

REVISTA TELEGRAFICA

919

Publicación
de



Arbó

electrónica

ISSN 0035-0516

Agosto 1990

A 18.000.—

Año LXXVIII

AUDIO

Etapa de potencia
con TECMOS

TELEFAX

Ecos de transmisión

INSTRUMENTACION

Sintetizador digital
de audio

VIDEO

Televisión
estereofónica

DX y RF

Etapa de potencia de audio con tecnología TECMOS

Los transistores de efecto de campo usados en la etapa de salida de audio ofrecen ventajas en ancho de banda, mayor independencia de I_c y mejor confiabilidad con cargas reactivas.

Ing. Carlos M. Ortega*

Resumen

En este artículo se exponen las ventajas comparativas de los transistores de efecto de campo de potencia TECMOS (en inglés MOSFET) —como dispositivos de salida de etapas de potencia de audio— frente a los transistores bipolares.

Se dan además los lineamientos generales para el diseño de amplificadores de audio con esta tecnología.

Introducción

Una de las primeras decisiones que se presentan al iniciar el diseño de una etapa de potencia de audio es la elección de la tecnología que se utilizará en los dispositivos de salida. Como esta decisión definirá el rumbo del diseño, debe tomarse con la mayor cantidad posible de elementos de juicio. El presente trabajo analiza estos elementos de juicio, comparando los dispositivos TECMOS con los bipolares en sus diferentes prestaciones.

La siguiente exposición supone del lector, un conocimiento previo sobre los dispositivos TECMOS, su familiarización con topologías de amplificadores clase AB y el dominio del tema realimentación.

Elementos preliminares

Se parte de una etapa clásica de potencia, similar en estructura a un amplificador operacional, constituida a su vez por tres etapas.

La primera de ellas es un par diferencial, diseñado para que presente alta ganancia, alta pendiente de saturación (slew-rate), baja distorsión y para que su respuesta en frecuencia tenga un polo dominante.

La segunda etapa forma un nexo entre la salida y la entrada. Generalmente, es un seguidor de emisor o emisor común que impide a la etapa de salida cargar a la etapa de entrada, y aporta efecto reactivo (Miller) para ubicar el polo dominante de la etapa de entrada.

Por último, la etapa de salida es la encargada de suministrar la potencia a la carga. Define la distorsión total de las etapas en cascada e incide en la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo.

El análisis de las dos primeras etapas no es objeto de este estudio, sólo se considerará su ganancia y su respuesta en frecuencia. El trabajo estará centrado en la etapa de salida.

Etapa de salida

Se comenzará el análisis de la etapa de salida estudiando la fase positiva de la clase AB de cada tecno-

logía. Para ello, se proponen los circuitos de las Figs. 1a) y b).

Han sido consideradas, solamente, las capacidades de entrada C_{gs} y C_{gd} . Se ha simulado el circuito, incluyendo desde los efectos reactivos propios de los dispositivos hasta las inductancias de cables y terminales. Los resultados no difieren mayormente de los que se obtuvieron con los circuitos propuestos.

Las transferencias son, para el circuito de la Fig. 1a):

$$\frac{i_o}{i_s} = \frac{(1 + s/2\pi f_{T1})(1 + s/2\pi f_{T2})}{(1 + s\beta_1/2\pi f_{T1})(1 + s\beta_2/2\pi f_{T2})} (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1) \quad (1)$$

y para el circuito de la Fig. 1b):

$$\frac{i_o}{i_s} = \frac{1 + 8C_{gs}/g_m}{1 + sR_s C_{gs}} (1 + g_m R_L) \quad (2)$$

El factor independiente de la frecuencia —a la derecha de las ecuaciones— se estudiará en el parágrafo Distorsión, y el cociente de polinomios en s se tratará en la sección Respuesta en frecuencia, analizando luego los temas: Potencia, Estabilidad térmica y Rendimiento.

Distorsión

Este parámetro —que es la relación porcentual entre el valor RMS de las armónicas y el RMS de la fundamental— da una información parcial de la distorsión pues no expresa la composición de las frecuencias armónicas. Se pueden comparar entonces, los valores de distorsión y composición armónica de las dos tecnologías, y ver las curvas de transferencia y salida de los transistores bipolares y de los TECMOS (Figs. 2 y 3).

