

8, 9 y 10 de julio de 2015
Zaragoza



saei15



**XXII SEMINARIO ANUAL
DE AUTOMÁTICA,
ELECTRÓNICA INDUSTRIAL
E INSTRUMENTACIÓN**

LIBRO DE RESÚMENES

DEPÓSITO LEGAL: Z-1051-2015

ISBN: 978-84-944131-2-4

IMPRESO EN ESPAÑA / PRINTED IN SPAIN

Efecto de la Absorción Dieléctrica en Circuitos de Transferencia de Carga para Sensores Capacitivos

Jorge E. Gaitán-Pitre y Ramon Pallàs Areny

Resumen—Se presenta un análisis experimental del efecto de la absorción dieléctrica en el condensador de referencia empleado en circuitos de interfaz entre sensores capacitivos y microcontrolador basados en la transferencia de carga. Los resultados muestran que dicho efecto se puede reducir no sólo usando condensadores con baja absorción dieléctrica y alargando el tiempo de descarga, sino también descartando las primeras lecturas de la medida del sensor. El análisis experimental demuestra que para condensadores de referencia entre 220 nF y 1 μ F con diferentes materiales dieléctricos, incluido el óxido de aluminio, el coeficiente de variación (RSD) en las lecturas es menor al 0,3 % cuando el tiempo de descarga T_D supera 10 ms.

Palabras Claves—Absorción dieléctrica, sensores capacitivos, método de transferencia de carga, circuito de interfaz directa, microcontrolador.

I. INTRODUCCIÓN

LOS sensores capacitivos se han convertido en la principal tecnología para implementar interfaces de usuario sensibles al tacto en dispositivos electrónicos de consumo (por ejemplo en pantallas táctiles de dispositivos móviles y en ordenadores de última generación), debido a su fiabilidad, flexibilidad de diseño y robustez frente a otras tecnologías alternativas [1]. La respuesta de estos sensores al tacto depende tanto de las características propias del sensor como de la interfaz de señal [2], [3]. En [3]–[5] se han propuesto algunas interfaces de señal para este tipo de sensores que consisten simplemente en un microcontrolador (MCU), ofreciendo así una solución simple, compacta y económica frente a las interfaces de señal convencionales basadas en componentes activos analógicos y convertidores analógico-digitales (ADC) [6], [7].

Hay dos métodos básicos para conectar directamente un sensor a un MCU que no tenga componentes analógicos integrados, empleando sólo componentes pasivos: (a) la carga o descarga de un circuito RC , que consiste en medir el tiempo necesario para cargar o descargar una red RC (uno de cuyos elementos es el sensor), usando algún temporizador integrado en el MCU [8]; o (b) la transferencia de carga (CT), que

consiste en medir el número de ciclos de transferencia de carga desde el nodo de una red, uno de cuyos elementos es el sensor, hasta conseguir una determinada tensión en los bornes de un condensador de referencia conocido, sin necesidad de ningún temporizador o contador integrado en el MCU [3]–[5], [9]–[11]. Las características metrológicas, fuentes de incertidumbre y otras prestaciones de este tipo de interfaces para sensores capacitivos no han sido analizadas con detalle por cuanto muchas de sus aplicaciones son detecciones todo/nada (p. ej. interfaces de usuario sensibles al tacto). Generalmente, para estas aplicaciones los fabricantes de microcontroladores proponen sólo reglas de diseño para aumentar la sensibilidad de la medida y reducir la susceptibilidad a interferencias conducidas en los railes de alimentación.

En [8] y en [11]–[13] se analiza la susceptibilidad de esas interfaces directas a fuentes de incertidumbre tales como: (a) las capacidades parásitas, que dependen básicamente de la distancia entre pines del MCU y del trazado y geometría de las pistas del circuito impreso [8], [11], [12]; (b) la temperatura [8], [11]; (c) la actividad interna del MCU como fuente de transitorios [8]; (d) interferencias superpuestas a la tensión de alimentación y a la tensión modulada por el sensor [8], [13]; y (e) interferencias por acoplamiento capacitivo [14]. Sin embargo, una fuente de incertidumbre común en circuitos basados en condensadores y circuitos integrados CMOS es la absorción dieléctrica (DA), que no ha sido completamente analizada en aplicaciones de detección todo/nada [15] ni analógicas.

En este trabajo se presenta un análisis experimental del efecto de la absorción dieléctrica en el condensador de referencia empleado en circuitos de interfaz directa para sensores capacitivos basados en el método de la transferencia de carga.

