

Análisis para el diseño de circuitos osciladores de Colpitts con sensores de gas QCM

Juan Jesús Jiménez Arellano

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas, Av. San Claudio y 18 Sur, Colonia San Manuel, Puebla, Pue., México
juanjesusjimenez@yahoo.com.mx

Severino Muñoz Aguirre

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas, Av. San Claudio y 18 Sur, Colonia San Manuel, Puebla, Pue., México
smunoz@fcfm.buap.mx

Georgina Beltrán Pérez

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas, Av. San Claudio y 18 Sur, Colonia San Manuel, Puebla, Pue., México

Juan Castillo Mixcoatl

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas, Av. San Claudio y 18 Sur, Colonia San Manuel, Puebla, Pue., México

José Lorenzo Muñoz Mata

Universidad Tecnológica de Puebla, División de Mecatrónica, Antiguo Camino a la Resurrección 1002-A, Zona Industrial Oriente, Puebla, Pue., México
jose.munoz@utpuebla.edu.mx

Resumen

Las narices electrónicas con base en sensores de microbalanza de cristal de cuarzo (QCM) son ampliamente usadas para la detección y análisis de compuestos orgánicos volátiles. Una película de material químicamente selectiva depositada en los electrodos

del QCM lo convierte en un sensor cuya sensibilidad es una función de la frecuencia resonante del cristal piezoeléctrico. Para tal propósito diversos circuitos osciladores se han empleado con el QCM, principalmente usando compuertas lógicas y amplificadores operacionales cuyos límites en las frecuencias de oscilación restringen un aumento de la sensibilidad de la nariz electrónica. En este trabajo se muestra un análisis detallado para el diseño e implementación de una variante del circuito oscilador de Colpitts para QCM empleando un transistor de ultra-alta frecuencia y bajo ruido con la finalidad de usar QCM de frecuencias más altas, realizar pocas modificaciones al circuito para diferentes QCM e incrementar así la sensibilidad de la nariz electrónica.

Palabra(s) Clave(s): nariz electrónica, oscilador colpitts, QCM, sensibilidad.

1. Introducción

Las narices electrónicas también conocidas como sistemas electrónicos detectores de gases cuya capacidad de clasificación es parcial o selectiva para cierto número de compuestos han tenido mucho auge en los últimos años [1]. Una nariz electrónica (ver Fig.1a) consta básicamente de un arreglo de sensores, un sistema electrónico para el procesamiento de las señales y un sistema para la clasificación de las muestras [2].

Una característica básica de este tipo de sistemas es su sensibilidad, la cual se encuentra estrechamente relacionada al tipo de sensor a usar [3]. Muchas clases de sensores se han empleado para el diseño de las narices electrónicas y uno de los más preferidos por los diseñadores son los del tipo microbalanza de cristal de cuarzo (QCM) [4, 5, 6], en cuyos electrodos se deposita una película sensible a cierto compuesto orgánico para que las moléculas odorantes se adhieran en su superficie y así variar la frecuencia de oscilación o resonante del QCM (ver Fig. 1b) convirtiéndose en un sensor microgravimétrico [7, 8]. La sensibilidad para los QCM es directamente proporcional a su frecuencia de oscilación como lo muestra la ecuación de Sauerbrey (1) [9, 10].

