

01.76.01

## SISTEMA DE MEDICION DE CARACTERISTICAS

I. Abrutzky y C. Hofer

C. N. E. A. Biblioteca

ARCHIVO PUBLICACIONES

Nº

1

AÑO

1976

RESUMEN

CNEA - Area Reactores Nucleares  
Departamento Instrumentación

Usando el principio de detección en fase y análisis armónico, se ha implementado un sistema de determinación de características C-V,  $R^{-1}$ -V,  $dC/dV$ -V y  $dR^{-1}/dV$ -V y su dependencia con la frecuencia, apropiado para análisis de dispositivos semiconductores. Debido a que se trata de un sistema que no actúa por resonancia, permite determinar variaciones temporales de los parámetros C,  $R^{-1}$  y sus derivadas.

Con el mismo es factible la medición precisa de variaciones de capacidad del orden de  $10^{-2}$  pF aún en presencia de bajas impedancias de fuga operando en el rango de 20 Hz a 50 KHz.

*Introducción*

Una herramienta sumamente valiosa en el estudio de junturas p-n, barreras de Schottky y estructuras MOS, tanto para la determinación de propiedades intrínsecas del material, como aquellas propias del dispositivo es el análisis de las características C-V,  $R^{-1}$ -V y sus derivadas, como así también la dependencia temporal de las mismas en los casos en que las poblaciones de cargas en diversos estados o niveles de energía sean función del tiempo. Es en este último caso donde resulta particularmente inconveniente el uso de Q-metro y otros puentes en los que la medición se realiza ajustando elementos de circuito variables hasta condición de resonancia, pero aún cuando los parámetros a determinar sean constantes en el tiempo, el uso de sistemas resonantes requiere que el Q del elemento a medir sea razonablemente alto ( $Q > 1$ ) para que la resonancia sea observable y el parámetro pueda ser determinado con alguna precisión. Diversos sistemas han sido propuestos para solucionar las dificultades mencionadas (<sup>1</sup> a <sup>9</sup>) habiéndose utilizado en el presente trabajo la técnica descrita en (<sup>6</sup> y <sup>9</sup>).

*Sistema básico de medición con amplificador operacional*

El circuito de la Fig.1 muestra el sistema básico de medición de un dispositivo que suponemos un capacitor puro.

La entrada al amplificador operacional es una tierra virtual, esto es  $v_g = 0$ ; por tanto, si  $v_i = v_1 \cos wt$  es  

$$i_1 = Cdv/dt = wCv_1 \sin wt$$

Comunicaciones Assoc. Fís. Argent., v. 1(4), (1976)

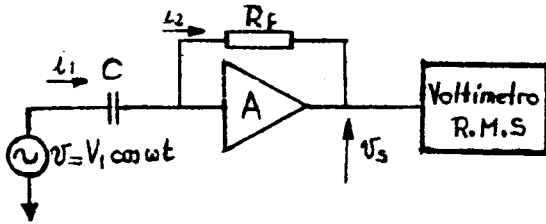


Figura 1

y ya que por el amplificador no circula corriente  $i_2 = -i_1$  y

$$v_s = i_2 R_f = \omega C v_1 \text{ sen } \omega t$$

esto es el voltímetro de valor eficaz da una salida proporcional a la capacitancia a medir. Para el caso  $Z_D = R$  se obtendría análogamente una salida proporcional a  $1/R$ .

#### *Separación de componentes de distinta fase*

Cuando el dispositivo a medir no es un elemento de circuito puro, sino una combinación en paralelo de  $R$  y  $C$ , como es generalmente el caso, el circuito descrito no permite resolver parte real e imaginaria de la impedancia  $Z_D$ , indicando solamente el voltímetro una señal proporcional a  $|Z_D|$ . Es necesario entonces separar las corrientes activa y reactiva. Esto se consigue con el uso de un amplificador lock-in<sup>(10)</sup>, en el cual una señal de referencia  $i_{ref}$  y una señal a analizar  $i_i$ , de la misma frecuencia producen una salida de tensión continua  $v = K i_i \cos(i_{ref}, i_i)$  donde  $K$  es una constante de proporcionalidad dependiente de la amplificación del equipo. De este modo, ajustando la fase de  $i_{ref}$  se elimina la componente de señal no deseada y se tiene en la salida un valor proporcional a la inversa de la componente de  $Z_D$  a determinar.

