

Capítulo III. Acondicionamiento de la señal

En este capítulo se describe el diseño e implementación de la etapa de acondicionamiento de la señal del sensor cuya función principal es igualar las tensiones que provienen del sensor y del capacitor de compensación las cuales llegan a la etapa diferencial como se muestra en la figura III.1. El propósito general de esta etapa es compensar capacitancias parásitas y realizar una diferencia de señales para obtener una calibración inicial de cero. La señal que viene del capacitor de compensación deberá estar en fase y con la misma amplitud con respecto a la señal que viene del sensor, en caso de no contar con estas condiciones se utilizarán los controles mostrados en la figura III.1 para igualar estos parámetros en cada señal.

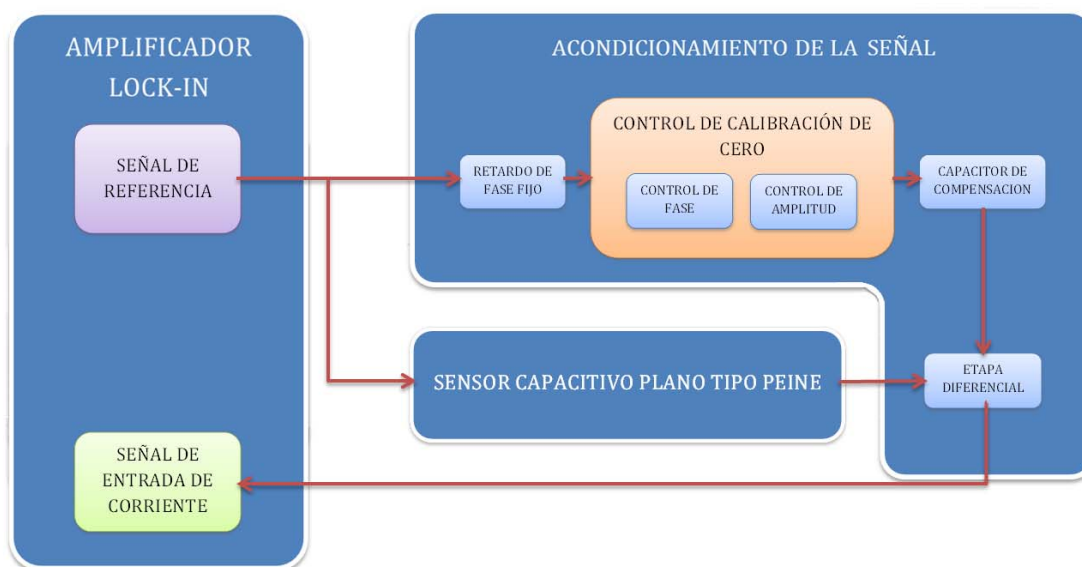


Figura III.1. Esquema del sistema de acondicionamiento de la señal.

El sistema de acondicionamiento de la señal está formado por 4 etapas:

- 1ª Etapa. Retardo de fase fijo.
- 2ª Etapa. Control de fase.
- 3ª Etapa. Control de amplitud.
- 4ª Etapa. Etapa diferencial.

El análisis teórico de cada etapa se mostrará en las páginas siguientes y el procedimiento de calibración se describirá con más detalle en el capítulo IV.

III.1. 1ª Etapa. Retardo de fase fija

En esta primera etapa se requiere retrasar la tensión de referencia (V_{ref}) 270° , para que la tensión que llegue a la etapa del control de fase tenga un retraso previo; esto es, porque el control de fase no alcanza a retrasar la señal 360° y con ello igualar las tensiones que llegan a la etapa diferencial para obtener una calibración de cero.

A continuación se realizará el análisis teórico del circuito de la figura III.2, se estimarán los parámetros de diseño y se determinará el comportamiento de la tensión de salida (V_{ret}) del circuito de retardo de fase fija. La tensión de salida de esta etapa dependerá de los elementos que conforman al circuito de la figura III.2.

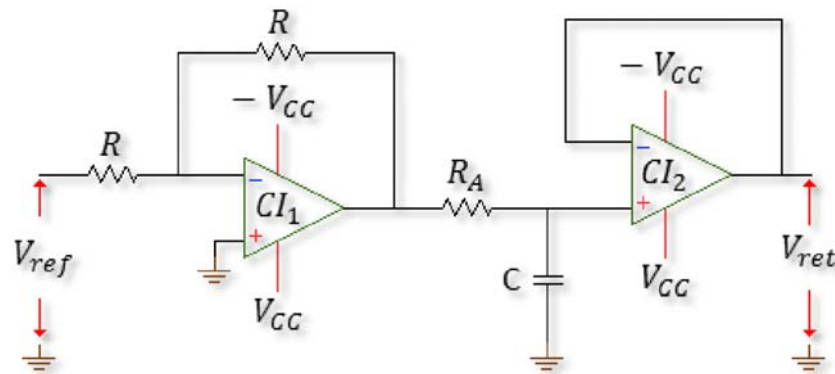


Figura III.2. Circuito de retardo de fase fijo.

El circuito está formado principalmente por dos amplificadores operacionales, como se muestra en la figura III.2. La configuración del amplificador CI_1 retrasa 180° la tensión de referencia (ver figura III.4), y la configuración del amplificador CI_2 retrasa 90° la fase de la señal de referencia [1].

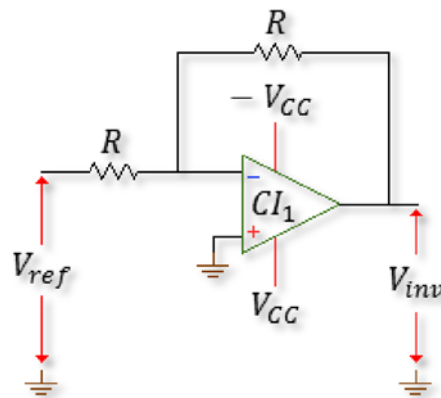
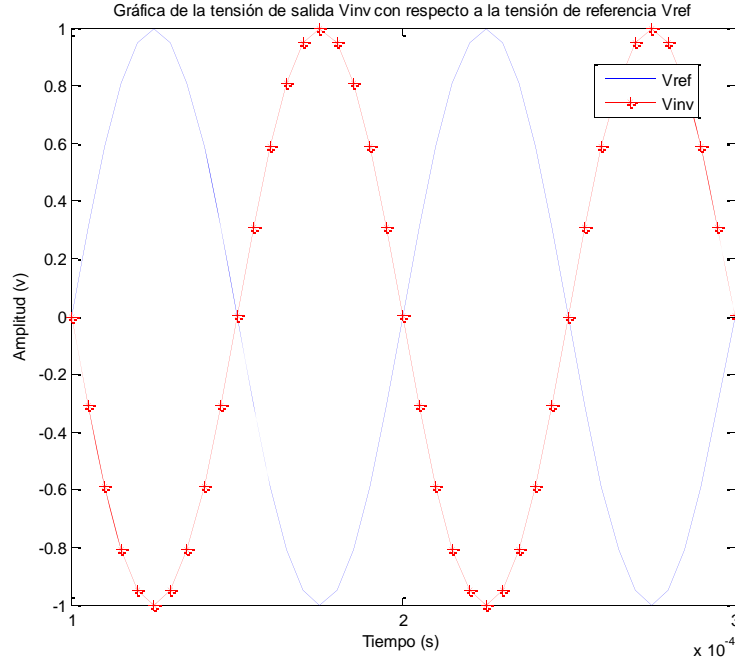


Figura III.3. Amplificador operacional de retardo de fase de 180° .