II. CIRCUITO DE INTERFAZ DIRECTA

La Fig. 1(a) muestra la conexión de un sensor capacitivo C_x a un MCU empleando un condensador de referencia C_r (mucho mayor que C_x) para implementar el método de la transferencia de carga. Los pines #0 y #1 del MCU son pines de entrada/salida cuya estructura interna permite establecer tres estados: (a) salida en “0”, con una tensión de salida V_{OL} y una resistencia interna R_{OL} ; (b) salida en “1”, con una tensión

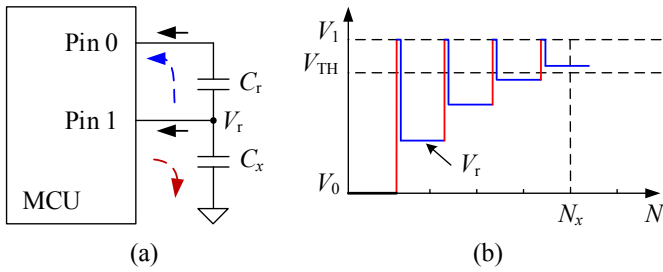


Fig. 1. (a) Circuito básico de una interfaz directa basada en el método de la transferencia de carga. (b) Tensión entre los bornes de C_x durante el proceso de medida.

de salida V_{OH} y una resistencia interna R_{OH} ; y (c) entrada, que ofrece un estado de alta impedancia (HZ).

Cada ciclo de medida consta de tres etapas: (a) descarga, al inicio del ciclo de medida, (b) carga, y (c) transferencia de carga y conteo, con la consiguiente lectura del resultado cuando V_r ha alcanzado la tensión umbral. Inicialmente, los pines del MCU se configuran como entrada para evitar que al poner en marcha el sistema dichos pines queden configurados de alguna forma no deseada. A continuación, en la etapa de descarga inicial los dos pines #0 y #1 se configuran como salida en "0"; por lo tanto, cualquier carga en C_r se drena a V_{OL} , con una constante de tiempo $\tau_D = 2R_{OL}C_r$. Luego, en la etapa de carga el pin #1 se configura como salida en "1", mientras que el pin #0 se configura como entrada; por consiguiente, C_x se carga a V_{OH} , con una constante de tiempo $\tau_C = R_{OH}C_x$, mientras que C_r permanece descargado. Finalmente, en la etapa de transferencia de carga, el pin #1 se configura como entrada y el pin #0 se configura como salida en nivel "0", de forma que la carga que había en C_x se reparte entre C_x y C_r , y el programa de control comienza a contar los ciclos de transferencia de carga necesarios para que V_r llegue al nivel de entrada alto ("1"), sin necesidad de ningún temporizador o contador integrado en el MCU. Esta última configuración de pines permite que parte de la carga acumulada en C_x durante la etapa de carga sea transferida a C_r , con una constante de tiempo $\tau_R = R_{OL}C_x$, y que el pin #1 actúe como un comparador de tensión con umbral TTL/CMOS y alta impedancia de entrada Z_i ; el resultado es un incremento de tensión ΔV_r en los bornes de C_r proporcional a la carga transferida y por lo tanto a C_x . Las etapas de carga y de transferencia de carga y conteo se repiten hasta que V_r sea igual o superior a la tensión de umbral V_{TH} en el pin #1, en cuyo momento se toma la lectura. La Fig. 1(b) muestra la tensión en el pin #1 durante el proceso de medida.

Si se considera una secuencia finita de N ciclos de transferencia de carga, la tensión V_r se puede expresar como el resultado de la carga transferida en el ciclo actual más una fracción de la tensión acumulada en los $N - 1$ ciclos anteriores,

$$V_r[N] = \frac{C_x}{C_x + C_r}(V_{OH} - V_{OL}) + \frac{C_r}{C_x + C_r}V_r[N-1] \quad (1)$$

Si se supone $V_r[0] = 0$, gracias a la etapa inicial de descarga, $V_{OL} = 0$, y $C_r \gg C_x$, el número de ciclos de transferencia de

carga necesarios para alcanzar V_{TH} , es decir, para lograr $V_r[N] = V_{TH}$, es [11]

$$N_x = \frac{C_r}{C_x} \ln \left(\frac{V_{OH}}{V_{OH} - V_{TH}} \right) \quad (2)$$

Resulta, pues, que el número de cuentas, y por lo tanto la resolución, aumenta cuando la capacidad que se mide es pequeña, lo cual es una ventaja clara y es justo lo contrario de lo que sucede en una interfaz basada en la carga o descarga de C_x a través de una resistencia fija [8].

La duración de cada etapa del proceso de medida debe ser suficiente para que la carga en C_x y C_r al final de la etapa se aproxime a su valor ideal. Usando diez constantes de tiempo, es decir $T_D \geq 10\tau_D$ para la etapa de descarga, $T_C \geq 10\tau_C$ para la etapa de carga, y $T_R \geq 10\tau_R$ para la etapa de transferencia de carga y conteo, resulta una desviación relativa menor que 0,01 % [11].

