se consigue por el incremento de la resistencia de salida de los transistores (r_o), lo que repercute en la disminución del Ancho de Banda, ya que éste está determinado por los polos que introducen las resistencias de salida y las capacidades colector-base, r_o y C_{μ} . Por tanto, cuanto mayores sean las resistencias de salida y menores las capacidades colector-base, mayores serán la ganancia y el ancho de banda.
- 15°) En la etapa de entrada del A.O. mejorado, el aumento de temperatura provoca aumentos en la ganancia de corriente (βF), en la impedancia de entrada (Z_i), y en la corriente de colector (I_{CQ}), aunque el de esta última

es mucho menor que las anteriores, sin embargo , la ganancia en tensión permanece casi invariable, esto es debido a que las variaciones de la ganancia de corriente y de la impedancia de salida minimizan los efectos de las variaciones de la impedancia de entrada.

BIBLIOGRAFÍA

1. Jacob Millman y Arvin Grabel . *Microelectrónica*. Hispano Europea. 1995
2. Donald L.Schilling y Charles Belove. *Circuitos electrónicos , discretos e integrados.*. McGraw-Hill.1993.
3. P.E. Gray , D. DeWitt, A.R. Boothroyd y J. F. Gibbons .*Physical Electronics and Circuit Models of Transistors*.Wiley .New York .1964.
4. Jacob Millman. *Microelectrónica, Circuitos y Sistemas Analógicos y Digitales*. Hispano Europea 1984.
5. Norbert R. Malik. *Circuitos electrónicos, análisis, simulación y diseño*. Prentice Hall. 1996.
6. T. E. Price . *Analog Electronics an integrated Pspice approach* .Prentice Hall. 1996.
7. Paolo Antognetti y Giuseppe Massobrio. *Semiconductor Device Modeling with Spice*. McGraw-Hill Book Company. 1988.
8. Paul R. Gray y Robert G. Meyer. *Análisis y diseño de circuitos integrados analógicos*. Prentice Hall Hispanoamericana. S.A. 1993.
9. A.S. Grove. *Physics and Technology of Semiconductor* . Wiley New York. 1967.
10. A.S Grove .*Semiconductor Physics*. Wiley .New York.1967.
11. D.J. Hamilton y W Howard . *Basic Integrated Circuit Engineering*.McGraw-Hill. 1975
12. R.J Wildar .*Design Techniques for Monolithic Operational Amplifiers*.IEEE Journal of Solid -State Circuits.Agosto 1969.
13. R.J Wildar .*Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits*. IEEE Transactions on Circuit Theory .Diciembre 1965.
14. B.G. Streerman .*Solid State Electronic Devices*.Prentice Hall. 1990.
15. W. Banzhaf .*Computer-Aided Circuit Analysis Using SPICE*. Prentice Hall , Englewood Cliffs .1989.

16. S.G. Burns y P.R. Bond. *Principes of Electronic*. West Publishing. St Paul. MN 1987.
17. J.R. Hines. *A SPICE model for saturating NPNs*. Design Automation. Abril 1992.
18. A.S. Sedra y K.C. Smith. *Microelectronic Circuits*. Saunders. Philadelphia. 1991.
19. M.N. Horenstein. *Microelectronic Circuits and Devices*. Prentice Hall. Englewood. New York. 1990
20. A.B. Grebene. *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design*. Wiley-Interscience. New York. 1984
21. P.W. Tuinenga. *Spice: A Guide Circuit Simulation and Analysis Using Spice*. Englewood Cliffs. NJ. Prentice Hall. 1988.
22. Norbert R. Malik. *Determining Spice Parameter for BJTs*. Macmillan. 1987. New York.
23. J.E. Solomon. *The monolithic op amp.: A tutorial study*. IEEE J. Solid -State Circuits Diciembre 1974.
24. A. Openheim y a. Willsky. *Signals and Systems*. Prentice Hall. Englewood Cliffs. NJ. 1983.
25. R. Mauro. *Engineering Electronics: A Practical Approach*. Prentice Hall. Englewood Cliffs. NJ. 1989.
26. L.P. Huelsman. *Theory and Design of Active RC Circuits*. McGraw-Hill. New York. 1968.
27. S. Karny. *Network Theory: Analysis and Syntesis*. Allyn and Bacon. Boston 1966.
28. M.E. Van Valkenburg. *Analog Filter Desing*. Holt, Rinehart and Winston. New York. 1982
29. Eduardo García Breijo, Javier Ibáñez Civera y Luis Gil Sánchez. *Pspice. Simulación y Análisis de Circuitos Analógicos asistida por Ordenador*. Paraninfo. 1995.