La tensión de salida del amplificador operacional CI_1 con la configuración mostrada en la figura III.3 es

$$V_{inv} = \sin(\omega t - 180^\circ), \quad (III.1)$$

la frecuencia de la tensión de referencia utilizada es $f = 10 \text{ [kHz]}$ porque en el rango de frecuencias de 5 [kHz] en adelante el ruido disminuye en el espectro de frecuencias. En la figura III.4 se muestra la tensión de referencia V_{ref} y la tensión de salida del amplificador CI_1 .



FiguraIII.4. Señal de salida del amplificador inversor.

La configuración del amplificador CI_2 vuelve a retrasar la fase 90° para completar el retraso final de 270° deseado en esta primera etapa. La ganancia $G(j\omega)$ que describe la configuración del amplificador CI_2 es

$$G(j\omega) = \frac{1}{j\omega R_A C + 1}, \quad (III.2)$$

y la magnitud de $G(j\omega)$ es

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 R_A^2 C^2 + 1}}. \quad (III.3)$$

La fase de $G(j\omega)$ es

$$\varphi = \angle G(j\omega) = \frac{\angle \tan(0)}{\angle \tan(\omega R_A C)} = \underline{\underline{-\text{angtan}(\omega R_A C)}}. \quad (III.4)$$

Para obtener la tensión de salida del amplificador CI_2 mostrado en la figura III.2 se obtuvo la función de transferencia $G(j\omega)$ del circuito mostrada en la ecuación (III.2) así como su módulo y ángulo de fase en las ecuaciones (III.3) y (III.4). En el apéndice C se muestra como se obtiene la señal de salida de un sistema en estado estacionario que tiene un corrimiento de fase inicial (ϕ) de fase inicial (ver figura III.5).

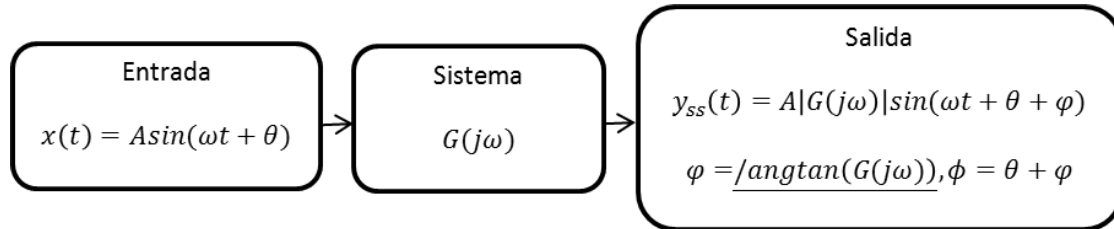


Figura III.5. Respuesta de un sistema en estado estacionario cuando se tiene un retraso en la fase inicial.

Los parámetros de la figura III.5 para este caso particular son:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= V_{inv}(t) \\
 y_{ss}(t) &= V_{ret}(t) \\
 A &= 1 [v] \\
 \theta &= -180^\circ \\
 |G(j\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_A^2 C^2}} \\
 \phi &= -\text{angtan}(\omega R_A C) \\
 \phi &= -180^\circ - \text{angtan}(\omega R_A C)
 \end{aligned}$$

La tensión de salida en estado estacionario es

$$V_{ret}(t) = \frac{\sin(\omega t - 180^\circ - \text{angtan}(\omega R_A C))}{\sqrt{\omega^2 R_A^2 C^2 + 1}} \quad (III.5)$$

El rango elegido para la obtención de la resistencia R_A : es $1k\Omega \leq R_A \leq 100k\Omega$, esto para evitar que aumente el ruido térmico de Johnson en la resistencia elegida. De la ecuación (III.5) la amplitud (A) y la fase (ϕ) de la tensión de salida V_{ret} quedan en función de la resistencia R_A y el capacitor C de la siguiente forma,

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_A^2 C^2}} \quad (III.6)$$

$$\phi = -180^\circ - \text{angtan}(\omega R_A C) \quad (III.7)$$

Mediante la ecuación (III.5) se dibujaron en la figura III.6 los límites del ángulo de retraso de fase mostrados en la tabla III.1 así como la resistencia comercial elegida ($R_A = 20 [k\Omega]$), dicha resistencia proporciona una amplitud de $0.2827 [v]$ y un retraso en la fase de 253.5781° con respecto a la tensión de referencia V_{ret} .

TABLA III.1 RANGO ÓPTIMO PARA EL CAPACITOR DE $2.7 [nF]$

INTERVALO	ANGULO DE RETRASO	RESISTENCIA	AMPLITUD
$-250^\circ < \phi < -258^\circ$	-253.5781°	$20 [K\Omega]$	$0.2827 [v]$

