

0.1. Introducción

En el presente informe se desarrolló un circuito el cual convierte una señal analógica en digital y luego de vuelta a analógica, con tres modos de funcionamiento distintos: frecuencia arbitraria de muestreo, step y free-running.

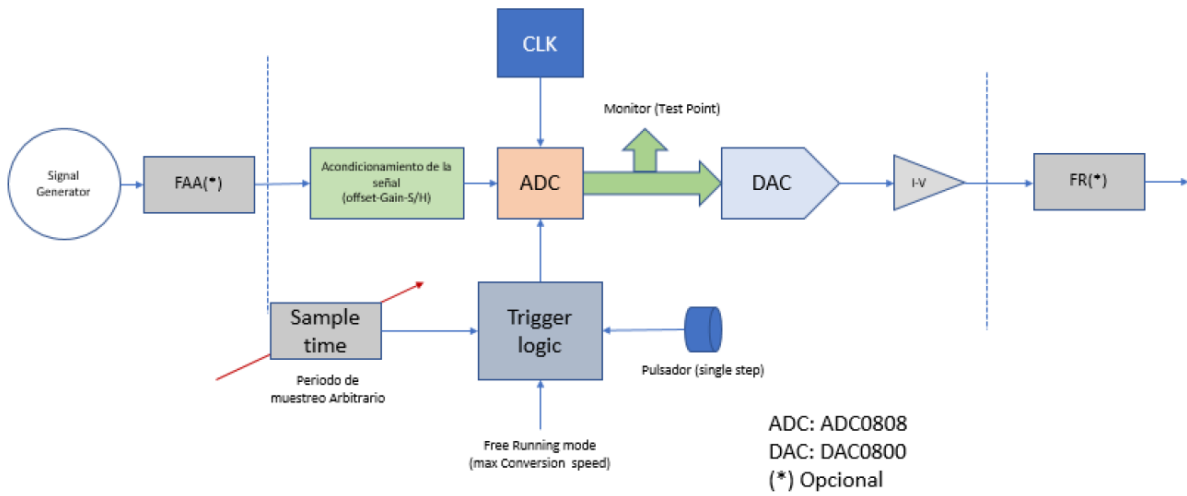


Figura 1: Diagrama en bloques del circuito pedido.

0.2. Conversor ADC0808

El ADC0808 es un conversor analógico-digital de ocho bits con ocho canales multiplexados y salida binaria paralela. En el presente informe se utilizó un único canal analógico. Este conversor está compuesto por una red en escalera 256R conectada a un árbol de llaves, el cual compara los distintos valores proporcionados por la red 256R con la entrada analógica. Es así —mediante el registro de aproximaciones sucesivas, el cual realiza una búsqueda binaria con todos los valores posibles de la red escalera hasta converger a un valor digital óptimo— que logra el ADC0808 realizar la conversión analógica-digital.

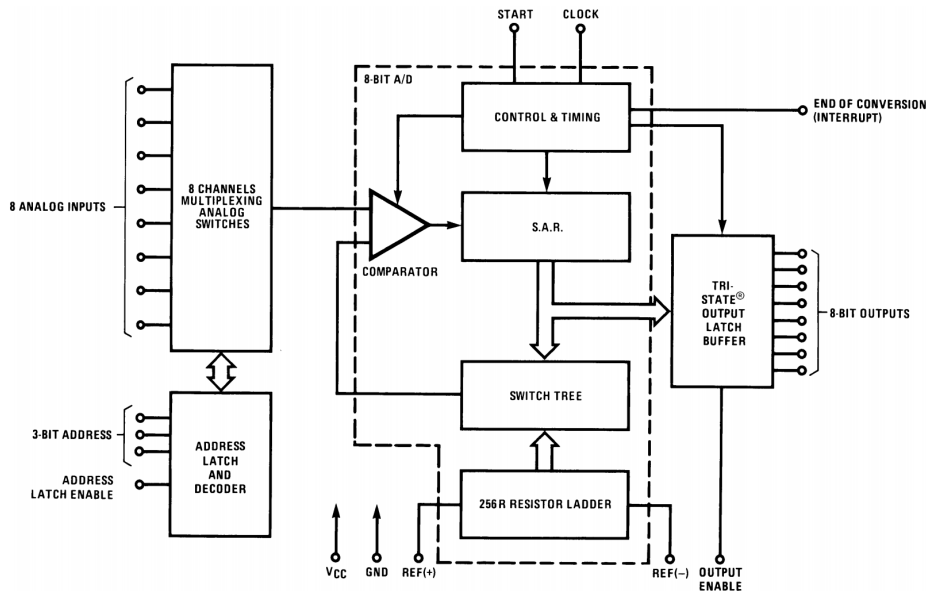


Figura 2: Diagrama en bloques simplificado del conversor ADC0808.

