



VI Congreso Iberoamericano de Acústica - FIA 2008  
Buenos Aires, 5, 6 y 7 de noviembre de 2008

FIA2008-A038

## Cuerpo de micrófono de alta performance para cápsulas de instrumentación

Daniel Nestor Sinnewald <sup>(a)</sup>, Pablo Martín Gomez <sup>(b)</sup>, Daniel Sergio Gavinowich <sup>(c)</sup>, Francisco Ruffa, <sup>(d)</sup>, Pablo Rodolfo Ciccarella <sup>(e)</sup>, Nilda Susana Vechiatti <sup>(f)</sup>, Alejandro Javier Vizzari <sup>(g)</sup>, Lucas Tomás Rubinstain <sup>(h)</sup>

Facultad de Ingeniería de la Universidad de Buenos Aires, Laboratorio de Acústica y Electroacústica (LACEAC), Paseo Colón 850 Primer Piso, 1063 Buenos Aires Argentina. Tel +54 11 4343 0891 interno 261, Fax +54 11 4331 5526

- (a) E-mail: dsinnewald@gmail.com
- (b) E-mail: elpablogomez@gmail.com
- (c) E-mail: dgavi@fi.uba.ar
- (d) E-mail: fruffa@fi.uba.ar
- (e) E-mail: pabloc@rpmservicios.com.ar
- (f) E-mail: nildavec@yahoo.com.ar
- (g) E-mail: alezzari@gmail.com
- (h) E-mail: lucas@ingerub.com.ar

### Abstract

A microphone body has been designed with a very low noise high performance preamplifier to be used with instrumentation capsules with polarization voltage of 200 V. In order to assure the calibration stability of the capsule, the output amplitude of the oscillator that generates the polarization voltage is stabilized by means of an automatic amplitude control. Very low distortion levels had been achieved, much better than those offered by the best commercial options. For this purpose, simple linearizing techniques were applied leading to a novel circuit topology.

### Resumen

Se ha diseñado un cuerpo de micrófono con un preamplificador de alta performance de muy bajo ruido, para cápsulas de instrumentación con 200 V de tensión de polarización. Al efecto de asegurar la estabilidad de la calibración de la cápsula utilizada, la amplitud de la salida del oscilador que genera la tensión de polarización, está estabilizada por medio de un control automático de amplitud. Se han logrado cifras de distorsión para altos niveles de salida mucho menores a las ofrecidas por las mejores opciones comerciales. Para tal fin se aplicaron simples técnicas de linealización originando una topología circuital novedosa.

### 1 Fuente de polarización

La electrónica contenida en un cuerpo de micrófono concebido para cápsulas de instrumentación, además de la misión inherente de procesar la señal de audio, debe proveer la tensión de polarización necesaria para la cápsula. Generalmente esta tensión es de 200 V y su estabilidad compromete la calibración del micrófono durante la medición. Para obtener esta tensión desde la fuente de alimentación phantom provista por un preamplificador, se recurre necesariamente a un conversor auto oscilante que opera a una frecuencia del orden de las centenas de kilohertz, materializado en torno a un pequeño transformador elevador. Rectificando y filtrando la señal de salida se obtiene la tensión continua de polarización. Uno de los desafíos del diseño es evitar que esta señal de alta frecuencia se introduzca en la señal de audio, ya sea a través de la línea interna de alimentación o por acoplamiento acapacitivo. Si bien en principio es inaudible, con altos niveles puede generar aliasing durante la conversión al dominio digital.

Este generador podría funcionar produciendo una señal cuadrada, lo que en principio ofrecería una salida de tensión estable, condición adecuada para este propósito y con una implementación simple. Pero los flancos de una forma de onda cuadrada producen contenidos espectrales que alcanzan frecuencias muy elevadas, particularidad inconveniente en cuanto al acoplamiento indeseado a la señal de audio. Otro problema es que en un generador de este tipo (switching) la corriente de alimentación que demanda resulta ser mas elevada que lo razonable para esta aplicación. Como es sabido, un generador switching es conveniente desde el punto de vista del rendimiento, lo que en este caso carece de relevancia por que una vez establecidas las cargas necesarias en la cápsula, el consumo de energía es prácticamente nulo. En base a esto se puede pensar en un generador senoidal como el de la figura 1, en el que no se producen componentes elevadas insidiosas. Se trata de un oscilador simétrico (Push Pull) en el que la frecuencia de oscilación está determinada por la frecuencia de auto resonancia resultante del acoplamiento de todos los bobinados y sus capacidades de dispersión.

