

AMPLIFICADOR PARA ANTENAS COLECTIVAS

Tesis previa a la obtención del Título
de Ingeniero en la especialidad de Elec-
trónica y Telecomunicaciones, de la Es-
cuela Politécnica Nacional.

Diego Gonzalo Galarza Rodríguez

Quito

Agosto de 1977.

Certifico que:

El Sr. Diego Galarza Rodríguez,
ha realizado esta tesis bajo mi
control como Director de la mis-
ma.


Dr. Kahil Kake.

QUITO

Agosto de 1977.

*A mi Esposa,
a mi hijo
y a mis padres.*

INDICE GENERAL

Pág.

CAPITULO 1: Aspectos Fundamentales.	
1.1 Aspectos generales de los amplificadores para antenas colectivas para T.V. (C.A.T.V.)-----	1
1.2 Características y configuraciones de los circuitos amplificadores básicos-----	2
1.2.1 Características-----	2
1.2.2 Selección del circuito -----	2
1.2.3 Proposición de configuraciones-----	3
1.2.3.1 Configuración básica-----	3
1.2.3.2 Configuración Cascode-----	7
1.2.3.2.1 Distorsión en configuración emisor común-----	8
1.2.3.2.2 Distorsión en configuración base común-----	10
1.2.3.2.3 Distorsión en configuración en cascode (Emisor común - base común)-----	12
1.2.3.3 Configuración de tres etapas realimentadas -----	13
1.2.3.4 Configuración de dos etapas realimentadas-----	16
1.2.4 Análisis comparativos-----	20
1.3 Factores de optimización de los circuitos amplificadores para C.A.T.V.-----	21
1.3.1 Conexión de salida Darlington-----	21
1.3.2 Configuración push - pull-----	24
1.3.2.1 Función de transferencia del circuito Push - pull-----	24

	.Pág.
1.3.2.2 Efectos de la variación de ganancia y fase con la ganancia total del amplificador----	27
1.3.2.3 Efectos en la distorsión debido a desbalance de los componentes de segundo orden-----	30
1.3.2.4 Efectos en la distorsión debido al desbalance de fase, con ganancias iguales-----	33

CAPITULO II: Diseño y Construcción.

2.1 Análisis del circuito para señal-----	35
2.1.1 Parte Teórica -----	35
2.1.2 Selección de los transistores-----	37
2.1.3 Cálculo de los parámetros de los transistores-----	38
2.2 Análisis del circuito para corriente continua-----	43
2.2.1 Parte teórica-----	43
2.2.2 Cálculo de los valores de Resistencias-----	45
2.3 Configuración Final-----	50

CAPITULO III: Resultados Experimentales y conclusiones.

3.1 Mediciones realizadas en el circuito-----	52
3.1.1 Mediciones de polarización-----	53
3.1.2 Mediciones para señal -----	54
3.1.2.1 Procedimiento de medición de la característica y ganancia - frecuencia-----	54
3.1.2.2 Procedimiento de medición de distorsión----	55
3.1.2.3 Procedimiento de medición de los productos de intermodulación-----	56
3.1.2.4 Procedimiento de medición de la modulación cruzada-----	57

	Pág.
3.1.2.5 Procedimiento de medición de la figura de ruido-----	58
3.1.3 Resultados obtenidos-----	60
3.2 Análisis de los resultados obtenidos, conclusiones y recomendaciones-----	66
3.2.1 Resultados obtenidos y conclusiones-----	66
3.2.2 Recomendaciones-----	67

APENDICE:

X.1 Diseño del amplificador-----	71
X.1.1 Cálculo de la impedancia de salida-----	72
X.1.2 Cálculo de la impedancia de entrada-----	78
X.1.3 Cálculo de la ganancia del circuito-----	84
X.1.4 Cálculo de la ganancia del lazo de realimentación-----	87
X.1.5 Cálculo de la figura de ruido-----	90
X.2 Programa utilizado para el diseño-----	
X.3 Características del transistor 2N6304.	

INTRODUCCION

La presente tesis de grado consiste en el diseño y construcción de un amplificador para utilización en antenas colectivas (C.A.T.U.)

La razón por la cual se escogió este tema para su estudio y experimentación, es que en la actualidad, debido a la proliferación de edificios comunales, su aplicación puede ser muy extensa.

La utilización de una sola antena de banda ancha con su respectivo amplificador, para varios receptores, permite obtener una señal de mejor calidad, al mismo tiempo es indudable la mejora que se logra en la estética de los edificios comunales, al evitar el exceso de antenas exteriores.

El trabajo en sí, ha sido planificado de la siguiente manera:

- 16.- Se analizan varias posibles configuraciones de circuitos básicos que podrían utilizarse como amplificadores para C.A.T.U.
- 20.- Se comparan las características de dichos circuitos; y se escoge el mejor de ellos, en lo que se refiere a los requerimientos técnicos más generalizados en este tipo de circuitos.
- 30.- Se introducen ciertas mejoras al circuito seleccio -

nado, analizándose las ventajas y desventajas de las mismas.

40.- Luego se realiza el diseño total del amplificador, incluyéndose las modificaciones anotadas.

50.- Finalmente, se presentan y analizan los resultados obtenidos del amplificador construido.

CAPITULO I

ASPECTOS FUNDAMENTALES

1.1.- ASPECTOS GENERALES DE LOS AMPLIFICADORES PARA ANTENAS COLECTIVAS.

Los objetivos de los amplificadores para antenas colectivas son:

- 1o.- Primordialmente, alimentar con una sola antena, varios receptores de T.V., a través de un dispositivo denominado distribuidor. Esto puede hacerse en edificios de viviendas comunales, donde normalmente se necesitaría una antena para cada televisor.
- 2o.- Ya que estos amplificadores cubren la banda correspondiente a la transmisión en Frecuencia Modulada, también servirán para los radioreceptores de este tipo.
- 3o.- Mejorar una señal de televisión en sitios donde el nivel de recepción es bajo.
- 4o.- En la actualidad se los está utilizando como repetidores en la transmisión de televisión por cable.

1.2.- CARACTERÍSTICAS Y CONFIGURACIONES DE LOS CIRCUITOS AMPLIFICADORES BÁSICOS.

1.2.1.- CARACTERÍSTICAS.

Los amplificadores para el uso en antenas colectivas deben cumplir ciertas especificaciones, como son la ganancia que debe estar relacionada con el número de salidas a obtenerse; entradas y salidas acopladas a 75 ohmios o 300 ohmios según la antena y los receptores a usarse; y figura de ruido menor que 9 dB. Además, la máxima intermodulación de segundo orden y tercer orden debe ser inferior a -66 dB, a 0 dBm (49 dBmV 75 Ω) de salida por canal, en toda la banda. La modulación cruzada con 11 canales mezclados debe ser menor que -67 dB a 0dBm por canal [7].*

El rango de frecuencia de trabajo debe ser entre 50 y 220 MHz.

1.2.2.- SELECCION DEL CIRCUITO.

Debido a los problemas de estabilidad en altas frecuencias los circuitos que se considerarán estarán limitados a aquéllos en los cuales los transformadores están fuera del lazo de realimentación.

Un método para conseguir una ganancia plana e impedancia terminal resistiva en toda la banda, es usar realimentaciones paralelo o serie, para lograr baja o alta impedancia y, luego usar resistencias serie o paralelo y así lograr la impedancia terminal deseada. Sin embargo, este método no es aceptable en la presente aplicación, debi -

* LOS NUMEROS ENTRE PARENTESIS RECTANGULARES REPRESENTAN LA REFERENCIA, QUE SE ENCUENTRA AL FINAL DE CADA CAPITULO

do a la pérdida resultante en la figura de ruido y en la potencia de salida.

1.2.3.- PROPOSICION DE CONFIGURACIONES.

1.2.3.1.- CONFIGURACION BASICA.

Una configuración simple con la que se consigue una ganancia plana y acoplamientos en toda la banda, sin perder excesiva potencia de la señal se puede ver en la FIG. 1.1. [1].

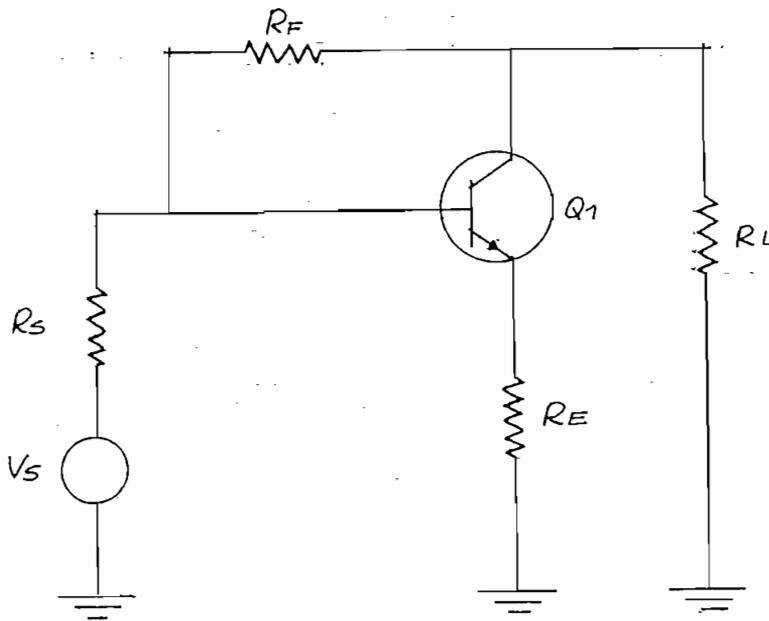


FIG. 1.1. CIRCUITO DE UNA SOLA ETAPA CON REALIMENTACION SERIE Y PARALELO.

• El uso simultáneo de realimentación serie - paralelo da lugar a impedancias resistivas de entrada y salida en toda banda.

• Si en el circuito de la FIG. 1.1 se hace $R_S = R_L = R$ se demuestra que las expresiones aproximadas para las impedancias de entrada (R_i) y salida (R_o) son:

$$R_i = \frac{R_F R_E (R + R_F)}{R R_F + R_E (R + R_F)} \quad (1.1)$$

$$R_o = R_E \cdot \frac{R_F + R}{R_E + R} \quad (1.2)$$

para lo cual debe cumplirse que:

$$g_m \cdot R_E \gg 1$$

Donde g_m es la transconductancia del transistor. Las ecuaciones anteriores se pueden simplificar si:

$$R_E \ll R \ll R_F$$

Obteniéndose:

$$R_i \approx \frac{R_F R_E}{R} \quad (1.3)$$

$$R_o \approx \frac{R_F R_E}{R} \quad (1.4)$$

De esta manera, se pueden escoger R_F y R_E para obtener acoplamientos en la entrada y salida, haciendo $R_i = R_o = R$.

Otros parámetros de este circuito, que son de interés para comparación con otras configuraciones, son la ganancia total y la ganancia del lazo de realimentación.

Asumiendo que se ha conseguido acoplamientos en entrada y salida, y que $g_m \cdot R_E \gg 1$ la ganancia total de voltaje (S) del circuito será:

$$S = -\frac{R R_F}{R_E (R + R_F)} \quad (1.5)$$

Por lo tanto, la ganancia depende, solamente, de una relación de resistencias.

Si R_F es mucho mayor que R , entonces:

$$S = -\frac{R}{R_E} \quad (1.6)$$

De las ecuaciones (1.3) y (1.4), cuando existe acoplamiento:

$$R = \sqrt{R_F \cdot R_E} \quad (1.7)$$

Por tanto:

$$S = -\sqrt{\frac{R_F}{R_E}} \quad (1.8)$$

La ganancia del lazo de realimentación en el circuito, es importante porque la distorsión se reduce en $1 + A_L$; donde A_L es la ganancia del lazo de realimentación. [2].

La resistencia de emisor R_E representa la realimentación serie y tiende a linealizar el circuito.

Debido a que un sin número de circuitos, para uso en estas aplicaciones incorporan degeneración de emisor, es útil calcular la realimentación paralelo adicional debido a R_F para propósitos de comparación posterior.

En la FIG. 1.1. se abre el lazo en el colector y se calcula la ganancia del lazo, (A_L) debida a R_F encontrándose:

$$A_L = \frac{R^2}{R_E} \cdot \frac{1}{R_F + 2R} \quad (1.9)$$

Si: $R_F \gg 2R$ se tiene que:

$$A_L = \frac{R^2}{R_E R_F} \quad (1.10)$$

Asumiendo acoplamiento de entrada y salida, y usando las ecuaciones (1.3) y (1.4) en (1.10) se tiene:

$$A_L \simeq 1 \quad (1.11)$$

Es decir, la distorsión en el transistor con resistencia de emisor R_E se reduce en un factor $1 \div A_L = 2$, debido a la realimentación paralelo producida por R_F . En la práctica la mejora es menor si se considera la ecuación (1.9).

1.2.3.2.- CONFIGURACION CASCODE.

Una modificación útil a este circuito es la versión cascode que se muestra en la FIG. 1.2.

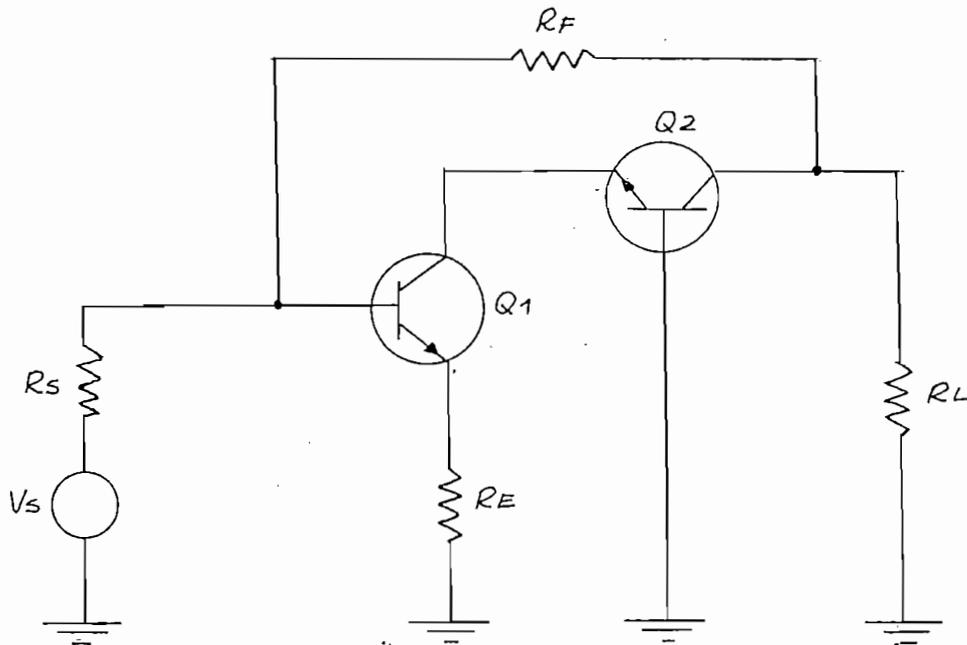


FIG. 1.2 VERSION CASCODE

El introducir la etapa en base común, trae como consecuencia una mejora en la distorsión total del circuito, lo cual podrá apreciarse del análisis siguiente:

La distorsión en las diferentes configuraciones, emisor, base y colector común, está íntimamente relacionada con las impedancias de la fuente y de la carga.

1.2.3.2.1.- DISTORSION EN CONFIGURACION EMISOR COMUN.

La distorsión en emisor común es relativamente inmune a variaciones de la resistencia de la fuente en altas

frecuencias. A bajas frecuencias la distorsión decrece con incrementos en la impedancia de la fuente. La distorsión de tercer orden decrece ligeramente a bajos valores de la resistencia de la fuente. FIG. 1.3. [3]

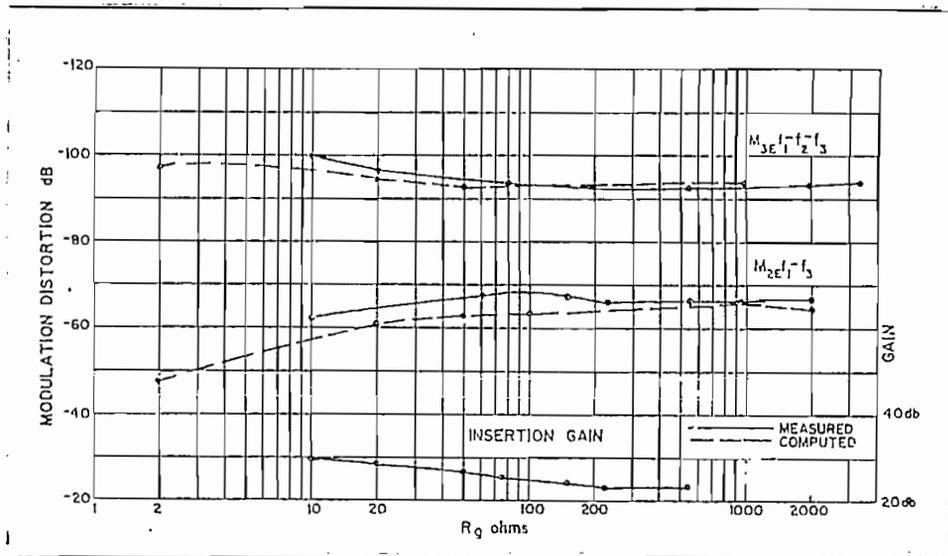


FIG. 1.3. DISTORSION EN EMISOR COMUN PARA CAMBIOS DE LA IMPEDANCIA DE LA FUENTE.

La ganancia de inserción decrece cuando se incrementa la resistencia de la fuente, pero ya que esta configuración tiene alta ganancia, una pequeña pérdida puede ser no muy importante.

La distorsión tiene un valor óptimo para cuando la resistencia de la carga tiene un valor relativamente bajo.

