

Micrófonos completamente integrados

F. SANDOVAL-IBARRA* Y EDMUNDO A. GUTIÉRREZ-DOMÍNGUEZ

*Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica
Apartado postal 51, 72000 Puebla, Pue., México*

Recibido el 13 de febrero de 1995; aceptado el 7 de junio de 1995

RESUMEN. En este artículo se presenta una revisión crítica de la teoría, consideraciones de diseño y las tecnologías para la implementación de micrófonos completamente integrados compatibles con los procesos de fabricación de circuitos integrados.

ABSTRACT. This paper is a critical review of the theory, design consideration and suitable technologies for the implementation of a capacitive microphone compatible with standard IC fabrication process.

PACS: 29.40.p; 85.30

1. INTRODUCCIÓN

La miniaturización de sistemas electrónicos usando técnicas de fabricación de circuitos integrados (CI) es desde hace tiempo una realidad. El uso de sensores inteligentes es una práctica diaria y su éxito radica en la capacidad para integrar una gran cantidad de componentes electrónicos y el elemento sensor en un mismo sustrato; por su tamaño y reproducibilidad su costo de fabricación es relativamente bajo.

Los dispositivos de ayuda auditiva son un ejemplo de sensores inteligentes, los cuales requieren de un transductor acústico y de la circuitería para el procesamiento de las señales, así como para la programación de las frecuencias de bajo nivel audible, control de volumen, etc. Por lo anterior, es que en el presente artículo se da la teoría y las consideraciones de diseño para la fabricación de un micrófono completamente integrado, compatible con los procesos de fabricación estándar de CI en silicio.

2. MICRÓFONO DE CONDENSADOR

Esta clase de transductor es un capacitor de placas paralelas, en el que una de éstas es fija y la otra es una laminilla sensible a las ondas sonoras que actúa como placa móvil. Históricamente, esta laminilla ha sido una delgada hoja de electreto que permitió fabricar micrófonos en tecnología híbrida. En nuestros días, el micrófono de condensador, por lo simple de su estructura, es el adecuado para ser implementado mediante procesos de fabricación estándar de CI.

*Becario del CONACYT.

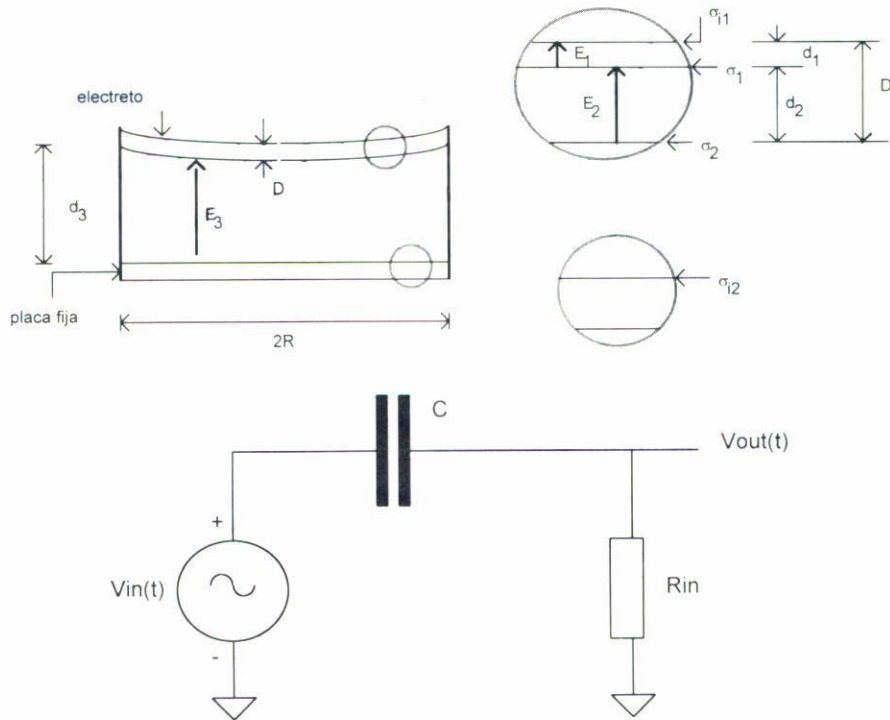


FIGURA 1. (a) Micrófono de electroreto. (b) Modelo eléctrico RC.

Debido a que un electroreto es un material permanentemente polarizado, el micrófono convierte directamente energía mecánica en energía eléctrica sin necesidad de polarización externa. En la práctica, el electroreto contiene sobre una de sus superficies una capa metálica que hace el papel de electrodo. Para el análisis se supone que el electroreto posee una densidad de carga superficial σ separada una pequeña distancia de la placa metálica, y se considera que la hoja de electroreto está compuesta de dos diferentes dieléctricos. La Fig. 1a muestra una representación del micrófono, cuyas dimensiones verticales son tan pequeñas comparadas con las horizontales, que los efectos laterales debidos a las primeras se pueden ignorar.

Para un capacitor de geometría circular, R es el radio, d_3 la separación de las placas y D el grosor de la placa movable (llamada también diafragma). En la Fig. 1a se muestra un diafragma de electroreto con cargas superficiales constantes σ_1 y σ_2 , que inducen cargas σ_{i1} y σ_{i2} , las que a su vez generan campos eléctricos E_1 , E_2 y E_3 en las tres capas de material dieléctrico con permitividades dieléctricas ϵ_1 , ϵ_2 y ϵ_3 . Cuando una onda sonora periódica incide sobre el diafragma, d_3 cambia de manera periódica, causando que campos eléctricos y cargas inducidas experimenten fluctuaciones. En la práctica, una vez que las ondas sonoras provocan variaciones en la capacitancia, se requiere que el sistema presente un punto estable en DC, el cual puede ser obtenido mediante el uso de un resistor R_{IN} de muy alto valor conectado en paralelo con el capacitor, así como medir a través de R_{IN} una señal de salida en AC, que es una medida de la presión sonora aplicada P [1]. Aplicando el teorema de Gauss y la segunda ley de Kirchoff al sistema de la Fig. 1a, se obtienen