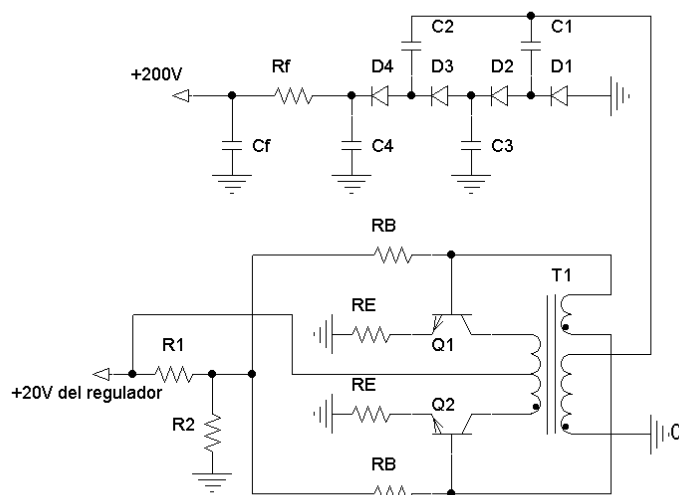
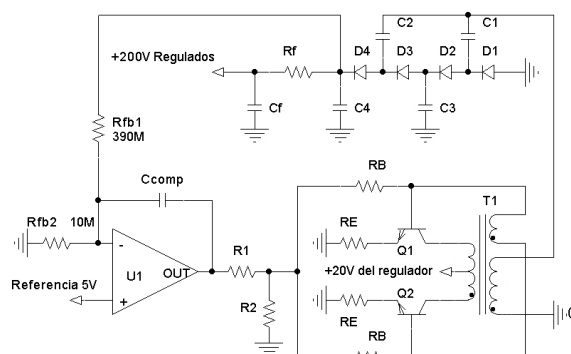


Figura 1. Generador senoidal básico



**Figura 2.** Generador senoidal con estabilización

La tensión senoidal de salida es rectificadora y multiplicada por cuatro por medio de un multiplicador Cockroft-Walton, que permite mantener baja la relación del transformador simplificando su construcción.

Pero para mantener la corriente de alimentación baja y la forma de onda limpia hay que controlar la transconductancia de los transistores, lo que atenta contra la estabilidad de la amplitud y el arranque seguro del oscilador. Para solucionar este problema se controla la amplitud de la señal generada agregando control automático de ganancia, tal como se muestra en la figura 2. El amplificador operacional U1 es del tipo low power y regula la transconductancia de los transistores modificando la corriente de base mediante la variación de la tensión aplicada al divisor R1/R2, ahora dimensionado para adecuar la ganancia de lazo del sistema. El divisor de tensión compuesto por Rfb1 y Rfb2 entrega 5 V cuando la salida rectificada es de 200 V, cerrando con la referencia de tensión. El capacitor Ccomp establece la amortiguación del sistema. Con esta disposición se logró un consumo de corriente del conjunto de sólo 2 mA.

## 2 Procesamiento de la señal de audio

Además de generar las cargas acumuladas en la cápsula, hay que contar con un preamplificador de entrada con la alta impedancia necesaria para asegurar su funcionamiento a carga constante.

Para esta particular misión antiguamente se utilizaban válvulas que inherentemente ofrecían esa alta impedancia de entrada. Hoy se ofrecen etapas de entrada valvulares con la dudosa promesa de un sonido excelso. El dispositivo de estado sólido adecuado para esta misión es el transistor de efecto de campo de juntura JFET, análogo a un triodo. En la figura 3 se esquematiza una configuración típica con transformador de salida, necesario para proveer una señal simétrica para excitar una típica línea balanceada como corresponde para el uso profesional. En la parte limitada por la línea interrumpida se representan todos los elementos de una entrada con fuente phantom. Básicamente, el JFET funciona como un seguidor excitando con baja impedancia al transformador, que además provee la alimentación para los circuitos internos a través del punto medio del primario que es una masa virtual para alterna. El diodo zener estabiliza la tensión de alimentación mediante la caída de tensión en los resistores de la fuente phantom, que definen la impedancia de entrada de modo común. Para la

polarización de la cápsula y del JFET se utilizan resistores de 1 Gigaohm, que prácticamente definen en paralelo la impedancia de entrada.