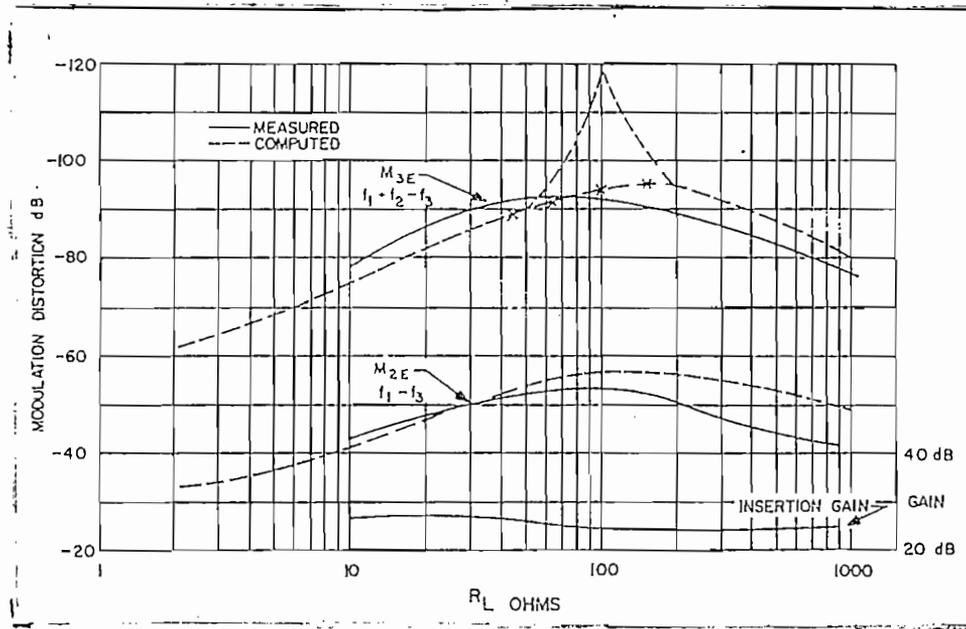
FIG. 1.4. ($40 < R_L < 100$)

FIG. 1.4. DISTORSION EN EMISOR COMUN PARA CAMBIOS EN LA IMPEDANCIA DE LA CARGA.

1.2.3.2.2.- DISTORSION EN CONFIGURACION BASE COMUN.

Para esta configuración, un incremento en la impedancia de la fuente provoca un decrecimiento en las distorsiones de segundo y tercer orden, pero el efecto en la distorsión de tercer orden es relativamente ligero.

Incrementando el valor de la impedancia de la fuente sobre 100Ω no se obtiene una mejora apreciable. FIG. 1.5 [3]

Esta configuración tiene una impedancia de carga óptima sobre o bajo la cual la distorsión aumenta.

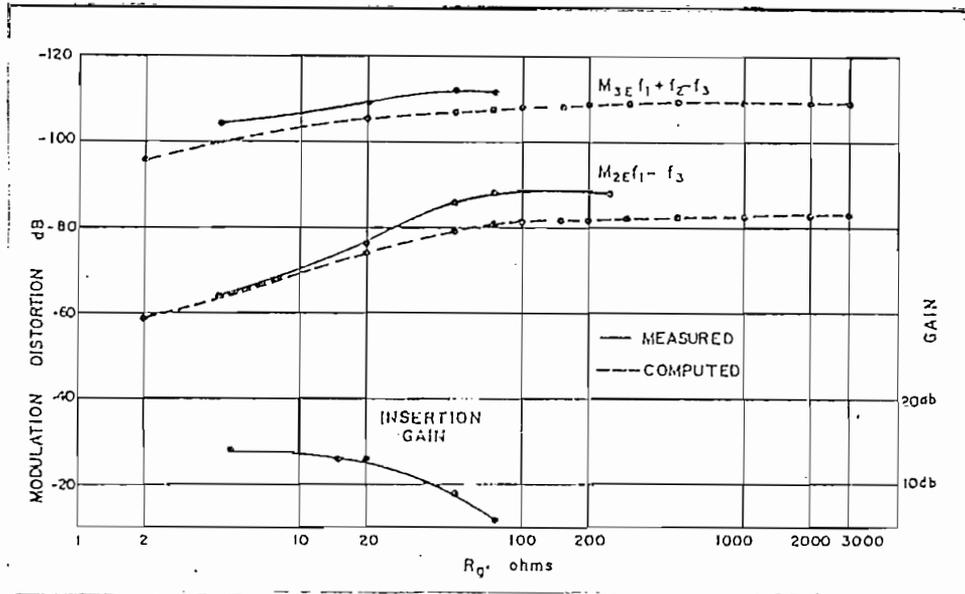


FIG. 1.5.- DISTORSION EN BASE COMUN PARA CAMBIOS DE LA IMPEDANCIA DE LA FUENTE.

La ganancia de inserción crece cuando aumenta la resistencia de carga. Esta configuración puede usarse con un transformador, el cual proveerá la ganancia de corriente. Se ve que el transformador a la salida de este circuito tendrá un efecto no deseado sobre la distorsión. La razón de esto es que la resistencia de carga, vista por la etapa en base común, aumenta. Si el transformador se usa a la entrada, el decreci-

miento en la impedancia de la fuente no afecta significativamente a la distorsión. FIG. 1.6. [3]

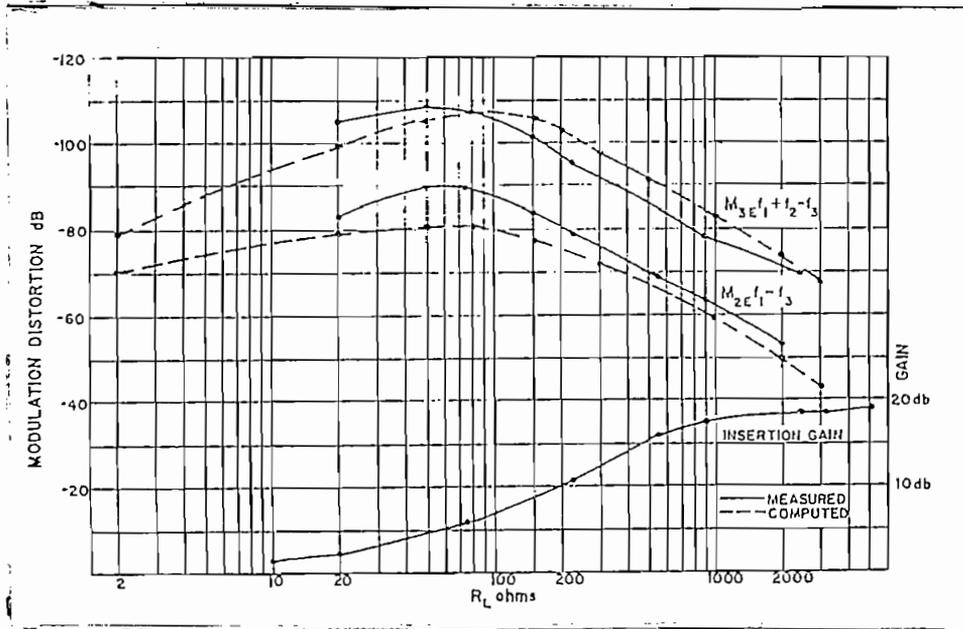


FIG. 1.6. DISTORSION EN BASE COMUN PARA CAMBIOS DE LA IMPEDANCIA DE LA CARGA.

1.2.3.2.3.- CONFIGURACION EN CASCODE. (EMISOR COMUN- BASE COMUN).

Esta configuración parecería ideal, ya que en la configuración base común se tiene baja distorsión y en la configuración emisor común se tiene alta ganancia. Pero la distorsión, en este circuito, no es tan baja como la que se

obtiene con una configuración base común sola.

La razón para esto es que la baja impedancia de entrada de una etapa en base común pasa a ser la impedancia de carga para la etapa emisor común. [3]

Si se conecta un transformador entre ambas etapas, tal que la impedancia de carga, vista por la etapa en emisor común, se incrementa, la distorsión total será mucho mejor. Las razones para este mejor desempeño son que la etapa emisor común está terminada en una impedancia de carga más alta, y que la ganancia del conjunto transformador - base común es mayor que la de la etapa base común sola.

El desempeño de la etapa base común puede degradarse si se incrementa la relación de espiras, ya que la baja impedancia de la fuente afecta adversamente a la distorsión en base común.

1.2.3.3.2. CONFIGURACION DE TRES ETAPAS REALIMENTADAS.

Como se ve del análisis anterior, con el circuito estudiado y su modificación, se pueden lograr acoplamientos resistivos en toda la banda y una mejora en la distorsión, pero la ganancia del lazo de realimentación continúa siendo cercana a la unidad, lo cual implica una reducción en la distorsión de solamente $1 + A\beta \approx 2$. Por tal razón se analiza a continuación un amplificador que cumple con los mismos requerimientos que el anterior pero que su ganancia del lazo de realimentación es considerablemente mayor.

El circuito consiste en un conjunto con realimen-

tación en las tres etapas, que no es más que una simple extensión de la técnica anterior y que se lo ha representado en la FIG. 1.7. [1]

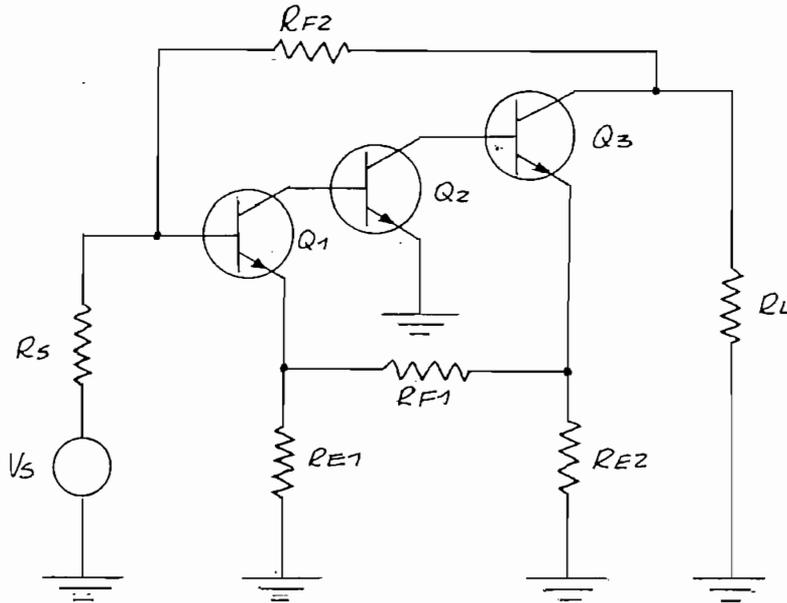


FIG. 1.7. CIRCUITO DE TRES ETAPAS CON REALIMENTACION SERIE y PARALELO.

Los transistores Q_1 , Q_2 y Q_3 , conjuntamente con las resistencias de realimentación R_{E1} , R_{E2} y R_{F1} , forman un circuito de realimentación triple serie - serie, con una transconductancia, de aproximadamente:

$$(R_{E1} + R_{E2} + R_{F1}) / R_{E1} R_{E2}$$

Esto puede compararse con la transconductancia de aproximadamente $1/R_E$ para los circuitos de realimentación serie de las FIGS. 1.1 y 1.2.

Si el valor de la transconductancia para el circuito de la FIG. 1.3. se usa en vez de $1/R_E$, entonces las ecuaciones de la (1.1.) a la (1.11) son igualmente válidas para este circuito.

De acuerdo a esto, se seguirá teniendo acoplamientos resistivos en toda la banda y la ganancia total dependerá solamente de una relación de resistencias. Igualmente, la ganancia del lazo de realimentación debido a R_{F2} , seguirá siendo aproximadamente la unidad, si están acopladas las impedancias de entrada y salida.

Esto es, R_{F2} idealmente, reduce a la mitad la distorsión básica en el circuito de realimentación triple.

Sin embargo, la distorsión de este circuito se reduce mucho más por debajo de la del transistor de salida Q3 con su resistencia de emisor R_{E2} (la mayor fuente de distorsión), debido a la ganancia del lazo de realimentación total. Esto es aproximadamente:

$$A_L = \beta_2(s) \cdot \beta_3(s) \frac{R_{E2}}{R_{E1} + R_{E2} + R_{F1}} \quad (1.12)$$

donde β_2 y β_3 son parámetros de los transistores Q2 y Q3.

Según la ecuación (1.12) se pueden lograr ganancias del lazo de realimentación mucho mayores que las que se pueden obtener con; los circuitos de las FIGS. 1.1. y 1.2.

1.2.3.4.- CONFIGURACION DE DOS ETAPAS REALIMENTADAS.

El último circuito que se considerará se lo muestra en la FIG. 1.8. [1]

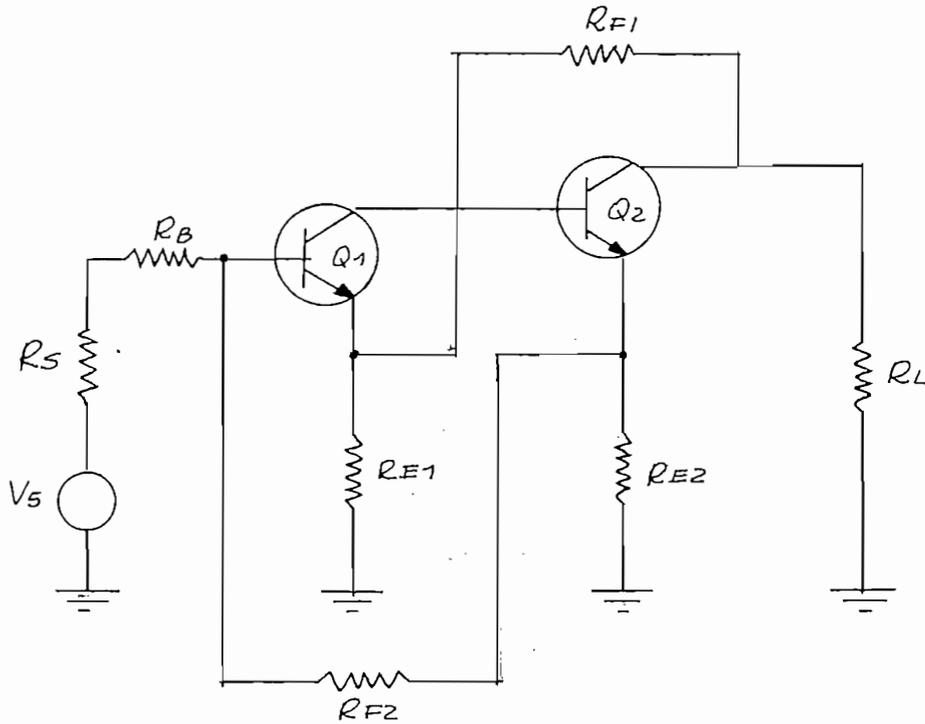


FIG. 1.8. CIRCUITO DE DOS ETAPAS CON REALIMENTACION SERIE Y PARALELO.

Con el fin de obtener iguales impedancias resistivas de entrada y salida, R_i y R_o respectivamente, fue necesario incluir una pequeña resistencia en serie en la base de Q_1 (R_B). Aunque esto causa alguna degradación en la figura de ruido, es posible lograr, todavía, las especificaciones impuestas.

Las expresiones aproximadas que definen los parámetros del circuito de la FIG. 1.8 son:

$$R_i = R_B + \frac{(R_{F2} + R_{E2}) R_{E1} \cdot R}{R_{E1} \cdot R + R_{E2} (R_{F1} + R_{E1} + R)} \quad (1.13)$$

$$R_o = \frac{(R_{F1} + R_{E1}) R_{E2} (R + R_B)}{R_{E1} (R_{E2} + R_{F2} + R + R_B) + R_{E2} (R_B + R)} \quad (1.14)$$

$$S = \frac{R_{F1} + R_{E1}}{R_{E1}} \cdot \frac{R_i - R_B}{R_i} \quad (1.15)$$

En estas ecuaciones se ha hecho $R_S = R_E = R$, además se asumen entrada y salida acopladas.

La ganancia del lazo de realimentación total es:

$$A_L = \beta_2(s) \frac{R_{E1} + R_{F1} + R}{R_{E1} (R_{F1} + R)} \left[\frac{R_{E2} (R + R_B)}{R_{E2} + R_{F2} + R_B + R} + \frac{R R_{E1}}{R + R_{F1} + R_{E1}} \right] \quad (1.16)$$

Al igual que en el caso del circuito de la FIG. 1.7, este último nos permite obtener también acoplamientos resis -

tivos en toda la banda, una ganancia que depende solamente de una relación de resistencias y finalmente una ganancia del lazo de realimentación que será mayor que la que se puede obtener con los circuitos de las FIGS . 1.1. y 1.2.

El valor de β_2 es la ganancia de corriente de Q2 en la FIG. 1.8 , tomando en consideración los efectos parásitos y la capacidad de Miller. Otro aspecto significativo de la ecuación (1.16) es que la dependencia de frecuencia de la ganancia del lazo es idealmente la de un polo único y el corrimiento de fase de AL en altas frecuencias podría aproximarse a 90° . Esto tiene importante implicaciones en la reducción de la modulación cruzada. [2]

En general, debido a pérdidas causadas por elementos de realimentación no ideales, el máximo producto ganancia - ancho de banda, puede lograrse usando únicamente un lazo de realimentación, sin embargo, ha sido necesario el uso de los dos lazos en estos circuitos para obtener acoplamientos resistivos de banda ancha. Finalmente, la figura de ruido del circuito de la FIG. 1.8 es:

$$NF \simeq 1 + \frac{R_B}{R} + \left[1 + \frac{R_S + R_B}{R_{F2}} \right]^2 \frac{T_B + R_{E1}}{R_S} + \frac{(R_S + R_B)^2}{R_S R_{F2}} + \frac{g_{m1} (R_S + R_B)^2}{2 R_S} \left[\frac{1}{\beta_1} + \left(\frac{f}{f_{T1}} \right)^2 \right]$$

(1.17)

Donde g_{m1} , β , τ_B y f_{T1} son parámetros del transistor Q1.

Las resistencias de realimentación R_{E1} y R_{F2} y la resistencia serie R_B causan una degradación en la figura de ruido. Para obtener una figura de ruido mínima, R_{E1} y R_B deben minimizarse y R_{F2} maximizarse.

1.2.4.- ANÁLISIS COMPARATIVO.

La finalidad del análisis realizado anteriormente es lograr un amplificador, con acoplamiento resistivo de entrada y salida en toda la banda y con una gran ganancia del lazo de realimentación para obtener mejoras en la distorsión.

El circuito de la FIG. 1.1., tiene la desventaja de que no se pueden obtener altas ganancias del lazo de realimentación y que además la configuración emisor común que se utiliza no contribuye a mejorar la distorsión.

El circuito de la FIG. 1.2., si bien nos permite tener una configuración emisor común - base, que mejora relativamente la distorsión, también es cierto que no se pueden obtener grandes ganancias del lazo de realimentación.

Con el circuito de la FIG. 1.7., se consiguen los requerimientos que se habían impuesto, pero en la práctica, se ha determinado que en el extremo superior de la banda, alrededor de 300 MHz, el circuito es muy sensible a los corrimientos de fase del lazo y tiene una tendencia a distorsionar excesivamente. Sin embargo, a frecuencias más bajas del orden

de 100 MHz, este circuito presenta características de linealidad y de distorsión aceptables. [1]

Finalmente, el circuito mostrado en la FIG. 1.8, cumple totalmente con los requerimientos que se han impuesto, lo cual será extensamente demostrado más adelante. Además, este circuito usa solamente dos transistores (fuentes de distorsión y de no linealidad), no así el de la FIG. 1.7, lo cual es también una ventaja desde el punto de vista económico.