A continuación, se detallará la funcionalidad de cada pin del integrado mostrado en la Figura (2) de manera simplificada donde se puede observar el diagrama temporal en la Figura (3).

- **8 Analog Inputs:** Aquí se colocan las entradas analógicas que se desean convertir. Se utilizó únicamente una sola de estas entradas, mientras que el resto se las conectó a tierra para evitar el ruido electromagnético.

- **3-bit Address:** Esta entrada binaria permite seleccionar qué entrada analógica se utilizará para realizar la conversión. Estas entradas se conectaron permanentemente a tierra, de manera tal que siempre se realice la conversión con la primer entrada analógica.
- **Address Latch Enable:** Para un valor alto, el ADC0808 mantendrá registro del último address ingresado. Se conectó a VCC.
- **VCC:** Tensión positiva de alimentación, se utilizó el valor de $5.12V$ de tal manera que la resolución a la salida sea de $20mV$ por bit.
- **GND:** Tierra del circuito
- **REF(+), REF(-):** Tensiones de referencia para la red escalera 256R. Se conectó la referencia positiva a VCC y la negativa a GND.
- **Clock:** El clock utilizado fue el típico extraído de la datasheet, de $640kHz$.
- **Start:** Esta señal de control inicia un ciclo de conversión.
- **End of Conversion:** Esta señal de interrupción pasa a un estado alto cuando se acaba un ciclo de conversión. Si se conecta esta señal a la señal de **Start** se logra la máxima frecuencia de conversión para una señal de **Clock** fija.
- **8-bit Outputs:** Salida digital paralela de ocho bits.
- **Output Enable:** Permite utilizar la funcionalidad tri-state del buffer de salida. Este pin no fue utilizado.

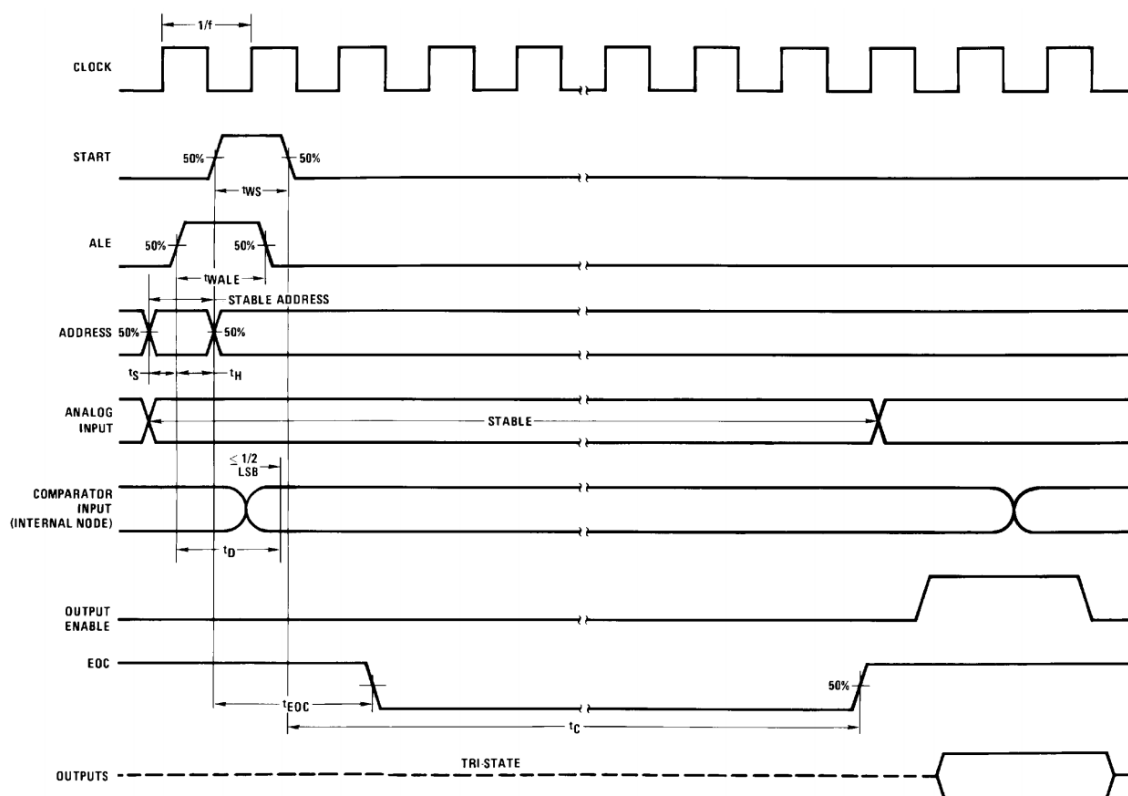


Figura 3: Diagrama temporal de las señales de entrada, salida y control del conversor ADC0808.