III. EFECTO DE LA ABSORCIÓN DIELECTRICA

La absorción dieléctrica (DA) es un fenómeno inherente a los materiales dieléctricos, que en un condensador se puede expresar como la relación entre la tensión V_{DA} en sus bornes después de ser cortocircuitados, que debería ser 0 V, y la tensión a la que había sido cargado inicialmente. Suele ser una de las principales fuentes de incertidumbre en circuitos basados en condensadores que funcionan en régimen transitorio tales como circuitos de muestreo y retención [16], convertidores analógico-digitales [17], y circuitos de transferencia de carga en general.

La Fig. 2 muestra un circuito básico para medir V_{DA} en un condensador C_{DA} . S1 y S2 son dos interruptores y C_{in} es la capacidad de entrada del sistema de medida. Todos los componentes del circuito se suponen constantes durante el proceso de media.

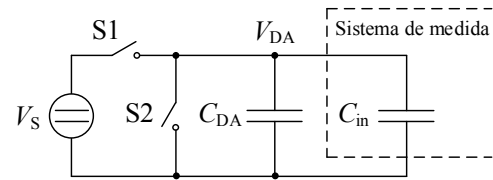


Fig. 2. Circuito básico para determinar la absorción dieléctrica en un condensador C_{DA} a partir de la medida de la tensión en sus bornes V_{DA} cuando ha sido cortocircuitado.

La medida se realiza en tres etapas: carga, descarga y lectura. Inicialmente, S1 y S2 están abiertos. En la etapa de carga S1 se cierra durante un tiempo t_1 para cargar C_{DA} a V_s . Luego, en la etapa de descarga se abre S1 y se cierra S2 durante un tiempo t_2 para poner a cero la carga en C_{DA} . Finalmente, en la etapa de lectura se abre S2 y después, tras un tiempo t_3 , se mide V_{DA} . El porcentaje de absorción dieléctrica de C_{DA} se puede calcular mediante [18]

$$DA = \frac{V_{DA}}{V_s} \left(1 + \frac{C_{in}}{C_{DA}} \right) 100 \% \quad (3)$$

Si C_{in} es mucho menor que C_{DA} , la ecuación (3) se reduce a $DA = 100(V_{DA}/V_S) \%$. Si t_2 es suficientemente largo, $V_{DA} \approx 0$ y el efecto de la absorción dieléctrica es menor. En [19] hay diversos modelos matemáticos que describen este fenómeno basados en medidas de impedancia en el dominio del tiempo, descritas por Down en [20], y que son las más conocidas; y en el dominio de las frecuencias, mediante el análisis de la permitividad dieléctrica descrita por Cole y Cole en [21], [22], que han sido menos estudiadas.

Si debido a la absorción dieléctrica en C_r , $V_r[0] \neq 0$ en (1), el número de ciclos de transferencia de carga necesarios para lograr $V_r[N] = V_{TH}$ será menor que el obtenido en condiciones ideales, y por lo tanto la absorción dieléctrica afectará a la medida. El efecto será menor si C_r tiene baja absorción dieléctrica y si el tiempo de descarga es largo, es decir $T_D \gg \tau_D$ [17], pero esto limita la realización de medidas dinámicas.

IV. DISEÑO EXPERIMENTAL

La Fig. 3 muestra el montaje experimental diseñado para evaluar el efecto de la absorción dieléctrica en la interfaz propuesta en la Fig. 1. El circuito se ha implementado con un MCU PIC16F84A operando a 4 MHz con un oscilador de cristal. La frecuencia del temporizador es una cuarta parte del periodo de oscilación. RB0 y RB1 realizan, respectivamente, la función de los pines #0 y #1. El programa de control ha sido escrito en lenguaje ensamblador.

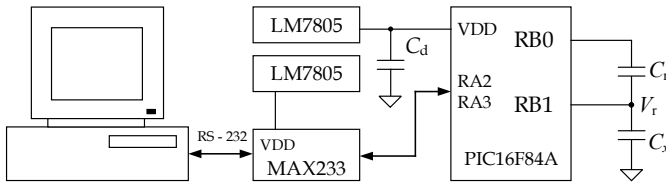


Fig. 3. Montaje experimental para evaluar el efecto de la absorción dieléctrica en una interfaz directa basada en la transferencia de carga.