Por estas razones, se ha escogido el circuito de la FIG. 1.8 y sobre él se trabajará en los capítulos siguientes.

1.3.- FACTORES DE OPTIMIZACION DE LOS CIRCUITOS AMPLIFICADORES PARA C.A.T.U.

Con el fin de optimizar el amplificador seleccionado se introducen a continuación ciertas mejoras, que sin deterioro de los requerimientos obtenidos, nos permiten conseguir un desempeño superior del amplificador en estudio.

1.3.1.- CONEXION DE SALIDA DARLINGTON.

Esta conexión nos permite mejorar aún más la distorsión del circuito. Se la muestra en la figura 1.9. Las ganancias, en altas frecuencias, de un solo transistor y de un Darlington son muy similares. [1]. La capacidad de la juntura colector - base del primer transistor en la conexión Darlington, actúa como un elemento de realimentación capacitivo in -

terno que tiende a dominar la característica de transferencia del circuito. Ya que esta capacidad tiene únicamente una pequeña no linealidad el efecto total es linealizar la etapa y reducir el efecto de la juntura emisor - base. [1]

La ganancia del lazo de realimentación del par Darlington se calcula utilizando la siguiente configuración y evaluando i_0/i_x FIG. 1.10.

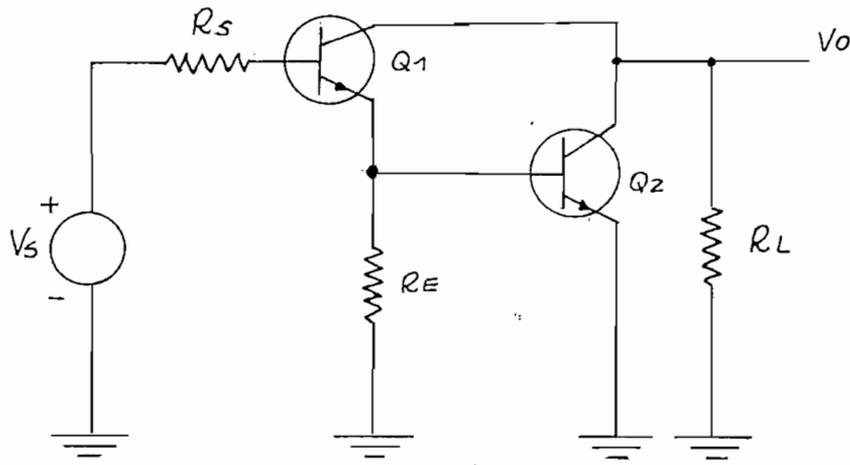


FIG. 1. 9. CIRCUITO DARLINGTON.

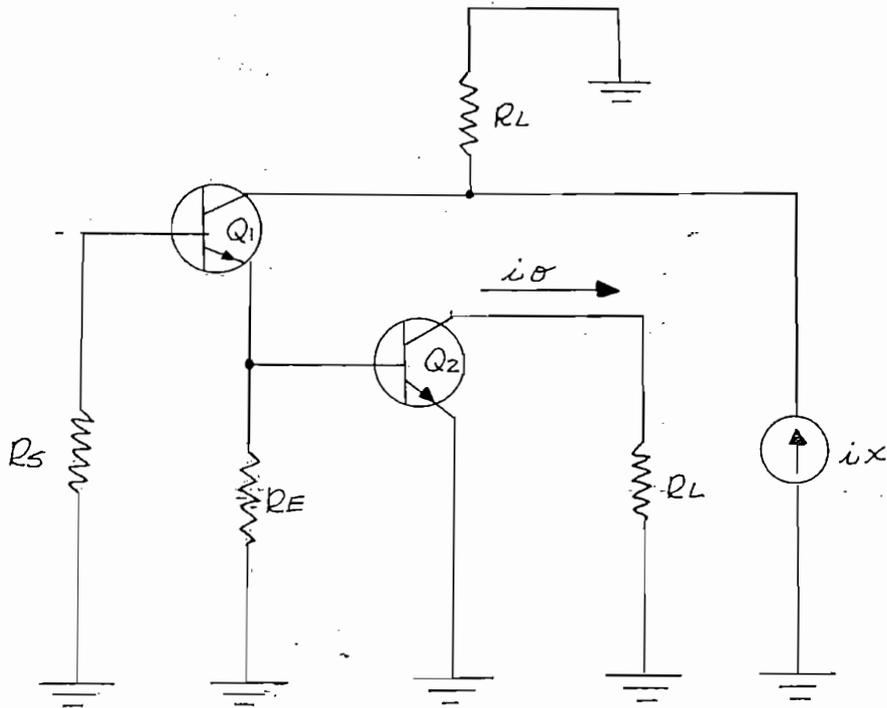


FIG. 1.10. CIRCUITO PARA EL CALCULO DE LA GANANCIA DEL LAZO

Debido a esta ganancia del lazo de realimentación se mejora la distorsión de tercer orden, la cual es ahora menos dependiente de la corriente de colector del segundo transistor, que para un sólo dispositivo [1]. Esto no sucede con la distorsión de segundo orden que se deteriora debido a que en esta configuración, ya no existe la anulación del efecto de la capacidad de la juntura emisor - base y de la capacidad de la juntura colector - base. Esta es la razón por la cual

se utilizará una configuración push - pull, con la que se cancela la distorsión de orden par.

1.3.2.- CONFIGURACION PUSH- PULL.

El saber que nivel de distorsión de segundo orden puede tolerarse en un receptor de televisión, es algo sumamente subjetivo, puesto que depende de cada persona. Sin embargo, prácticamente se ha llegado a determinar que una señal con componentes de distorsión de segundo orden de - 60 dB es lo máximo que se puede introducir en un receptor de televisión, sin que se note su presencia. [4]

1.3.2.1.- FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL CIRCUITO PUSH-PULL.

El comportamiento de un amplificador push - pull se evalúa en base al balance de la ganancia y de la fase de los amplificadores individuales.

La FIG. 1.11 , es un diagrama de bloques de una posible configuración push - pull.

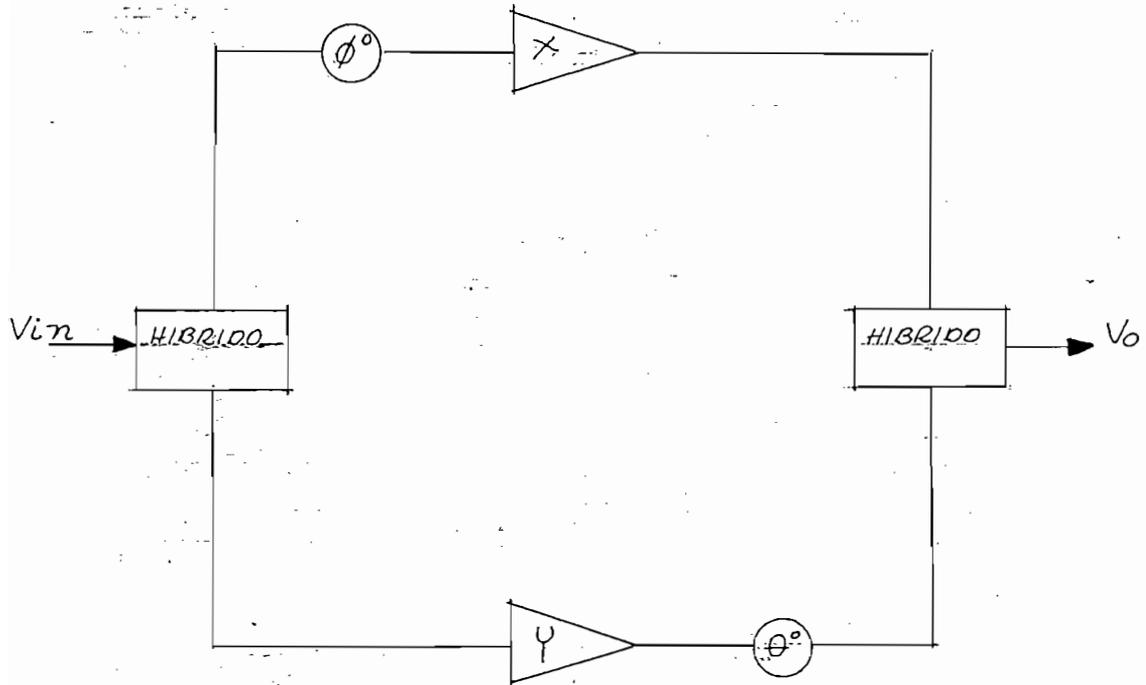


FIG. 1.11.- CIRCUITO PUSH - PULL BASICO

Consiste de dos híbridos, dos inversores de fase (ϕ y θ) y dos amplificadores (X y Y).

Las características de transferencia de cada uno de los amplificadores se describen por la expansión de Taylor:

$$V_o = V_{in} a_1 + V_{in}^2 a_2 + V_{in}^3 a_3 + \dots + \dots (1.18)$$

001751

Donde V_o es la señal total de salida, que contiene la fundamental, los componentes de distorsión de segundo orden de tercer orden, etc. Por obvias razones, todos los componentes de orden superior al tercero se descartarán.

En base a lo anterior, y en relación a la FIG. 1.11, V_o será:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} \quad (1.19)$$

$$V_o = 0.5 V_{in} (a_{1x} e^{j\phi} + a_{1y} e^{j\theta}) + 0.354 V_{in}^2 (a_{2x} e^{j2\phi} + a_{2y} e^{j\theta}) + 0.25 V_{in}^3 (a_{3x} e^{j3\phi} + a_{3y} e^{j\theta}) \quad (1.20)$$

La ganancia del amplificador push - pull está dada por:

$$S_1 = \frac{V_{o1}}{V_{in}}$$

$$S_1 = 0.5 (a_{1x} e^{j\phi} + a_{1y} e^{j\theta}) \quad (1.21)$$

Expresada en decibelios:

$$S_1 = 20 \log [0.5 (a_{1x} e^{j\phi} + a_{1y} e^{j\theta})] [dB] \quad (1.22)$$

Donde a_{ix} y a_{iy} describen la curvatura de orden i de las características de transferencia de los amplificadores X y Y respectivamente.

Para una cancelación efectiva de los componentes de distorsión de segundo orden en un amplificador push - pull, es necesario que a_{2x} y a_{2y} sean iguales y que $\phi = \theta = 180^\circ$.

1.3.2.2.- EFECTOS DE LA VARIACION DE GANANCIA Y FASE EN LA GANANCIA TOTAL DEL AMPLIFICADOR.

De la ecuación (1.22) se ve que la ganancia del amplificador push - pull es una función de la ganancia de los dos amplificadores individuales y de la relación de fase entre la entrada y la salida de los inversores.

Para estudiar el comportamiento de la ganancia del amplificador total, como una función del balance de las ganancias X y Y , se asigna un valor arbitrario a la ganancia del amplificador X , sea en este caso:

$$a_{1x} e^{j\phi} = 1 e^{j180^\circ}$$

Esto es, el amplificador X tiene una ganancia unitaria (0 dB) y su inversor de fase provoca una inversión de exactamente 180° . Entonces se varía la ganancia del amplificador Y en ± 20 dB de la ganancia unitaria, amnteniendo Θ también constante, en 180° , y el resultado se lo grafiza como en la Fig. 1.12.

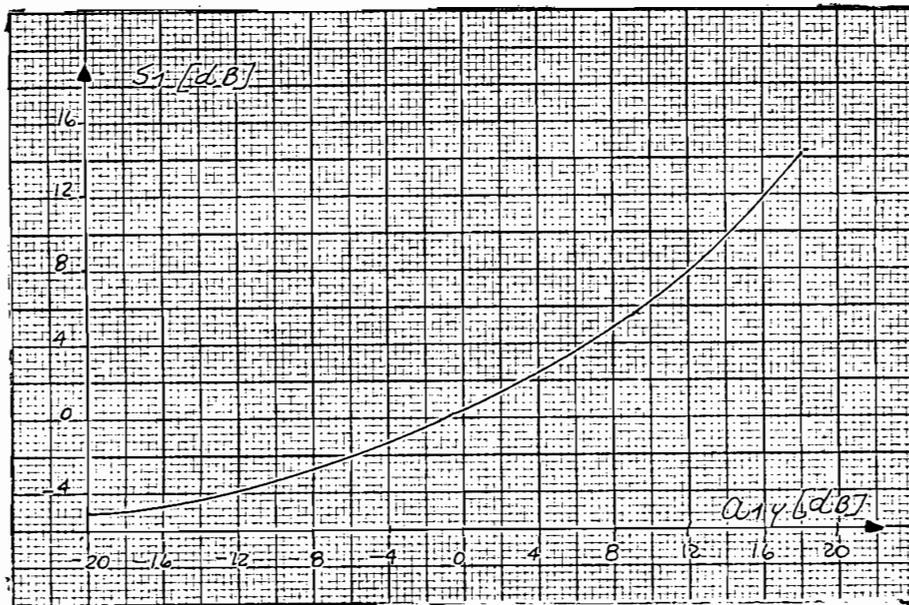


FIG. 1.12.- GANANCIA DEL PUSH - PULL VS. GANANCIA DEL AMPLIFICADOR "Y".

Cuando ϕ y Θ son iguales a 180° y las ganancias de los amplificadores X y son cercanas, la ganancia total S_T , varía únicamente en 0,5 dB por cada decibelio de cambio en la ganancia del amplificador individual.

Cuando la ganancia del amplificador Y se reduce en 20 dB, la ganancia total disminuye en 6 dB. Es muy poco probable que la ganancia del amplificador Y se incremente en 20 dB.

Para estudiar el comportamiento de la ganancia total del amplificador push - pull, como una función de la variación de fase, se igualan las ganancias de los amplificadores X y Y a cualquier valor y se asigna a ϕ un valor de 180° . Luego se varía ϕ desde 180° hasta obtener una reducción total de S_T de 1 dB. Los resultados de este análisis se muestran en la FIG. 1.13.

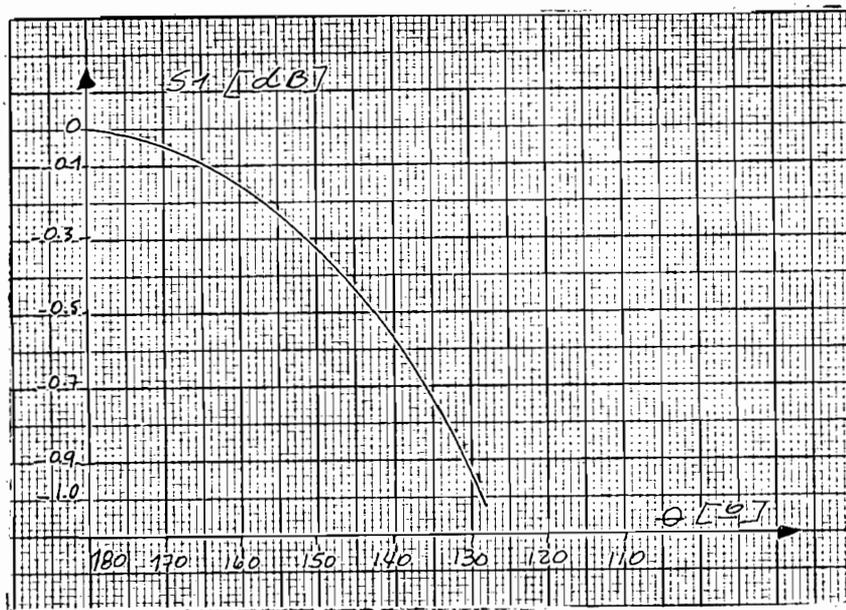


FIG. 1.13.- GANANCIA DEL PUSH-PULL VS. CORRIMIENTO DE FASE DEL INVERSOR

De esta figura se puede ver que se necesitan grandes variaciones de fase, para obtener una reducción de la ganancia total de 1 dB.

1.3.2.3.- EFECTOS DE LA DISTORSION DEBIDO A DESBALANCE DE LOS COMPONENTES DE SEGUNDO ORDEN CON θ Y ϕ CONSTANTES.

Para analizar el comportamiento del amplificador push - pull, en base a las variables antes mencionadas, se asume, en primer lugar, que las ganancias de los amplificadores individuales son iguales, además se hace $\theta = \phi = 180^\circ$ y luego se varía la cantidad de distorsión en los dos amplificadores y se calcula la mejora debido al push - pull. [4]

La distorsión de segundo orden de los amplificadores X y será :

$$D_{x2} = \frac{a_{1x}}{a_{2x}} \quad D_{y2} = \frac{a_{1y}}{a_{2y}} \quad (1.23)$$

Expresando esto en decibelios:

$$D_{x2} = 20 \log \frac{a_{1x}}{a_{2x}} \quad D_{y2} = 20 \log \frac{a_{1y}}{a_{2y}} \quad (1.24)$$

La diferencia de distorsión entre los dos amplificadores se expresa como:

$$\Delta = D_{x2} - D_{y2} \quad [dB] \quad (1.25)$$

Se mantiene D_{x2} constante y D_{y2} se varía sobre y bajo este valor. Luego se compara la distorsión de segundo orden del amplificador push - pull con la distorsión del amplificador X , para una medida de la reducción debido a la operación push - pull.

La distorsión de segundo orden del amplificador total en decibelios será:

$$D_2 = 20 \log \frac{V_{o1}}{V_{o2}} \quad (1.26)$$

y

$$I_{pp} = D_2 - D_{x2} \quad (1.27)$$

donde I_{pp} es la mejora en decibelios debido a la operación push - pull.

Para graficar I_{pp} , en función de Δ se debe realizar un programa tal que puedan variarse los diferentes parámetros de los transistores. [4]

De tal forma se obtiene el siguiente gráfico:

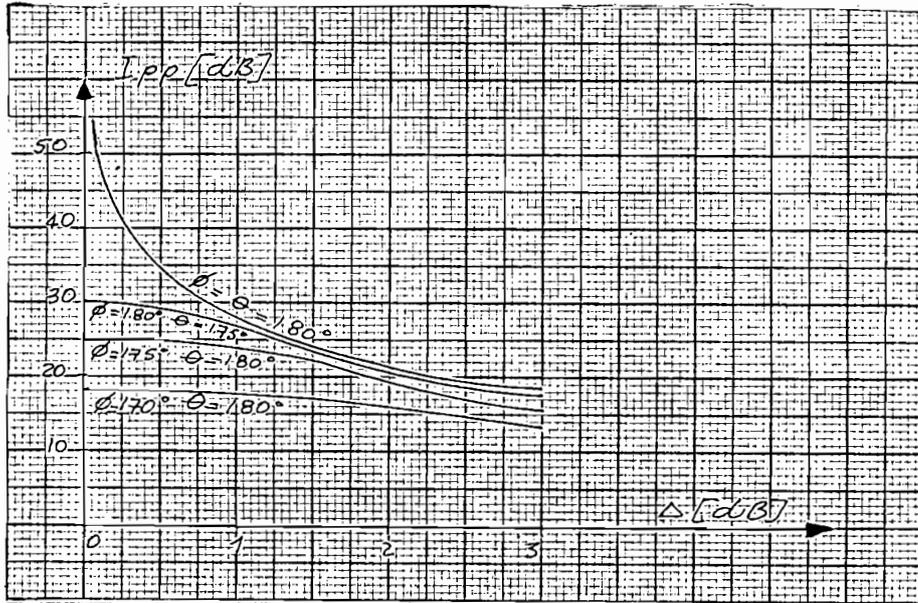


FIG.