las ecuaciones que gobiernan la operación del circuito RC:

$$\begin{aligned}\epsilon_1 E_1 - \epsilon_2 E_2 &= \sigma_1, \\ \epsilon_2 E_2 - \epsilon_3 E_3 &= \sigma_2, \\ V + d_1 E_1 + d_2 E_2 + d_3 E_3 &= 0,\end{aligned}\tag{1}$$

con las cuales se obtiene el campo eléctrico E_3 :

$$E_3 = -\frac{\epsilon_1 \epsilon_2 V + \epsilon_2 d_1 (\sigma_1 + \sigma_2) - d_2 \sigma_2}{\epsilon_2 d_1 + \epsilon_1 (d_2 + d_3)},\tag{2}$$

donde V es la diferencia de potencial al que está sometido R_{IN} . Con las relaciones $\sigma_1 = -\sigma_2 = -\sigma$, $\epsilon_1 = \epsilon_2$, y $D = (d_1 + d_2)$ es fácil ver que el campo de interés está dado por

$$E_3 = -\frac{\epsilon_1 V + \sigma d_2}{\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_3}.\tag{3}$$

Por otro lado, si la carga inducida en la placa fija varía como consecuencia de la variación de d_3 , entonces la caída de potencial en el resistor está dada por

$$V = R_{IN}(\pi R^2) \frac{d\epsilon_3 E_3}{dt},\tag{4}$$

donde $\epsilon_3 E_3 = \sigma_{12}$.

Sustituyendo la Ec. (3) en (4) se obtiene la siguiente ecuación diferencial:

$$\frac{dV}{dt} + V \left[\frac{\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_3}{R_{IN} \epsilon_1 \epsilon_3 (\pi R^2)} - \frac{\epsilon_1}{\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_3} \frac{dd_3}{dt} \right] = \frac{\sigma d_2}{\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_3} \frac{dd_3}{dt}.\tag{5}$$

Para su solución, se supone que la separación de las placas está dada por

$$d_3 = d_{30} + d_{31} \text{sen}(\omega t),\tag{6}$$

donde d_{30} es la separación para $P = 0$, con P la presión sonora aplicada. Por otro lado, un micrófono de condensador presenta amortiguamiento cuando $P \neq 0$. Desde el punto de vista físico esto representa pérdida de sensibilidad, por lo que una opción para mejorar la respuesta del sensor la proporciona el hecho de que el amortiguamiento es inversamente proporcional a la tercera potencia de la separación de las placas del capacitor [2], por lo que se satisface $d_{31}/d_{30} \ll 1$. Además, un diafragma sujeto por su circunferencia, presenta una flexión W dada por

$$W(r) = \frac{PR^4}{64D_0} \left(1 - \left(\frac{r}{R} \right)^2 \right)^2\tag{7}$$

Si $W_0 = W(0)$ es la máxima flexión del diafragma, en primera aproximación se supone que $d_{31} = W_0$ y la Ec. (6) se redefine mediante la siguiente expresión:

$$d_3 = d_{30} + \frac{R^4}{64 \left(\frac{E_Y D^3}{12(1-\nu^2)} \right)} P \text{sen}(\omega t), \quad (8)$$

donde el término entre paréntesis del denominador es la rigidez flexural D_0 , con E_Y el módulo de Young y ν el valor de Poisson. Determinada la variación de d_3 , la solución de la Ec. (5) está dada por

$$V = C'(\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_{30}) \exp\left(-\frac{t}{R_{IN}C}\right) + \frac{\sigma d_2 d_{31}}{(\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_{30})} \frac{\text{sen}(\omega t) + \left(\frac{1}{\omega R_{IN}C}\right) \cos(\omega t)}{1 + \left(\frac{1}{\omega R_{IN}C}\right)^2}, \quad (9)$$

donde C es la capacitancia total y C' una constante. La caída de potencial a circuito abierto se determina cuando $R_{IN} \rightarrow \infty$, y si $P = 0$ se tiene la siguiente relación

$$V = \text{Cte.}(\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_{30}) \quad (10)$$

Además, de la ecuación característica del capacitor $Q = (\pi R^2)\sigma = CV_{\text{eq}}$ se determina el voltaje equivalente debido a σ , con $C' = \sigma/(\epsilon_1 \epsilon_2)$. Sustituyendo estos valores en la Ec. (9) se tiene la expresión siguiente:

$$V_{\text{total}} = V_{\text{eq}} \exp\left(-\frac{t}{R_{IN}C}\right) + \sigma \left(\frac{d_2 W_0}{\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_{30}} \right) \frac{\text{sen}(\omega t) + \frac{1}{\omega R_{IN}C} \cos(\omega t)}{1 + \left(\frac{1}{\omega R_{IN}C}\right)^2}, \quad (11)$$

y se puede ver que el primer término corresponde al punto estable deseado en DC, mientras que el segundo término es la señal de AC generada como consecuencia de la aplicación de P . La Ec. (11) permite implementar el modelo eléctrico que se muestra en la Fig. 1b, que es útil para calcular la frecuencia mínima ω_c para el intervalo de frecuencias de audio. En el dominio de la variable de Laplace la ecuación que gobierna el comportamiento del circuito está dada por la Ec. (12), donde C_i es la capacitancia parásita de entrada de un circuito preamplificador (generalmente pequeña para tecnología MOS):

$$V_{\text{out}}(s) = \left(\frac{1}{1 + \frac{C_i}{C}} \right) \frac{s}{s + \frac{1}{R_{IN}(C+C_i)}} V_{\text{in}}(s), \quad (12a)$$

$$\omega_c = \frac{1}{R_{IN}(C + C_i)}. \quad (12b)$$

Para el análisis en AC, $V_{\text{in}}(t)$ está dada por

$$V_{\text{in}}(t) = \sigma \left(\frac{d_2 W_0}{\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_{30}} \right) \frac{\text{sen}(\omega t) + \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right) \cos(\omega t)}{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}. \quad (13)$$