Para C_x se ha usado un condensador cerámico de $2,0 \text{ pF} \pm 0,1 \text{ pF}$. Para C_r se han usado condensadores de 220 nF a $1 \mu\text{F}$, con diferentes materiales dieléctricos. Los valores de C_x y C_r se han medido usando un analizador de impedancias Agilent 4294A, conectado a una interfaz de prueba Agilent 16047E. La incertidumbre relativa del analizador de impedancias es inferior al $\pm 1 \%$ al medir capacidades de 1 pF a 10 pF , cuando la tensión eficaz V_{rms} de salida del oscilador interno es 5 V a 100 kHz ; y es inferior al $\pm 0,08 \%$ al medir capacidades de 100 nF a $1 \mu\text{F}$, cuando $V_{rms} = 5 \text{ V}$ a 1 kHz [21]. El valor de V_{DD} fue medido con un multímetro digital Agilent 34401A, cuya incertidumbre en la medida de tensión es $\pm (0,0035 \%$ de la lectura $+ 50 \mu\text{V})$ en el margen de 10 V . Los valores de R_{OL} y R_{OH} , en los pines RB0 y RB1 se han medido aplicando la técnica del divisor de tensión propuesta en [8]. T_D , T_C , y T_R se han calculado usando el valor mínimo y máximo, respectivamente, de R_{OL} y R_{OH} . Las tensiones V_{OH} y V_{TH} se han determinado según la corriente que suministra RB0 durante un ciclo de carga [11]. Durante las pruebas, el montaje experimental se ha mantenido en reposo y a temperatura y humedad ambiente ($25 \text{ }^\circ\text{C}$ y 65% RH). En consecuencia, se ha considerado que los valores de

C_x , C_r , V_{OH} y V_{TH} han permanecido constantes durante la medida.

Para verificar las predicciones teóricas se ha evaluado cada uno de los parámetros controlables que según el apartado III repercuten en el efecto de la absorción dieléctrica. Se han considerado cada una de las posibles combinaciones de valores de C_x y C_r . El efecto de T_D se ha evaluado implementando ciclos de descarga desde 1 ms hasta 1 s . El efecto del material dieléctrico se ha evaluado usando condensadores con dieléctrico de: óxido de aluminio (material 1), poliéster metalizado (material 2), policarbonato metalizado (material 3), y polipropileno metalizado (material 4). La Tabla 1 resume algunas de las propiedades de estos condensadores, donde α_C es el coeficiente de temperatura [23]–[26].

En cada una de las condiciones experimentales se ha medido 100 veces. El tiempo para obtener cada lectura depende de los valores de C_x , C_r , T_D , T_C y T_R . Las lecturas obtenidas se han enviado a un ordenador personal usando una interfaz serie RS-232 implementada mediante el MAX232 y controlada desde LabVIEW. Luego se ha analizado el histograma de las lecturas, se ha calculado su media X , su desviación estándar $s(X)$, y su coeficiente de variación (o desviación estándar relativa, $RSD = X/s(X)$).

Para reducir la incertidumbre de medida se han aplicado diversas soluciones de diseño propuestas en [8] y [11]: (a) se han configurado como entrada y puesto a masa los pines del MCU no usados; (b) el MCU y el MAX232 se han alimentado con sendos reguladores de tensión LM7805, para reducir los efectos de las interferencias conducidas; y (c) se ha conectado un condensador de desacoplamiento $C_d = 100 \text{ nF}$ entre la alimentación del MCU y masa, tal como recomienda su fabricante.

Tabla 1. Algunas propiedades de los condensadores usados como C_r .

Material de C_r	Tolerancia (%)	DA (%)	$\alpha_C \times 10^6/^\circ\text{C}$
1	20	10	+2500
2	10	0,5	+400
3	5	0,06	± 50
4	5	0,05	-250

V. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

El valor de C_x fue $2,01 \text{ pF}$ y el de $C_{r-\text{max}}$ $1,01 \mu\text{F}$. V_{DD} fue $5,03 \text{ V}$. R_{OL} y R_{OH} fueron menores que 50Ω y 125Ω , respectivamente. En consecuencia, los tiempos T_D , T_C y T_R , para $C_{r-\text{max}}$ deberían ser respectivamente iguales o mayores que $1,01 \text{ ms}$, $2,51 \text{ ns}$ y $1,01 \text{ ns}$. Estos dos últimos valores son demasiado pequeños respecto al número mínimo de instrucciones necesarias para ejecutar cada etapa de un ciclo de medida, por lo que T_C y T_R se eligieron de $5 \mu\text{s}$ y $25 \mu\text{s}$. Según estos valores, el tiempo necesario para obtener cada lectura puede ser desde $1,25 \text{ ms}$ hasta $1,00 \text{ s}$, y depende de los valores de C_r y T_D seleccionados. La corriente drenada desde RB0 para cargar C_x cuando $T_C \geq 10\tau_C$ es menor que 1 mA . En consecuencia, según los datos del fabricante del MCU

utilizado, se tiene $V_{OH} = V_{DD}$ y, para $V_{DD} = 5,0$ V, el valor típico de V_{TH} es 1,4 V.