FIG. 1.14.- I_{pp} vs Δ

Con $\phi = \theta = 180^\circ$, se ve que es imposible obtener una mejora de 20 dB, si Δ es mayor que 2 dB. Si los errores de fase entre la entrada y salida de los inversores son más grandes que 5° , se ve que la diferencia de distorsión de segundo orden entre los dos amplificadores, debe mantenerse alrededor de 1.5 dB con el fin de conseguir, por lo menos, 20dB

de mejora, debido a la operación push - pull.

1.3.2.4.- EFECTOS EN LA DISTORSION DEBIDO AL DESBALANCE DE FASE, CON GANANCIAS IGUALES.

La FIG. 1.15 muestra el mejoramiento de la distorsión de segundo orden, debido al amplificador push - pull (I_{pp}), en función del corrimiento de fase del inversor. Las curvas se han dibujado a $\Delta = 0$ dB, es decir, los componentes de distorsión de segundo orden de los amplificadores X y Y son iguales. [4]

La curva $\phi = 180^\circ$ muestra los resultados obtenidos cuando el inversor ϕ se mantiene constante a 180° y el corrimiento de fase del inversor Θ se varía como se muestra en la abscisa.

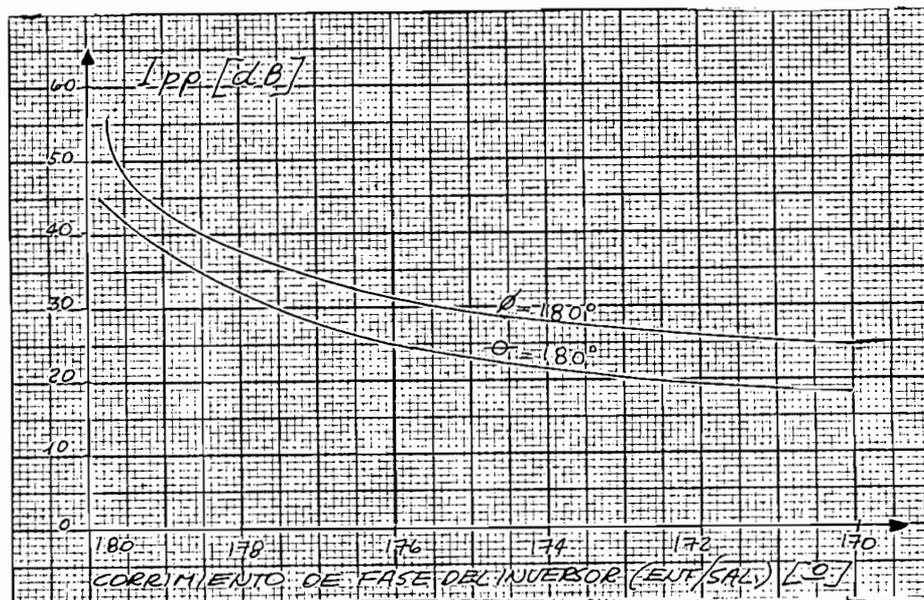


FIG. 1.15.- I_{pp} VS CORRIMIENTO DE FASE DEL INVERSOR.

Un mejoramiento de 20 dB es realmente posible, para variaciones en la salida del inversor, de sobre 10° . La curva $\Theta = 180^\circ$ es, para cuando se mantiene el inversor Θ constante en 180° y se varía ϕ como se muestra en la FIG. 1.15. Una mejora de 20 dB es posible bajo los 171° .

Del análisis anterior, se deduce, que debe prestarse especial atención en la construcción de los híbridos inversores, con el fin de obtener balances adecuados en fase y amplitud.

REFERENCIAS

- [1] R. G. Meyer, R. Eschenbach y R. Chin, " Wide band ultralinear amplifier from to 300 MHz ".
IEEE J. Solid State Circuits. Vol SC-9, Agosto 1974.
- [2] R. G. Meyer, M. J. Shensa y R. Eschenbach, " Cross modulation and intermodulation in amplifiers at high frecuencies ". IEEE J. Solid State Circuits. Vol SC-7 , Febrero 1972.
- [3] S. Narayan, " Intermodulation distortion of cascaded transistors ". IEEE J. Solid State Circuits. Vol SC-4 , Junio 1969.
- [4] W. H. Lambert, " Second Distortion in C.A.T.V. push-pull amplifiers ". Proceedings of the IEEE, Vol 58, Enero 1970.

CAPITULO II

DISEÑO y CONSTRUCCION

DISEÑO

2.1. ANÁLISIS DEL CIRCUITO PARA SEÑAL

2.1.1.- PARTE TEORICA.

A continuación se procede a realizar el estudio del diseño del amplificador de la FIG. 1,4.

Su circuito equivalente es:

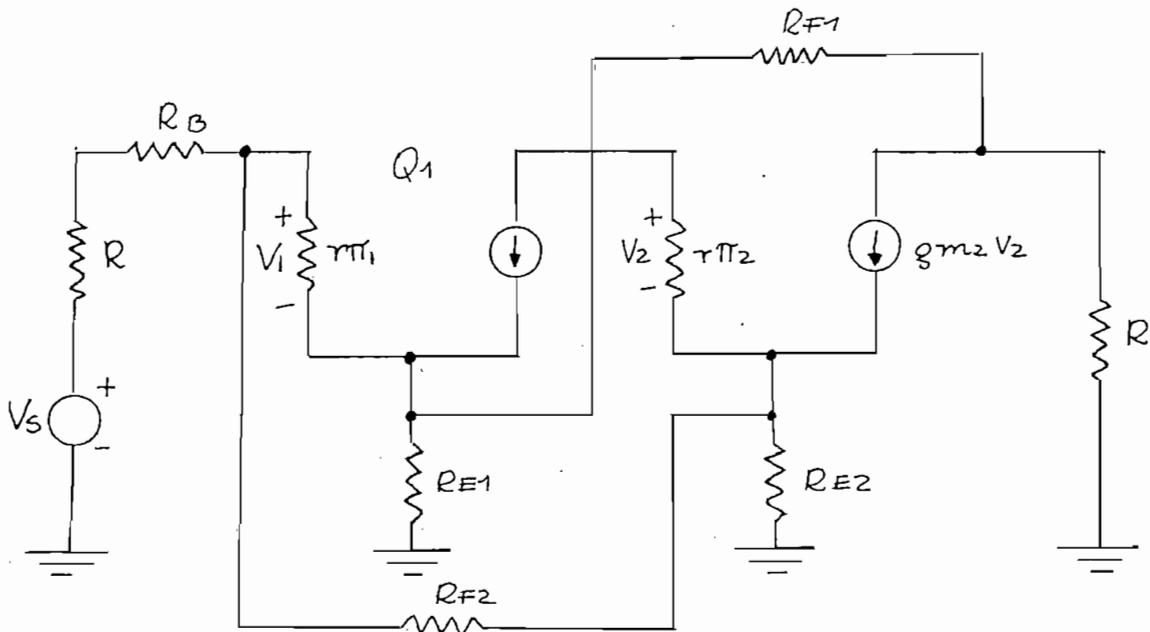


FIG. 2.1. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL AMPLIFICADOR A DISEÑARSE.

En el apéndice se demuestra que las fórmulas obtenidas del análisis del circuito de la FIG. 2.1. concuerdan con las de las ecuaciones (1.13) a (1.17).

Como se desea que el amplificador se acople a la fuente y la carga, las impedancias de entrada y salida deben ser iguales a las impedancias de la fuente y de la carga, respectivamente.

Los datos disponibles para el diseño son: las impedancias de entrada y salida, la ganancia del circuito y la figura de ruido mínima; por lo tanto, se debe resolver un sistema compuesto por cuatro ecuaciones (1.13), (1.14), (1.15) y (1.17); las mismas que contienen cinco incógnitas.

La ecuación para la ganancia del lazo de realimentación, sirve solamente, para averiguar en cuánto se reduce la distorsión del circuito. La resistencia R_{T2} , será la que se utilice como variable en el proceso de resolución del sistema.

Finalmente, se ve que la ecuación a resolverse es del tipo:

$$Ax^3 + Bx^2 + Cx + D = 0 \quad (2.1)$$

donde X representa a R_{T2} y los coeficientes son funciones de R_B .

Esta ecuación se resuelve por computadora utilizando el método de iteración, para lo cual se usa R_B como variable del lazo.

El programa desarrollado consta en el APENDICE; en el cual BETA, RBASE, g_{m1} , FT son los parámetros de los transistores β , r_b , g_{m1} , f_t , respectivamente.

AL es la ganancia del lazo de realimentación.

La condición RESJS (1) * BETA. LT.15.DO*(R + RB); debe imponerse, puesto que es una asumpción establecida para lograr una independencia de los parámetros del transistor Q1 en la ganancia del lazo de realimentación.

Los nombres de las variables RESJS (1), RESJS (2), RESJS (3) y RESJS (4) corresponden a las resistencias R_{E1} , R_{E2} , R_{F1} y R_{F2} respectivamente en el circuito de la FIG. 2.7.

Estos valores se escogen en función de la ganancia del lazo de realimentación más alta.

Cabe anotarse que para la resolución de la ecuación de tercer grado, se utilizó la función de biblioteca DPRPO1.

Además, la variable N se escogió con un valor de 20, considerando que R_B no podría ser nunca mayor que 37,5 ohmios.

2.1.2.- SELECCION DE LOS TRANSISTORES.

Los transistores para aplicaciones como la presente son, obviamente, de una importancia vital. Sus características son para trabajar en alta ganancia, bajo ruido, altas frecuencias y con señales pequeñas.

Por tales razones se ha seleccionado para el presente diseño los transistores 2N6304, cuyas características se incluyen en el APENDICE.

2.1.3.- CALCULO DE LOS PARAMETROS DE LOS TRANSISTORES.

Del apartado 2.1.1., se ve que los datos que deben introducirse en el programa, para el diseño del amplificador, son: las resistencias de entrada y salida, iguales a las de la fuente y la carga (R), la ganancia del amplificador (S), la ganancia de corriente en baja frecuencia de los transistores ($BETA$), la resistencia de base ($R_{B/SE}$) y la transconductancia (G_{M1}) del transistor $Q1$, la máxima frecuencia a la que debe operar el amplificador (F), el parámetro F_T , definido como la frecuencia a la cual la ganancia de corriente en corto circuito para configuración emisor común, llega a ser de magnitud unitaria (F_T) y la mínima figura de ruido (F_R). La organización de estos datos para lectura del computador se detalla en el APENDICE.

De los datos del transistor 2N6304 se puede ver que es posible obtener el máximo F_T para una corriente de colector de 15 mA y un voltaje colector - emisor de cinco voltios (Gráfico f_t vs. I_c).

Este valor es igual a 2000 MHz.

La ganancia de corriente en bajas frecuencias de los transistores se midió para las condiciones $I_c = 15$ mA y $V_{ce} = 5$ voltios, obteniéndose un valor promedial de 80.

La máxima frecuencia a la que debe operar el amplifi-

cador se asumió 300 MHz.

Debido a la condición anterior, para obtener máximo $\mathcal{F}\mathcal{E}$, se debe trabajar con una corriente de colector de 15 mA, por lo tanto: [1]

$$g_m = \frac{|I_c|}{V_T} = \frac{|I_c|}{KT/q}$$

$$KT/q \left| \begin{array}{l} \approx 26 \text{ mV} \\ T = 300^\circ \text{K} \end{array} \right.$$

De donde:

$$g_m = \frac{I_c (\text{mA})}{26 \text{ mV}} [\nu] \quad (2.2)$$

Para el presente caso:

$$g_m = \frac{15}{26} = 0.576923 \nu \quad (2.3)$$

Para determinar cuál será el máximo valor de ganancia que se puede obtener con cada transistor seleccionado, se procede al siguiente análisis:

$$|A_i| = \frac{hfe}{[1 + (f/f_\beta)^2]^{1/2}} \quad (2.4)$$

donde:

$$f_\beta = \frac{1}{hfe} \cdot \frac{gm}{2\pi(Ce + Cc)} \quad (2.5)$$

De la ecuación (2.4), aplicando la definición de f_t y considerando que $hfe \gg 1$ se obtiene:

$$f_t \simeq hfe f_\beta \quad (2.6)$$

En la ecuación (2.4) cuando f mucho mayor que f_β

$$|A_i| \simeq \frac{hfe f_\beta}{f} \quad (2.7)$$

Usando (2.6) en (2.7)

$$|A_i| \simeq \frac{f_T}{f} \quad (2.8)$$

Es decir,

$$A_i [dB] = 20 \log f_T - 20 \log f \quad (2.9)$$

Para el caso en análisis:

$$A_i = 20 \log 2000 - 20 \log 300$$

$$A_i = 16,47 \text{ dB} \quad (2.10)$$

A fin de garantizar que la influencia de los elementos parásitos del transistor sea prácticamente despreciable dentro de todo el rango de trabajo se escoge una ganancia total del amplificador igual a 15 dB.

La resistencia óhmica de difusión de la base (r_b), se la puede calcular haciendo: [1]

$$r_b = h_{ie} - \frac{h_{fe}}{g_m} \quad (2.11)$$

Se escoge un valor promedial para h_{ie} a la frecuencia de trabajo en base a valores típicos ($h_{ie} = 200$ ohmios).

Por lo tanto:

$$r_b = 200 - \frac{80}{0,5769}$$

$$r_b = 62 \Omega$$

El valor de las resistencias de entrada y salida (R) debe ser 75 ohmios para el amplificador push - pull total, pero como se está analizando solamente uno de los amplificadores individuales, su valor será la mitad, es decir, 37.5 ohmios.

La figura de ruido que se escogió es de 7.0 dB, de acuerdo a los requerimientos.

Finalmente se entregan a continuación los resultados obtenidos del programa, resuelto con los datos mencionados. Debe tomarse en cuenta que los valores de resistencias escogidas son en base de la ganancia del lazo de realimentación más alto.

2.2.- ANÁLISIS DEL CIRCUITO PARA CORRIENTE CONTINUA

2.2.1.- PARTE TEORICA.

Para el análisis del circuito de polarización se utiliza la siguiente configuración (FIG. 2.2.).

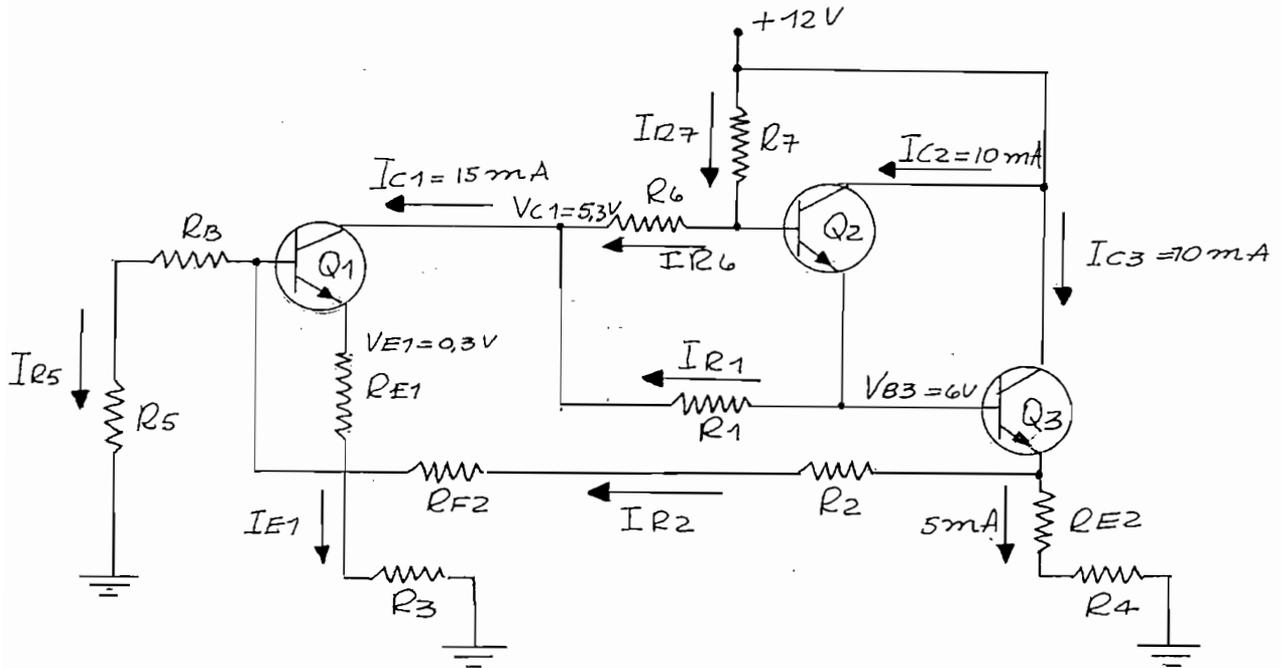


FIG. 2.2 CIRCUITO DE POLARIZACION

Este circuito por ser un amplificador con acoplamiento directo utiliza realimentaciones de corriente continua a través de las cuales se estabilizan los puntos de operación de todos sus transistores [2] , lográndose un alto

grado de estabilidad ante las variaciones térmicas.

En la fig. 2.2. están indicados los voltajes y corrientes asumidos, con el fin de lograr el mejor desempeño de los dispositivos. (Polarizaciones para trabajar en clase A).

La corriente del colector del transistor Q1 se hace igual a 15 mA, puesto que con ese valor se logra el máximo f_x del transistor como ya se mencionó en el apartado 2.1.3. El voltaje colector - emisor de este transistor debe ser igual a 5 voltios por la misma razón anotada.

Se ha escogido 0,3 voltios en el emisor de Q1 para obtener un valor R_3 tal que su influencia en la realimentación serie no sea mayor que la influencia de la resistencia de emisor (R_{E1}), cuyo valor está determinado por las características que debe tener el amplificador para señales .