#### *Medición de pequeñas variaciones en un parámetro*

Cuando se desea medir variaciones de un parámetro alrededor de un valor elevado, puede eliminarse éste sumándole a la corriente  $i_2$  el valor correspondiente en contrafase. Se ha dispuesto con este fin un segundo amplificador operacional. Por otra parte, cuando la componente en cuadratura es muy elevada respecto a la componente a medir, se puede efectuar con este mismo amplificador una compensación, de tal modo que la magnitud de ambas corrientes a la entrada del lock-in sea tal que disminuya el error proveniente de la limitación del ajuste de fase en el mismo.

### Determinación de las derivadas

El sistema de medición de  $C$  y  $R^{-1}$  descrito, puede dar en forma directa también las derivadas de estos parámetros respecto de la tensión. Supongamos una excitación  $v_1 \cos \omega t$  superpuesta a una tensión continua  $V_0$ . Tendremos para el caso de un capacitor no lineal

$$i = C dV/dt = -\omega C v_1 \sin \omega t \quad (1)$$

desarrollando la capacitancia  $C(V)$  en serie de Taylor alrededor de  $V_0$  y reemplazando en (1)

$$i = \omega C(V_0) v_1 \sin \omega t + \frac{1}{2} \omega (dC/dV)_{V_0} v_1^2 \sin 2\omega t \quad (2)$$

En el caso de una resistencia no lineal se tiene, análogamente

$$i = \omega \sigma(V_0) v_1 \sin \omega t + \frac{1}{2} \omega (d\sigma/dV)_{V_0} v_1^2 \sin 2\omega t$$

esto es, las amplitudes de la segunda armónica de la corriente son proporcionales a las derivadas de la capacidad y la conductividad respecto a la tensión. Es posible sintonizar con el amplificador lock-in esta segunda armónica y graficar las funciones derivadas.

### Circuitos utilizados

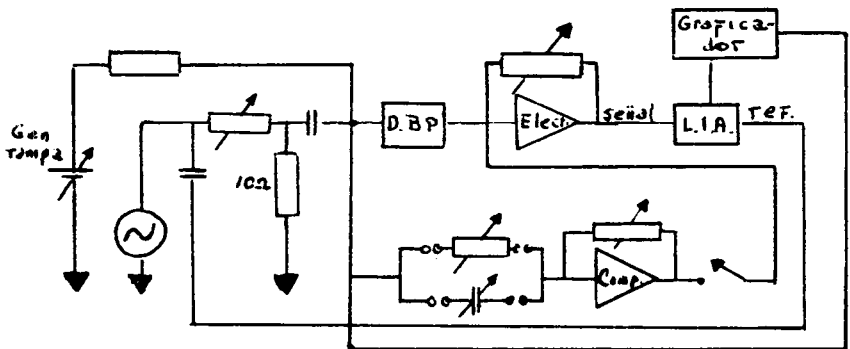
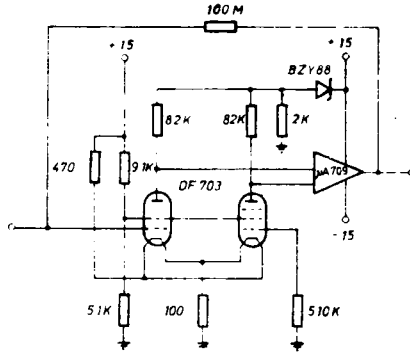


DIAGRAMA EN BLOQUE DEL SISTEMA

En las figuras 2 y 3 se muestran curvas características para el MOSFET TIIXS 67 obtenidas con el equipo.

El rango de frecuencias del sistema es función tanto del equipo mismo como de las características de conductividad del dispositivo bajo prueba.

## ELECTROMETRO



El amplificador lock-in opera entre 20 Hz y 50 KHz. La determinación de la conductividad de un dispositivo MOS, que está en el orden de  $10^{-11} \Omega$ , requiere una resistencia de realimentación del electrómetro de  $10^{11} \Omega$  para ganancia 1, lo que reduce en ancho de banda al equipo a 7 KHz. En la medición de capacidades el límite en frecuencia está impuesto por el lock-in.

El valor de la señal de test en mediciones  $R^{-1}$  o  $C$  Vs  $V$  está limitado inferiormente por el ruido y superiormente por la alinealidad del dispositivo a medir.

El sistema puede realizar mediciones absolutas, pero resulta cómodo efectuar su calibración frente a elementos de comparación; de esta manera, por otra parte, no se produce error por alinealidad del sistema aún cuando la característica a determinar varíe por órdenes de magnitud.