Si por ejemplo $C_x = 2,01$ pF, $C_r = 437,83$ nF [de óxido de aluminio (material 1)], $V_{DD} = 5,03$ V y $V_{TH} = 1.4$ V, según (2) el número el número de ciclos de transferencia de carga N_x necesarios para conseguir V_{TH} en los bornes de C_r es de 71.054. Sin embargo, debido a las capacidades parásitas en el circuito interfaz (del orden de unos 16 pF [11]), cabe esperar que el número de ciclos sea sólo del orden de 7950 porque estas capacidades darán una capacidad equivalente en paralelo con C_x , que también se cargará y descargará en los ciclos subsiguientes. Además, también según (2), las desviaciones de C_r repercuten directamente en la de N_x , de forma que, por ejemplo, una desviación de C_r de $\pm 5\%$ provoca una incertidumbre del orden de ± 400 cuentas. En condensadores de óxido de aluminio esta desviación puede darse porque el valor de la capacidad depende mucho de la frecuencia a la que se mida y mientras el analizador de impedancias mide a la frecuencia específica seleccionada, en el circuito de interfaz, C_r trabaja con ciclos breves de carga y descarga.

Los histogramas de las lecturas muestran que el efecto de la absorción dieléctrica depende mucho del dieléctrico de C_r . La Fig. 4, por ejemplo, es el histograma de 100 lecturas para $C_r = 470$ nF, de óxido de aluminio (material 1) o de poliéster metalizado (material 2), cuando $T_D = 1$ ms. Obsérvese que la escala de las abscisas para el histograma de la izquierda (material 1) es 10 veces menor que en el de la derecha (material 2). En el histograma para el material 1 se aprecia claramente que la frecuencia de las lecturas más habitual (7950 cuentas) es mayor al 95%; mientras que para el material 2 dicha frecuencia es menor que 60. Si se asumiera como ‘valor verdadero’ el valor medio de las lecturas, en estas condiciones experimentales se obtendría un resultado erróneo debido a la absorción dieléctrica. Si se analiza la desviación típica para el material 1, que tiene mayor absorción dieléctrica, resulta $s(X) \approx 24$, mientras que para el material 2 $s(X) \approx 2$. Esto puede ser debido a que C_r no se descarga totalmente en la etapa inicial de cada una de las 100 mediciones y como el óxido de aluminio retiene más carga que el poliéster, la

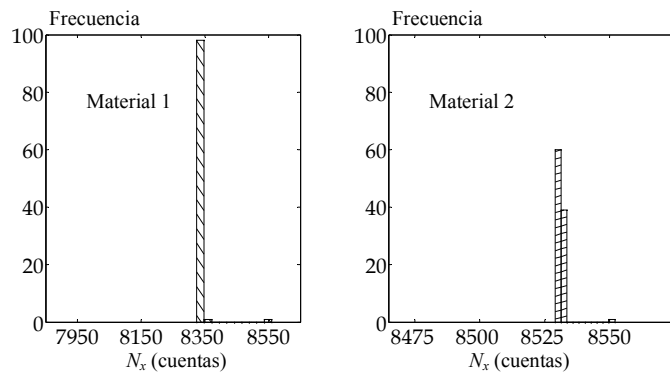


Fig. 4. Histograma de 100 lecturas para $C_r = 470$ nF, de óxido de aluminio (material 1), y de poliéster metalizado (material 2), cuando $C_x = 2$ pF y $T_D = 1$ ms. Obsérvese que la escala de las abscisas para el histograma del material 1 es 10 veces menor que la escala para el histograma del material 2.

dispersión de las lecturas aumenta también con la absorción dieléctrica de C_r .

Las figuras 5 y 6 muestran, respectivamente, la dependencia de $s(X)$ con T_D , desde 1 ms hasta 1 s, para el material 1 y el material 2. En ambos materiales, conforme aumenta T_D aumenta también el valor medio de las lecturas y disminuye su dispersión, como cabía esperar por el mayor drenaje de carga cuando aumente T_D . Se aprecian claramente, además, dos distribuciones en las lecturas, sobre todo para $T_D < 1$ s: una entre la primera y la décima, y otra a partir de la décima lectura. Si se analizan sólo los valores de la primera distribución, para el material 1, cuando $T_D = 1$ ms la desviación típica es $s(X_1) \approx 72$. En cambio, para el material 2, en las mismas condiciones experimentales, $s(X_1) \approx 6$. Resulta, pues, que cuando el tiempo de descarga inicial de C_r es mayor, no sólo aumenta el valor de la lectura (número de ciclos necesarios), sino que también se reduce su dispersión.

Cuando se analizan los valores de la segunda distribución, la desviación típica para ambos materiales dieléctricos es menor que 1, en todo el margen de valores de T_D evaluado. Esta dispersión es inherente a la cuantificación, y por lo tanto el efecto de la absorción dieléctrica es el mismo en cada ciclo de medida. Esto explica que los valores más frecuentes en la Fig. 4 para el material 2 sean también muy próximos entre sí.