A las corrientes de colector en el circuito Darlington, se les ha asignado un valor de 10 mA. La razón de esto es que si se hace $I_{C2} = 15$ mA, la corriente por R_6 será muy cercana a cero. Al escoger estos valores de corriente se disminuye muy levemente las características de f_x en los transistores de salida.

Se ha impuesto la corriente que circula por el ramal formado por R_{E2} y R_4 igual a 5 mA, para obtener una corriente de realimentación a través de R_2 y R_{F2} de un valor también igual a 5 mA.

2. 2.2.- CALCULO DE LOS VALORES DE RESISTENCIAS.

Para los siguientes cálculos suponemos que el β de todos los transistores es igual a 80 y que la caída de voltaje base - emisor es de 0,6 voltios. De esta manera, las corrientes en las bases de los transistores Q_2 y Q_3 serán :

$$I_{B2} = I_{B3} = \frac{I_C}{\beta} = \frac{10 \text{ mA}}{80} = 0.125 \text{ mA}$$

Por tanto, por R_1 circulará una corriente aproximadamente igual a :

$$I_{R1} \approx 10 - 0.125 = 9,875 \text{ mA}$$

De donde:

$$R_1 = \frac{(6 - 5.3) \text{ V}}{9,875 \text{ mA}} \approx 70 \Omega$$

$$R_1 = 70 \Omega$$

Considerando que entre emisor y base existe una caída de tensión de 0,6 voltios, el voltaje en el emisor de Q_3 será 5,4 voltios.

Bajo la misma suposición, el voltaje en la base de Q_1 será 0,9 voltios.

Como la corriente que circula por el ramal formado por las resistencias R_2 y R_{F2} es igual a 5 mA se tiene que:

$$R_2 + R_{F2} = \frac{(5,4 - 0,9) V}{5 \text{ mA}} = 900 \Omega$$

$$R_2 = 900 - R_{F2} = 900 - 346 = 554 \Omega$$

$$R_2 = 554 \Omega$$

R_{F2} se determinó del análisis del circuito para señales.

R_3 se puede determinar aproximadamente, haciendo:

$$R_3 + R_{E1} = \frac{0,3 V}{15 \text{ mA}} = 20 \Omega$$

$$R_3 = 20 - R_{E1} = 20 - 11 = 9 \Omega$$

Así mismo R_{E1} se obtuvo del análisis del circuito para señal.

Mediante el mismo procedimiento:

$$R_{E2} + R_4 = \frac{5,4 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 1080 \Omega$$

$$R_4 = 1080 - R_{E2} = 1080 - 49 = 1031 \Omega$$

La corriente en la base del transistor Q_1 será:

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{15 \text{ mA}}{80} = 0,1875 \text{ mA}$$

$$I_{B1} = 0,1875 \text{ mA}$$

Por lo tanto, por el ramal formado por las resistencias R_B y R_5 tendremos una corriente de :

$$I_{R5} = 5 \text{ mA} - 0,1875 \text{ mA} = 4,8125 \text{ mA}$$

De aquí se obtiene:

$$R_B + R_5 = \frac{0.9}{4,8125 \text{ mA}} = 187 \Omega$$

$$R_5 = 187 - R_B = 187 - 16 = 171 \Omega$$

A través de R_6 circulará una corriente igual a :

$$I_{R_6} = 15 \text{ mA} - 9,875 \text{ mA} = 5,125 \text{ mA}$$

Por lo tanto,

$$R_6 = \frac{(6,6 - 5,3) \text{ V}}{5,125 \text{ mA}} = 253 \Omega$$

$$R_6 = 253 \Omega$$

Por R_7 se tiene una corriente de :

-49-

$$I_{R7} = 5,125 \text{ mA} + 0,125 \text{ mA}$$

$$I_{R7} = 5,25 \text{ mA}$$

4:

$$R7 = \frac{(12 - 6,6) \text{ V}}{5,25 \text{ mA}} = 1028 \Omega$$

$$R7 = 1028 \Omega$$

2.3.- CONFIGURACION FINAL.

El circuito total se muestra en la FIG. 2.3.

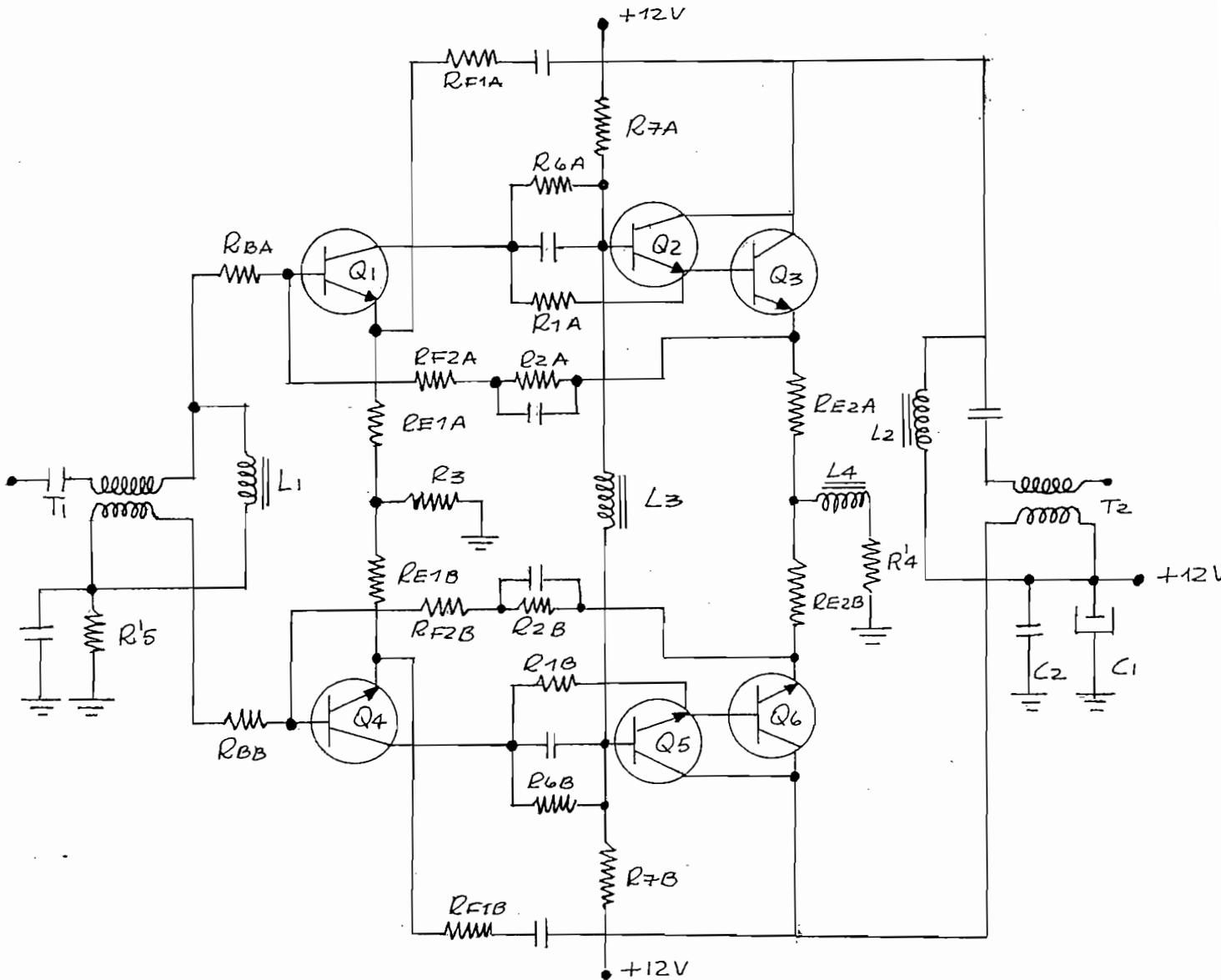


FIGURA 2.3.- CONFIGURACION FINAL.

En la configuración final se ven los transformadores T_1 y T_2 con los choques L_1 y L_2 , que sirven para completar el camino de la corriente de magnetización [2]. Este conjunto representa a los híbridos e inversores mencionados en el capítulo 1.

El choque L_3 obliga a mantener el voltaje en bases de los transistores Q_2 y Q_5 , mejorando de esta manera el balance de corriente continua, lo cual es una ventaja para lograr una cancelación de la distorsión de segundo orden.

El choque L_4 sirve para desacoplar la resistencia R_4 del circuito para señal.

Los condensadores de paso se han calculado para que sean un corto circuito efectivo a partir de la frecuencia más baja de operación.

Los condensadores C_1 y C_2 sirven para desacoplar la fuente del resto del circuito.

Cabe anotarse también que R'_3 , R'_4 y R'_5 tendrán un valor igual a la mitad de las resistencias R_3 , R_4 y R_5 respectivamente que se calcularon con anterioridad, debido a que estas últimas se encontraron para la mitad del circuito.

Finalmente, debe tomarse en cuenta que las resistencias de realimentación R_{F1A} y R_{F1B} están en paralelo, cada una, con 37.5 ohmios de la resistencia de carga; esto provoca una pérdida en la potencia de salida alrededor de 1,3 dB.

REFERENCIAS

[1] Millman - Halkias, " *Integrated Electronics* ",
Mc Graw Hill, pág. 348 - 359.

[2] R. G. Meyer, R. Eschenbach y R. Chin, " *Wide
band ultralinear amplifier from 3 to 300 MHz* ".
Solid state Circuits. Vol SC-9, Agosto 1974.

CAPITULO III

RESULTADOS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES

RESULTADOS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES

3.1.- MEDICIONES REALIZADAS EN EL CIRCUITO.

En el circuito total se debían realizar las siguientes mediciones:

Para polarización:

1o.- Voltaje en los transistores.

Para señal:

1o.- Característica Ganancia - Frecuencia.

2o.- Distorsión.

3o.- Figura de ruido.

4o.- Productos de intermodulación.

5o.- Modulación Cruzada.

3.1.1.- MEDICIONES DE POLARIZACION

En la FIGURA 3.1. , se muestran los valores de resistencias utilizadas y las polarizaciones medidas con un voltímetro digital tipo FLUKE 8000A

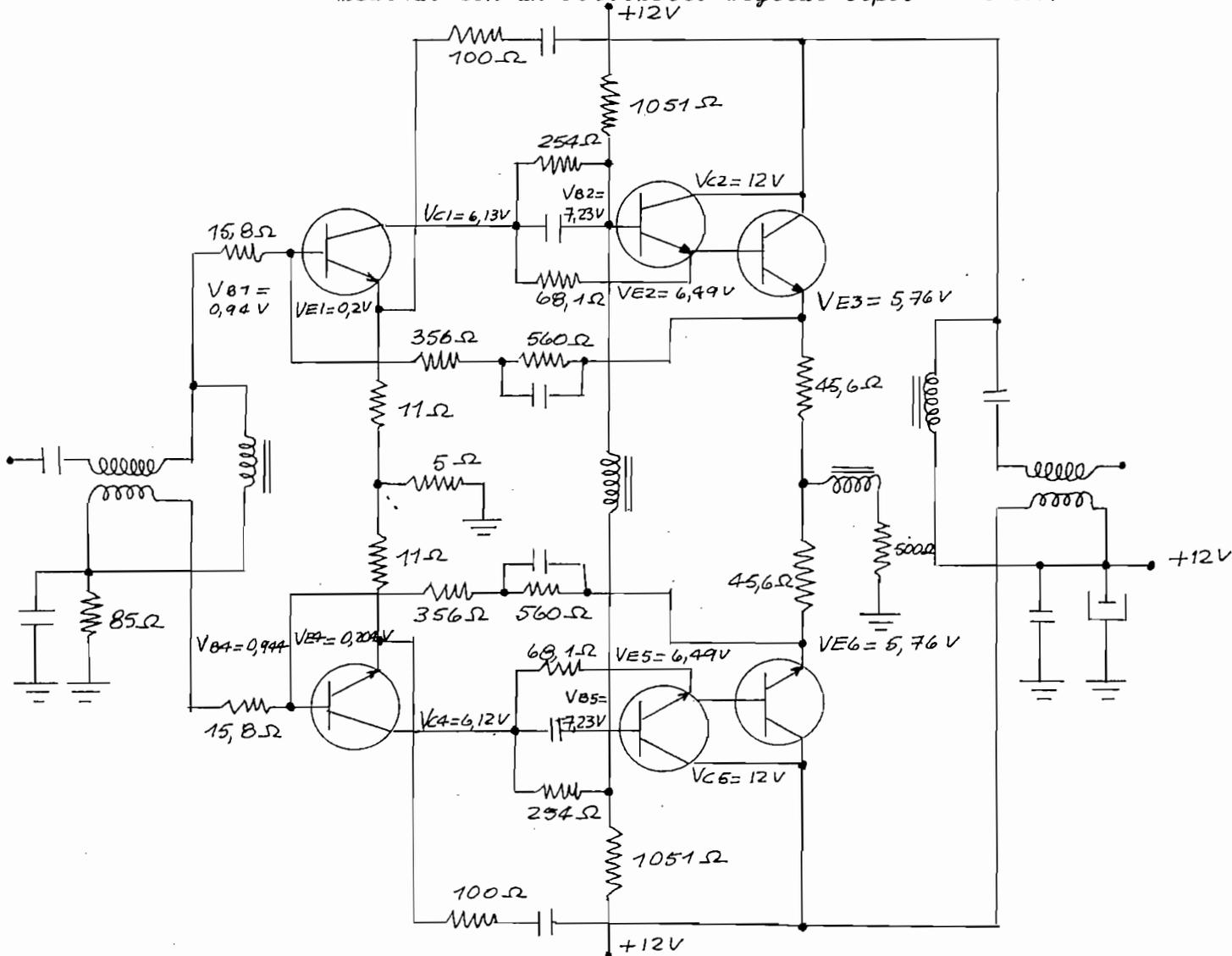


FIGURA 3.1. AMPLIFICADOR PARA C.A.T.V.
(50 - 220MHZ)

3.1.2.- MEDICIONES PARA SEÑAL.

Las pruebas técnicas con señal y su procedimiento se detallan a continuación:

3.1.2.1.- PROCEDIMIENTO DE MEDICION DE LA CARACTERISTICA GANANCIA - FRECUENCIA.

Existen dos procedimientos básicos mediante los cuales se puede determinar la característica ganancia-frecuencia del amplificador:

1o.- Utilizando la configuración de la FIG. 3.2., consistente de un generador de barrido hasta 300 MHz, el amplificador bajo prueba y un osciloscopio; es posible obtener grafizada directamente la curva de ganancia vs. frecuencia.

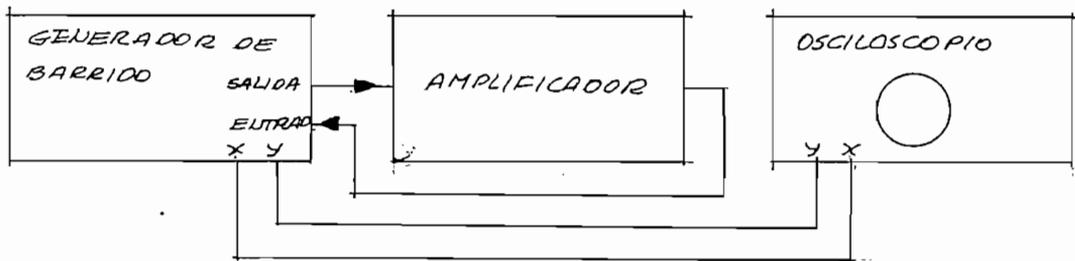


FIGURA 3.2.

2.- Utilizando un oscilador de hasta 300 MHz, el amplificador bajo prueba y un analizador de espectro en el rango adecuado, como se muestra en la FIG. 3.3., se pue-

de obtener punto a punto la curva de ganancia vs. frecuencia.



FIGURA 3.3

3.1.2.2.- PROCEDIMIENTO DE MEDICION DE DISTORSION.

La distorsión no lineal o de amplitud, consiste en la aparición de nuevas frecuencias a la salida del amplificador que no están presentes a la entrada. Se la puede medir utilizando la configuración de la FIG. 3.4.



FIGURA 3.4.

La distorsión de segundo y tercer orden aparecerán en el analizador de espectro a frecuencias iguales al doble y triple de la fundamental, respectivamente.

3.1.2.3.- PROCEDIMIENTO DE MEDICION DE LOS PRODUCTOS DE INTERMODULACION.

La intermodulación se define para el caso en el que están aplicadas al amplificador dos señales a frecuencias ω_1 y ω_2 que deben dar iguales niveles de salida. [7]

El producto de intermodulación de segundo orden se expresa como la relación entre la magnitud de la componente de distorsión a $\omega_2 \pm \omega_1$, y el nivel de señal de la frecuencia fundamental. (ω_1 o ω_2).

El producto de intermodulación de tercer orden se define como la relación entre la magnitud de la componente de distorsión a $2\omega_2 - \omega_1$, y el nivel de la señal fundamental (ω_1 o ω_2).

Para realizar estas mediciones se necesitará un dispositivo que nos permita introducir al amplificador dos señales a frecuencias diferentes; y que se mantenga el acoplamiento entre los osciladores y el amplificador como se muestra en la FIG. 3.5.

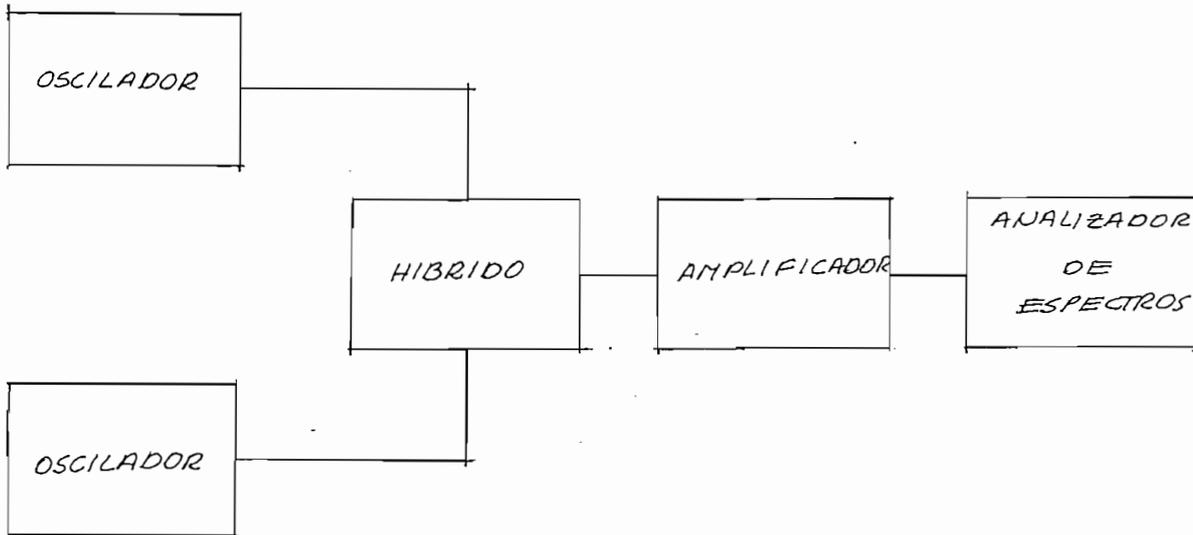


FIGURA 3.5

3.1.2.4.- PROCEDIMIENTO DE MEDICION DE LA MODULACION CRUZADA.