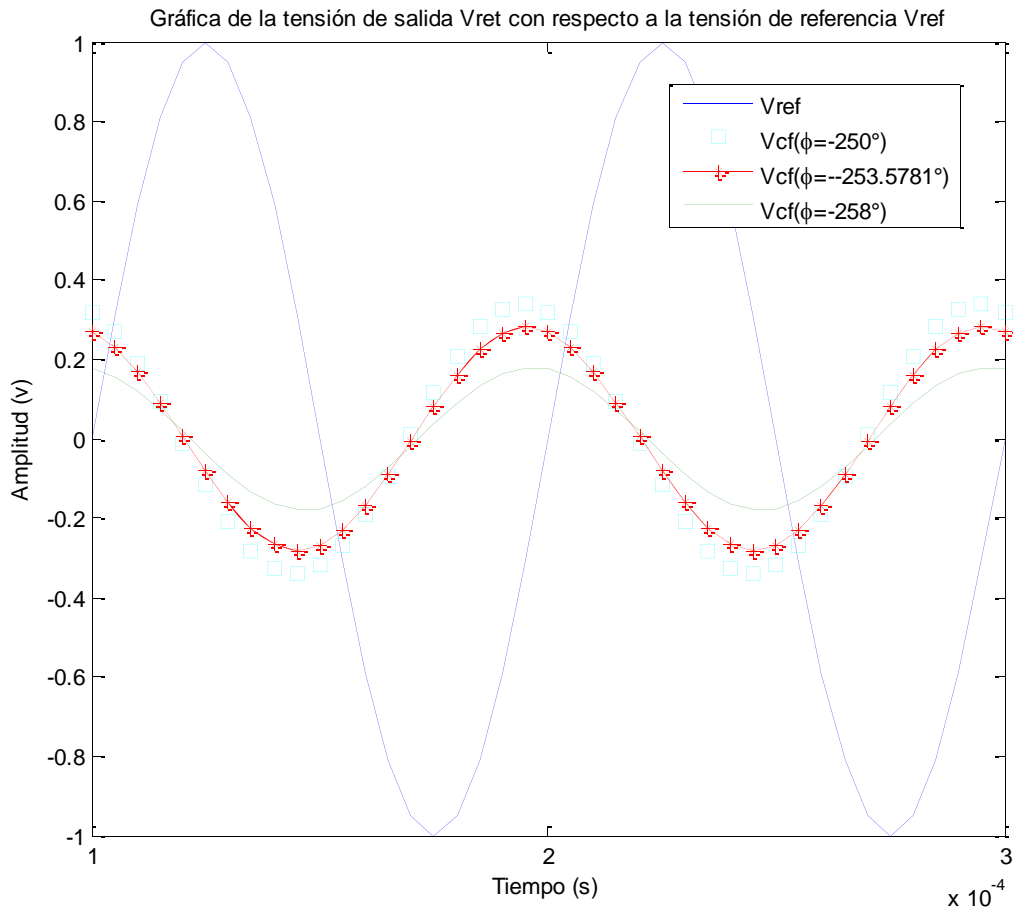


Figura III.6. Respuesta de la primera etapa V_{ret} .

Los valores de R , R_A y C en esta primera etapa de retardo de fase de la figura III.6 son:

$R = 20 [k\Omega]$
$R_A = 20 [k\Omega]$
$C = 2.7 [nF]$
$V_{ret}(t) = 0.2827\sin(\omega t - 253.5781^\circ)$

III.2. 2ª Etapa. Control de fase

El objetivo de esta segunda etapa de control es realizar un ajuste variable de retardo de fase con el fin alcanzar un desfaseamiento ideal de 360° con respecto de la señal de referencia V_{ref} que llega al sensor capacitivo. El control de fase se realiza mediante la resistencia variable R_B de la figura III.9, el rango deseado de calibración queda limitado por el retardo de fase de la primera etapa como,

$$-253.5781^\circ \leq \phi \leq -433.5781^\circ$$

La tensión de salida del circuito dependerá de los valores de los componentes que conforman al circuito de la figura III.8. En la figura III.7 se muestra el rango de calibración de retardo de fase de la tensión (V_{cf}) con respecto a la tensión de referencia V_{ref} .

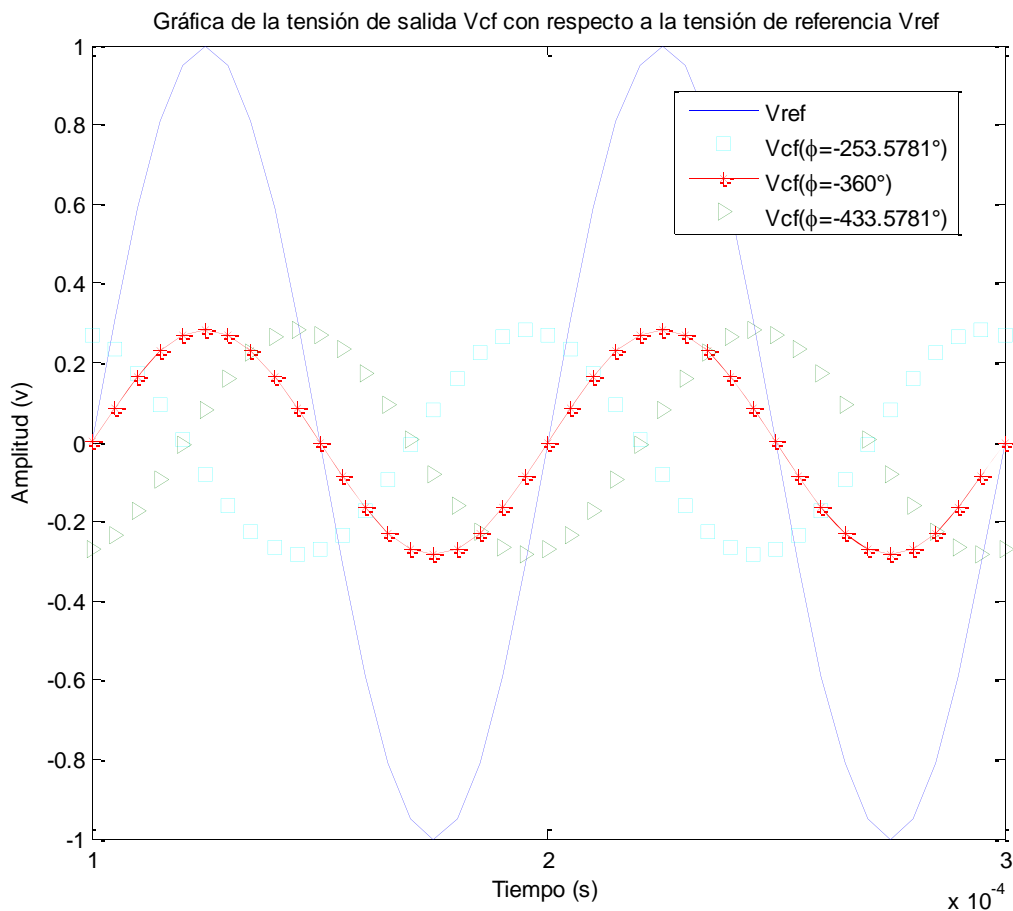


Figura III.7. Rango de calibración deseado para el control de fase.

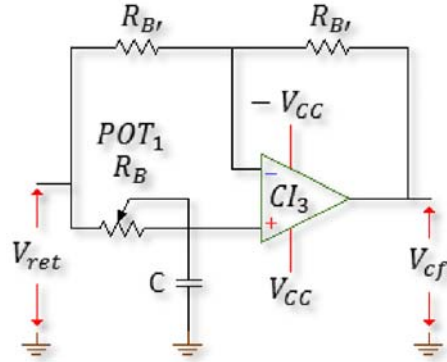


Figura III.8. Circuito controlador de fase.

La ganancia $G(j\omega)$ que describe la configuración del amplificador CI_3 es

$$G(j\omega) = \frac{-j\omega R_B C + 1}{j\omega R_B C + 1} . \quad (\text{III.8})$$

La magnitud de $G(j\omega)$ es

$$|G(j\omega)| = \frac{\sqrt{\omega^2 R_B^2 C^2 + 1}}{\sqrt{\omega^2 R_B^2 C^2 + 1}} = 1 . \quad (\text{III.9})$$

La fase de $G(j\omega)$ es,

$$\varphi = \angle G(j\omega) = \frac{\angle \text{angtan}(-\omega R_B C)}{\angle \text{angtan}(\omega R_B C)} = \underline{\underline{-2 \text{angtan}(\omega R_B C)}} . \quad (\text{III.10})$$

Los parámetros de la figura III.5 para este caso particular son:

$ \begin{aligned} x(t) &= V_{ret}(t) \\ y_{ss}(t) &= V_{cf}(t) \\ A &= 0.2827 [v] \\ \theta &= -253.5781^\circ \\ G(j\omega) &= 1 \\ \varphi &= -2 \text{angtan}(\omega R_A C) \\ \phi &= -253.5781^\circ - 2 \text{angtan}(\omega R_A C) \end{aligned} $