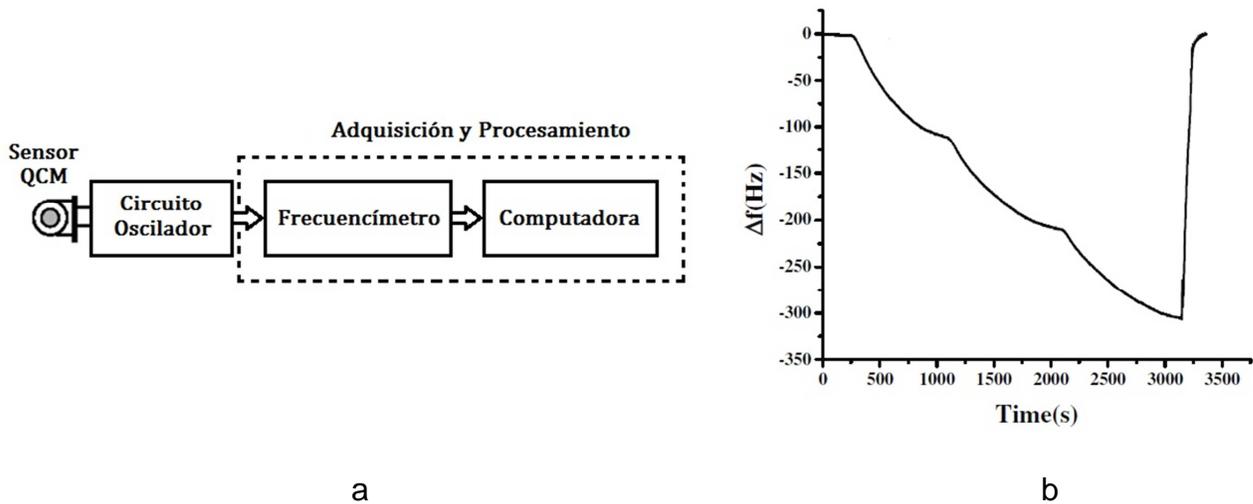


Fig. 1a. Nariz electrónica básica. 1b. Respuesta típica de un QCM como sensor de gas.

$$\Delta f = k \frac{\Delta m f_0^2}{A} \quad (1)$$

Donde Δf (Hz) es el cambio en la frecuencia, k ($\text{cm}^2/[\text{gr} \cdot \text{Hz}]$) es una constante de proporcionalidad, Δm (gr) es la masa añadida o absorbida, f_0 (Hz) es la frecuencia resonante del QCM y A (cm^2) es el área cubierta por la película sensible.

Diversos circuitos osciladores se han empleado, principalmente aquellos que usan circuitos integrados como compuertas lógicas y/o amplificadores operacionales, los cuales tienen restricciones en sus frecuencias de operación [11].

Dado el contexto anterior, este trabajo se centró exclusivamente en la propuesta de emplear otro tipo de circuito oscilador con características similares a los antes mencionados pero con el objetivo de poder emplear QCM de frecuencias por encima de los 20 MHz. La propuesta fue usar la variante del circuito oscilador de Colpitts empleando los QCM [12]; cuyo análisis en DC y en pequeña señal permitió determinar los criterios de diseño para los valores de los componentes externos del circuito [13].

Con algunas pequeñas modificaciones en los valores de las capacitancias, el filtro capacitivo se ajustó para permitir que el QCM oscile a su frecuencia natural.

2. Desarrollo teórico

El oscilador de Colpitts (ver Fig. 2a) es un circuito que puede manejar frecuencias entre 30 MHz y 300 MHz cuyos elementos L_1 , C_1 y C_2 determinan la frecuencia de oscilación [14] como lo expresa (2):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (2)$$

Con base al circuito anterior, existe una adaptación del mismo (ver Fig. 2b) donde L_1 es reemplazado por un QCM y la frecuencia de oscilación queda ahora determinada por la frecuencia resonante del QCM. Este circuito tiene como base de diseño un amplificador de colector común usualmente referido como seguidor-emisor a través de una polarización para el transistor por divisor de voltaje. El análisis del circuito se realizó en dos partes: DC y pequeña señal [13], además de considerar que el QCM trabaja a su frecuencia fundamental.

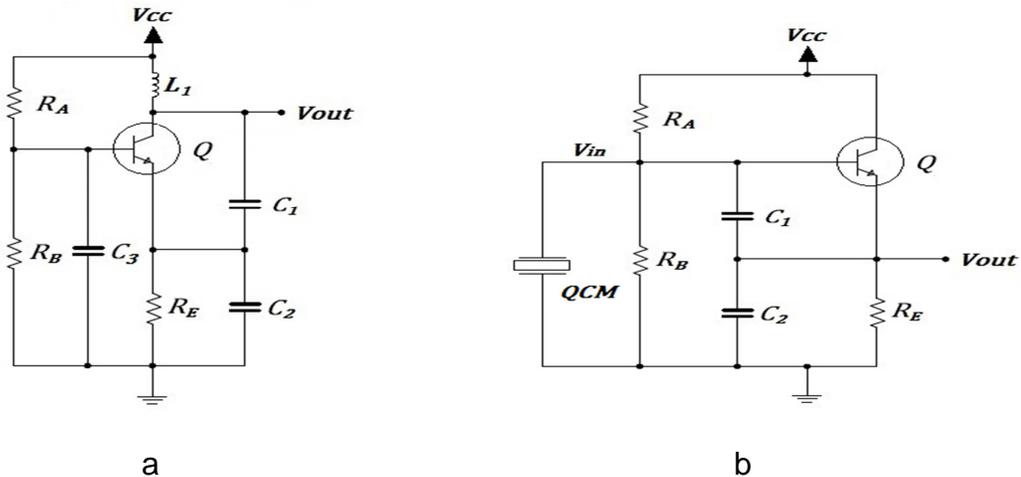


Fig. 2a. Circuito oscilador de Colpitts. 2b. Adaptación del circuito de Colpitts para QCM.