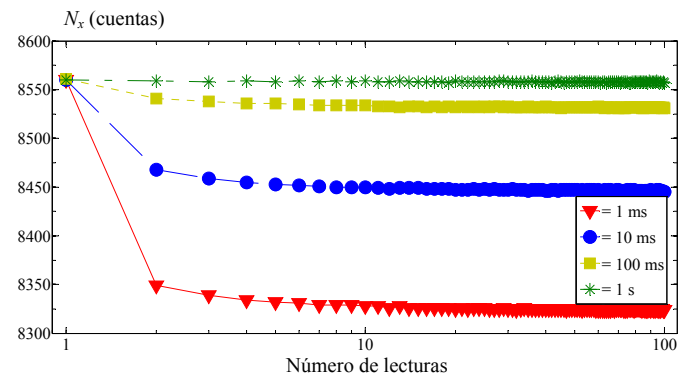


Fig. 5. Efecto del tiempo de descarga T_D en el valor de las lecturas para $C_r = 470$ nF, de óxido de aluminio (material 1), cuando $C_x = 2$ pF y T_D es desde 1 ms hasta 1 s.

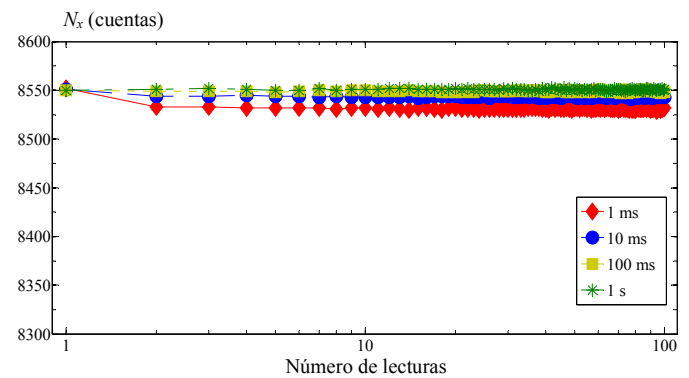


Fig. 6. Efecto del tiempo de descarga T_D en el valor de las lecturas para $C_r = 470$ nF, de poliéster metalizado (material 2), cuando $C_x = 2$ pF y T_D es desde 1 ms hasta 1 s.

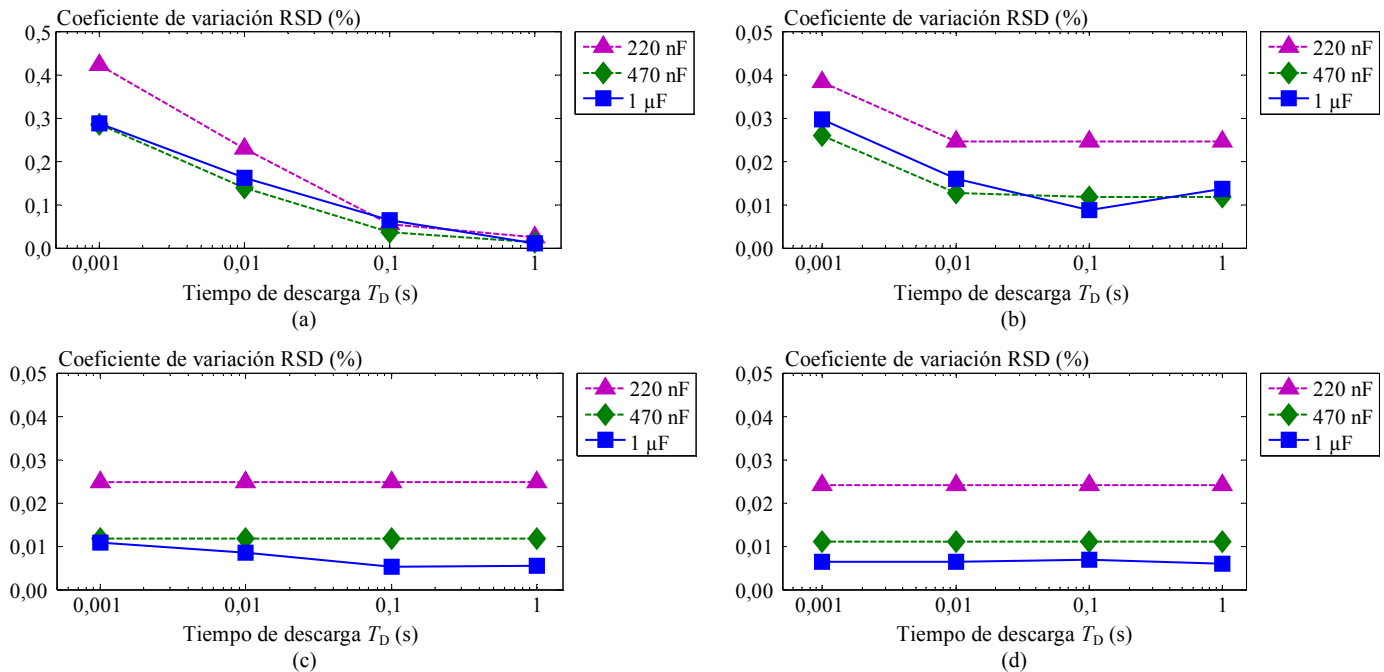


Fig. 7. Coeficiente de variación de las lecturas obtenidas para C_r de 220 nF a 1 μ F, de: (a) óxido de aluminio (material 1), (b) poliéster metalizado (material 2), (c) policarbonato metalizado (material 3), y (d) polipropileno metalizado (material 4); cuando $C_x = 2$ pF y T_D es desde 1 ms hasta 1 s. Observese que la escala de las ordenadas en la Fig. 7(a) es 10 veces mayor que las escala de las Fig. 7(b), 7(c), y 7(d).