La tensión de salida en estado estable es la siguiente

$$V_{cf}(t) = \frac{\sin(\omega t - 180^\circ - \text{angtan}(\omega R_A C) - 2 \text{angtan}(\omega R_B C))}{\sqrt{\omega^2 R_A^2 C^2 + 1}} \quad (\text{III.11})$$

Sustituyendo los resultados previos obtenidos en la primera etapa,

$$V_{CF}(t) = 0.2827 \sin(\omega t - 253.5781^\circ - 2 \text{angtan}(\omega R_B C)) . \quad (\text{III.12})$$

En la ecuación (III.12) la amplitud (A) es constante y la fase (ϕ) de la señal de salida V_{cf} queda en función de la resistencia (R_B) y el capacitor (C) de la siguiente forma,

$$A = 0.2827 [v] \quad (III.13)$$

$$\phi = -253.5781^\circ - 2 \operatorname{ang} \tan(\omega R_B C). \quad (III.14)$$

La respuesta del circuito controlador de fase mostrado en la figura III.8 se obtiene con la ecuación (III.14) para diferentes valores de la resistencia variable R_B en el rango de $1 [k\Omega]$ a $100 [k\Omega]$ y para tres capacitores de diferente valor y orden de magnitud ($C = 390 [pF]$, $C = 2.7 [nF]$ y $C = 1 [\mu F]$).

En la figura III.4 se pueden observar las respuestas de cada capacitor por separado obteniendo los siguientes resultados:

- Con el capacitor de $390 [pF]$ se requiere que R_B sea mayor a $100 [k\Omega]$ para aproximarse a un retraso de 360° .
- Con el capacitor de $2.7 [nF]$ se alcanza casi todo el rango para controlar en fase, su respuesta parece lineal hasta los -380° se tiene como límite una resistencia variable de $12 [k\Omega]$.
- Con el capacitor de $1 [\mu F]$ no se puede obtener un retraso de fase para la tensión V_{cf} porque para un cambio mínimo en la resistencia variable R_A se llega a un retraso en la fase de 433.5781° .

Mediante la gráfica de la figura III.9 se observó que con el capacitor de $2.7 [nF]$ se puede utilizar un rango de resistencia variable de $0 [\Omega]$ a $20 [k\Omega]$, con el cual es posible tener un retraso de 400.7343° . Por arriba de los -400.7343° el cambio de fase es más lento aunque se aumente el valor de R_B ya que la respuesta tiende a ser exponencial y asintótica para los -426.8° aproximadamente.

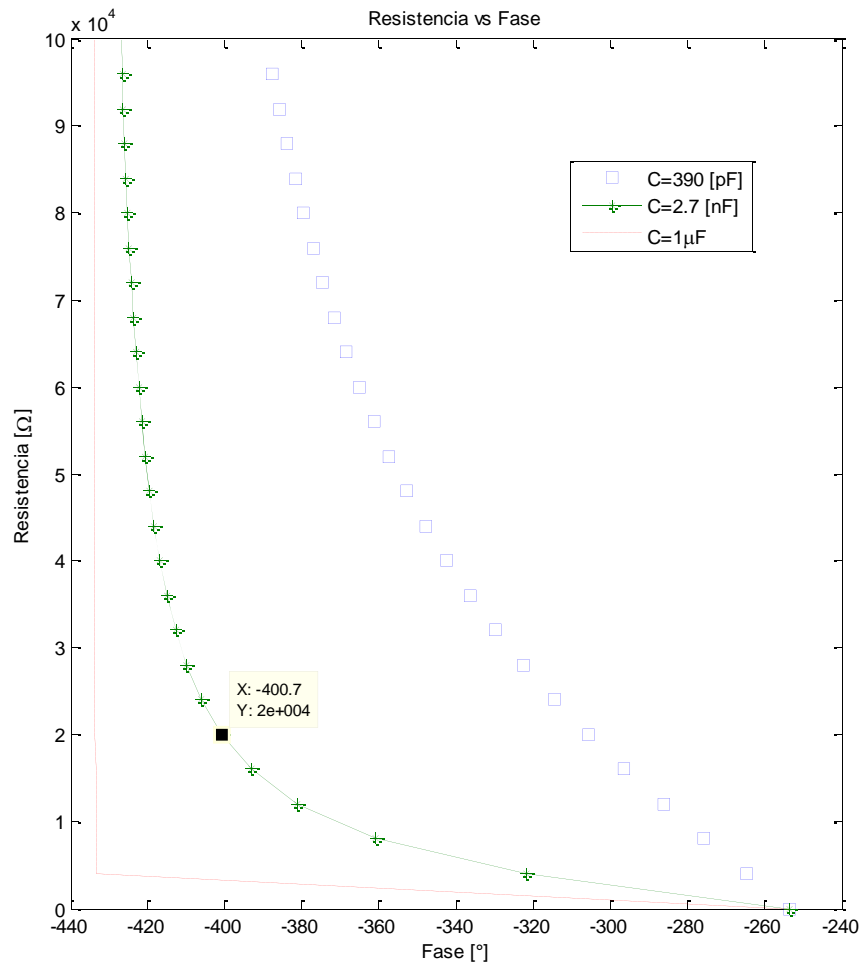


Figura III.9. Respuesta del control de fase fijando tres capacitores y variando R_B .

Con un rango de resistencia entre los 0 [Ω] a 20 [kΩ] se trazó en la figura III.10 nuevamente la respuesta del control de fase con un rango de resistencia de 20 [kΩ] para los siguientes capacitores ($C = 1$ [nF], $C = 2.7$ [nF] y $C = 3.3$ [nF]).