A manera de ejemplo, suponer una placa movable con los siguientes parámetros típicos: $\sigma = 10^{-8} \text{ C/cm}^2$ [3,4], $d_{30} = 1 \text{ }\mu\text{m}$, módulo de Young efectivo $E = 0.73 \times 10^{12} \text{ dinas/cm}^2$, $R = 475 \text{ }\mu\text{m}$ (para una capacitancia de 5 pF), $\epsilon_3 = \epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$, $\epsilon_1 = 3.9\epsilon_0$. El intervalo de variación de P se puede determinar a través de la Fig. 2a, la cual muestra la amplia gama de intensidades sonoras audibles captadas por el oído humano [5]. Evaluando la Ec. (13) para la presión mínima audible se obtiene un voltaje menor a $3 \text{ }\mu\text{Volts}$ (para $D < 1 \text{ }\mu\text{m}$), que es del orden del voltaje equivalente generado por el ruido del preamplificador. Una forma de incrementar la respuesta es aumentando σ o bien aproximando más las placas del capacitor. La última alternativa tiene el problema del amortiguamiento del sistema, mientras que la primera opción puede dar lugar a inestabilidades. En la práctica, la selección de d_3 está determinada en función del efecto debido a la presencia de la fuerza electrostática por unidad de área F_σ , dada por

$$F_\sigma = -\frac{\epsilon_3}{2} E_3^2 = -\frac{\epsilon_3}{2} \left(\frac{\epsilon_1 V_{\text{total}} + \sigma d_2}{\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_3} \right)^2 \tag{14}$$

Cuando $R_{\text{IN}} \rightarrow \infty$, se tiene la expresión obtenida por Warren *et al.* [6]

$$F_\sigma = -\frac{\epsilon_3}{2} \left(\frac{\sigma d_2}{\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_3} \right)^2 \tag{15}$$

Esta fuerza flexiona la placa movable del capacitor hacia la placa fija, por lo que, si se tiene un σ grande, la fuerza de restauración debida a la tensión de estiramiento T° de la membrana podría no ser suficiente para evitar el contacto de ambas placas. Se puede demostrar que la máxima flexión debida a σ está dada por

$$W_{\text{máx}, \sigma} = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{2} \right)^2 \frac{F_\sigma}{T^\circ} = \frac{\epsilon_3}{T^\circ} \left(\frac{R}{4} \right)^2 \left(\frac{\sigma d_2}{\epsilon_3 D + \epsilon_1 d_3} \right)^2, \tag{16}$$

la cual reproduce todas las consideraciones de diseño postuladas en la Ref. [6] (obtenidas mediante solución numérica para la minimización de la flexión estática). $W_{\text{máx}, \sigma}$ puede reducirse en la medida que se decremente F_σ o R , o bien aumentando T° . La última opción depende de las condiciones de fabricación del diafragma; la segunda alternativa depende del valor capacitivo determinado por diseño, el cual deberá ser mayor que la capacitancia parásita propia de la tecnología de fabricación; y la primera opción depende de parámetros de diseño. En general, una reducción en F_σ implica una reducción en E_3 , lo que repercute en $V_{\text{in}}(t)$ debido a que tal señal puede ser representada en función del campo eléctrico estático a través de la siguiente relación:

$$V_{\text{in}}(t) = -E_3 W_0 \frac{\text{sen}(\omega t) + \left(\frac{\omega_c}{\omega} \right) \text{cos}(\omega t)}{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega} \right)^2} \tag{17}$$