Para el análisis en DC, se consideró el comportamiento de todos los capacitores como circuitos abiertos y en consecuencia el QCM se eliminó del circuito de polarización. Después de haber realizado una serie de pasos algebraicos y tomando unas consideraciones prácticas de diseño, se obtuvieron un par de ecuaciones que permiten establecer el punto de operación Q o punto de polarización del transistor como lo expresa (3).

$$I_{CQ} \approx \left(\frac{R_B}{R_A + R_B} \right) \frac{V_{CC}}{R_E}, \quad V_{CEQ} \approx \left(\frac{R_A}{R_A + R_B} \right) V_{CC} \quad (3)$$

Para el desarrollo del análisis en pequeña señal; la fuente de voltaje en DC se pone a tierra y se consideraron las contribuciones de las reactancias por parte de C_1 y C_2 al circuito (ver Fig. 3a). Por otro lado, se consideró el uso del modelo en parámetros "r" de un transistor NPN (ver Fig. 3b) para visualizar también su contribución en este análisis [13].

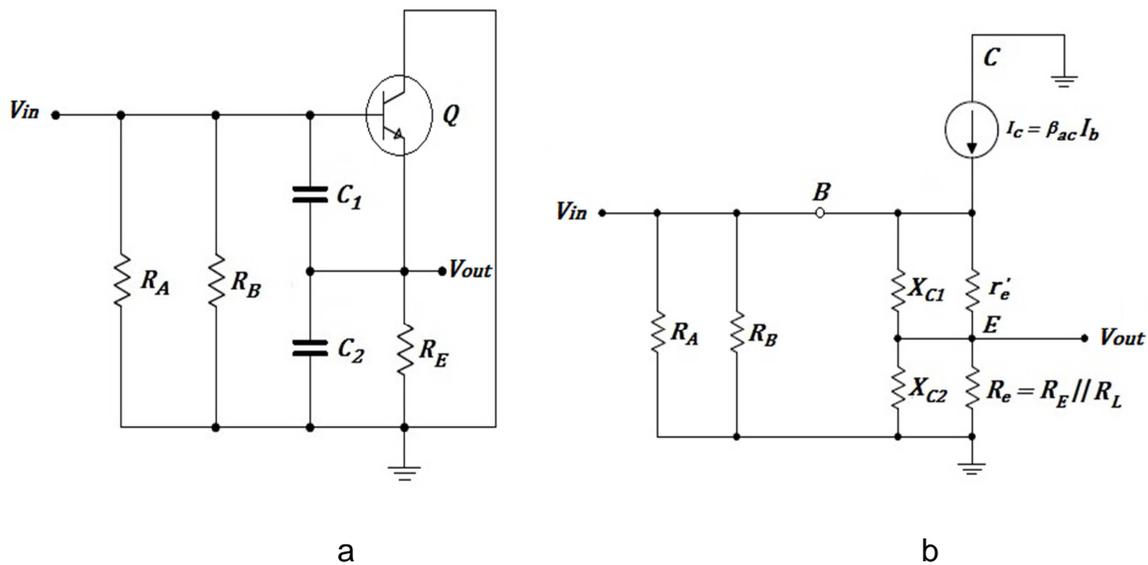


Fig. 3a. Circuito equivalente para el análisis en pequeña señal del oscilador de Colpitts.
3b. Circuito considerando ahora el modelo en parámetros "r" del transistor NPN.

Después de realizar una serie de manipulaciones y simplificaciones algebraicas, se obtuvo una expresión analítica más general para la ganancia en voltaje $A_v \equiv \frac{V_{out}}{V_{in}}$. Expresión que considera ahora, las contribuciones de las reactancias capacitivas de C_1 y C_2 como lo expresa (4) donde $r_e' \approx \frac{25mV}{I_E}$ [13].

$$A_v = \frac{R_e \sqrt{r_e'^2 + X_{C1}^2}}{r_e' \sqrt{R_e^2 + X_{C2}^2} + R_e \sqrt{r_e'^2 + X_{C1}^2}} \quad (4)$$

Expresión válida; que después de una serie de simplificaciones, resultó con una regla de diseño que establece (5).

$$R_e X_{C1} = r_e' X_{C2} \quad (5)$$

Si en (5) se expresan las reactancias capacitivas en términos de la frecuencia ω y de la capacitancia C ; (5) se transforma en la expresión (6) mucho más fácil de recordar.

$$r_e' C_1 = R_e C_2 \quad (6)$$

La expresión (4) es un resultado más general de la típica expresión de la ganancia A_v de un amplificador en colector común; la cual se puede obtener inmediatamente considerando C_1 y C_2 iguales a 0 en (4) como lo muestra (7).