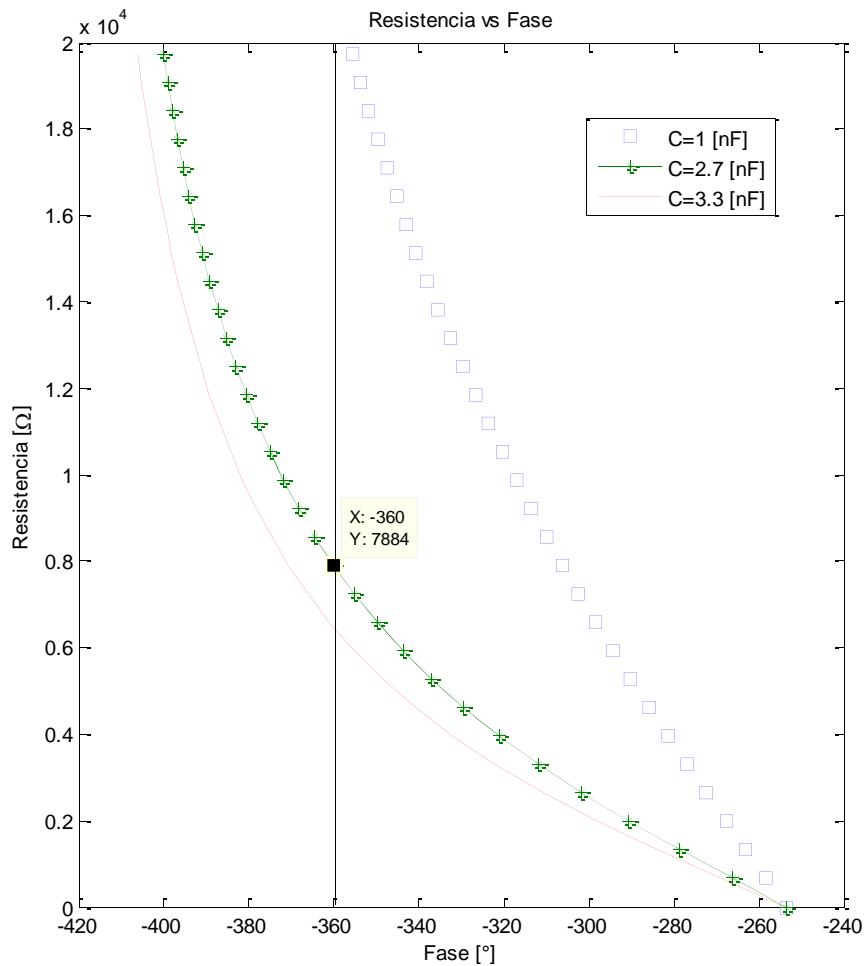


Figura III.10. Respuesta del control de fase fijando tres capacitores para la resistencia variable R_B .

De la figura III.10 se pueden observar las respuestas de cada capacitor por separado obteniendo los siguientes resultados:

- Con el capacitor de 1 [nF] no es posible alcanzar un retraso de 360°, sin embargo podría utilizarse en un rango de fase menor con una respuesta casi lineal.
- Con el capacitor de 2.7 [nF] cuenta con un rango de fase mayor y alcanza los 360°, a pesar de que tiene una respuesta exponencial después de este valor. Este capacitor permite controlar en fase desde los -253.5781° hasta los -400.7343° .
- Con el capacitor de 3.3 [nF] se observa que es posible retrasar la tensión 360° cuando la resistencia variable tiene un valor de aproximadamente $6.5[k\Omega]$. Este es el capacitor que tiene más rango de desfase pero es el que tiende a ser más exponencial a partir de los 360° aproximadamente. Este capacitor sería de utilidad si se requiriera un mayor desfase.

Con los resultados obtenidos en la figura III.10 se eligió el capacitor de 2.7 [nF] para la etapa del control de fase con el cual se tiene el rango de fase de calibración siguiente,

$$-253.5781^\circ \leq \phi \leq -400.7343^\circ$$

Mediante la ecuación (III.12) se dibujaron en la figura III.11 los rangos de fase de la tensión de salida V_{cf} con respecto a la tensión de referencia V_{ref} .

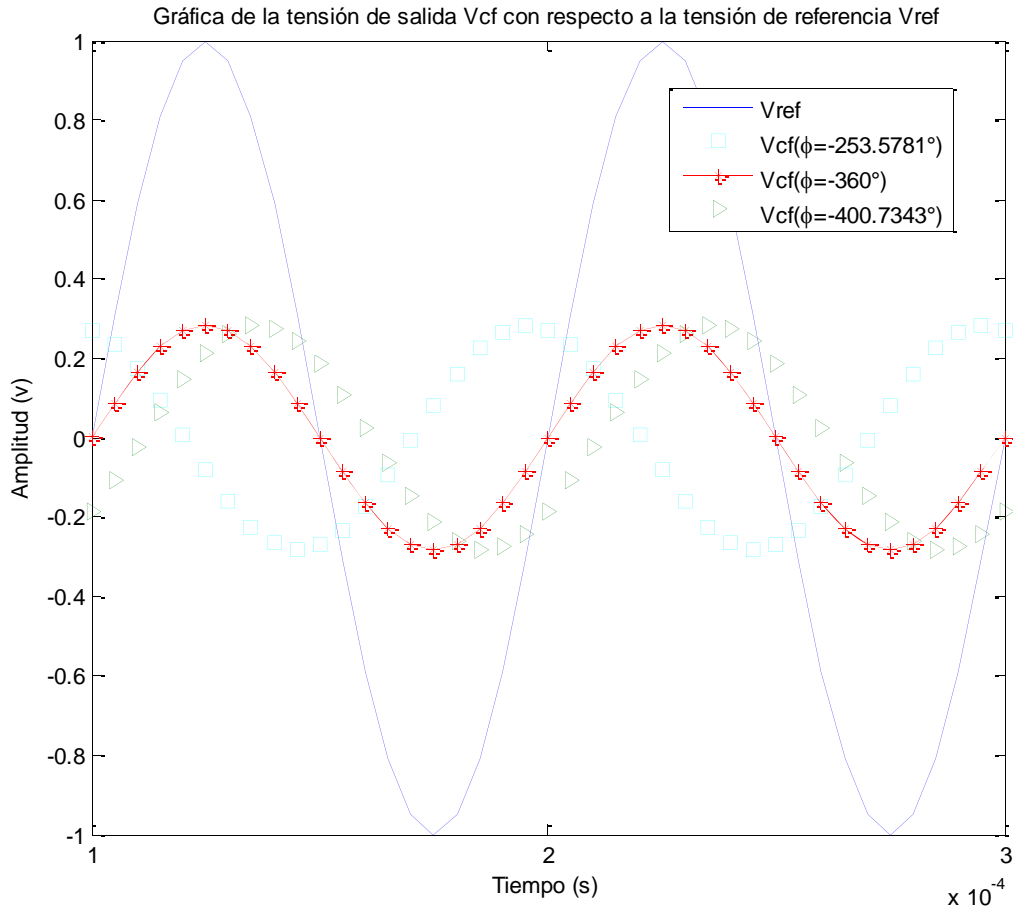


Figura III.11. Rango de desfase del control de fase.

El ángulo ϕ de retraso de fase queda como una variable dependiente de la resistencia variable R_B y del valor de la capacitancia C , $\phi(R_B, C)$.

Los valores R_B , R'_B y C en esta segunda etapa de control de fase de la figura III.11 son:

$$\begin{aligned} R'_B &= 20 [k\Omega] \\ R_B &= 20 [k\Omega] \\ C &= 2.7 [nF] \\ V_{cf}(t) &= 0.2827\sin(\omega t + \phi) \end{aligned}$$

III.3. 3ª Etapa. Control de amplitud

El objetivo principal de esta etapa es ajustar la amplitud de la tensión a la salida de esta etapa V_{cf} hasta alcanzar el valor de la amplitud de la tensión que llega al sensor capacitivo V_{ref} . Como la amplitud de la tensión que sale de la segunda etapa es $0.2827 [v]$ y se requiere alcanzar $1 [v_{rms}]$ se propuso el siguiente rango de amplificación,

$$0.5 [v] \leq V_{ca} \leq 1.5 [v]$$

El control de amplitud se realiza mediante la resistencia variable R_E de la figura III.13, en la figura IV.12 se muestra rango de la tensión de salida del control de amplitud (tensión máxima $V_{ca_{m\acute{a}x}}$ y tensión mínima $V_{ca_{m\acute{i}n}}$) deseada con respecto a la señal de referencia V_{ref} . La tensión de salida del circuito dependerá de los elementos que conforman al circuito de la figura III.13.