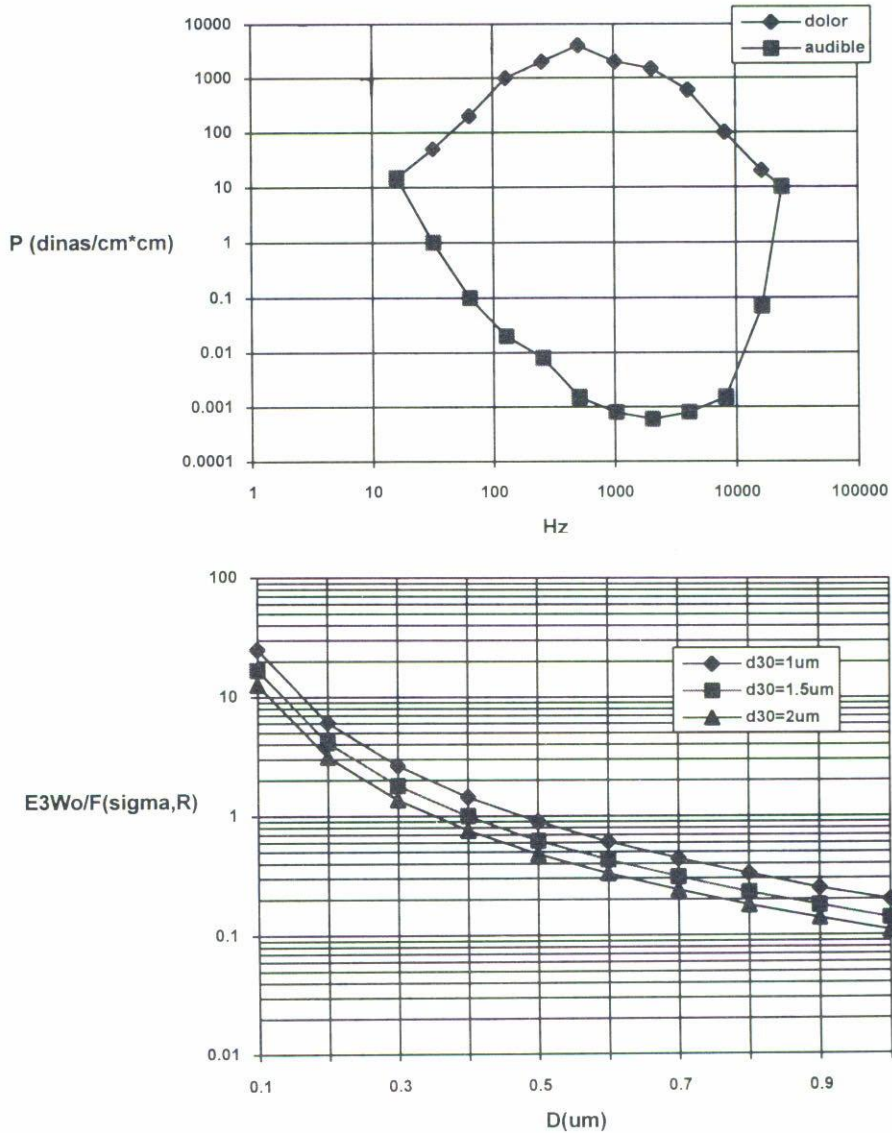


FIGURA 2. (a) Umbral del sonido captado por el oído humano. (b) Representación gráfica de la Ec. (18) como función del grosor del diafragma.

Sin embargo, existe un parámetro común a E_3 y W_0 : el grosor del diafragma D . Lo importante es que W_0 es inversamente proporcional a D^3 , y aun cuando E_3 decrementa su valor para diafragmas más delgados, el producto E_3W_0 aumenta:

$$E_3W_0 = \sigma \frac{3(1 - \nu^2)R^4P}{16 E_Y \epsilon_3} \left[\frac{d_2}{D^3 (D + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_3} d_{30})} \right] = F(\sigma, R) \left[\frac{d_2}{D^3 (D + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_3} d_{30})} \right]. \quad (18)$$

La Ec. (17) muestra que la respuesta del transductor es proporcional a E_3 . Sin embargo,

no es recomendable incrementar este parámetro, como se sugiere en la Ref. [7], ya que F_σ aumenta y el colapso entre placas es más probable. Lo adecuado es el uso de E_3W_0 como parámetro de diseño. Otra opción para incrementar el valor de $V_{in}(t)$ es utilizando un diafragma cuadrado (de área $4R^2$), ya que la relación de máxima flexión entre una y otra geometría es $W_{0,cuadrada} \sim 1.29 W_{0,circular}$ [8].

En la práctica, no siempre se tiene un micrófono de electreto, es decir, existe la alternativa de polarizar el sistema con un potencial externo V_{BIAS} . Para tal caso, la relación entre polarización externa y densidad de carga superficial es

$$V_{BIAS} = -\frac{\sigma}{\epsilon_1}d_2. \quad (19)$$

3. MODELO DINÁMICO DEL MICRÓFONO

La sensibilidad acústica y la frecuencia de resonancia ω_n de un micrófono dependen de las propiedades mecánicas de los materiales utilizados. Cuando este transductor es parte de un dispositivo de ayuda auditiva, se requiere de una sensibilidad mínima de 10 mV/Pa y ω_n del orden de $2\pi(20 \text{ kHz})$.

En los últimos años en diversos laboratorios del mundo se han dado a la tarea de cumplir tales requerimientos a través de diversos prototipos. Algunas de éstos son los debidos a Homh y Mulhaupt [7] (véase la Fig. 3a), en los que la placa fija es de silicio con una película de SiO_2 ($2 \mu\text{m}$) como electreto con una perforación de 1 mm de diámetro, a través del cual se tiene comunicación con una cámara (ésta minimiza el amortiguamiento del sistema). La membrana es una delgada lámina de Mylar (Tereftalato de polietileno, ®DuPont) de $13.0 \mu\text{m}$ de grosor, con separación de placas de $30 \mu\text{m}$. Por otro lado, en la Fig. 3b se tiene la propuesta de A.J. Sprenkels *et al.* [9] con $d_{30} = 20 \mu\text{m}$ y diafragma de Mylar ($D = 2.5 \mu\text{m}$). En este sistema el diafragma está sujeto a la placa fija mediante el uso de un polímero a través de perforaciones "G". Este micrófono tiene SiO_2 ($2 \mu\text{m}$) como electreto y las perforaciones "A" presentan la misma función que la estructura anterior. Se tiene además un soporte "S" que evita el contacto de ambas placas como resultado de la atracción electrostática.

El micrófono de Bergqvist y Rudolf [10] usa una polarización externa (16 volts) y un diafragma de silicio monocristalino [véase Fig. 3c]. La membrana tiene grosor de $5 \mu\text{m}$ y la placa fija es una película de vidrio. Donde esta última contiene una gran cantidad de pequeños orificios (103 en total) que ocupan el 20% del área total y que permiten la comunicación con la cámara posterior. La separación de las placas es de $4 \mu\text{m}$ para una capacitancia de 3.5 pF a $P = 0$.

De estas estructuras se ve que la tendencia es hacia la minimización del amortiguamiento del transductor, el cual, como se verá, se reduce en la medida que se tenga una mayor densidad de hoyos acústicos. Para la sensibilidad acústica, el uso de diafragmas gruesos genera razones $E_3W_0/F(\sigma, R)$ pequeñas con sensibilidades pobres (véase Fig. 2b). Esto da lugar a la realización de un análisis dinámico del micrófono y determinar en lo posible los parámetros que lleven a la optimización del mismo.