$$A_v = \frac{R_e}{r_e' + R_e} \quad (7)$$

Cuyo valor de ganancia se aproxima a 1 si $r_e' \ll R_e$, condición necesaria para el seguidor-emisor [13]. Como se desea que esta variante del seguidor-emisor siga con las mismas condiciones de operación y debido ahora que en (4) existen 4 variables; después de

una serie de consideraciones algebraicas y tomando en cuenta (5) se obtuvo otra regla de diseño que se muestra en (8).

$$R_e \ll X_{C2}, \quad r_e' \ll X_{C1} \quad \text{y} \quad r_e' \ll R_e \quad (8)$$

También se consideró que a altas frecuencias, las capacitancias internas de las uniones del transistor (ver Fig. 4a) pueden reducir la ganancia del amplificador e introducir un corrimiento de fase conforme se incrementa la frecuencia de la señal de entrada. Por lo que fue necesario considerar los efectos de estas capacitancias internas del transistor al modelo en pequeña señal del circuito oscilador de Colpitts (ver Fig. 4b).

Cuando la reactancia de C_{be} se vuelve demasiado pequeña debido a las altas frecuencias, una cantidad significativa de la señal del QCM se perdería debido al efecto del divisor de voltaje entre la base y el emisor del transistor. Cuando la reactancia de C_{bc} se vuelve demasiado pequeña, esta puede cortocircuitar la base del transistor a tierra e influenciar en el desempeño del QCM. De ahí la razón de utilizar un transistor con capacitancias internas lo suficientemente bajas (del orden de decimas de pF).

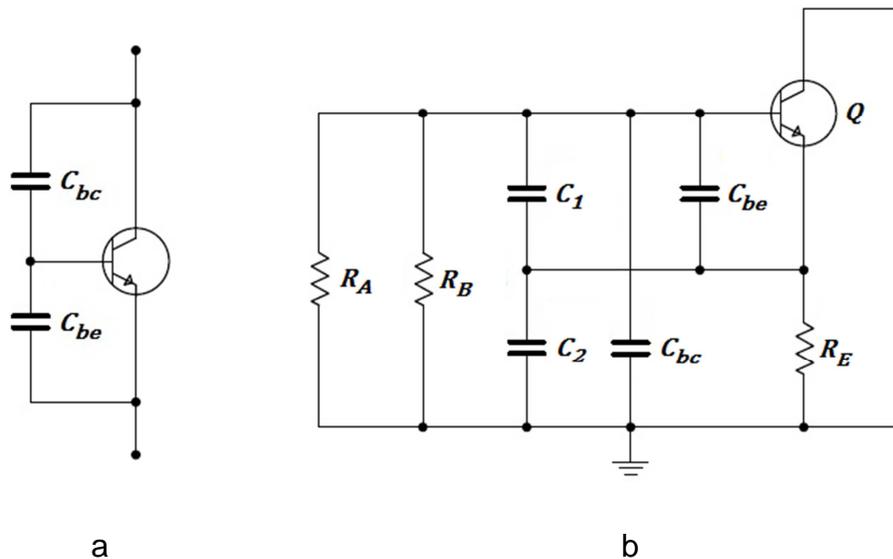


Fig. 4a. Capacitancias internas de un transistor. 4b. Modelo del circuito oscilador considerando el efecto de las capacitancias internas del transistor NPN.

3. Resultados experimentales

Para el diseño e implementación de la variación del circuito oscilador de Colpitts con base en QCM se siguieron los criterios que se listan a continuación:

- a) Se empleó el transistor NTE2402 debido a que es un transistor para usos de altas frecuencias (5 GHz) y por sus características de capacitancias internas bajas.
- b) Una fuente de alimentación de 3.3V.
- c) Se seleccionó una corriente de saturación para el transistor del 10% de su valor máximo de 25mA.
- d) Con los valores anteriores se estimó una línea de carga para la selección del punto de operación del transistor (ver Fig. 5a); $V_{CE} = 2V$ e $I_C = 1mA$.
- e) Con los datos del punto de operación Q del transistor y utilizando (3) se determinaron los valores de las resistencias de polarización para el circuito oscilador (ver Fig. 5b).
- f) Empleando (8) se procedió a estimar los valores de las capacitancias C_1 y C_2 cuyos valores dependen de la frecuencia del QCM a utilizar (ver Tabla 1).
- g) C_1 y C_2 se estimaron de manera analítica, pero cuando se pone el QCM en el circuito oscilador, este representa una carga para el circuito por lo que se tuvo que compensar esta variación a través de un trimmer en C_2 y ajustar su valor (ver Tabla 1 última columna).