Las curvas de h_{FE} y G_m son alineales e introducen distorsión. Se observa, sin duda, una mejor linealidad en la característica de los TECMOS, pero su amplia

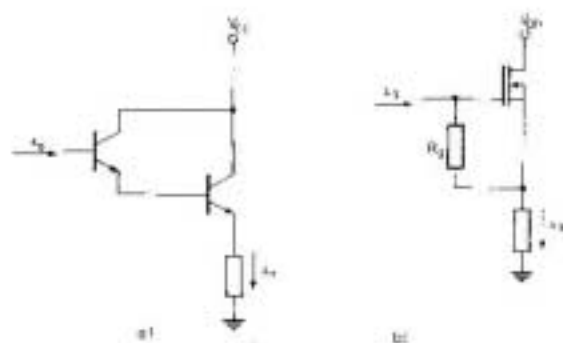


Fig. 1— Circuitos propuestos para el análisis de los: a) TEJ; b) TECMOS.

* Gerente de COD S.R.L.

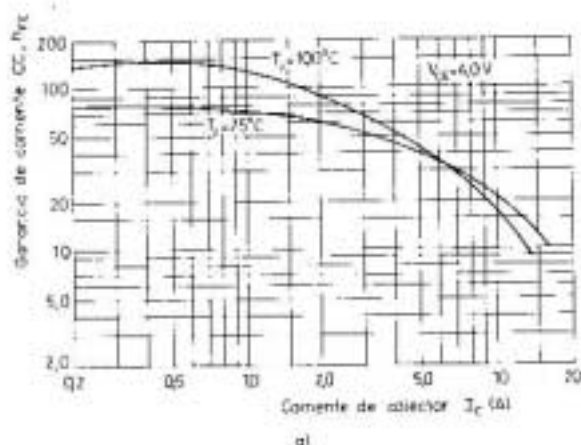


Fig. 2a) Ganancia de corriente de un TBJ en función de la corriente de colector. (Dibujo tomado de ref. [4].)

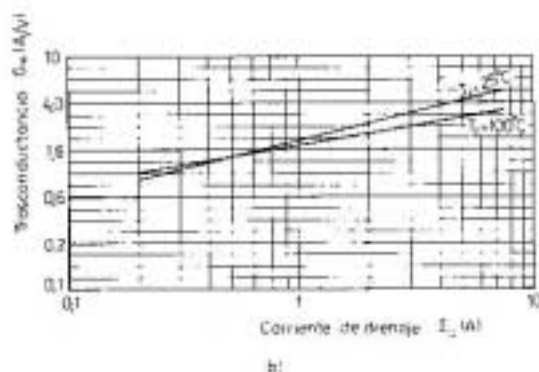


Fig. 2b) Transconductancia de un 1TCMOS en función de la corriente de drenaje. (Dibujo tomado de ref. [4].)

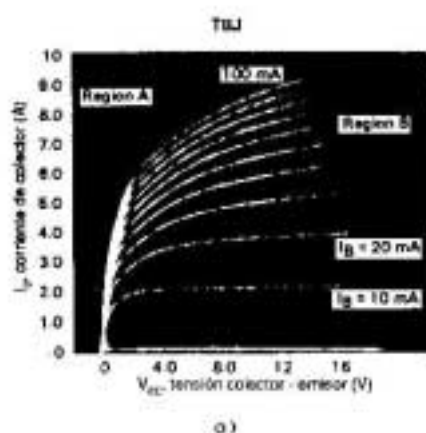


Fig. 3a) Característica de salida de un TBJ MJE1500. La región A es llamada de saturación, la región B es llamada activa. (Extraído de ref. [4].)