La Fig. 7 muestra el coeficiente de variación RSD de las lecturas para cada uno de los dieléctricos estudiados, cuando $C_x = 2,01$ pF, C_r es de 220 nF a 1 μ F, y T_D es de 1 ms a 1 s. El coeficiente de variación se calculó a partir de la relación entre el valor medio de las lecturas X y la desviación estándar $s(X)$ de éstas, considerando además $s(X) = 1$ cuando $s(X)$ fue menor que 1. Obsérvese que la escala de las ordenadas en Fig. 7(a) es 10 veces mayor que las escalas de las Fig. 7(b), 7(c), y 7(d). Según se muestra en la Fig. 7(a), conforme aumenta T_D disminuye RSD, como cabía esperar. En la Fig. 7(b) para C_r de 220 nF y 470 nF se aprecia que RSD es constante cuando T_D supera 10 ms; mientras que en la Fig. 7(b) y 7(c) es constante en todo el margen de medida.

Se aprecia en la Fig. 7, además, que el valor de RSD es 10 veces mayor para el material 1 [Fig. 7(a)] frente a los valores que se han obtenido para los materiales 2, 3, y 4, [Fig. 7(b), 7(c), y 7(d), respectivamente] que tienen baja absorción dieléctrica.

Las figuras 7(c), y 7(d) muestran que el valor de RSD es menor que 0,03 % para todo el margen de T_D evaluado. Se aprecia además que cuando T_D supera 1 ms el valor de RSD es similar y relativamente constante. Esto se puede atribuir a la similitud en los porcentajes de absorción dieléctrica en ambos materiales (0,06 y 0,05 para C_r de policarbonato metalizado y polipropileno metalizado, respectivamente). Además, se puede concluir que para tiempos de descarga T_D mayores que 1 ms el coeficiente de variación no mejora.

Los condensadores de policarbonato metalizado y de polipropileno metalizado pueden llegar a ser hasta 5 veces más caros que los condensadores de óxido de aluminio. Por ello, para aplicaciones que suelen necesitar pocos bits de resolución (p. ej. aplicaciones de detección todo/nada), el uso de condensadores de óxido de aluminio puede ser una solución

económica sin necesidad de implementar tiempos largos de descarga.

VI. CONCLUSIONES

Las interfaces directas entre sensores capacitivos y microcontrolador basadas en el método de transferencia de carga son una solución simple, compacta y de bajo coste para medir sensores capacitivos, pero son susceptibles a la absorción dieléctrica en el condensador de referencia C_r .

Se han presentado resultados experimentales que muestran que la desviación típica $s(X)$ en las diez primeras lecturas es mayor que 70 cuentas cuando $C_r = 470$ nF (de óxido de aluminio) y el tiempo de descarga inicial $T_D = 1$ ms (Fig. 5), mientras que a partir de la décima lectura, en las mismas condiciones experimentales, $s(X) \approx 1$, que puede ser atribuido a la incertidumbre inherente a la cuantificación. Queda patente, pues, que el efecto de la absorción dieléctrica se puede reducir descartando las primeras lecturas de la medida de sensor.

El análisis de los resultados en la Fig. 7 proporciona otro criterio. Si C_r se descarga al menos durante 10 ms, se pueden usar condensadores de referencia de baja absorción dieléctrica sin comprometer el coeficiente de variación RSD de las lecturas; por ejemplo, el RSD será menor que 0,3 % para C_r de óxido de aluminio, poliéster metalizado, policarbonato metalizado, y polipropileno metalizado.

Los resultados y las conclusiones experimentales anteriores pueden ser aplicables a interfaces para sensores capacitivos de detección de todo/nada.

AGRADECIMIENTOS

Al Centro Técnico de SEAT y a la Universitat Politècnica de Catalunya, BarcelonaTech (UPC) por la beca FPI que ha disfrutado Jorge E. Gaitán- Pitre. A la Escuela de Ingeniería de Telecomunicación y Aeroespacial de Castelldefels (EETAC) las instalaciones cedidas para esta investigación; y a Francis López su soporte técnico.