Hay dos puntos altamente objetables de una disposición como esta. En primer término el transformador, que compromete la performance de audio particularmente por la distorsión en el extremo inferior del espectro. Por otro lado su implementación sería muy comprometida para asegurar una respuesta en frecuencia plana para calificar como de instrumentación. En segundo término la baja transconductancia del JFET da lugar a altos niveles de distorsión.

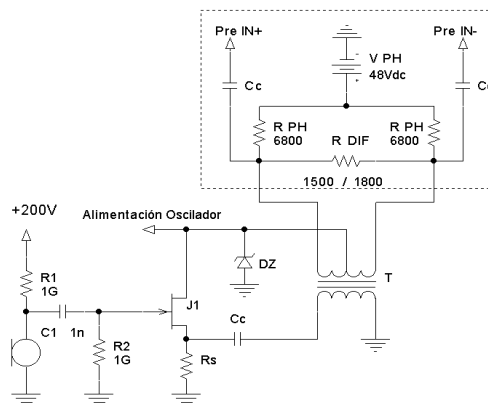


Figura 3. Configuración con transformador

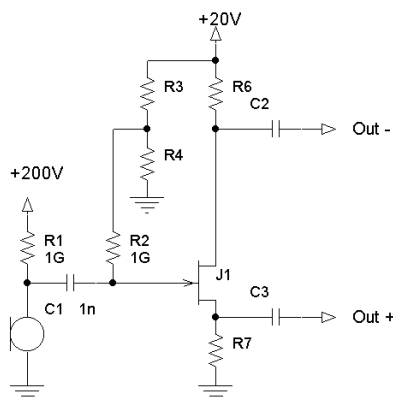
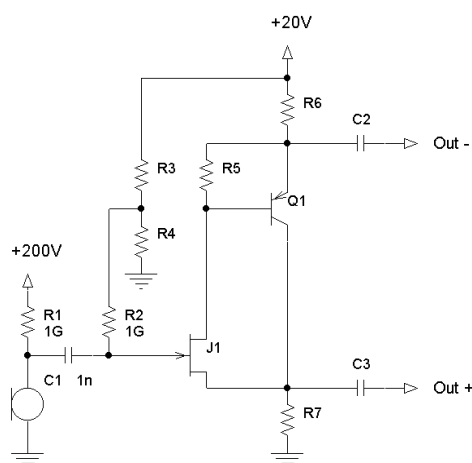


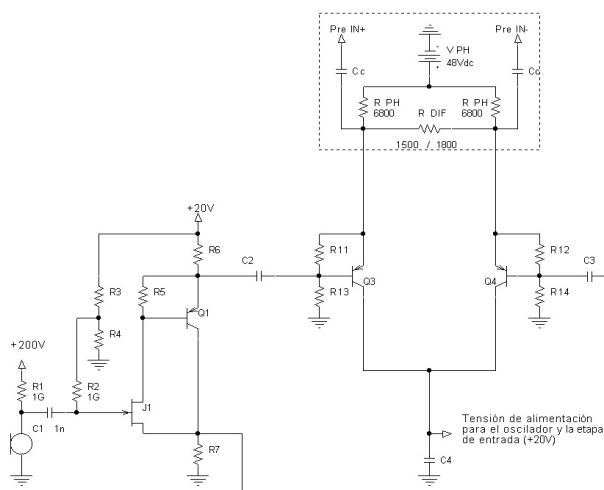
Figura 4. Inversor de fase electrónico

Para dejar de lado el transformador es necesario efectuar la inversión de fase electrónicamente y se logra tomando la salida invertida mediante la incorporación de un resistor de drenaje en J1 (R6) con un valor igual al de R7 (figura 4). El divisor R3/R4 se dimensiona para obtener la mínima distorsión.