QCM (MHz)	C_1 (pF)	C_2 (pF)	C_{2_trim} (pF)
4	530	10	22
12	176	3.5	67
20	100	2	54.2

Tabla 1. Capacitancias según sea la frecuencia de oscilación del QCM.

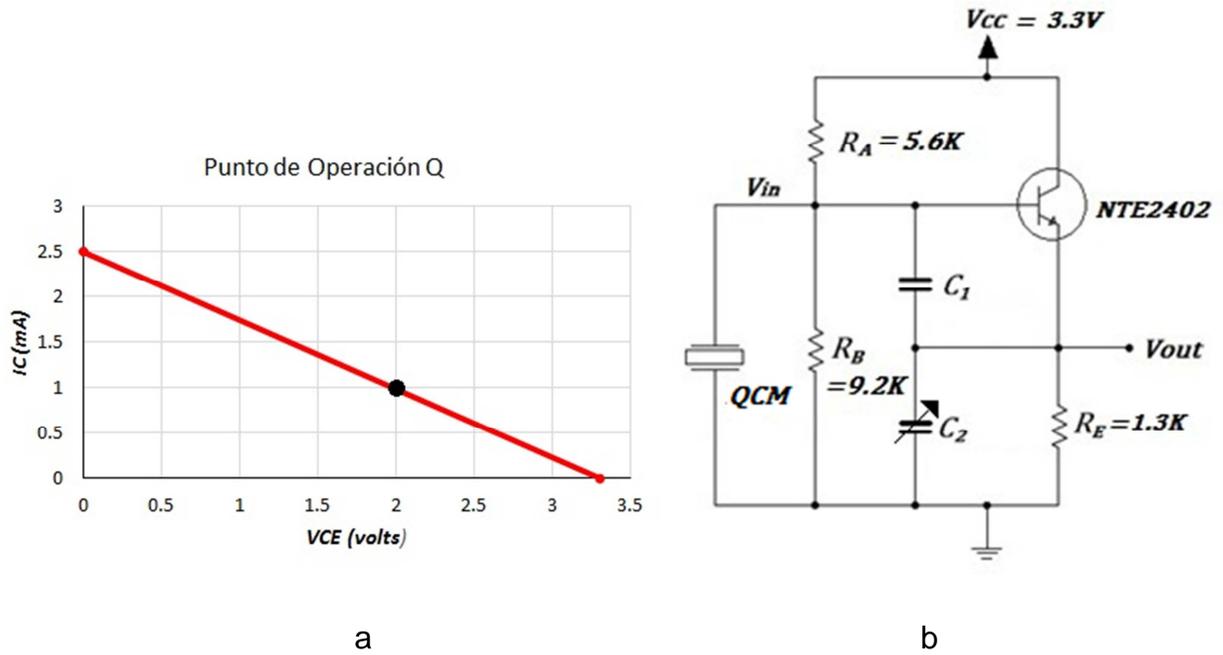


Fig. 5a. Línea de carga para la selección del punto Q del transistor. 5b. Circuito oscilador de Colpitts con valores nominales.

El circuito experimental (ver Fig. 6) y las señales resultantes para cada QCM empleado (ver Fig. 7) muestran los resultados obtenidos.

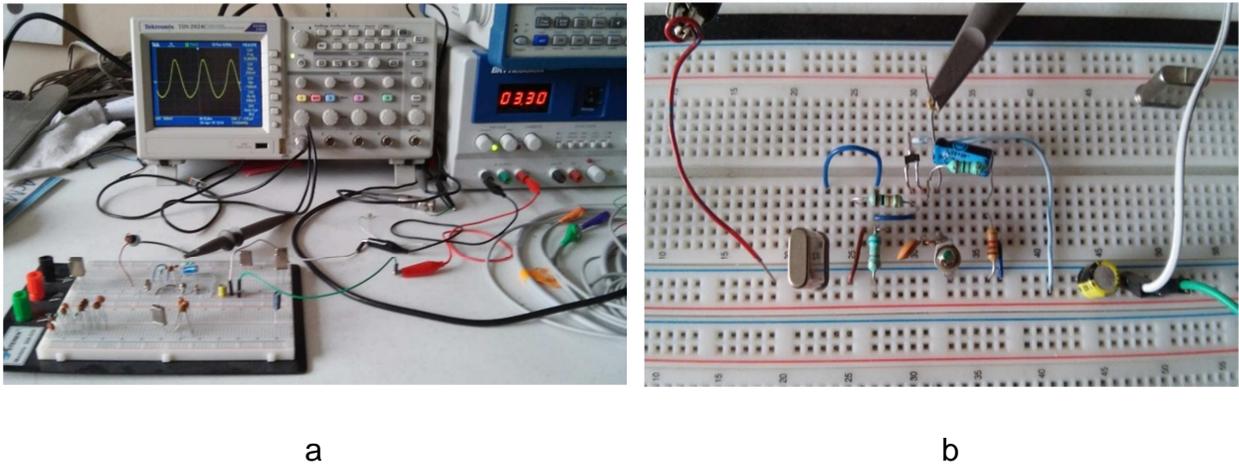


Fig. 6a. Aparato experimental. 6b. Circuito oscilador de Colpitts experimental.