30. M. Yamatake. *Caracterización de Amplificadores Operacionales* . Mundo Electrónico. 1989.

31. *Designing I-V Op. Amps. Using Standard Digital CMOS Technology*. IEEE. Circuits and Systems. Julio, 1998.

32. *A Low-Voltage , Low-Power, ,Wide-Range CMOS Variable Gain Amplifier*. IEEE Circuits and Systems. Julio, 1998.

33. Walter G. Jung *Amplificadores operacionales integrados*. Paraninfo. 1991.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Capítulo 2, pp 65-84. Capítulo 3, pp 116-144. Capítulo 5 pp 183-196. Capítulo 10,pp 443-483. Capítulos: 11,12, 13 y 14.
- [2] Capítulos: 7,8, 9, 10 y 11.
- [3] Capítulo 1, pp 1-55. Capítulo 2 , pp 89-143. Capítulos: 3, 4, 5, 6, 7, 8 y 9.
- [4] Capítulos :12, 13, 14, 15, 16 y 18.
- [5] Capítulos : 4 , 6, 7, 8, 9, 10 y 11.
- [6] Capítulos: 10, 11,12 y 13.
- [7] Capítulos 2, 5 y 8. Apéndice A.
- [8] Capítulos: 6,pp 215-230, 7, 8 y 9.
- [9] Capítulos: 1, 2, 3 y 4.
- [10] Capítulos : 8, 9 y 10.
- [11] Capítulos: 7, 8 y 9.
- [12] Volumen: CT-12,pp 586-590.
- [13] Volumen: SC- 4, pp 184-191.
- [14] Capítulos : 7, 8 y 9.
- [15] Capítulos: 2,4 y 6.
- [16] Capítulos : 5, 7, 8 y 11.
- [17] Capítulos: 6, 9 y 10.
- [18] Capítulos: 1, 2 y 7.
- [19] Capítulos: 6 y 7.

- [20] Capítulos: 5, 6, 8 y 9.
- [21] Capítulos: 6, 9 y 12.
- [22] Capítulos :6, 7, 8 y 11.
- [23] Volumen: Sc-9, pp 314-332.
- [24] Capítulos : 5, 6 y 9.
- [25] Capítulos: 8 ,9 y 11.
- [26] Capítulos: 2, 9, 10 y 11.
- [27] Capítulos:1, 4, 8 y 11.
- [28] Capítulos: 4, 5, 6, 7 , 8 , 9 y 10.
- [29] Capítulos: 9 y 10.
- [30] Capítulos: 8 y 11.
- [31] Volumen: Sc-8 , pp 312-340.
- [32] Volumen: Sc-12 , pp 250 -260.
- [33] Capítulos: 1, 2, 3 y 8.

CAPÍTULO I. ESTRUCTURA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

Publicaciones: [1] , [2] , [3] , [4] , [5] , [6] y [31].

CAPÍTULO II: CARACTERÍSTICAS DEL A.O.I.

Publicaciones : [4], [5], [6],[8], [11], [12], [18] y [25].

CAPÍTULO III: CARACTERÍSTICAS DEL A.O.II.

Publicaciones: [2] ,[4] , [6] , [11] , [13] , [14] , [16] , [24] , [25] y [26].

CAPÍTULO IV: ETAPA DIFERENCIAL.

Publicaciones: [3] , [8], [15] ,[18] ,[23] ,[26] ,[27] y [32].

CAPÍTULO V: SEGUNDA ETAPA.

Publicaciones: [3] , [4] ,[5], [7] , [9], [20], [21] , [22] y [31].

CAPÍTULO VI: ETAPA DE SALIDA.

Publicaciones: [4], [6], [10] , [16] ,[19], [22] ,[24] , [32] y [33].

CAPÍTULO VII: RESPUESTA EN FREWCUENCIA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

Publicaciones: [2], [3], [5], [6], [7], [8], [17] , [28], [32] y [33].

CAPÍTULO VIII: COMPENSACIÓN.

Publicaciones: [1] ,[2], [4] , [6], [7] , [9] , [22] , [28] y [30].

CAPÍTULO IX: MEJORA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

Publicaciones: [1] ,[2], [3], [4], [5] , [12], [13], [20], [29], [32] y [33].

CAPÍTULO X: RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL MEJORADO.

Publicaciones: [4], [5] , [6] , [10], [15] y [21].

CAPÍTULO XI : INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA EN EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL MEJORADO.

Publicaciones : [4] , [5], [6], [7], [14] , [21] y [30].