Nuevamente la baja transconductancia del JFET produce una distorsión excesiva para el objetivo del proyecto. Esto se soluciona mediante una configuración fetlington (figura 5) en el que la adición del transistor bipolar aumenta la transconductancia del transistor equivalente. Otra forma de interpretar esta disposición, es que el transistor Q1 constituye una segunda etapa de amplificación en un amplificador realimentado, donde la realimentación se aplica en el source de J1. Cuanto mayor sea la ganancia de lazo menor será la distorsión resultante. Este concepto será aplicado posteriormente en la etapa de salida.



**Figura 5.** Configuración fetlington

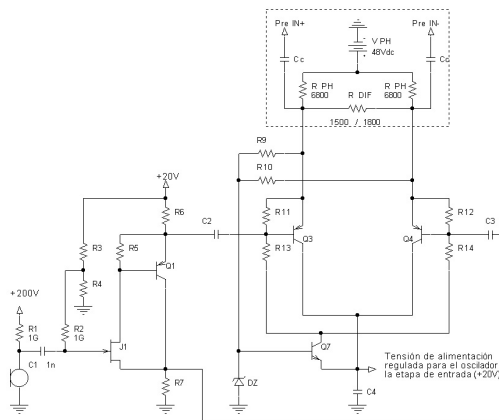


**Figura 6.** Incorporación del buffer de salida

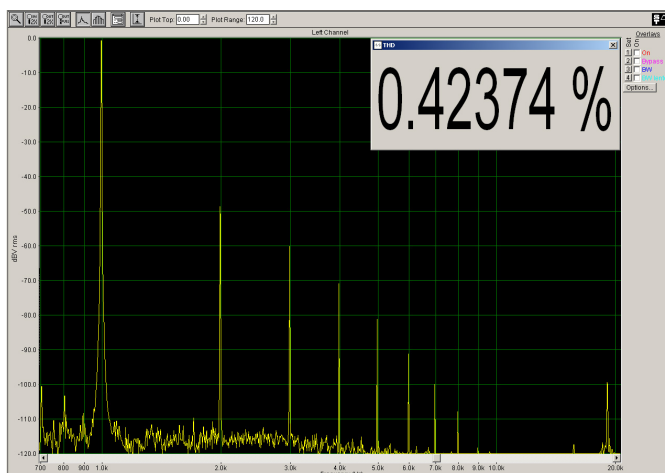
Ahora es necesario agregar un seguidor con alta impedancia de entrada (buffer) para mantener la simetría de la señal y que provea la baja impedancia de salida para excitar a la línea balanceada. Téngase en cuenta que la impedancia de salida por el drenaje de J1 es aproximadamente  $R6$  (del orden de los kilohms). En la figura 6, la salida simétrica de la etapa de entrada, se acopla mediante capacitores a un par de seguidores por emisor constituidos por Q3 y Q4. La red de polarización de base de estos transistores fija el punto de trabajo y consecuentemente la caída de tensión sobre los resistores de la fuente phantom.

Como la excitación de estos transistores es simétrica la suma de las corrientes de colector es constante y se usa para alimentar al sistema. Pero esta corriente es dependiente de la temperatura y de las posibles variaciones de tensión de la fuente phantom, por lo que se compromete la estabilidad de la tensión suministrada al conjunto.

Para regular la tensión de salida se modifica el circuito como se muestra en la figura 7. El transistor Q7 recibe en la base la referencia de tensión (20,7 V) y muestrea por el emisor la tensión de salida a estabilizar, actuando sobre la corriente de polarización de los transistores Q3 y Q4.



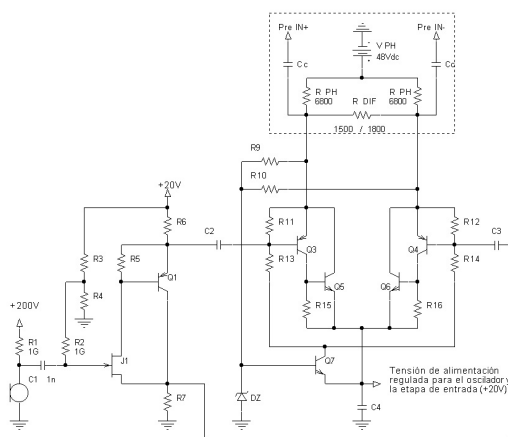
**Figura 7.** Etapa de salida como fuente regulada