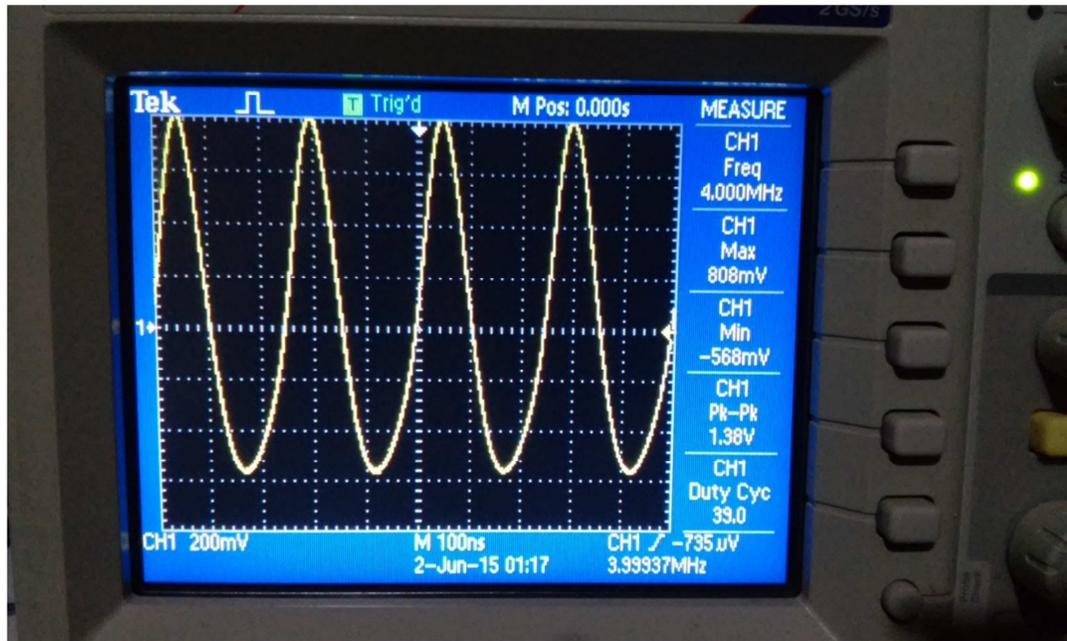
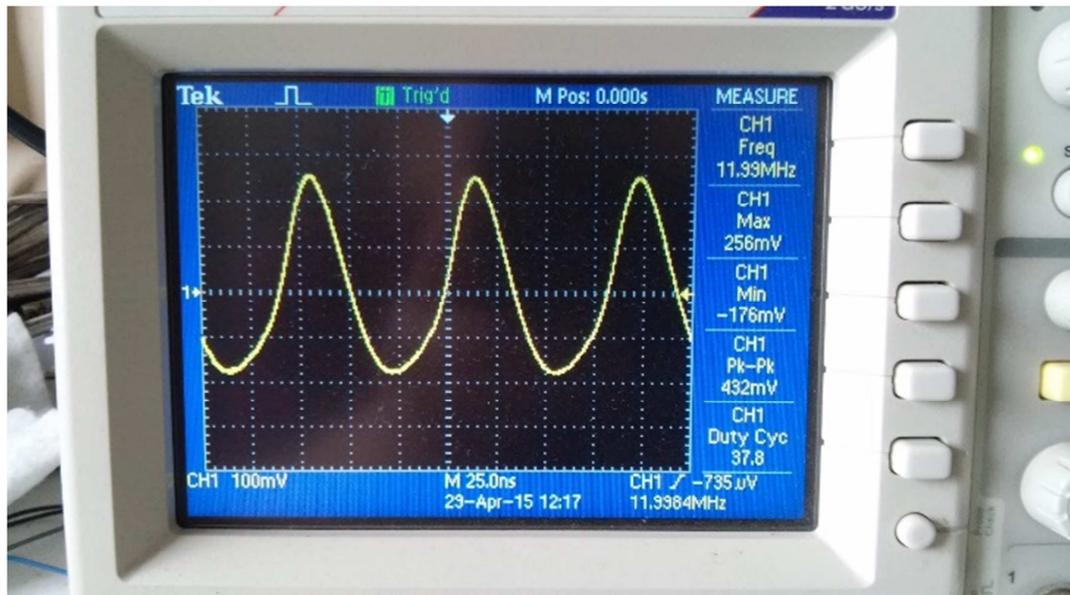


Fig. 7a. Señal de salida para el QCM de 4 MHz.



bFig. 7b. Señal de salida para el QCM de 12 MHz.