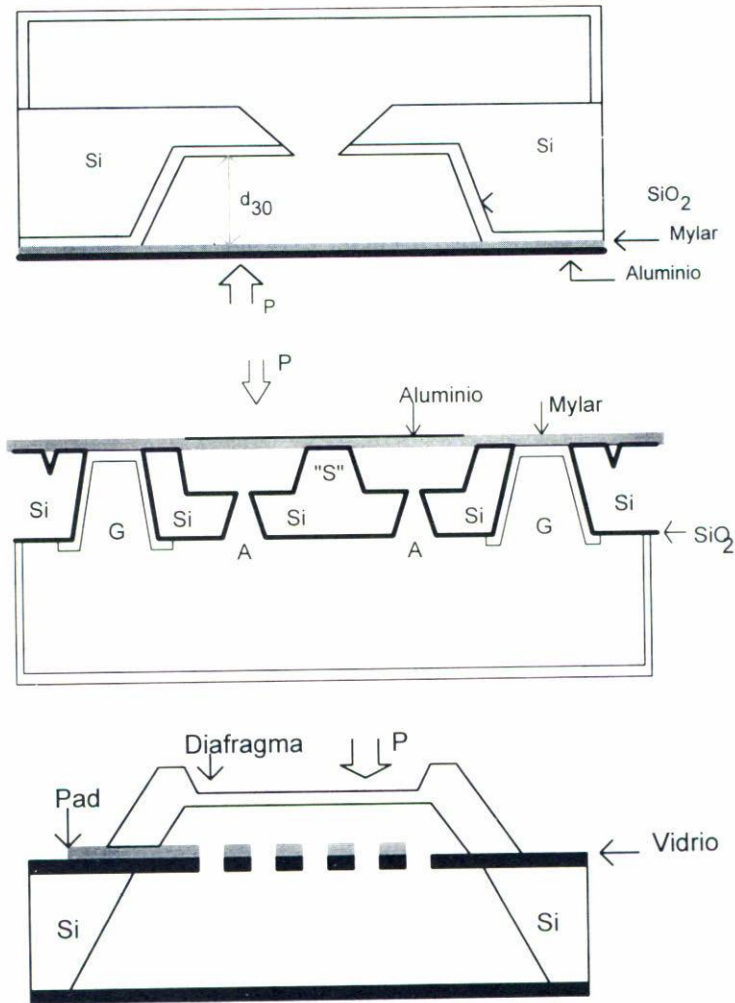


FIGURA 3. (a) Implementación de un micrófono de electreto [9]. (b) Micrófono de electreto con soporte [10]. (c) Micrófono con densidad de hoyos acústicos [11].

Considerando que todos los sistemas vibratorios están sometidos a un nivel de amortiguamiento debido a la disipación de energía por fricción y demás fuentes resistivas, es posible implementar un sistema mecánico equivalente para el micrófono [11] tal y como se muestra en la Fig. 4a. En este sistema m es la masa de la membrana, k la constante de Hooke, R_a la resistencia debida al amortiguamiento causado por el volumen de aire existente entre las placas del capacitor y $F(t)$ es la fuerza sobre el diafragma. La ecuación diferencial que gobierna la dinámica del sistema es

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + R_a \frac{dx(t)}{dt} + kx(t) = F_\sigma \text{sen}(\omega t), \quad (20)$$

y suponiendo que la solución de la ecuación diferencial es de la forma $x(t) = X \text{sen}(\omega t - \theta)$,

los valores de X y θ se obtienen de la representación vectorial que se muestra en la Fig. 4b:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{R_a \frac{\omega}{k}}{1 - \omega^2 \frac{m}{k}}, \quad X = \frac{\frac{F_0}{k}}{\sqrt{\left(R_a \frac{\omega}{k}\right)^2 + \left(1 - m \frac{\omega}{k}\right)^2}}, \quad (21)$$

mientras que el análisis de la ecuación homogénea genera una solución que es una combinación lineal del término $\exp(\pm \lambda t)$, donde

$$\lambda = \sqrt{\left(\frac{R_a}{2m}\right)^2 - \frac{k}{m}}; \quad (22)$$

y tomando en cuenta que el micrófono es un sistema sobre-amortiguado, se cumple la siguiente desigualdad:

$$\frac{R_a}{2\sqrt{mk}} \geq 1, \quad (23)$$

donde

$$R_a = \frac{3\eta_a R^2}{\pi N d_{30}^3} \left(\ln \frac{1}{A} - \frac{1}{2}(A-1)(A-3) \right) \quad (24)$$

para el caso en el que se tiene un flujo laminar entre las placas del capacitor, con η_a la viscosidad del aire, N el número de hoyos acústicos por unidad de área y A la fracción de área ocupada por N [12], mientras que la constante de rigidez está dada por

$$k = 13.57 TD. \quad (25)$$

Para valores típicos, $d_{30} = 1 \mu\text{m}$, $R = 500 \mu\text{m}$, $N = 1/\text{mm}^2$, $A = 0.1$, $T = 1.1 \times 10^8 \text{ N/m}^2$ para Si_3N_4 , $\eta_a = 17.1 \mu\text{Pa seg.}$ y $\rho = 3 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$ para Si_3N_4 se tiene el siguiente valor de λ :

$$\lambda \approx \left(\frac{R_a}{2m}\right) = 4.39 \times 10^9 \text{ seg}^{-1}. \quad (26)$$

Este resultado permite considerar al micrófono como un sistema compuesto de dos sistemas de primer orden en serie. El sistema con la constante de tiempo mayor determina la frecuencia de resonancia. Esto es equivalente a tener $m = 0$ en la Ec. (20) para obtener de la ecuación homogénea la frecuencia de resonancia

$$\omega_n = \frac{k}{R_a}. \quad (27)$$

Para incrementar ω_n a valores deseados, basta con aumentar k o bien reducir el valor de R_a . La primera opción no es recomendable debido a que se perdería sensibilidad y la última está relacionada con la reducción del amortiguamiento, la cual es factible aumentando N . Esta última consideración se ve en la implementación (véase Fig. 5a) de Scheeper *et*