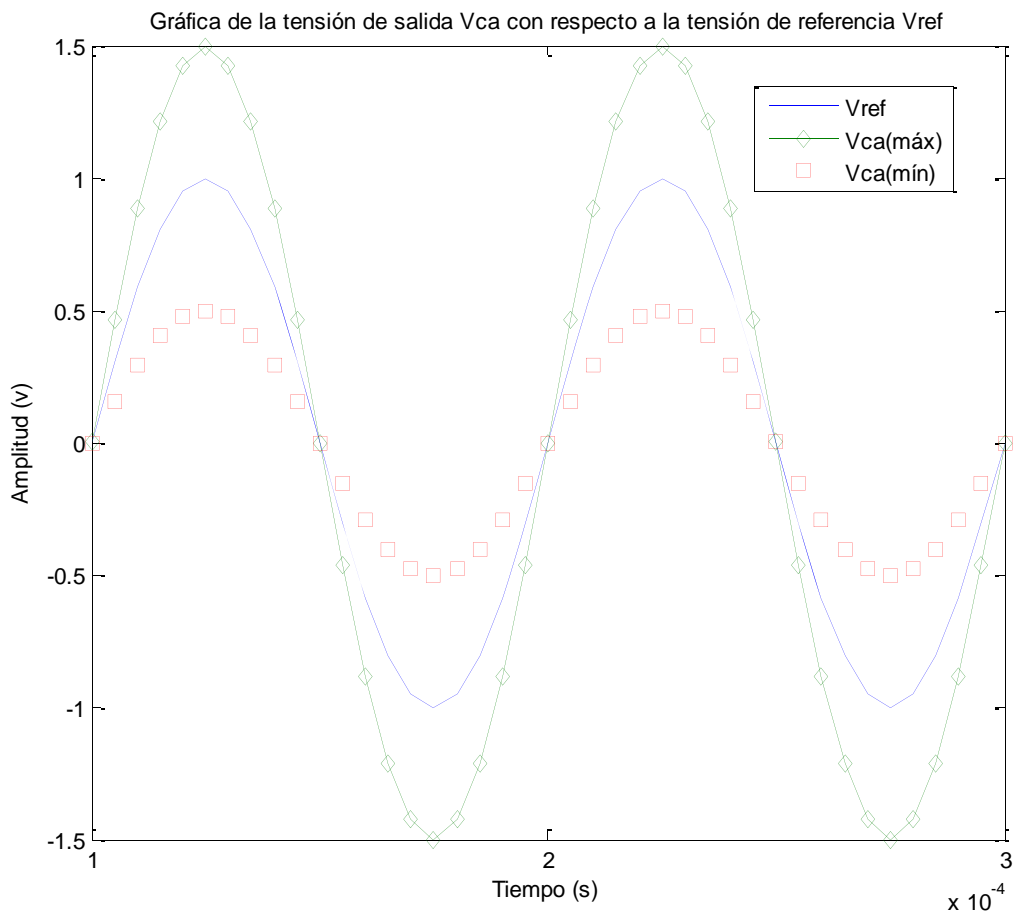


Figura III.12. Rango deseado del control de amplitud.

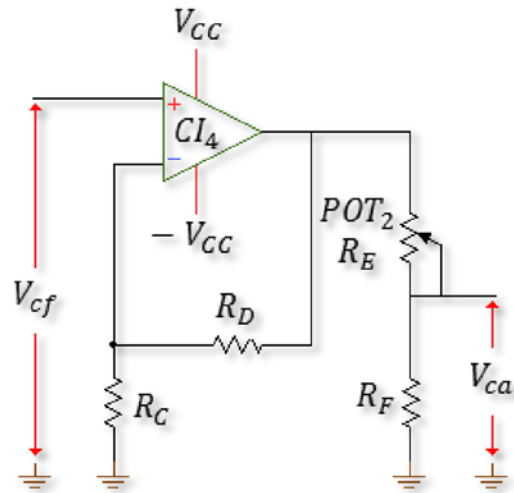


Figura III.13. Control de amplitud.

El circuito controlador de amplitud está dividido en dos sub-etapas, la primera se muestra en la figura III.14 como un amplificador no inversor con el cual se obtiene la tensión máxima del control de amplitud ($V_{ca_{m\acute{a}x}}$) [5]. La segunda sub-etapa se muestra en la figura III.15 es un divisor de tensión que está conectado a la salida del amplificador CI_4 . El análisis del circuito de la figura III.14 se muestra a continuación.

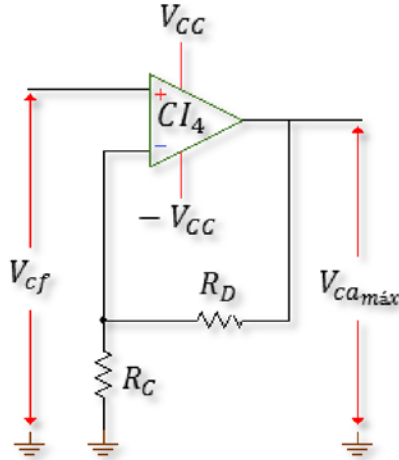


Figura III.14. Amplificador no inversor.

La ganancia de tensión del amplificador no inversor está dada por,

$$\frac{V_{ca_{m\acute{a}x}}(t)}{V_{cf}(t)} = 1 + \frac{R_D}{R_C} \quad (III.15)$$

El circuito de la figura III.15 tiene como objetivo ajustar la tensión entre $V_{ca_{m\acute{a}x}}$ y $V_{ca_{m\acute{i}n}}$. Para obtener $V_{ca_{m\acute{i}n}}$ se utilizó un divisor de tensión el cual permite ajustar la amplitud de tensión

que llega al capacitor de compensación para alcanzar un valor de amplitud igual a la tensión de 1 [v_{rms}] que llega al sensor, Cuando la resistencia R_E es mínima la tensión V_{ca} en la resistencia R_F es la misma que la que se tiene a la salida del amplificador de voltaje, y cuando la resistencia R_E es máxima la tensión V_{ca} es mínima. A continuación se muestra como es la tensión de salida del divisor mostrado en la figura III.15.

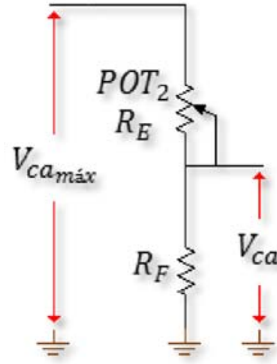


Figura III.15. Control de amplitud.