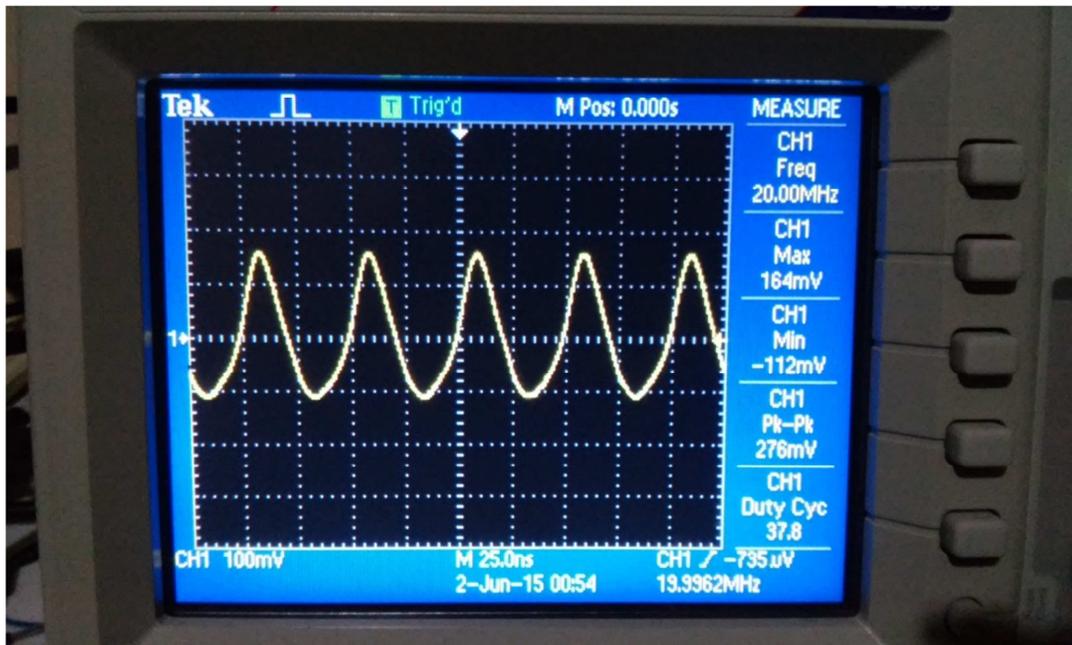


Fig. 7c. Señal de salida para el QCM de 20 MHz.

4. Discusión de resultados

Los valores nominales para el circuito experimental fueron aproximados a valores comerciales para evitar un mayor número de componentes. Las mediciones de las señales del circuito oscilador fueron realizadas tomando un promediado de 4 en el osciloscopio. Las señales que se esperarían obtener idealmente del circuito deberían ser senoidales puras sin embargo, debido a no linealidades de los componentes no es posible obtener tal tipo de señales aunque con una muy buena aproximación para los fines de que se requieren. Las amplitudes de las señales de salida tienden a ser menores conforme se incrementa la frecuencia de oscilación del QCM debido a las características de los parámetros intrínsecos del propio QCM.

5. Conclusiones

Se realizó un análisis minucioso del comportamiento de la variación del circuito oscilador de Colpitts para QCM lográndose obtener una serie de ecuaciones y

condiciones que ayudaron al diseño e implementación de un circuito oscilador para un determinada frecuencia del QCM.

Debido a este análisis solo será necesario cambiar el QCM y las respectivas capacitancias C_1 y C_2 para una determinada frecuencia de operación. Este circuito posee la ventaja que puede trabajar en un rango de frecuencias entre 1 MHz y 200 MHz, valores bastante aceptables cuando se requiere trabajar con QCM como sensor de gas.

Un trabajo a futuro será el de realizar mediciones de gases empleando este circuito y analizar su desempeño. Además del análisis e implementación de este mismo circuito oscilador pero ahora trabajando con QCM en sobretono; característica que también tiene aplicaciones como sensores de gas sobre todo relacionado con el concepto de sensibilidad del sistema.