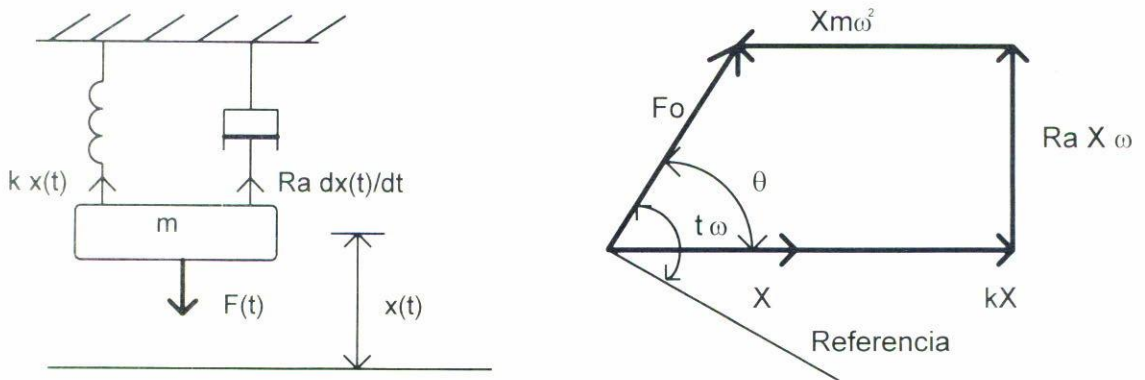


FIGURA 4. (a) Sistema mecánico equivalente para el micrófono bajo comportamiento dinámico. (b) Representación vectorial de la Ec. (27).

al. [12], donde se usa una película de Si_3N_4 (PECVD) de $1 \mu\text{m}$ de grosor como placa fija. En la Fig. 5b se muestra la sensibilidad de este transductor, y se puede ver que el micrófono con $d_{30} = 3.3 \mu\text{m}$ presenta una ω_n del orden de $2\pi(14 \text{ kHz})$. Para la curva (a) se usó una polarización de 12 volts como máximo, ya que el colapso del diafragma por atracción electrostática se tiene con 16 volts (para la curva “b” ocurre con 7.8 volts y para “c” con 3 volts). A través del experimento se ha determinado la influencia que presenta la tensión de la placa fija en la respuesta del transductor. Concluyendo que a tensiones mayores se tienen respuestas planas en el intervalo de frecuencias de interés, pero sin alcanzar la sensibilidad requerida para una ayuda auditiva. Por otro lado, de acuerdo a la Ec. (27), el incremento de N permite situar ω_n en un valor mayor al requerido. Esto significa que se puede reducir la constante de rigidez k a un valor tal que ω_n no sea menor que $2\pi(10 \text{ kHz})$. Con esto la sensibilidad acústica aumenta y sólo resta controlar los parámetros de fabricación para tener la tensión requerida en el diafragma.

Es importante hacer notar que los materiales usados para la fabricación de transductores acústicos, son aquellos de uso común en los procesos de fabricación de CI. Aún más, su implementación se realiza en el progreso mismo de una corrida de fabricación de circuitos integrados, con lo que no se altera la secuencia de fabricación del proceso estándar y todos aquellos pasos que no forman parte del proceso de fabricación (como el grabado anisotrópico de silicio), pero que son necesarios para la obtención del transductor, se realizan de manera posterior. Esta metodología de fabricación ha dado lugar a los transductores ya mostrados, y algunos otros que están basados en la propiedad piezorresistiva del silicio [13]; basados en diafragmas de silicio policristalino [14]; basados en diafragmas de silicio p+ [15] y en silicio ligeramente contaminado [10]. Sin embargo, todas estas propuestas no alcanzan los 10 mV/Pa requeridos para una ayuda auditiva. Pero, de acuerdo al estado del arte que guarda esta clase de transductores, todo apunta hacia el uso de diafragmas corrugados [16].

4. DIAFRAGMAS NO PLANOS

Un diafragma corrugado ofrece la posibilidad de controlar la sensibilidad mecánica a

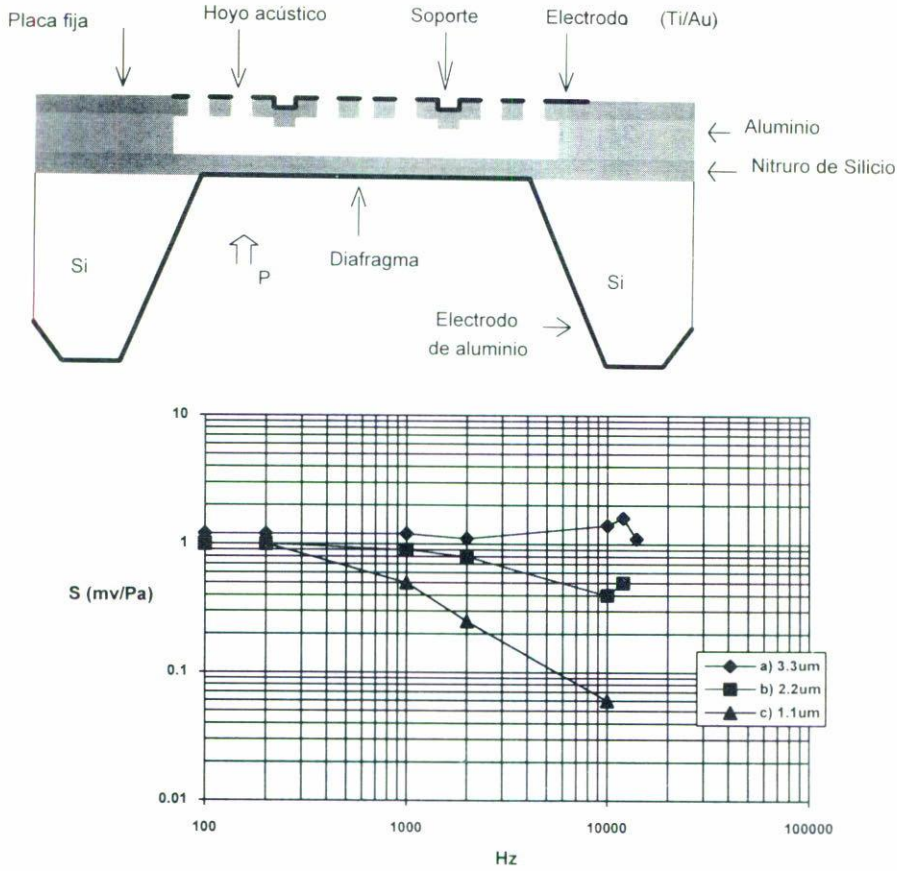


FIGURA 5. (a) Micrófono con diafragma de Si_3N_4 ; (b) su correspondiente sensibilidad en el dominio de la frecuencia [12].