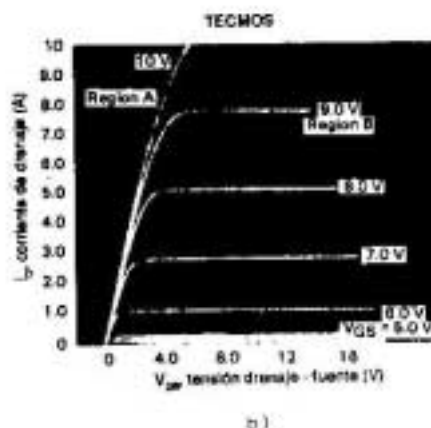


Fig. 3b) Característica de salida de un 1TCMOS MTP9A232. La región A es llamada activa, la región B es llamada de saturación. (Extraído de ref. [4].)

ventaja se manifiesta al hacer una simulación con el programa SPICE de la etapa con dispositivos TBJ (Fig. 4a) y de la etapa con dispositivos TECMOS (Fig. 4b). Las condiciones de corriente de polarización y máxima excursión son iguales en ambas simulaciones. Las señales de entrada (fuente de corriente) son senoideales puras de 1 kHz. Se han usado modelos completos para todos los transistores. Los TBJ de potencia son MJ 15024/25 y los excitadores (drivers) TIP 29/30 C. Los TECMOS (TMOS) son IRF 232.

La simulación con SPICE está compuesta por un análisis transitorio y por un análisis de Fourier de la tensión sobre la carga RL . Los resultados se muestran en las Tablas I y II.

Se ha comprobado que el valor de la distorsión armónica total es menor en el caso de los TECMOS. Pero más importante que este valor, es la composición armónica de la distorsión; siendo que en los TECMOS las armónicas decaen fuertemente más allá de la tercera.

Desde el punto de vista psicoacústico, se sabe que el oído enmascara armónicas próximas a la fundamental [1]. Si se comparan, por ejemplo, los valores de la 6ª, 7ª, 8ª, y 9ª armónica —que el oído no enmascara— (ver Tablas I y II) difieren en un orden de magnitud en favor de los transistores TECMOS. Se percibirá entonces, una distorsión mucho menor en una etapa construida con ellos.

Respuesta en frecuencia

La respuesta en frecuencia de los TBJ (ec. 1) tiene dos polos y dos ceros. La ubicación de éstos depende de la corriente de colector, pues tanto la ganancia de corriente β como la frecuencia de cruce f_c son función de I_c . La ganancia de lazo será entonces, función de la corriente de colector I_c ; lo que se traduce en no linealidades y por ende, en distorsión.

A medida que aumenta la frecuencia, los polos irán aumentando la fase en la ganancia de lazo. La fase llegará a un máximo y comenzará a decrecer por efecto de los ceros. Este máximo puede alcanzar los -130° para un β de 80. Si se tienen en cuenta los -90° que aporta el polo de la etapa de entrada se tendrá $-130^\circ - 90^\circ = -220^\circ$ en la década de los 100 kHz, lo que hace inestable al amplificador.

La solución es correr el polo de entrada a frecuencias más bajas, para que el módulo de la ganancia de lazo alcance los 0 dB antes que la fase llegue a -180° y cumplir, así, con el criterio de estabilidad de Nyquist.

Este retraso del polo de la etapa de entrada, si bien compensa al amplificador, acarrea dos problemas. Uno, es el de degradar la ganancia de lazo T . Por eso, sabiendo que la distorsión a lazo cerrado es, en gran medida, la distorsión a lazo abierto dividido T [4], debemos diseñar T de modo tal, que tenga un valor alto en la banda de frecuencias audibles. El segundo problema es la limitación del "slew-rate", que se ve

TABLA I

TECMOS				
ARMÓNICA NO	FRECUENCIA (Hz)	COMPONENTE DE FOURIER	COMPONENTE NORMALIZADA	FASE (GRAD)
1	1.000E+03	5.779E+01	1.000E+00	-1.701E+00
2	2.000E+03	9.503E-03	1.650E-04	0.798E+01
3	3.000E+03	6.029E+00	1.373E-01	1.728E+02
4	4.000E+03	1.018E-02	1.764E-04	0.737E+01
5	5.000E+03	9.766E-01	1.676E-07	1.739E+02
6	6.000E+03	1.070E-02	1.057E-04	0.790E+01
7	7.000E+03	2.456E-01	4.282E-03	1.701E+02
8	8.000E+03	1.142E-02	1.982E-04	0.900E+01
9	9.000E+03	7.451E-02	1.290E-03	1.615E+02
DISTORSION ARMÓNICA TOTAL = 1.404307E+01 POR CIENTO				