La modulación cruzada se define como la transferencia de modulación de un canal a otro en un sistema multicanal. Al respecto existe un método de medición normalizado por la N.C.T.A. (National community Televisión Association), que por su extensión no es posible describirlo en el presente trabajo. [2]

3.1.2.5.- PROCEDIMIENTO DE LA MEDICION DE LA FIGURA DE RUIDO

Para la medición de la figura de ruido existen varios métodos que se pueden emplear, dependientes de los equipos de prueba que se dispongan. De entre ellos se va a decidir el que emplea un generador de ruido. (FIG.3.6)

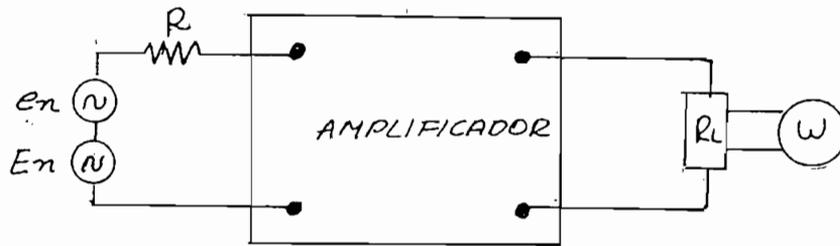


FIG. 3.6

En la FIG. 3.6 ; E_n representa el ruido generado por la resistencia interna del generador de ruido (R); E_n , es el ruido producido por el generador; W es un medidor de potencia de ruido.

La determinación del valor de la figura de ruido F , se basa en el siguiente principio [3]: Un amplificador que tiene una figura de ruido F , entrega la misma salida de ruido que se obtendría de un amplificador ideal (libre de ruido), con una potencia de ruido de entrada igual a $FkTBeq$. Luego, si se incrementa la potencia de ruido en la entrada en un valor P_n por ciclo; el ruido total del sis-

tema quedará incrementado en m veces; luego:

$$P_n B_{eq} + FKT B_{eq} = m FKT B_{eq}$$

De donde:

$$F = \frac{P_n}{KT(m-1)}$$

Del análisis efectuado anteriormente, se puede implementar el siguiente proceso de medición:

- a) Con $E_n = 0$; se determina la potencia de ruido a la salida del amplificador. Esto corresponde a la potencia de ruido a la salida, bajo condiciones normales de operación, tomando en consideración el ruido térmico (e_n) producido por R y el ruido propio del sistema.
- b) Luego con el generador de ruido activado (E_n). Se ajusta su potencia de ruido (P_n), hasta obtener en la salida una potencia ruido igual a m veces el valor medido anteriormente. Se logra una mayor precisión en la medida, cuando $m = 2$.

3.1.3.- RESULTADOS OBTENIDOS.

Dentro de las limitaciones de disponibilidad de instrumentos de medición para el rango de UHF que permitan determinar las características técnicas descritas anteriormente ha sido posible obtener la característica ganancia - frecuencia y pruebas de funcionamiento con señales de video según se muestra en las siguientes gráficas:

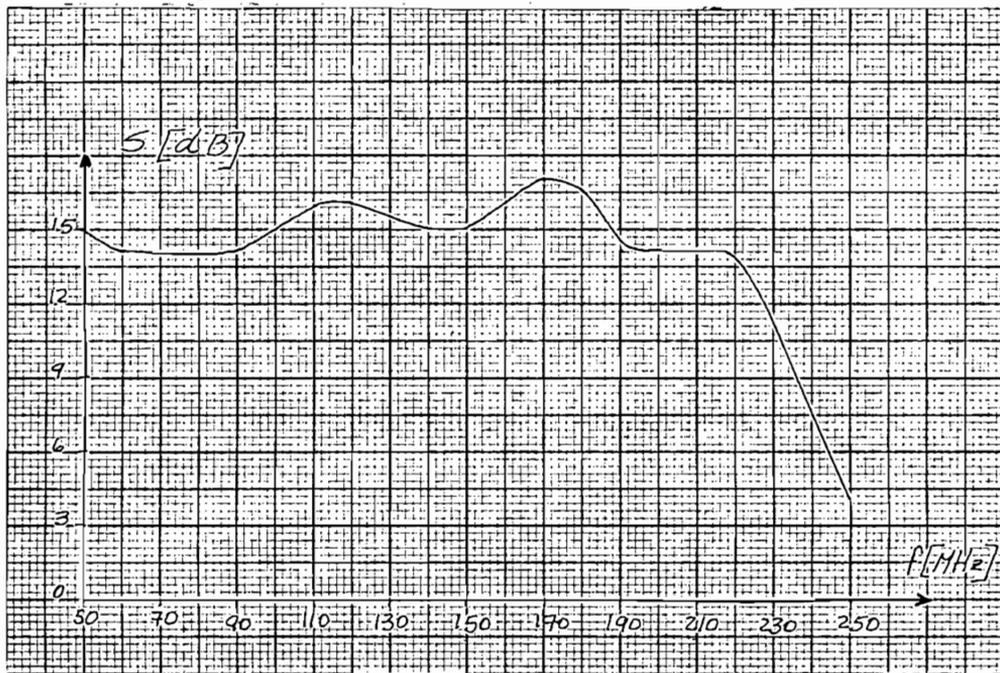


FIGURA 3.8 CARACTERÍSTICA GANANCIA - FRECUENCIA

En las fotografías No. 1 y No. 2 se puede apreciar las señales de radiofrecuencia (60MHz) sin modulación a la entrada y a la salida del amplificador respectivamente.

ESCALAS DEL ANALIZADOR DE ESPECTROS H. P. Mod. 140T

Att de ENTRADA 0dB

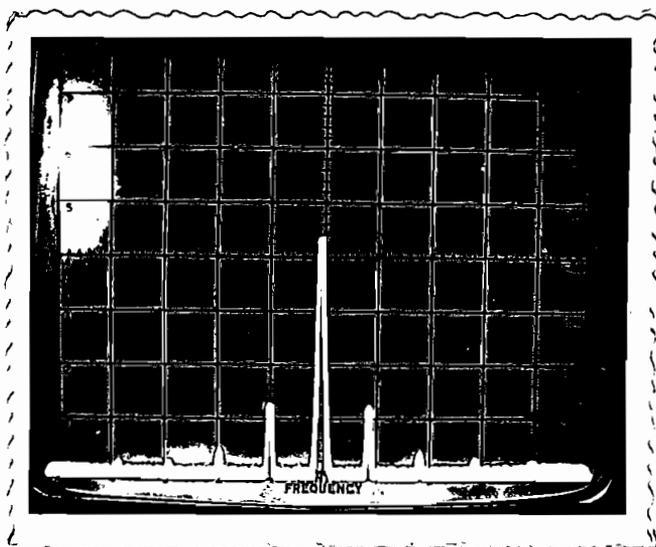


FOTO No. 1 . SEÑAL DE ENTRADA (60MHz) SIN MODULACION

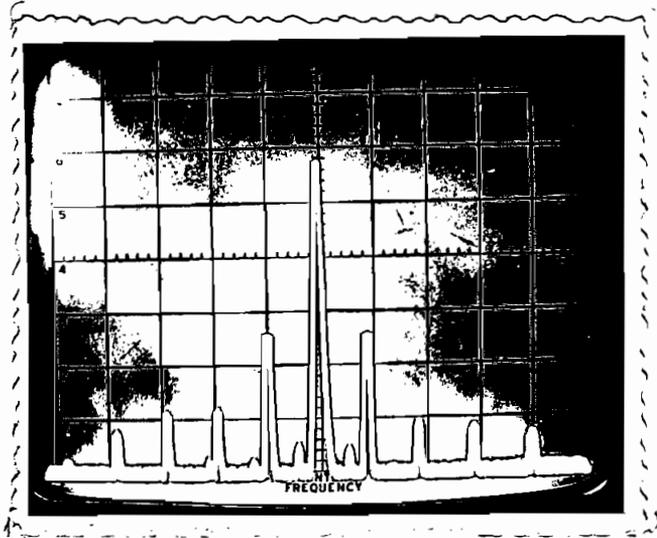


FOTO No. 2. SEÑAL DE SALIDA SIN MODULACION (60MHz)

Las fotografías No. 3 y 4 muestran las señales de R.F. (60MHz) moduladas con videofrecuencia, a la entrada y a la salida del amplificador, respectivamente.

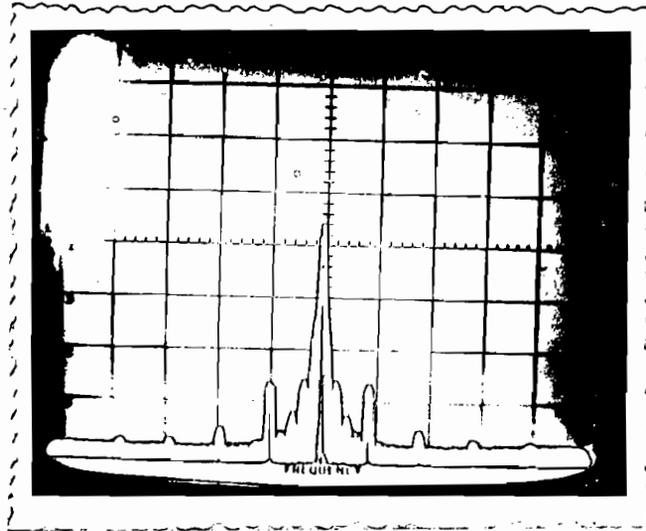


FOTO No. 3. SEÑAL DE ENTRADA CON MODULACION DE VIDEO

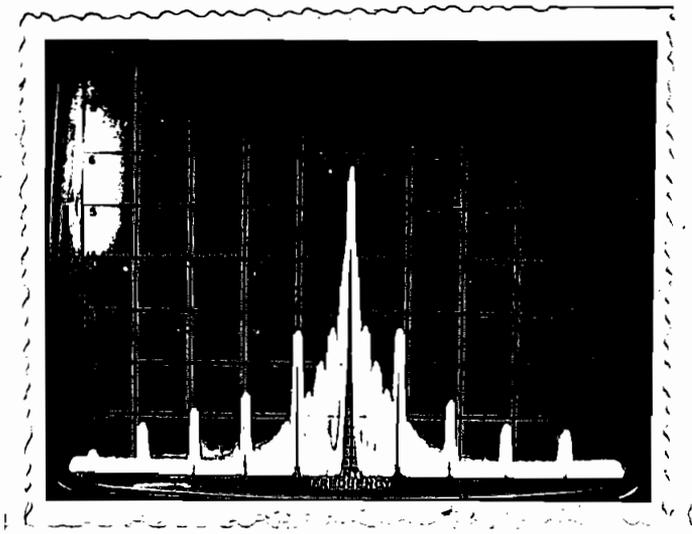


FOTO No. 4. SEÑAL DE SALIDA CON MODULACION DE VIDEO.

En la fotografía No. 5 se puede apreciar la señal que se obtiene en un monitor de T.V. al ser aplicada directamente desde el generador. La fotografía No. 6 muestra la misma señal del generador, pero aplicada al monitor de T.V. a través del amplificador.

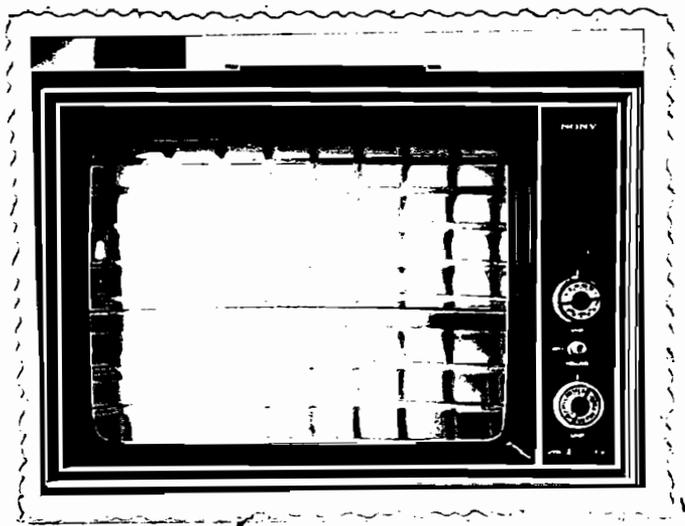


FOTO No. 5. SEÑAL DE VIDEO EN EL MONITOR DE T.V.
(APLICADA DIRECTAMENTE DEL GENERADOR)

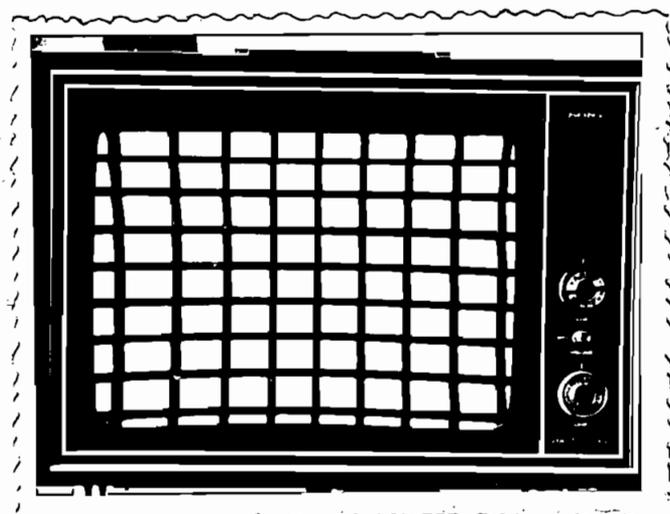


FIGURA No. 6 SEÑAL DE VIDEO EN EL MONITOR DE T.V.
(APLICADA A TRAVES DEL AMPLIFICADOR)

3.2.- ANALISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

3.2.1.- RESULTADOS OBTENIDOS Y CONCLUSIONES.

En la FIG. 3.1 donde se entregan los resultados para el circuito de polarización, se puede apreciar que la corriente de colector del transistor Q1, con los valores reales del circuito es aproximadamente igual a 10 mA. Esto se de-

be a que los valores de resistencias utilizadas son aproximados; y que además, el valor real del voltaje base - emisor de los transistores es igual a 0.72 voltios. Sin embargo, se ve que los valores obtenidos todavía nos permiten trabajar en clase A y además, están bastante cercanos a los asumidos para su diseño.

De la FIG. 3.8 se puede apreciar que el amplificador tiene una característica ganancia - frecuencia, cercana a lo calculado en el rango desde 50 hasta 220 MHz. El ancho de banda se ha reducido respecto a lo esperado porque el transistor Q1, no está trabajando con el f_x máximo, debido a la disminución de la corriente del colector. Sin embargo, el ancho de banda obtenido cumple totalmente con las situaciones prácticas puesto que la frecuencia correspondiente al canal 13 es de 216 MHz.

Cabe anotarse que la ganancia es de alrededor de 15 dB, excepto en las frecuencias de alrededor de 120 y 180 MHz donde su valor se incrementa. Esto se debe, posiblemente, a resonancia de los elementos parásitos en las frecuencias anotadas.

3.2. 2.- RECOMENDACIONES.

Para la construcción de un amplificador en el rango de frecuencia como el presente, debe prestarse especial atención a la disposición de los elementos en el circuito. Se ha seguido como regla general, el disponer los elementos de entrada perpendiculares a los elementos de salida, para evitar inducciones entre unos y otros, como se muestra en la fotografía No. 7.

Para la construcción de los transformadores y choques del circuito se utilizaron núcleos de ferrita toroidales con alta permeabilidad. Además, los alambres empleados para los embobinados deben estar entorchados para de esta manera reducir al máximo la capacidad distribuida. Las resistencias empleadas en la construcción del amplificador son de precisión, tipo "FILM" que son los que se emplean en dispositivos de alta frecuencia por sus características ventajosas

en lo relacionado con ruido térmico y resistencia vs frecuencia. Las conexiones a los terminales de entrada y salida se las realizó con cable coaxial de 75Ω .

Fianlmente, las fotografías 8, 9 y 10 muestran el amplificador terminado. Los objetos colocados junto a él nos dan una idea aproximada de su tamaño.

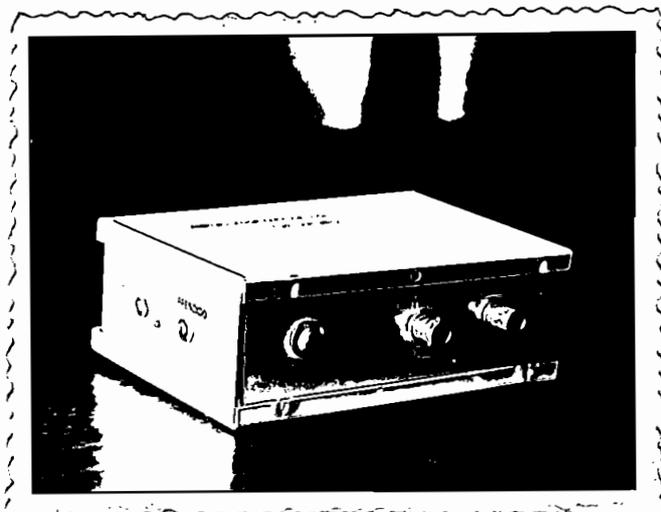


FOTO No. 8

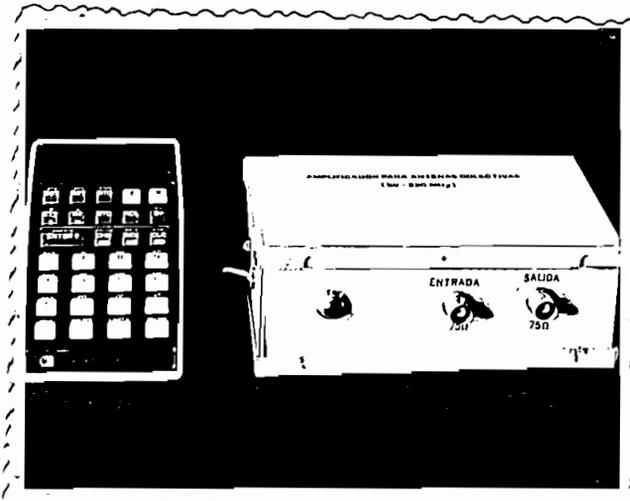


FOTO No. 9

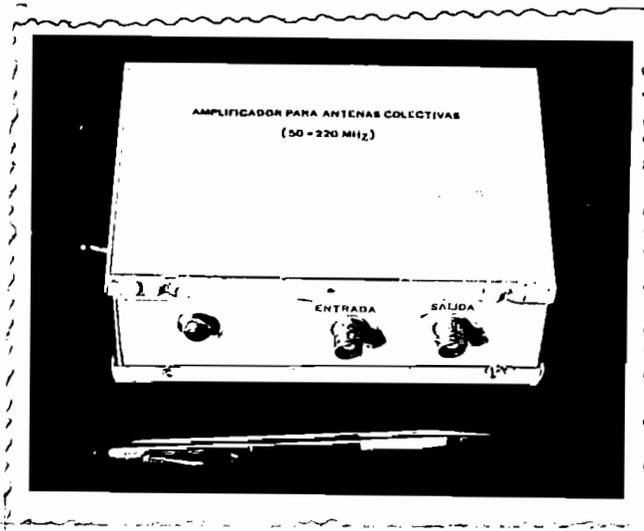


FOTO No. 10

REFERENCIAS

- [1] R. G. Meyer, R. Eschenbach y R. Chin, " Wide band ultraliner amplifier from 3 to 300 MHz " IEEE. Julio 1970.
- [2] Keneth A. Simons, " The decibel relationships between amplifier distortion products " Proceedings of the IEEE. Julio 1970.
- [3] Petit, " Electrical Measurements W. McGraw Hill.