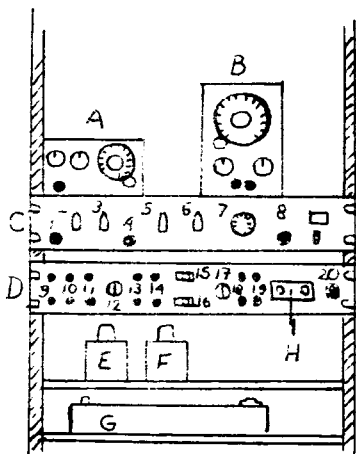
En la determinación de una de las componentes de la impedancia de un elemento de circuito no puro, se produce un error por la limitación en el ajuste de fase del lock-in, esto es, la parte de la componente en cuadratura que no es rechazada por éste. El error cometido depende de la relación entre esa componente y la que se quiere determinar. El ajuste es crítico cuando la impedancia de esta última es mucho mayor que la de la componente en cuadratura, como en el caso de la conductividad de la estructura MOS. Sin embargo, pese a una diferencia de más de tres órdenes de magnitud entre ambas componentes se advierte de las figuras 2 y 3 el excelente rechazo en cuadratura.

Para el caso de la figura 3 se usó una señal de test de muy baja amplitud, pudiendo percibirse el ruido del sistema.

El registrador puede introducir errores debido a su inercia a velocidades de barrido elevadas.

El tiempo de respuesta está limitado por el ruido del sistema, siendo

el valor de  $10^{-2}$  pF una cifra típica para frecuencias del orden del KHz. La corriente que toma el electrómetro es inferior a  $2.10^{-15}$  Amp.



- |                             |  |
|-----------------------------|--|
| A: GENERADOR RAMPA          | B: GENERADOR SEÑAL SENOIDAL                  |
| D: ELECTROMETRO             | C: AMPLIFICADOR LOCK-IN                      |
| E-F: PATRONES $\mu$ y C     | H: DISPOSITIVO BAJO PRUEBA                   |
| G: REGISTRADOR x-y          |  |
| 1: Entrada señal            | 11: Resistencia de polarización              |
| 2: Amplificación señal      | 12: Ajuste nivel señal test                  |
| 3: Sintonía señal           | 13: Nivel señal test sobre D.U.T.            |
| 4: Entrada referencia       | 14: Nivel continua sobre D.U.T.              |
| 5: Amplificación referencia | 15: Polaridad señal compensación             |
| 6: Sintonía referencia      | 16: Si. No Amplif. de compens.               |
| 7: Ajuste fase              | 17: Ganancia amplif. de compens.             |
| 8: Salida señal             | 18: R entr. amplif. de compens.              |
| 9: Entrada polarización     | 19: R C p/compensar componente en cuadratura |
| 10: Entrada señal           | 20: Salida señal                             |

DISPOSICION DE LOS EQUIPOS Y CONTROLES

#### REFERENCIAS

1. Gupta D.C., y Chan J.Y., J.Appl.Phys.Vol.43,N° 2, febrero 1972
2. Califano F.P. y Luciano A., The Review of Sc.Instr.Vol.41,N° 6, junio 1970
3. Meyer N.I. y Guldbrandsen T., Proc.IEEE Vol.51, nov. 1963
4. Tantraporn W., J.Appl.Phys. 40, 1969
5. Baxandall P.J., Colliver D.J. y Fray A.F., Journal of Phys.E.Scientific Instruments, 1971, Vol.4
6. Smith B.J. AERE-R 7037, 1972
7. Bakowsky M., Bolander G. y Akesson C., Int.J.Electronics, Vol.35,N° 5
8. Letzer S.G., PAR AN-110
9. PAR TN-102
10. Criscuolo G. y Matatagui E., Reunión AFA, abril 1970

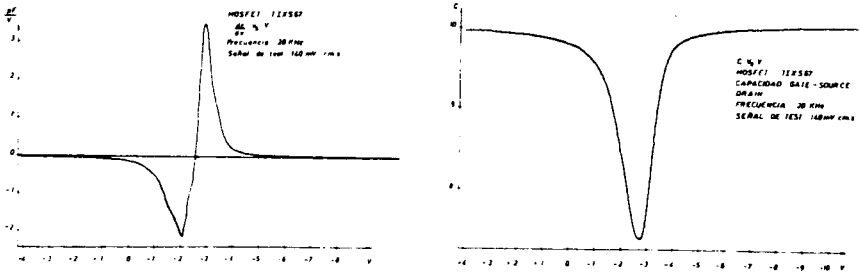


Fig. 2

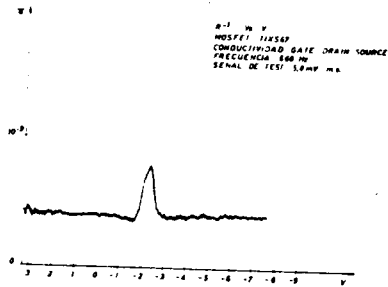


Fig. 3