**Figura 8.** THD del circuito de la figura 7

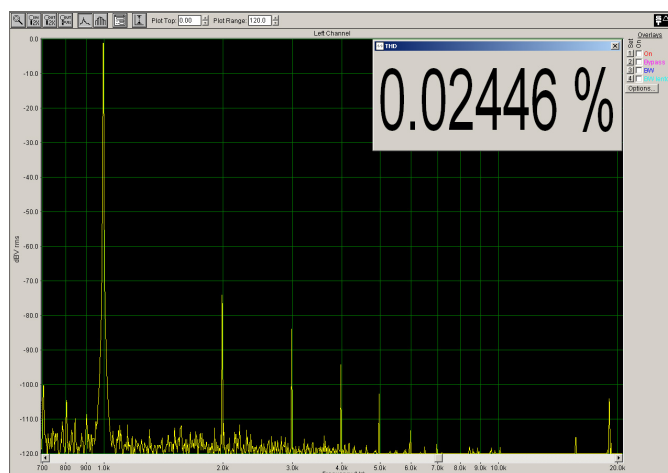
Para evaluar la performance de distorsión (THD) se aplica a la entrada una señal de 1 V pico, lo que podría suministrar aproximadamente una cápsula de una pulgada a 120 dB SPL. El espectro de distorsión se muestra en la figura 8 y es lo que se puede esperar de un cuerpo de micrófono comercial. Como esta cifra de distorsión no se puede considerar razonable se efectúa la modificación mostrada en la figura 9.

En cierta forma es análoga a la modificación de la etapa de entrada puesto que los transistores PNP Q3 y Q4 se reemplazan por una configuración cuasi darlington con las mismas ventajas explicadas.

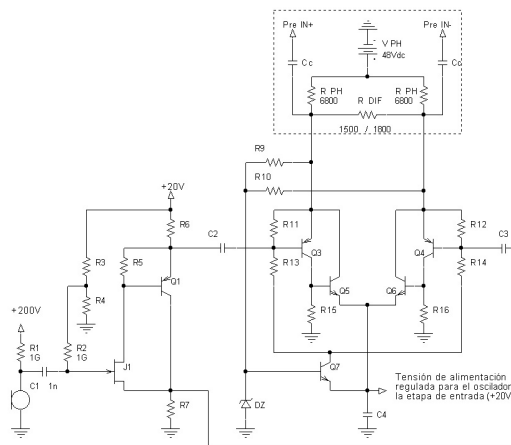


**Figura 9.** Buffer con cuasi Darlington

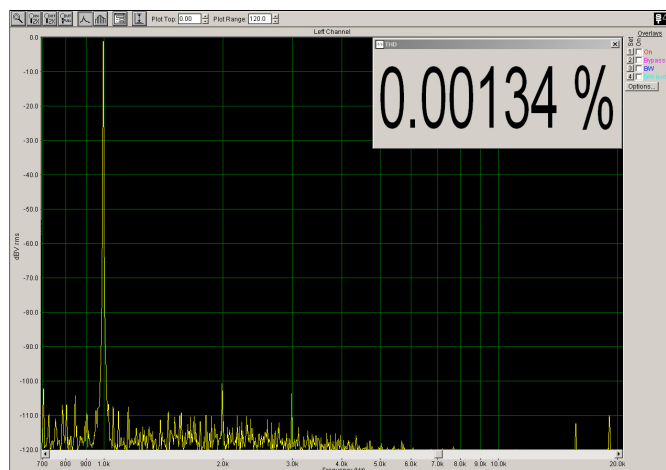
La eficacia queda de manifiesto en el espectro de distorsión de la figura 10, medido al mismo nivel que el anterior, con una mejora de la THD superior a un orden de magnitud. Pero todavía es posible ir mas lejos en la linealización de la transferencia mediante simples modificaciones. Como se explicó anteriormente el cuasi darlington se puede ver como un amplificador realimentado de dos etapas en el que la ganancia de lazo modifica el comportamiento de distorsión. Los resistores R15 y R16 que intervienen en la polarización de Q5 y Q6 tienen un valor óptimo cercano a 1000 Ohm, lo que reduce la ganancia de lazo. Si esos resistores se reemplazaran por fuentes de corriente, la ganancia de lazo llegaría al máximo posible disminuyendo notablemente la THD. Pero no es necesario llegar a tal extremo. Obsérvese que la tensión en la base de Q5 y Q6 está a 0,7 Volt por arriba de los 20 Volt regulados. Si los resistores R15 y R16 se conectan a masa, se puede establecer la corriente de reposo para Q5 y Q6 con un valor de resistencia muy elevado, como si se tratara de una fuente de corriente (figura 11). El incremento de la ganancia de lazo produce una mejora de mas de un orden de magnitud en la THD (figura 12).