A P E N D I C E

X.1. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR:

El amplificador a diseñarse es como sigue:

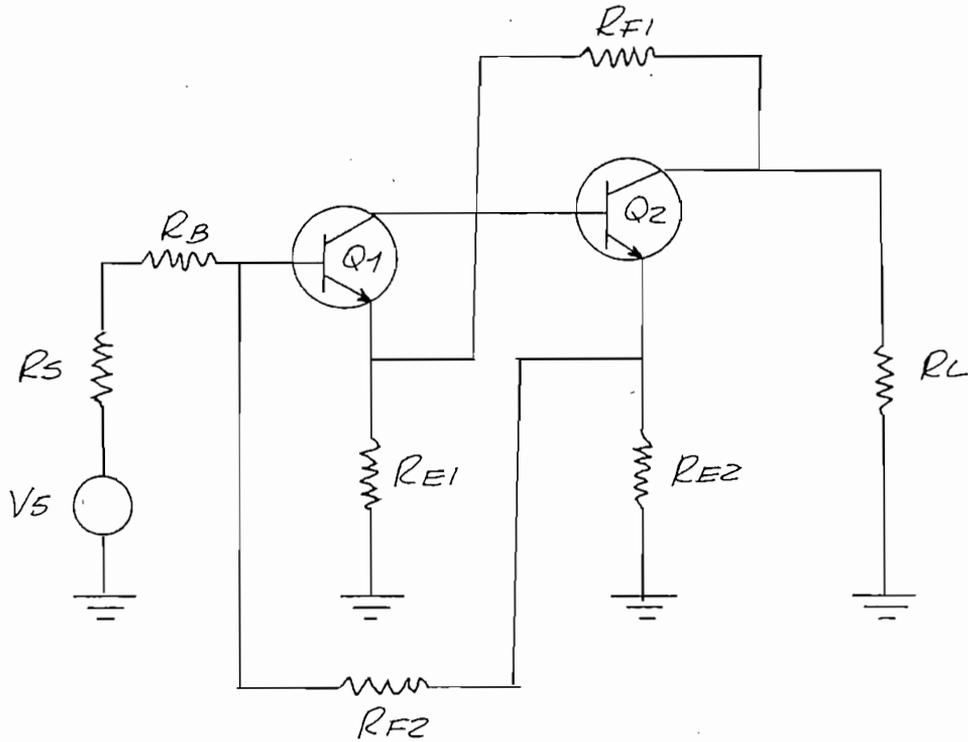


FIGURA A.1.1: AMPLIFICADOR DE DOS ETAPAS REALIMENTADO.

X.1.1.- CALCULO DE LA IMPEDANCIA DE SALIDA

Para calcular la impedancia de salida usamos el siguiente circuito equivalente:

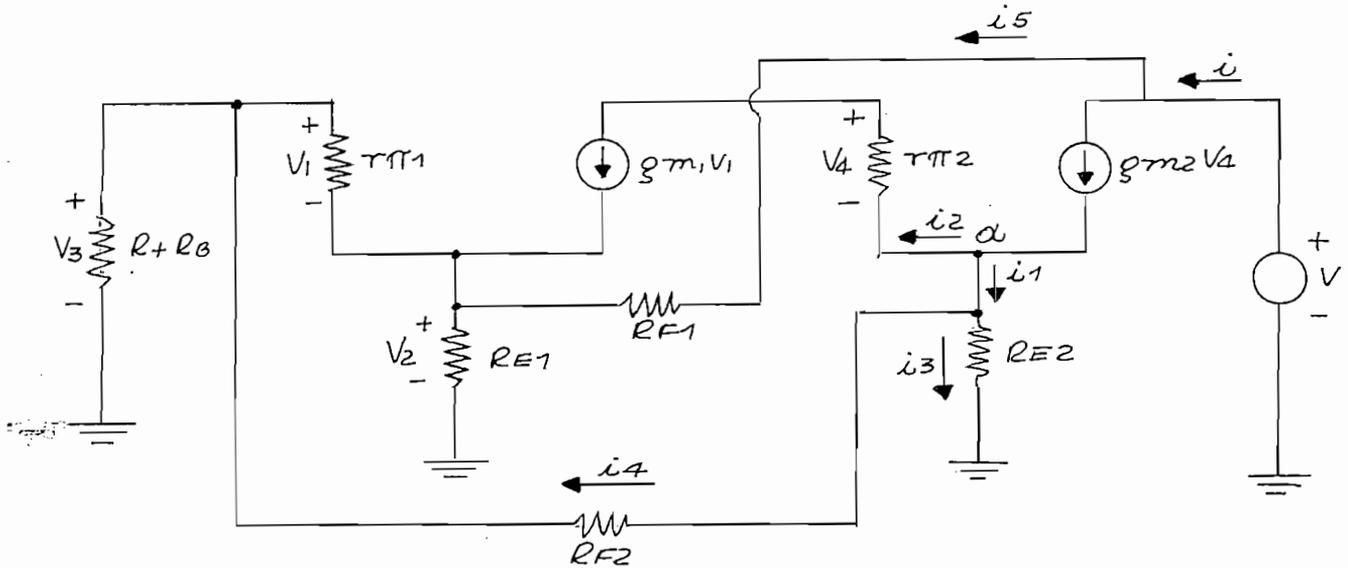


FIGURA A.1.2. CIRCUITO EQUIVALENTE.

-73-

Sumando las corrientes en el nodo a:

$$g_{m2} V_4 = i_1 + i_2$$

$$i_2 = - \frac{V_4}{r_{\pi 2}}$$

$$i_1 = g_{m2} V_4 + \frac{V_4}{r_{\pi 2}}$$

$$i_1 = \frac{g_{m2} r_{\pi 2} + 1}{r_{\pi 2}} \cdot V_4$$

$$i_1 = \frac{\beta_2 + 1}{r_{\pi 2}} \cdot V_4$$

$$\text{Si } \beta_2 \gg 1$$

$$i_1 = \frac{\beta_2}{r_{\pi 2}} V_4 = g_{m2} V_4$$

$$\therefore i_2 = 0 = g_{m1} V_1$$

$$\therefore V_1 = 0$$

Esto significa, que debido a la realimentación, no circulará corriente por $T T 1$, al igual que por $T T 2$
 Razón por la cual se puede escribir:

$$-V_2 = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} V \quad (E.1.1)$$

Del siguiente circuito equivalente, considerando que por $T T 1$ no circula corriente.

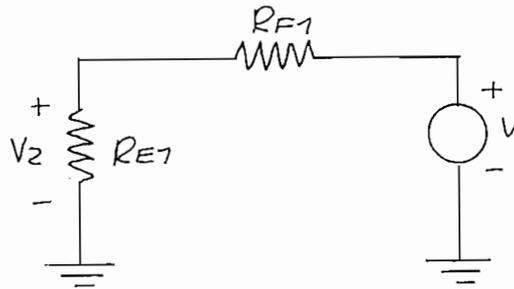


FIGURA A. 1. 3.

Además si consideramos la siguiente sección del circuito de la Figura A.1.1., tendremos:

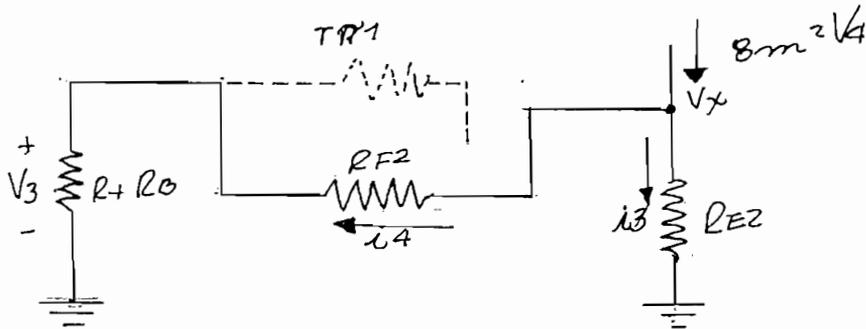


FIG. A.1.4

$$R_{eq} \Rightarrow \frac{(R+R_B+R_{F2})R_{E2}}{R+R_B+R_{F2}+R_{E2}}$$

$$g_{m2} V_4 = i_3 + i_4$$

$$V_3 = i_4 (R+R_B)$$

$$V_x = g_{m2} V_4 R_{eq}$$

$$V_x = g_{m2} V_4 \frac{(R+R_B+R_{F2})R_{E2}}{R+R_B+R_{F2}+R_{E2}}$$

$$i_4 = \frac{V_x}{R+R_B+R_{F2}}$$

$$V_3 = \frac{1}{R+R_B+R_{F2}} \cdot \frac{(R+R_B+R_{F2})R_{E2}}{R+R_B+R_{F2}+R_{E2}} \cdot (R+R_B) g_{m2} V_4$$

$$V_3 = \frac{R_{E2}(R+R_B)}{R+R_B+R_{F2}+R_{E2}} \cdot g_{m2} V_4 \quad (E.1.2)$$

De la FIG. A.1.2., se puede apreciar que, $V_3 = V_2$

Ya que $V_1 = 0$

De la ecuación (E.1.1.) se obtiene:

$$\frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} V = \frac{R_{E2} (R + R_B)}{R + R_B + R_{F2} + R_{E2}} g_{m2} V_4$$

$$g_{m2} V_4 = \frac{R_{E1} (R + R_B + R_{F2} + R_{E2})}{R_{E2} (R + R_B) (R_{E1} + R_{F1})} V \quad (\text{E.1.3})$$

De la FIG. A.1.2., se puede apreciar que:

$$i = i_5 + g_{m2} V_4$$

$$i_5 = \frac{V}{R_{F1} + R_{E1}}$$

$$g_{m2} V_4 = i - \frac{V}{R_{F1} + R_{E1}} \quad (E.I.4)$$

Iguando las ecuaciones (E.1.3) y (E.1.4.):

$$i = \left[\frac{R_{E1} (R + R_B + R_{F2} + R_{E2})}{R_{E2} (R + R_B) (R_{E1} + R_{F1})} + \frac{1}{R_{F1} + R_{E1}} \right] V$$

$$\frac{V}{i} = \frac{R_{E2} (R + R_B) (R_{E1} + R_{F1})}{R_{E1} (R + R_B + R_{F2} + R_{E2}) + R_{E2} (R + R_B)} = R_o$$

(E.I.5)

Como se puede ver la impedancia de salida depende únicamente de valores de resistencia.

X.1.2 CALCULO DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA

Se usa el siguiente circuito equivalente:

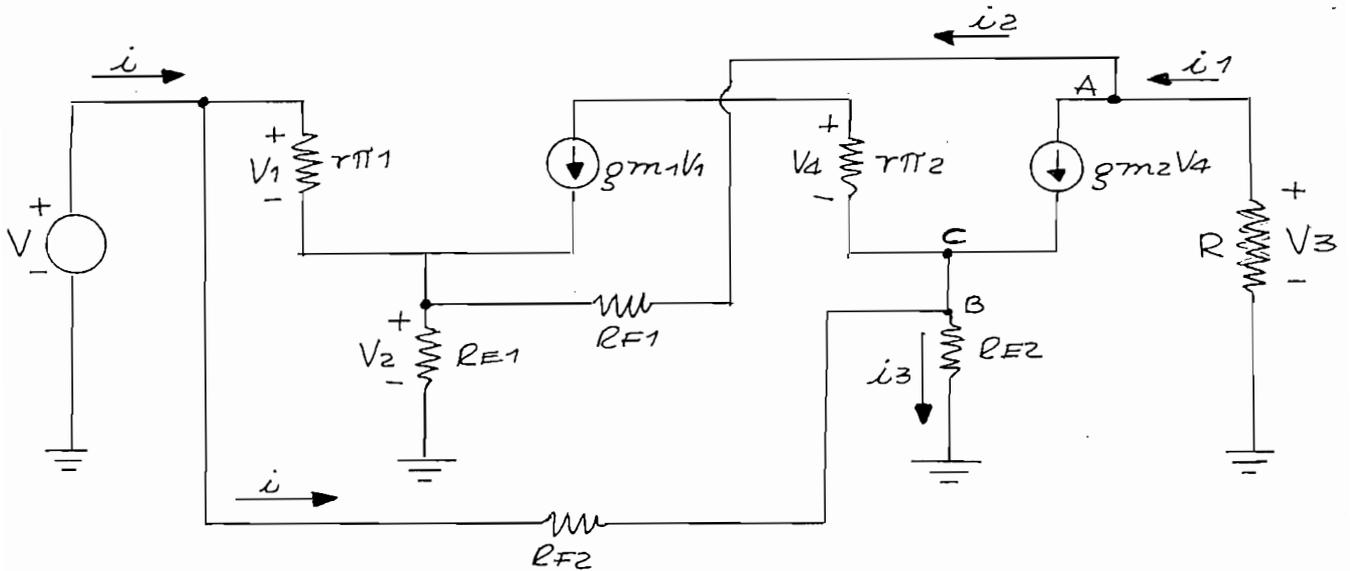


FIG. A.1.5

CIRCUITO EQUIVALENTE

De igual manera que en el caso anterior, si se considera que $V_1 = 0$

$$V_2 = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} V_3$$

Así mismo

$$V = V_2$$

Por lo tanto:

$$V_3 = \frac{R_{E1} + R_{F1}}{R_{E1}} V \quad (\text{E.1.6})$$

Haciendo sumatorio de corrientes en los nodos A y B, tendremos:

$$i_1 = i_2 + g_{m2} V_4 \quad (\text{E.1.7})$$

$$i_3 = i + g_{m2} V_4 \quad (\text{E.1.8})$$

Además:

$$i_1 = -\frac{V_3}{R}$$

Reemplazando en la ecuación (E.1.7)

$$-\frac{V_3}{R} = i_2 + g m_2 V_4 \quad (\text{E.1.9})$$

También

$$i_2 = \frac{V_3}{R_{F1} + R_{E1}} \quad (\text{E.1.10})$$

Reemplazando la ecuación (E.1.10) en la (E.1.9), tenemos:

$$\frac{V_3}{R} + \frac{V_3}{R_{F1} + R_{E1}} = -g m_2 V_4$$

$$-g_{m2} V_4 = \frac{R + R_{F1} + R_{E1}}{R (R_{F1} + R_{E1})} V_3$$

(E.1.II)

Considerando que por $\pi\pi 1$ no hay circulación de corriente tendremos de la FIG. A.1.5

$$V = i R_{F2} + i_3 R_{E2}$$

De donde

$$i_3 = \frac{V - i R_{F2}}{R_{E2}} \quad (\text{E.1.12})$$

De la ecuación (E.1.8):

$$-g_{m2} V_4 = i - i_3$$

Usando la ecuación (E.1.12) en esta última:

$$-g_{m2} V_4 = i - \frac{V - i R_{F2}}{R_{E2}}$$

$$-g_{m2} V_4 = \frac{i (R_{E2} + R_{F2})}{R_{E2}} - \frac{V}{R_{E2}} \quad (\text{E.1.13})$$

Reemplazando las ecuaciones (E.7.11) y (E.7.6) en la ecuación (E 1. 13):

$$\frac{R + R_{F1} + R_{E1}}{R(R_{F1} + R_{E1})} \cdot \frac{R_{E1} + R_{F1}}{R_{E1}} V + \frac{V}{R_{E2}} = \frac{(R_{E2} + R_{F2}) i}{R_{E2}}$$

De donde:

$$\frac{V}{i} = \frac{R R_{E1} (R_{E2} + R_{F2})}{R_{E2} (R + R_{F1} + R_{E1}) + R R_1} = R_i \quad (\text{E.1.14})$$

83

La impedancia de entrada, sin tomar en cuenta R_B está dada por la ecuación (E. 1. 14) Esta se transforma en (E. 1. 15) al añadir R_B en serie.

$$R_i = R_B + \frac{R_{E1} (R_{E2} + R_{F2})}{R_{E2} (R + R_{F1} + R_{E1}) + R_{E1}} \quad (E. 1. 15)$$

Igualmente la impedancia de entrada depende únicamente de valores de resistencia.