través de las dimensiones de las corrugaciones, ya que la membrana puede experimentar una flexión mayor respecto a su contraparte plana. Para el análisis se considera la flexión de un diafragma circular, plano, de bordes fijos y sin tensión inicial bajo la aplicación de una presión P homogénea:

$$P = 5.33 \frac{E_Y}{(1 - \nu^2)} \left(\frac{D}{R}\right)^4 \left(\frac{W_0}{D}\right) + 2.83 \frac{E_Y}{(1 - \nu^2)} \left(\frac{D}{R}\right)^4 \left(\frac{W_0}{D}\right)^3 \quad (28)$$

Se puede ver que para pequeñas flexiones ($W_0/D \ll 1$), la relación entre W_0 y P está dada por la Ec. (7), mientras que para valores grandes de la razón W_0/D , se pierde la linealidad. Introduciendo corrugaciones, la Ec. (28) toma la siguiente forma analítica:

$$P = E_Y \left(\frac{D}{R}\right)^4 \left[a_p \left(\frac{W_0}{D}\right) + \frac{b_p}{(1 - \nu^2)} \left(\frac{W_0}{D}\right)^3 \right] \quad (29)$$

donde

$$a_p = \frac{2(q+3)(q+1)}{3k_1 \left(1 - \frac{\nu^2}{q^2}\right)}, \quad (30a)$$

$$b_p = \frac{32 k_1 (1 - \nu^2)}{q^2 - 9} \left[\frac{1}{6} - \frac{(3 - \nu)}{(q - \nu)(q + 3)} \right], \quad (30b)$$

$$q = \sqrt{k_1 k_2}, \quad (30c)$$

con q el factor de calidad de la corrugación [17]; k_1 y k_2 dependen del tipo y profundidad de la corrugación (véanse la Fig. 6 y la Tabla I). Para un perfil de corrugación senoidal, q está dada por

$$q^2 = \frac{s}{\ell} \left[1 + \frac{3}{2} \left(\frac{h}{D} \right)^2 \right], \quad (31)$$

donde h es la profundidad de la corrugación, ℓ el periodo espacial y s su longitud de arco. Es fácil ver que para un diafragma plano ($h = 0$), q es igual a la unidad. La Ec. (31) asume que el diafragma corrugado no está provisto de una zona plana central, lo cual no ocurre en la práctica. Esta carencia en el modelo se compensa a través del factor s/ℓ , el cual representa la razón real de la distancia entre el centro del diafragma y el borde, medido a lo largo del perfil de corrugación. Para un perfil de corrugación rectangular, la razón s/ℓ está dada por

$$\frac{s}{\ell} = \frac{R + 2N_0 h}{R}, \quad (32)$$

donde N_0 es el número de corrugaciones. Si se considera la flexión de un diafragma corrugado con tensión inicial, se crea un modelo compuesto de la superposición del modelo de un diafragma corrugado libre de tensión y el modelo de un diafragma plano con tensión inicial [12]. Tal superposición está basada en la suposición de que un diafragma corrugado puede ser modelado como un diafragma plano ficticio, el cual localmente presenta la misma rigidez flexural radial y tangencial que su contraparte corrugada. La tensión debida al estiramiento del plano medio del diafragma se puede estimar mediante la Ec. (33), la cual es la relación entre la flexión W_0 y la presión P con tensión inicial T :

$$P = 4 \left(\frac{D}{R} \right)^2 \frac{W_0}{D} \left[T + \frac{2.33}{4} \frac{E_Y}{(1 - \nu^2)} \left(\frac{D}{R} \right)^2 \left(\frac{W_0}{D} \right)^2 \right] \quad (33)$$

Redefiniendo la Ec. (29) con el mismo ordenamiento de términos que la Ec. (33), se puede hacer una interesante comparación de términos:

$$P = 4 \left(\frac{D}{R} \right)^2 \frac{W_0}{D} \left[\frac{a_p}{4} E_Y \left(\frac{D}{R} \right)^2 + \frac{b_p}{4} \frac{E_Y}{(1 - \nu^2)} \left(\frac{D}{R} \right)^2 \left(\frac{W_0}{D} \right)^2 \right] \quad (34)$$

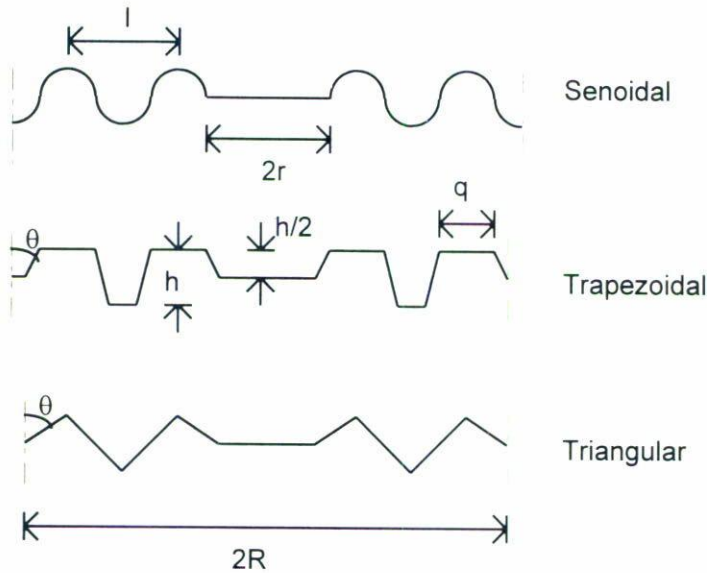


FIGURA 6. Perfiles de corrugación.

TABLA I. Coeficientes k_1 y k_2 [1].