La ganancia que describe al divisor de tensión está dada por,

$$\frac{V_{ca}(t)}{V_{ca_{máx}}(t)} = \frac{R_F}{R_E + R_F} \quad (III.16)$$

multiplicando las ganancias de la etapa completa

$$\left(\frac{V_{ca_{máx}}(t)}{V_{cf}(t)}\right) \left(\frac{V_{ca}(t)}{V_{ca_{máx}}(t)}\right) = \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right) \left(\frac{R_F}{R_E + R_F}\right) \quad (III.17)$$

obteniendo como resultado

$$\frac{V_{ca}(t)}{V_{cf}(t)} = \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right) \frac{R_F}{R_E + R_F}, \quad (III.18)$$

como todos los términos de la ecuación III.18 son reales la fase de V_{ca} es la misma que se tiene en V_{cf} , despejando $V_{ca}(t)$ de la ecuación (III.18) queda,

$$V_{ca}(t) = \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right) \frac{R_F}{R_E + R_F} V_{cf}(t) \quad (III.19)$$

sustituyendo la ecuación III.11 en la ecuación (III.19) se obtiene la tensión de salida en estado estable,

$$V_{ca}(t) = \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right) \frac{R_F}{R_E + R_F} \frac{\sin(\omega t - 180^\circ - \text{angtan}(\omega R_A C) - 2\text{angtan}(\omega R_B C))}{\sqrt{\omega^2 R_A^2 C^2 + 1}} \quad (III.20)$$

de la ecuación (III.15) se sustituye la amplitud máxima deseada ($V_{ca_{m\acute{a}x}} = 1.5 [v]$) y la amplitud de la tensión del control de fase obtenido en la segunda etapa ($V_{cf} = 0.2827 [v]$), por lo que la ecuación (III.20) solo queda en términos de las resistencias R_D y R_C .

$$\frac{1.5}{0.2827} = 1 + \frac{R_D}{R_C} \quad (III.21)$$

despejando R_D queda

$$R_D = 4.306R_C . \quad (III.22)$$

mediante la ecuación (III.22) se trazó la gráfica en la figura III.16 un conjunto de resistencias que producen el mismo efecto en la amplitud del circuito $V_{ca_{m\acute{a}x}} = 1.5 [v]$, pero ninguno de estos valores de las resistencias son comerciales.

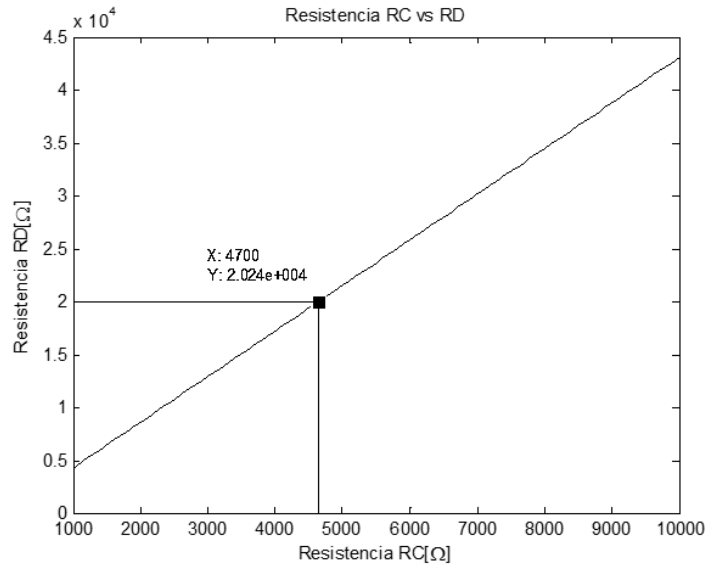


Figura III.16. Conjunto de resistencias no comerciales que producen la misma ganancia.

Las resistencias R_C y R_D que producen la señal de salida que más se aproxima a la deseada se muestran en la figura III.16. Las resistencias R_D y R_C así como la señal de salida $V_{ca_{m\acute{a}x}}$ obtenidos son,

$$\begin{aligned} R_D &= 20 [k\Omega] \\ R_C &= 4.7 [k\Omega] \\ V_{ca_{m\acute{a}x}} &= 1.4857 [v] \end{aligned}$$

Al despejar $V_{ca}(t)$ de la ecuación (III.16) y sustituir el valor de $V_{ca_{m\acute{a}x}}(t)$ obtenido queda

$$V_{ca}(t) = \frac{R_F}{R_E + R_F} 1.4857 [v] . \quad (III.23)$$

En la ecuación (III.23) se puede observar que para cuando La resistencia R_E tenga un valor mínimo de resistencia $R_E = 0 [\Omega]$ (ver figura III.12) la tensión de salida del control de amplitud será $V_{ca_{m\acute{a}x}}$, y cuando R_E alcance un máximo valor de resistencia se obtendrá una tensión mínima ($V_{ca_{m\acute{i}n}}$) controlada por la resistencia R_E , si el voltaje de salida mínimo deseado es $V_{ca_{m\acute{i}n}} = 0.5 [v]$ para el máximo valor de la resistencia R_E la ecuación (III.23) se puede reescribir como,

$$V_{ca_{m\acute{i}n}} = \frac{R_F}{R_E + R_F} 1.4857 [v] = 0.5 [v] \quad (III.24)$$

despejando la resistencia variable R_E en términos de la resistencia R_F se tiene,

$$R_E = 1.9714 R_F . \quad (III.25)$$

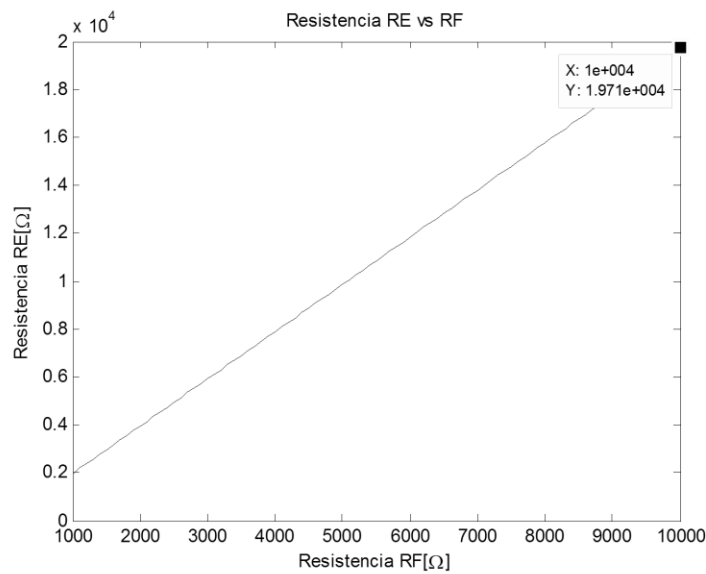


Figura III.17. Conjunto de valores para la resistencias R_E y la resistencia R_F .

La figura IV.17 muestra un conjunto de resistencias que producen el mismo efecto de la tensión $V_{ca_{m\acute{i}n}}$ del circuito controlador de amplitud. La resistencia variable R_E comercial tiene como valor máximo $20 [k\Omega]$ lo que da una $R_F = 10 [k\Omega]$ (ver figura III.17). Con estos valores de R_E y R_F se obtuvo la tensión $V_{ca_{m\acute{i}n}}$ requerida. Los valores $R_C, R_D, R_E, R_F, V_{ca_{m\acute{a}x}}$ y $V_{ca_{m\acute{i}n}}$ en esta tercera etapa de control de amplitud de la figura III.18 son:

$R_C = 4.7 [k\Omega]$
$R_D = 20 [k\Omega]$
$R_E = 20 [k\Omega]$
$R_F = 10 [k\Omega]$
$V_{ca_{m\acute{a}x}} = 1.4857 [v]$
$V_{ca_{m\acute{i}n}} = 0.4952 [v]$

El rango de calibración del control de amplitud obtenido se muestra en la figura III.18.