REFERENCIAS

- [1] T. Wang and T. Blankenship, "Projected-capacitive touch systems from the controller point of view," *Information Display*, vol. 27, no. 3, Society for Information Display, pp. 8–11, Mar-2011.
- [2] I. Yang and O. Kwon, "A touch controller using differential sensing method for on-cell capacitive touch screen panel systems," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 1027–1032, August 2011.
- [3] S. Kim, W. Choi, W. Rim, Y. Chun, H. Shim, H. Kwon, J. Kim, I. Kee, S. Kim, S. Lee, and J. Park, "A highly sensitive capacitive touch sensor integrated on a thin-film-encapsulated active-matrix OLED for ultrathin displays," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 58, no. 10, pp. 3609–3615, October 2011.
- [4] H. Philipp, "Touch sensitive control panel," US7969330B2, 28-Jun-2011.
- [5] J. K. Reynolds and K. Hargreaves, "Methods and systems for sigma delta capacitance measuring using shared components," US7977954B2, 12-Jul-2011.
- [6] T. Nakanishi and H. Mizuhashi, "Display apparatus with touch detection function, drive circuit, method of driving display apparatus with touch detection function, and electronic devices," US20120044167A1, 23-Feb-2012.
- [7] S. Byun, Y.-K. Choi, and J.-H. Baek, "Method and apparatus compensating parasitic capacitance in touch panel," US20110242050A1, 06-Oct-2011.
- [8] F. Reverter and R. Pallàs-Areny, *Direct Sensor-to-Microcontroller Interface Circuits: Design and Characterisation*, Marcombo, Barcelona, 2005.
- [9] P. H. Dietz, D. Leigh, and W. S. Yerazunis, "Wireless liquid level sensing for restaurant applications," in *Proceedings of IEEE Sensors*, pp. 715–720, vol. 1, 2002.
- [10] H. Philipp, "Charge transfer capacitance measurement circuit," US6466036B1, 15-Oct-2002.
- [11] J. E. Gaitán-Pitre, M. Gasulla, and R. Pallàs-Areny, "Analysis of a direct interface circuit for capacitive sensors," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 9, pp. 2931–2937, September 2009.
- [12] F. Reverter and Ó. Casas, "Interfacing differential capacitive sensors to microcontrollers: a direct approach," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 10, pp. 2763–2769, October 2010.
- [13] F. Reverter, M. Gasulla, and R. Pallàs-Areny, "Analysis of power-supply interference effects on direct sensor-to-microcontroller interfaces," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 1, pp. 171–177, February 2007.
- [14] J. E. Gaitán-Pitre and R. Pallàs-Areny, "Interferencias capacitivas en circuitos de interfaz directa entre sensores capacitivos y microcontrolador," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación - SAAEI*, pp. 543–547, Guimarães, Portugal, Jul. 2012.
- [15] STMicroelectronics, "Capacitor selection guide for STM8T141 and touch sensing library-based capacitive sensors," AN2996, 2011.
- [16] A. S. Gumenyuk and Y. I. Bocharov, "Sample-and-hold circuits for high-speed A/D converters," *Russ. Microelectron.*, vol. 36, no. 5, pp. 342–352, March 2007.
- [17] H. Zumbahlen, *Linear Circuit Design Handbook*, Elsevier, Amsterdam, 2008.
- [18] CENELEC, "Fixed capacitors for use in electronic equipment. Part 1: Generic specification," in *British Standards Institution BSI*, British Standards Institution BSI, London, 2001, p. 98.
- [19] K. Kundert, "Modeling Dielectric Absorption in Capacitors," *The Designer's Guide Community*, The Designer's Guide Community, Inc., pp. 1–19, Jun-2008.
- [20] P. C. Dow, "An analysis of certain errors in electronic differential analyzers ii-capacitor dielectric absorption," *IEEE Trans. Electron. Comput.*, vol. EC-7, no. 1, pp. 17–22, March 1958.
- [21] K. S. Cole and R. H. Cole, "Dispersion and absorption in dielectrics I. Alternating current characteristics," *J. Chem. Phys.*, vol. 9, no. 4, p. 341, April 1941.
- [22] K. S. Cole, "Dispersion and Absorption in Dielectrics II. Direct Current Characteristics," *J. Chem. Phys.*, vol. 10, no. 2, p. 98, February 1942.
- [23] J. C. Whitaker, *The Electronics Handbook*, 2nd ed., CRC Press, Boca Raton, Florida, 2005.
- [24] Panasonic, "Aluminum Electrolytic Capacitors," 2005. [Online]. Available: <http://goo.gl/vDTMv>. [Accessed: 07-Jun-2012].
- [25] Epocs AG, "Film Capacitors. General technical information," 2009. [Online]. Available: <http://goo.gl/NMs7f>. [Accessed: 07-Jun-2012].
- [26] Evox Rifa, "Evox Rifa Capacitors. General information." [Online]. Available: <http://goo.gl/iexSb>. [Accessed: 07-Jun-2012].