0.3. Acondicionamiento de la señal de entrada

0.3.1. Offset y enclavamiento

Dado que la señal que ingresa al ADC0808 debe estar contenida dentro del rango $0V-5.12V$ con un margen de $100mV$, se montó a la señal de entrada sobre un nivel de continua igual a $\frac{5.12V-0V}{2} = 2.56V$ para luego limitar con

un circuito enclavador a esta resultante entre los rangos permisibles del conversor. El circuito utilizado se detalla en la Figura (4).

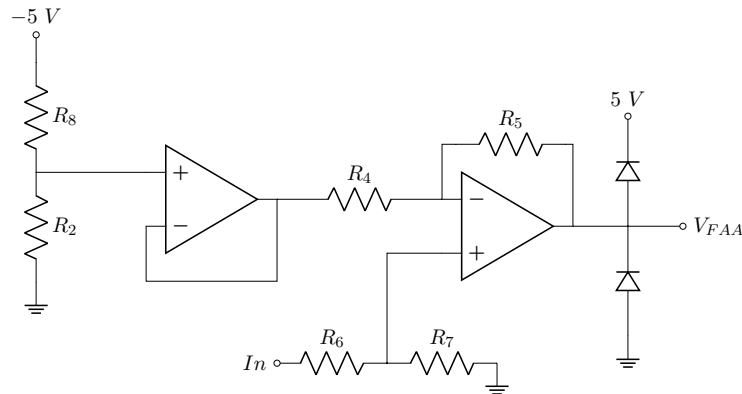


Figura 4: Circuito de acondicionamiento de la señal de entrada.

0.3.2. Sample & Hold

A la hora de realizar el proceso de conversión, el comparador del ADC necesita que la señal de entrada se mantenga estable. Como se vio en la sección anterior, si no se utiliza un Sample & Hold, es necesario que la frecuencia de entrada sea lo suficientemente baja como para que el comparador logre hacer su trabajo sin comprometer la precisión de este.

El S&H seleccionado es el [LF398N](#). Sabiendo que se posee una tasa de conversión máxima de 8.62 kHz , impuesta por el tiempo máximo de conversión del ADC0808 de $116\mu\text{s}$, lo que implica que

$$T_{acq} = \frac{1}{2 \cdot 8.62\text{ kHz}} \approx 58\mu\text{s}$$

De esta forma, observando el gráfico de la hoja de datos mostrada en la Figura (5) del S&H, se requiere un capacitor de 20 nF .

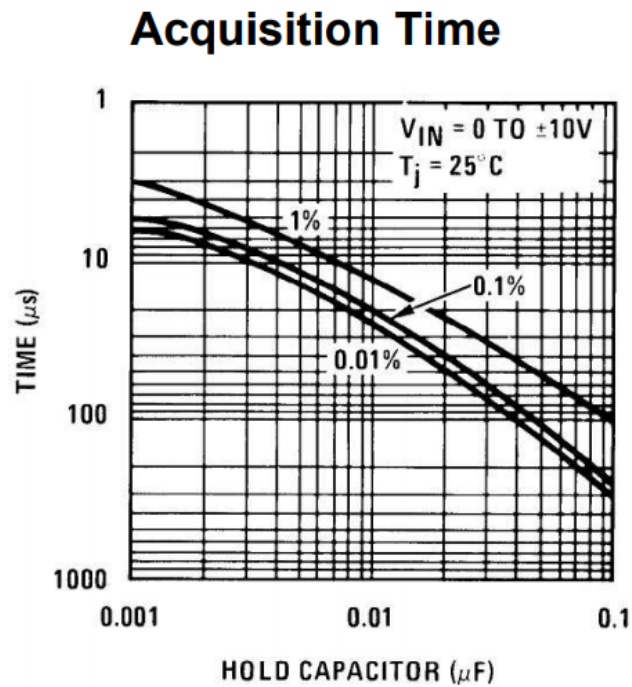


Figura 5: Tiempo de adquisición del S&H en función del capacitor de hold.

0.4. Máxima frecuencia de entrada sin Sample & Hold

De la datasheet del ADC0808, se tiene que si $V_{CC} = V_{REF+} = 5.12V$ y $V_{REF-} = 0V$, la resolución será de $20\frac{mV}{bit}$. Si se utiliza la frecuencia de clock f_{CLK} típica utilizada en la datasheet de $640kHz$, el tiempo de conversión t_C máximo será de $116\mu s$. Esto implica que la entrada no deberá de tener una pendiente mayor a $\frac{20mV}{116\mu s}$ para no introducir error en la cuantización de la señal.