6. Referencias

- [1] J. W. Gardner, P. N. Bartlett, *Electronic Noses: Principles and Applications*. 1999. Oxford University Press. Oxford. 1-5 pp.
- [2] P. Boeker, "On Electronic Nose Methodology". *Sensors and Actuators*. No. B 204. 2014. 2-17 pp.
- [3] B. P. Stehrer, B. S. Schwödiauer, I.M. Graz, P. D. Pollheimer, H. J. Gruber, "High Frequency QCM based sensor system for sensitive detection of dissolved analytes". *Procedia Engineering*. Vol. 5. 2010. 835-837 pp.
- [4] C. Martínez-Hipatl, S. Muñoz-Aguirre, G. Beltrán-Pérez, J. Castillo-Mixcóatl, J. Rivera-De la Rosa, "Detection of volatile organic compounds by an interferometric sensor". *Sensors and Actuators*. No. B 147. 2010. 37-42 pp.

- [5] S. Muñoz Aguirre, T. Nakamoto, T. Moriizumi, "Study of deposition of gas sensing films on quartz crystal microbalance using an ultrasonic atomizer". *Sensors and Actuators*. No. B. 105. 2005. 144-149 pp.
- [6] S. Muñoz Aguirre, A. Yoshino, T. Nakamoto, T. Moriizumi, "Odor approximation of fruit flavors using a QCM odor sensing system". *Sensors and Actuators*. No. B. 105. 2007. 1101-1106 pp.
- [7] D. L. Osorio-Arrieta, S. Muñoz-Aguirre, G. Beltrán-Pérez, J. Castillo-Mixcóatl, J. Rivera de la Rosa, "Automation of a dynamic system to measure response of quartz crystal microbalance gas sensors". *Proc. of SPIE*. Vol. 7499. No. 749903. 2009.
- [8] S. Muñoz-Aguirre, A. López-Casique, S. Alcántara-Iniesta, J. Castillo-Mixcóatl, G. Beltrán-Pérez, N. Muñoz-Aguirre, "High-Resolution Gas/Odor Sensors Using High-Frequency Quartz Crystal Microbalance". *Sensors and Materials*. Vol. 26. No. 3. 2014. 131–136 pp.
- [9] *Piezoelectric Transducers and Applications*. Springer-Verlag. Berlin. 2004.
- [10] T. Nakamoto, Y. Suzuki, T. Moriizumi, "Study of VHF-band QCM Gas Sensor", *Sensors and Actuators*. No. B 84. 2002. 98-105 pp.
- [11] T. Nakamoto, K. Nakamura, T. Moriizumi, "Study of Oscillator-Circuit Behavior for QCM Gas Sensor". 1996. *IEEE Ultrasonics Symposium*, 351-354 pp.
- [12] *Single Transistor Crystal Oscillator Circuits*. Rakon UK Ltd. July 2009.
- [13] T. L. Floyd, *Electronic Devices*. 7th Edition. 2005. Pearson-Prentice Hall. USA. 281-284 pp.
- [14] The Colpitts Oscillator. <http://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/colpitts.html>. 8 de Junio de 2015.

7. Autores

M. en C. Juan Jesús Jiménez Arellano obtuvo su título de Maestría en Ciencias de la Electrónica opción en Automatización por la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP) México (2008). Actualmente realiza sus estudios de doctorado en la Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas de la BUAP sobre el tema de las narices electrónicas y su capacidad de sensibilidad.

Dr. Severino Muñoz Aguirre obtuvo su título de Maestría en Ciencias en el CINVESTAV México (1995), el de Doctorado en Ciencias por el Instituto de Tecnología de Tokio, Japón (1999). Actualmente es profesor investigador en la Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas de la BUAP. Su trabajo se ha centrado en el desarrollo de sistemas electrónicos para la detección de gas/olor, reconocimiento de patrones y discriminación. Su más reciente investigación involucra sensores optoelectrónicos y sistemas multisensoriales.

Dra. Georgina Beltrán Pérez obtuvo su título de Maestría en Ciencias en el CICESE Ensenada Baja California México (1998), el de Doctorado en Ciencias por el INAOE Puebla México (2002). Actualmente es profesora investigadora en la Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas de la BUAP. Su más reciente investigación incluye sensores de fibra óptica, rejillas de fibra de periodo largo y láser de fibra óptica.

Dr. Juan Castillo Mixcóatl obtuvo su título de Maestría en Ciencias en el CICESE Ensenada Baja California México (1998), el de Doctorado en Ciencias por el INAOE Puebla México (2003). Actualmente es profesor investigador en la Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas de la BUAP.

Dr. José Lorenzo Muñoz Mata obtuvo su título de Maestría en Ciencias de la Electrónica opción en Automatización por la BUAP México (2008), el de Doctorado en Ciencias por la BUAP Puebla México (2013). Actualmente es profesor investigador en la División de Mecatrónica de la Universidad Tecnológica de Puebla (UTP), México.