X. 1.3.- CALCULO DE LA GANANCIA DEL CIRCUITO:

Usamos el siguiente circuito equivalente, donde se mantiene la asunción de que $V_1 \approx 0$

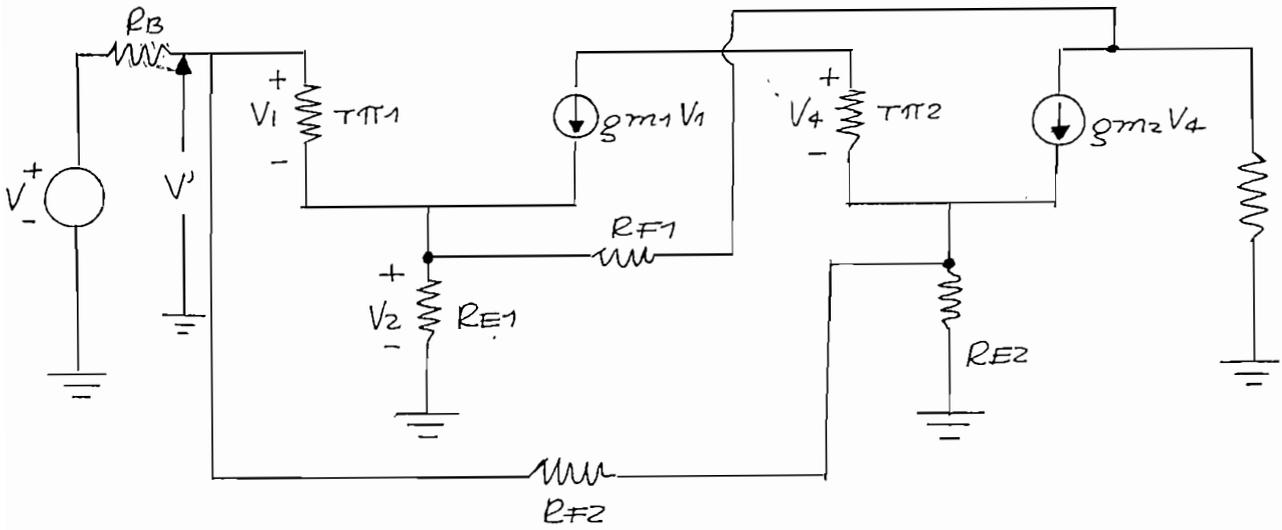


FIG. A.1.6. CIRCUITO EQUIVALENTE.

$$V_2 = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} V_0$$

Ya que

$$V_1 = 0 \quad V_2 = V'$$

$$V' = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} V_0 \quad (\text{E.1.16})$$

$$V' = \frac{R'_i}{R_B + R'_i} V \quad \text{donde } R'_i = R_i - R_B$$

$$V' = \frac{R_i - R_B}{R_i} V \quad (\text{E.1.17})$$

Reemplazando (E.1.17) en (E.1.16)

$$\frac{R_i - R_B}{R_i} V = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} V_o$$

Por lo tanto:

$$\frac{V_o}{V} = \frac{R_{E1} + R_{F1}}{R_{E1}} \cdot \frac{R_i - R_B}{R_i} = S \quad (\text{E.1.18})$$

X.1.4.- CÁLCULO DE LA GANANCIA DEL LAZO DE REALIMENTACION

Se utilizará para el análisis, el circuito de la FIG. A.1.1., en el cual se abre el lazo en la base de Q2 y se inserta una fuente de corriente, quedando el siguiente circuito:

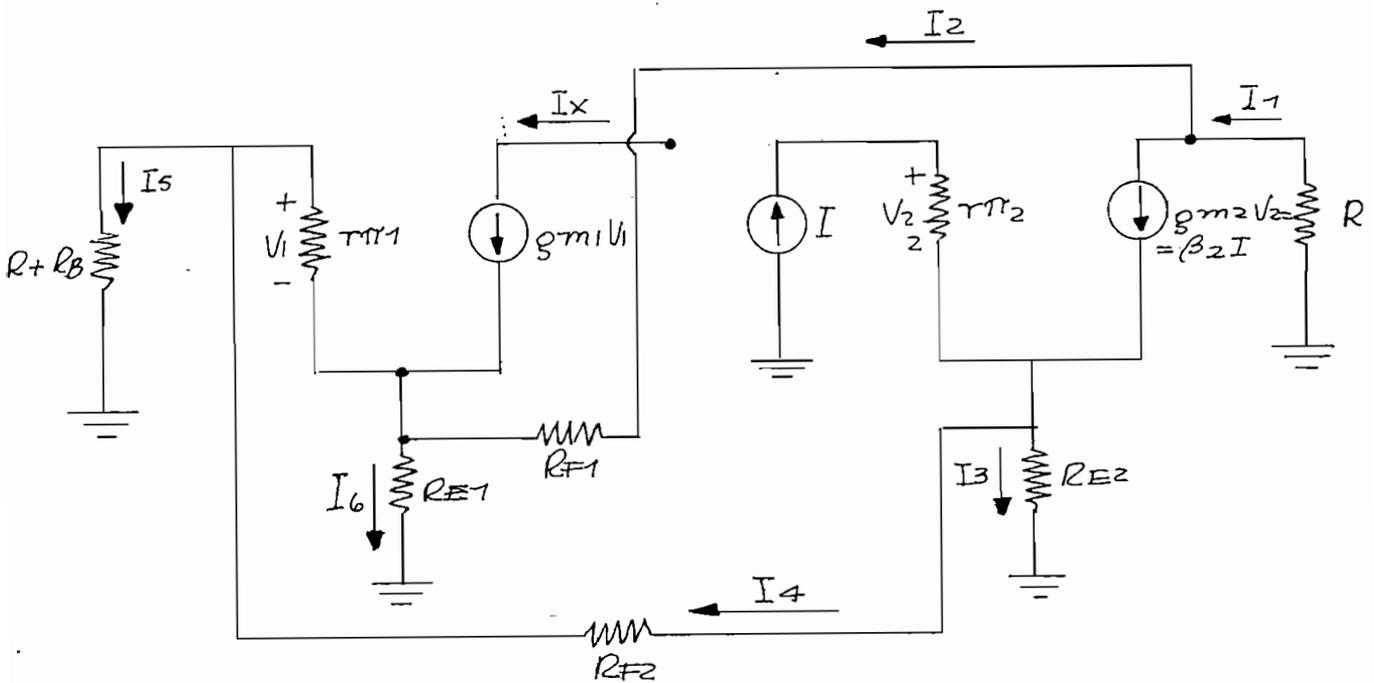


FIG. A.1.7. CIRCUITO EQUIVALENTE

Del circuito equivalente planteado, se puede obtener el siguiente sistema de ecuaciones:

$$I_1 = I_2 + \beta_2 I$$

$$I_3 + I_4 = I(1 + \beta_2)$$

$$I_4 = I_5 + \frac{I_x}{\beta_1}$$

$$I_6 = I_2 + I_x \left(\frac{1 + \beta_1}{\beta_1} \right)$$

$$-I_1 R = I_2 R_{F1} + I_6 R_{E1}$$

$$I_3 R_{E2} = I_4 R_{F2} + I_5 (R + R_B)$$

$$I_3 R_{E2} = I_4 R_{F2} + I_x \frac{r_{\pi 1}}{\beta_1} + I_6 R_{E1}$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones, para obtener la función de transferencia $I_x/I = A_L$:

$$A_L = \beta_2 (s) \frac{1}{R_{E1} \parallel (R + R_{F1})} \left[\frac{R_{E2} (R + R_B)}{R_{E2} + R_{F2} + R + R_B} + \frac{R R_{E1}}{R + R_{F1} + R_{E1}} \right]$$

Para la cual se han considerado las siguientes aproximaciones:

$$\beta_2 \gg 1$$

$$\beta_1 \gg 1$$

$$R_{E1} > \frac{r_{\pi 1}}{\beta_1}$$

$$\beta_1 R_{E1} \gg (R + R_B)$$

X.1.5.- CALCULO DE LA FIGURA DE RUIDO.

Para el cálculo de la figura de ruido, se han considerado los siguientes circuitos equivalentes para ruido; tanto para el transistor como para las resistencias. [1]

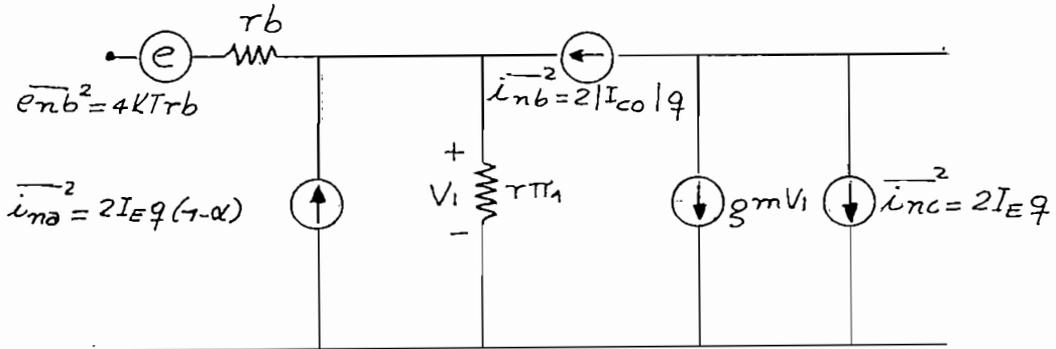


FIG. A.1.8



FIG. A.1.9

Partiendo de la definición de figura de ruido:

$$NF = \frac{(S/N)_{ENT.}}{(S/N)_{SAL.}}$$

Donde:

$(S/N)_{ENT} =$ Relación Señal a ruido en la entrada.

y

$(S/N)_{SAL} =$ Relación Señal a ruido en la salida.

Se puede demostrar que :

$$NF = \frac{\text{Valor medio cuadrático total de la corriente de ruido Norton a la salida.}}{\text{Valor medio cuadrático de la corriente de ruido Norton entregado por la fuente.}} \quad (E 1.19)$$

En la FIGURA A.1.1., se reemplaza cada transistor y cada resistencia por su circuito equivalente para ruido.

Seguidamente se obtiene la corriente de ruido Norton a la salida, producida por todas y cada una de las fuentes de ruido que tenga el circuito. Finalmente cuando se obtengan todos los resultados, se aplica la ecuación (E 1.19) y se llega a:

$$NF \approx 1 + \frac{R_B}{R} + \left[1 + \frac{R_S + R_B}{R_{F2}} \right]^2 \frac{r_B + R_{E1}}{R_S} + \frac{(R_S + R_B)^2}{R_S R_{F2}} + g_{m1} \frac{(R_S + R_B)^2}{2 R_S} \left[\frac{1}{\beta_1} + \left(\frac{f}{f_{T1}} \right)^2 \right]$$

REFERENCIAS

[1] Linwill - Gibbons, " Transistors and active circuits ".

Mc Graw Hill, páq. 386 - 391.

2N6304 (SILICON)

2N6305

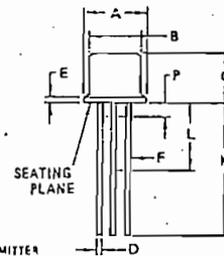
The RF Line

NPN SILICON RF SMALL-SIGNAL TRANSISTORS

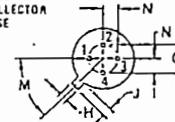
... designed primarily for use in broadband amplifiers to 1.0 GHz, including MATV applications. Also useful as a low-noise, high-gain, general purpose UHF small-signal amplifier.

- High Current-Gain — Bandwidth Product —
 $f_T = 1400 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 10 \text{ mA dc}$
- Low Noise Figure —
 $NF = 4.5 \text{ dB (Max) @ } f = 450 \text{ MHz}$
- High Power Gain —
 $G_{pe} = 15 \text{ dB (Min) @ } f = 450 \text{ MHz}$

HIGH-GAIN, LOW NOISE
SMALL-SIGNAL
UHF TRANSISTORS



PIN 1. EMITTER
2. BASE
3. COLLECTOR
4. CASE



*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage 1.0 to 20 mA dc	V_{CEO}	15	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	30	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	3.5	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	50	mA dc
Total Continuous Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	200 1.14	mW mW/°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +200	°C

*JEDEC Registered

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.31	5.64	0.209	0.230
B	4.62	4.95	0.178	0.195
C	4.32	5.33	0.170	0.210
D	0.41	0.53	0.016	0.021
E	—	0.76	—	0.030
F	0.41	0.49	0.016	0.019
G	2.54 ESC		0.100 BSC	
H	0.91	1.17	0.036	0.046
J	0.71	1.27	0.028	0.048
K	12.70	—	0.500	—
L	6.35	—	0.250	—
M	45°±0.5°		45° BSC	
N	1.27 BSC	—	0.050 BSC	—
P	—	1.27	—	0.050

ALL JEDEC dimensions and notes apply
CASE 20 03
TO-72

2N6304, 2N6305 (continued)

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 5.0\text{ mA dc}, I_B = 0$)	BV_{CEO}	15	—	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0.1\text{ mA dc}, I_E = 0$)	BV_{CBO}	30	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0.1\text{ mA dc}, I_C = 0$)	BV_{EBO}	3.5	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 5.0\text{ Vdc}, I_E = 0$)	I_{CBO}	—	—	10	nAdc

ON CHARACTERISTICS*

DC Current Gain ($I_C = 2.0\text{ mA dc}, V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$)	h_{FE}	25	—	250	—
--	----------	----	---	-----	---

DYNAMIC CHARACTERISTICS

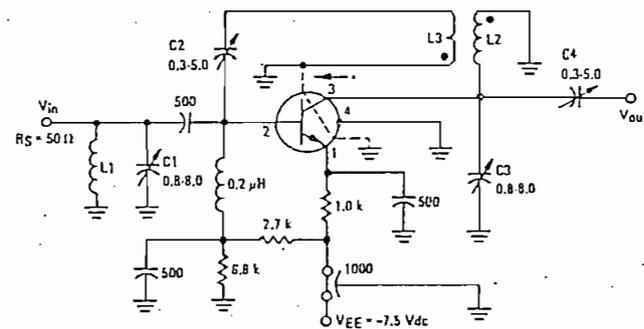
Current-Gain-Bandwidth Product ($I_C = 10\text{ mA dc}, V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}, f = 100\text{ MHz}$)	2N6304 2N6305	f_T	1400 1200	— —	2400 2400	MHz
Collector-Base Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ Vdc}, I_E = 0, f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{cb}	0.1	0.8	1.0	pF
Small-Signal Current Gain ($I_C = 2.0\text{ mA dc}, V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}, f = 1.0\text{ kHz}$)		h_{fe}	25	—	250	—
Collector-Base Time Constant ($I_E = 2.0\text{ mA dc}, V_{CB} = 5.0\text{ Vdc}, f = 31.8\text{ MHz}$)	2N6304 2N6305	$r_b' C_c$	2.0 2.0	— —	12 15	ps
Noise Figure ($I_C = 2.0\text{ mA dc}, V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}, R_S = 50\text{ ohms}, f = 450\text{ MHz}$) (Figure 1)	2N6304 2N6305	NF	— —	— —	4.5 5.5	dB

FUNCTIONAL TEST

Common-Emitter Amplifier Power Gain ($I_C = 2.0\text{ mA dc}, V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}, f = 450\text{ MHz}$) (Figure 1)	2N6304 2N6305	G_{pe}	15 12	— —	— —	dB
--	------------------	----------	----------	--------	--------	----

* JEDEC Registered

FIGURE 1 — TEST CIRCUIT FOR NOISE FIGURE AND POWER GAIN



Capacitance values in pF

L1, L2 — Silver-plated brass rod, 1-1/2" long and 1/4" dia. Install at least 1/2" from nearest vertical chassis surface.

L3 — 1/2 turn #16 AWG wire, located 1/4" from and parallel to L2.

* External interlead shield to isolate collector lead from emitter and base leads.

Neutralization Procedure:

- Connect 450-MHz signal generator (with $R_S = 50\text{ ohms}$) to input terminals of amplifier.
- Connect 50 ohm RF voltmeter across output terminals of amplifier.
- Apply V_{EE} , and with signal generator adjusted for 5 mV output from amplifier, tune C1, C3, and C4 for maximum output.
- Interchange connections to signal generator and RF voltmeter.
- With sufficient signal applied to output terminals of amplifier, adjust C2 for minimum indication at input.
- Repeat steps (A), (B), and (C) to determine if retuning is necessary.

FIGURE 2 — CURRENT-GAIN-BANDWIDTH PRODUCT versus COLLECTOR CURRENT

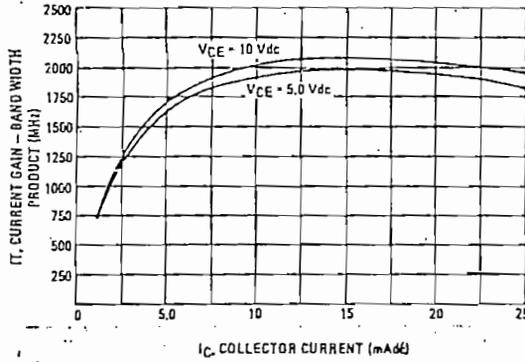


FIGURE 3 — COLLECTOR-BASE TIME CONSTANT versus EMITTER CURRENT

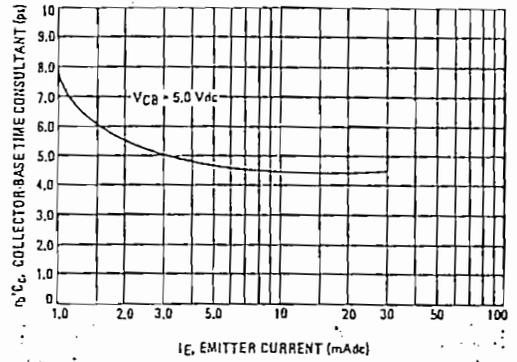


FIGURE 4 — REVERSE TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY

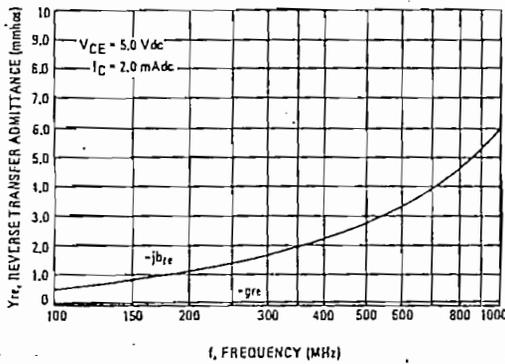


FIGURE 5 — INPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

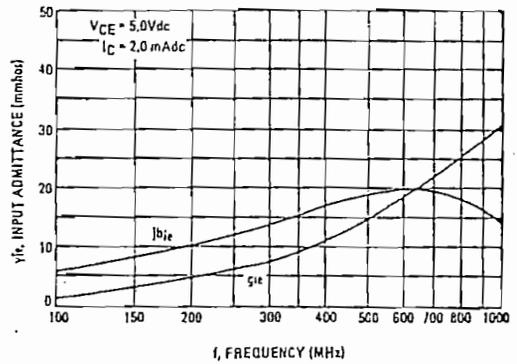


FIGURE 6 — OUTPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

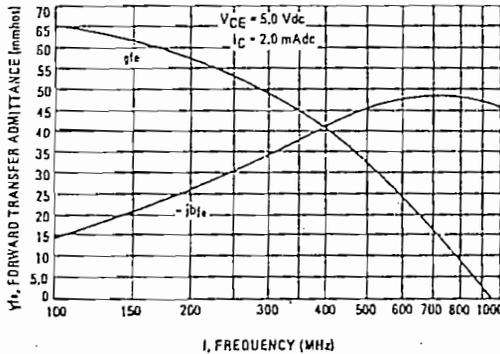


FIGURE 7 — FORWARD TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY