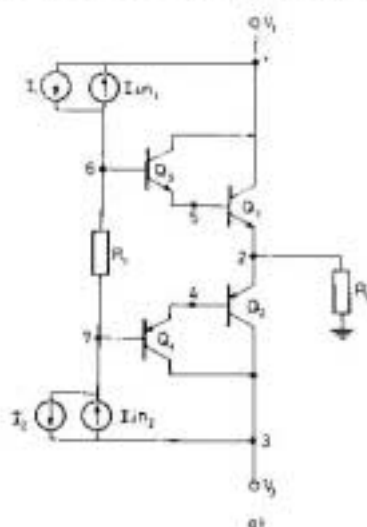
TABLA II

TBJ				
ARMÓNICA NO	FRECUENCIA (Hz)	COMPONENTE DE FOURIER	COMPONENTE NORMALIZADA	FASE (GRAD)
1	1.000E+03	7.796E+01	1.000E+00	1.908E+02
2	2.000E+03	1.129E-01	1.540E-03	0.743E+01
3	3.000E+03	1.498E+01	2.056E-01	9.604E+02
4	4.000E+03	1.104E-01	1.519E-03	0.827E+01
5	5.000E+03	6.673E+00	9.139E-02	2.126E+01
6	6.000E+03	1.049E-01	1.440E-03	0.555E+01
7	7.000E+03	3.751E+00	5.146E-02	3.696E+01
8	8.000E+03	9.672E-02	1.327E-03	0.159E+01
9	9.000E+03	2.366E+00	3.247E-02	5.637E+01
DISTORSION ARMÓNICA TOTAL = 2.331702E+01 POR CIENTO				

comprometido cuando para retrasar el polo de la etapa de entrada se debe aumentar el capacitor de compensación.

En el caso de los TECMOS, la transferencia muestra un polo y un cero (ec. 2). El cero está separado en más de dos décadas. El polo es independiente de la corriente de drenaje —debido a que C_{gs} es poco sensible a I_D y a la frecuencia [7]— y estará alrededor de los 300 kHz, si se elige correctamente R_g . Junto con el polo de la etapa de entrada se tiene una ganancia de lazo con dos polos, independiente de I_D , que será perfectamente estable para un margen de fase de 40°.

Concluyendo, se puede decir que el uso de transistores TECMOS como dispositivos de salida, presenta las siguientes ventajas: mayor ancho de banda, transferencia —en términos de la frecuencia compleja s — independiente de I_D y ancho de banda de potencia, mayor que el ancho de banda de pequeña señal.



Potencia

Los transistores TECMOS no tienen limitación por segunda ruptura. Esto aporta al diseño mayor confiabilidad, especialmente a altos niveles de potencia con cargas que presentan componentes reactivos.

Estabilidad térmica

En las Figs. 2a) y b) tenemos las características de transferencia en función de la temperatura. En los TBJ la ganancia de corriente β aumenta con la temperatura; en consecuencia aumenta la ganancia de lazo y el circuito puede tornarse inestable. Mientras que en los TECMOS la transconductancia disminuye con la temperatura, volviendo al amplificador más estable.

Rendimiento

La corriente necesaria para excitar un transistor TECMOS hasta su máxima excursión es función de la resistencia R_g en paralelo con el "gate". Como hemos visto, esta resistencia juega un papel fundamental en la respuesta en frecuencia. Los valores típicos rondan los 270 Ω para unos 300 kHz de ancho de banda. La corriente necesaria para excitar es de unos 20 mA para $R_g = 270 \Omega$. La etapa excitadora es de diseño sencillo, dada la baja corriente que debe manejar. En consecuencia, disipa menor potencia que una etapa excitadora de transistores bipolares, mejorando la eficiencia total del amplificador.

Lineamientos generales de diseño

El diseño de la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo, es similar al caso de los TBJ. Se ubican los polos y ceros de todas las etapas (entrada, TECMOS, filtro de salida, realimentador) que conforman la ganancia de lazo, con dos condiciones de diseño: una es el margen de fase de unos 40° y la otra es el mayor valor posible del módulo de la ganancia de lazo a 20 kHz. El programa de control automático C-C es una herramienta de análisis y desarrollo muy poderosa para un ajuste final del diseño.

Si fuera necesario entregar mayor cantidad de corriente a la carga, los TECMOS pueden aparcarse. Los transistores TECMOS que se pongan en paralelo deben tener apareadas sus transconductancias [7]. Se han hecho ensayos apareando V_{gs} @ $I_D = 1 \text{ mA}$ (V_{T1}) y V_{gs} @ $I_D = 1 \text{ A}$, y la corriente de drenaje de ambos transistores no difieren en más de un 10% en toda la

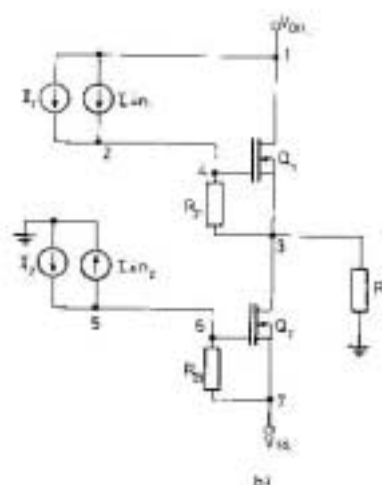


Fig. 4 — Circuitos propuestos para simulación SPICE: a) TBJ; b) TECMOS.

características de transferencia. Deben tenerse en cuenta las oscilaciones autosostenidas, generadas al poner en paralelo el "gate" con el "drain" [4].

La tensión de umbral V_T (definida como V_{gs} @ $I_D = 1 \text{ mA}$) decrece con la temperatura a razón de $7 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Este hecho puede generar, al igual que con transistores bipolares, el fenómeno de realimentación positiva llamado embalamiento térmico. Analizando las relaciones porcentuales:

$$\frac{\Delta V_T/^\circ\text{C}}{V_T} \text{ (TECMOS)} \quad \frac{\Delta V_{be_{sat}}/^\circ\text{C}}{V_{be_{sat}}} \text{ (TBJ)}$$

se encuentra que es menor en el caso de los TECMOS, resultando más sencilla la compensación por temperatura. Los métodos de compensación usuales basados en termistores son apropiados. Un eficiente sistema de disipación de calor también estabiliza al amplificador.

Conclusiones

Se han analizado las ventajas comparativas de los transistores de efecto de campo de potencia TECMOS frente a los bipolares, como dispositivos de salida de etapas de potencia de audio. Presentan amplias ventajas en lo referido a distorsión, respuesta en frecuencia y estabilidad térmica. Pueden verse topologías básicas en las referencias [2], [4], [5] y [6]. ■

Referencias

- [1] Beranek, Leo L.: "Acoustics", McGraw-Hill Company, 1954.
- [2] "Audio Handbook", National Semiconductor Corp., 1977.
- [3] Muller, Richard S. y Kamina, Theodore L.: "Device Electronics for Integrated Circuits", John Wiley & Sons, 1977.
- [4] "Power Mosfet Transistor Data", Motorola, 1985.
- [5] Roehr, Bill: "A Simple Direct-Coupled Audio Amplifier", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE-28, Nº 4, noviembre 1982.
- [6] Harvey, Barry: "Power FET Amplifier Designs", EDN, nations, bre 28, 1980.
- [7] Sempel, Tokuo; Ohashi, Shin-ichi y Ochi, Shikayuki: "100 Watt Super Audio Amplifier Using New MOS Devices", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE-23, Nº 3, agosto 1977.
- [8] "Mosfet Power Data", International Rectifiers, 1982.
- [9] "Motorola Power Data Book", Motorola Inc., 1982.