Corrugación	k_1	k_2
Senoidal ($\theta < 15^\circ$)	1	$1 + \frac{3}{2} \left(\frac{h}{D}\right)^2$
Trapezoidal	$\frac{\ell^2 - 2R}{\ell \cos \theta} + \frac{2R}{\ell}$	$\left(\frac{h}{D}\right)^2 \left[\frac{\ell - 2R(1 - 3 \cos \theta)}{2 \cos \theta} \right] + \left(1 - \frac{2R}{\ell}\right) \cos \theta + \frac{2R}{\ell}$
Triangular	$\frac{1}{\cos \theta}$	$\frac{h^2}{R^2 \cos \theta} - \cos \theta$

Se puede ver que la tensión debida al estiramiento del plano medio del diafragma se ha reducido por un factor $b_p/2.83$ en el diafragma corrugado. Por lo tanto, si el comportamiento de un diafragma corrugado con tensión inicial es descrito mediante la superposición de los modelos ya descritos, entonces un diafragma plano con tensión inicial $Tb_p/2.83$ puede ser considerado en lugar de la tensión T . Ya que la superposición es válida sólo para sistemas lineales, únicamente los términos lineales de las Ecs. (33) y (34) son considerados para la obtención del modelo que se muestra en la Ec. (35). De esta manera, la sensibilidad mecánica del diafragma para pequeñas flexiones está dada por la Ec. (36). Esto da lugar a usar Si_3N_4 como placa móvil, ya que debido a su alta tensión intrínseca no es posible pensar en diafragmas del orden de $1 \mu\text{m}$. Por otro lado, existen procedimientos tecnológicos que permiten tener tensiones en el diafragma del orden de 10^8 N/mt^2 , y considerando que $E_Y \sim 10^{11} \text{ N/mt}^2$ se puede manejar la razón D/R como parámetro de diseño para reducir en lo posible, el valor del denominador. Sin olvidar que

la profundidad de corrugación también es un parámetro que permite aumentar S_m :

$$P = 4 \left(\frac{D}{R} \right)^2 \frac{W_0}{D} \left[T \frac{b_p}{2.83} + \frac{a_p}{4} E_Y \left(\frac{D}{R} \right)^2 \right], \quad (35)$$

$$S_m = \frac{dW_0}{dP} = \frac{R^2}{4D \left[T \frac{b_p}{2.83} + \frac{a_p}{4} E_Y \left(\frac{D}{R} \right)^2 \right]} \quad (36)$$

5. CONCLUSIONES

Las técnicas de fotolitografía de los procesos estándar de fabricación de CI y de micromaquinado de silicio, han permitido la miniaturización de micrófonos capacitivos con área de diafragma menor a 1 mm^2 , lo que permite integrar en un mismo sustrato el elemento sensor y la circuitería periférica. Cuando este sistema forma parte de un dispositivo de ayuda auditiva, la sensibilidad acústica y la frecuencia de resonancia son sólo dos de varios requerimientos a satisfacer. En este sentido, las consideraciones de diseño para la integración de un micrófono, muestran que el cumplimiento de las especificaciones para una ayuda auditiva se lograrán en la medida que: 1) Se tengan diafragmas muy delgados ($< 1 \mu\text{m}$) con corrugaciones. Esta condición por sí sola, implica el uso de materiales como Si_3N_4 o ZnO [18]. Este último compuesto no es común en los procesos estándar de fabricación de CI, sin embargo es material compatible. 2) Es recomendable el uso de una geometría cuadrada para el diafragma, sin olvidar que la existencia de una densidad de hoyos acústicos permite situar la frecuencia de resonancia del transductor en el valor deseado. 3) Se requiere considerar en el análisis el ruido generado por el circuito preamplificador, para que este parámetro no deseado sea minimizado y se tenga una razón señal-a-ruido adecuada.

REFERENCIAS

1. Alexander D. Khazan, *Transducers and their elements (Design and Application)*, PTR Prentice Hall, EUA (1994).
2. G.M. Sessler, *Sensors and Actuators A* **25-27** (1991) 323.
3. G.M. Sessler, *J. Acoust. Soc. Am.* **35** (1963) 1354.
4. G.M. Sessler, *J. Appl. Phys.* **43** (1972) 405.
5. Floyd Rowe Watson, *Sound*, Wiley, Londres (1935).
6. J.E. Warren, M. Brzezinski y J.F. Hamilton, *J. Acoust. Soc. Am.* **52** (1972) 711.
7. D. Hohm y R. Gerhard-Multhaupt, *J. Acoust. Soc. Am.* **75** (1984) 1297.
8. Wen H. Ko, Min-Hang Bao y Yeun-Ding Hong, *IEEE Trans. Electron Devices* **ED-29** (1982) 48.
9. A.J. Sprenkels, R.A. Groothengel, A.J. Verloop y P. Bergveld, *Sensors and Actuators* **17** (1989) 509.
10. J. Bergquist y F. Rudolf, *Sensors and Actuators* **A21-A23** (1990) 123.
11. William T. Thomson, *Teoría de Vibraciones (aplicaciones)*, Prentice-Hall Hispanoamericana S.A., México (1982).

12. P.R. Scheeper, A.G.H. Van der Donk, W. Olthius y P. Bergveld, *IEEE J. Microelectromechanical Sys.* **1** (1992) 147.
13. Samuel K. Clark y Kensall D. Wise, *IEEE Trans. Electron Devices* **ED-26** (1979) 1887.
14. H. Guckel, D.W. Burns, C.R. Ritigliano, D.K. Showers y J. Uglow, *Transducers '87*, Fourth Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators, Tokio, Japón (1987).
15. T. Bourouina, S. Spirkovitch, F. Baillieu y C. Vauge, *Sensors and Actuators A* **31** (1992) 149.
16. Patrick R. Scheeper, Wouter Olthuis y Piet Bergveld, *IEEE J. of Microelectromechanical Sys.* **3** (1994) 36.
17. J.H. Jerman, *Sensors and Actuators A* **21-23** (1990) 988.
18. R.S.Muller, *Transducers '87*, Fourth Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators, Tokio, Japón (1987).