**Figura 10.** THD del circuito de la figura 9



**Figura 11.** Conexión de R15 y R16 modificada



**Figura 12.** THD del circuito de la figura 11

Pero todavía queda un recurso más para linealizar a la etapa de salida. Los emisores de Q5 y Q6 convergen en un nodo suministrando la corriente de alimentación y conforman un par diferencial. Este par diferencial puede ser linealizado (figura 13) incorporando un resistor de degeneración de bajo valor (R17) de modo que no produzca una caída de tensión excesiva en la tensión de alimentación. Los efectos sobre la THD se verifican en la figura 14 con casi 6 dB de mejora.



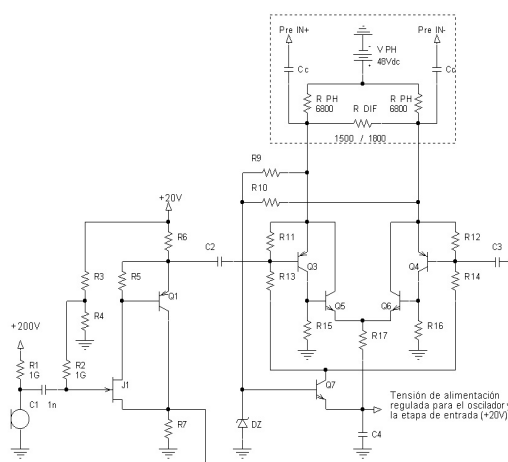


Figura 13. Degeneración en el par diferencial

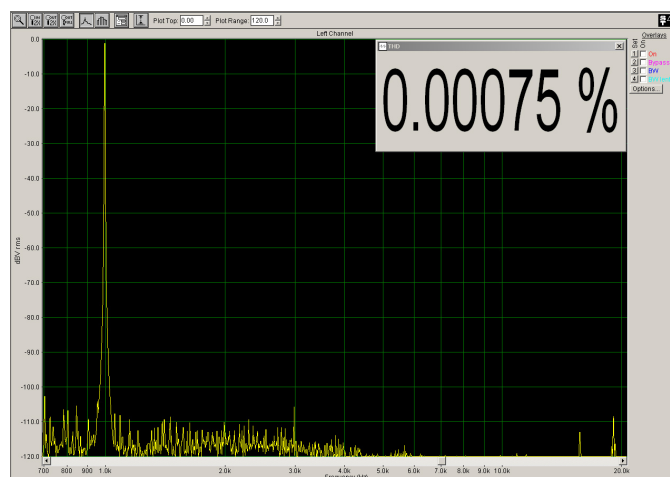


Figura 14. THD del circuito de la figura 13

### 3 Conclusiones

En la concepción de los circuitos destinados a este cuerpo de micrófono se han enfatizado tanto las características de estabilidad con la temperatura como la linealidad a altos niveles de señal. Esta última característica lo hace especialmente atractivo para asegurar la transparencia al efectuar tomas de sonido de alta calidad. La adición de un control automático de ganancia al generador de tensión de polarización garantiza la calibración durante los procesos de medición.

Las topologías circuitales expuestas logran superar ampliamente la performance de distorsión esperable de las implementaciones convencionales, aplicando artificios sencillos para la linealización.

#### Agradecimiento

Se agradece al laboratorio de Laser de CITEFA y al Sr. Juan José Luque en particular, por la intervención en la construcción de las partes mecánicas del cuerpo de micrófono.

**Referencias**

Gray, Paul ; Mayer, Robert (1990). “Análisis and Design of Analog Integrated Circuits”. John Wiley and Sons, New York, USA.

Whitlock, Bill (1998). “Subtleties Count in Wide-Dynamic-Range Analog Interfaces”. White Papers, Jensen Transformers, USA.