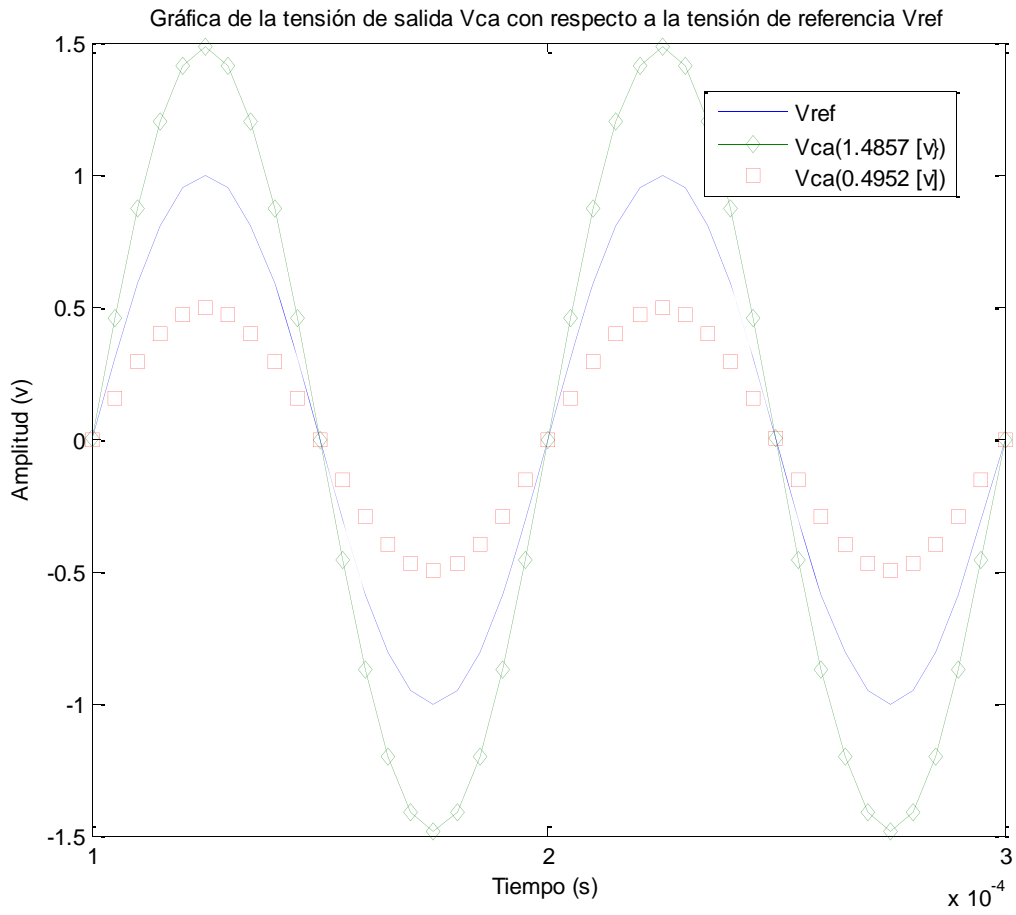


Figura III.18 Rango de calibración de control de amplitud.

III.4. 4ª Etapa. Etapa diferencial

El objetivo de esta etapa está basado en la obtención de dos tensiones iguales en las terminales de entrada del amplificador de instrumentación (V_{in}^- y V_{in}^+), para ello es necesario tener un capacitor de compensación del mismo valor al del sensor, si esto es posible las tensiones de entrada del amplificador de instrumentación serán iguales. En la figura III.19 se muestra el diagrama de conexión del sensor capacitivo y del capacitor de compensación (Ver apéndice C).

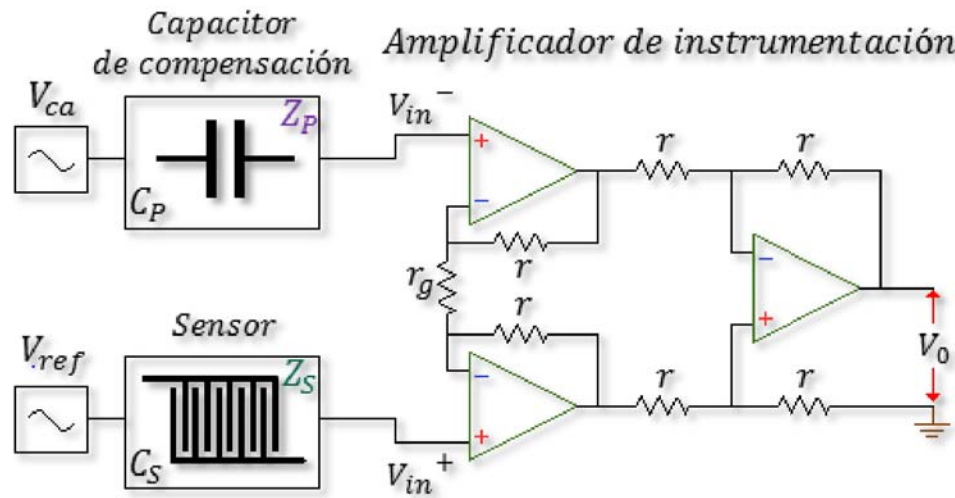


Figura III.19. Etapa de calibración de cero.

Cuando se energiza el sistema de acondicionamiento y ambas tensiones (V_{in}^- y V_{in}^+) son iguales, el amplificador de instrumentación tiene como propósito rechazar las señales en modo común a la entrada y las señales diferenciales las amplifica, cuando ambas tensiones de entrada del amplificador son iguales la salida del amplificador tiene la misma fase que las señales de entrada pero con una salida muy pequeña debida al rechazo en modo común más el ruido generado en el amplificador, las condiciones ambientales de humedad relativa, temperatura, y en las variaciones de la alimentación de energía eléctrica (ver apéndice C) [4].

Cuando las tensiones (V_{in}^- y V_{in}^+) sean iguales se tendrá un valor de tensión V_0 de referencia que tiende a cero, el cual servirá como una calibración inicial antes de realizar cualquier medición. La tensión V_0 entra a una etapa de amplificación de amarre de fase o Lock-in con el fin de eliminar al máximo el ruido que se presenta en las etapas anteriores de amplificación y obtener una señal a ruido conveniente para detectar las mínimas variaciones de capacitancia en el sensor. Al momento de medir se tendrá una capacitancia de diferente valor en el sensor y ese incremento será captado por el amplificador Lock-in (ver capítulo IV).

III.5. Referencias

1. Coughlin, Robert, (1999), "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales", Prentice Hall, 5ª Edición, pp.44-53
2. Ogata, Katsuhico, (2003), "Ingeniería de Control Moderna", Prentice Hall, 4ª edición, pp. 492-496
3. (1992), "Model SR850 Lock-in DSP Amplifier", Stanford Research Systems (SRS), Revision 2.0 (01/2009)
4. Franco, Sergio, (2005), "Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos", pp. 83-85