Si la señal de entrada se encuentra en el peor caso, es decir, con una excursión de tensión de $-0.1V + V_{REF-}$ a $5.12V + 0.1V$; esta se encuentra montada sobre un nivel de continua igual a $(5.22V - (-0.1V))/2 = 2.66V$; y esta se puede considerar senoidal gracias a la teoría desarrollada por Fourier; se tiene que la amplitud pico máxima de la senoidal podrá ser $2.66V$. Luego, asumiendo el peor caso de la pendiente de la senoidal, para un ángulo igual a cero radianes, lo que permite utilizar la aproximación paraxial, se tiene que

$$\left. \frac{d(2.66V \cdot \sin(2\pi f_{in_{max}} t))}{dt} \right|_{t=0} = 2.66V \cdot 2\pi f_{in_{max}} = \frac{20mV}{116\mu s} \quad (1)$$

Finalmente, se obtiene que la componente de mayor frecuencia de la señal de entrada para no comprometer la precisión del ADC0808 deberá ser como máximo

$$f_{in_{max}} = 10.3Hz$$

0.5. Conversor DAC0800

Se utilizó el integrado DAC0800, un conversor D/A de 8 bits con salida diferencial de corriente. Para convertir esta corriente en un nivel de tensión se utilizó el circuito propuesto por la hoja de datos que se muestra a continuación:

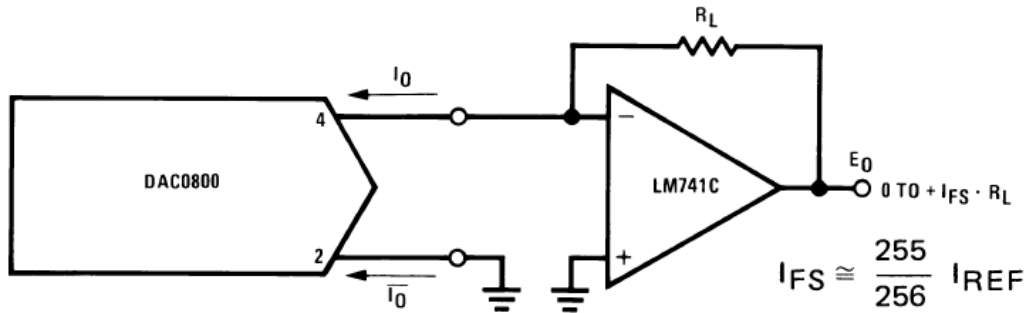


Figura 6: Configuración salida DAC.

La salida va de 0 a $V_{fs} = I_{fs} \cdot R_L$.
En cuanto al pinout del DAC es el siguiente:

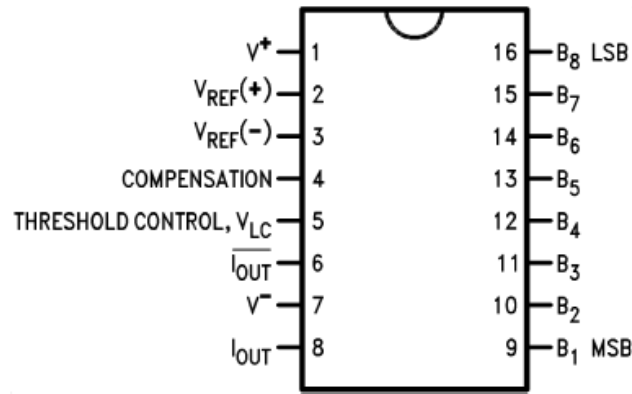


Figura 7: Pinout DAC0800.

Donde los pines desde B1 a B8 son las entradas digitales, siendo B1 el bit mas significativo. En cuanto a la salida, es por corriente, y corresponde a los pines 6 y 8, cabe mencionar que dichas corrientes son complementaria, osea su suma da 0. Los pines 2 y 3 son las tensiones V^+ Y V^- fueron conectadas a 5V y a GND respectivamente, mientras que las tensiones de referencia, si bien dice tensiones, uno debe proveer corrientes de referencia, esto se hace utilizando una resistencia entre vcc y V_{ref+} , al igual que una entre GND y V_{ref-} . En cuanto al pin de threshold fue conectado a masa, finalmente en el pin de comp se conectó un capacitor de 100nF.

0.6. Señal de sincronización de conversión

0.6.1. Restricciones temporales

Si los componentes utilizados tuviesen un tiempo de operación ideal, se podría utilizar un clock tan rápido como se quiera. Sin embargo, esto no sucede. Por parte del integrado ADC0808, se tiene que el tiempo de conversión con una señal de sincronización de $640kHz$ es como máximo $116\mu s$. Luego, el DAC0800 posee un tiempo de estabilización de $100ns$. Por parte del sample & hold utilizado, el LF398N, se tiene que el tiempo de adquisición máximo con un capacitor de hold de $20nF$ es de $\approx 20\mu s$. Finalmente, se obtienen dos limitantes en tiempo:

- El ADC0808 tardará como máximo $116\mu s$ en convertir el valor holdeado de la señal analógica en digital.
- El LF398N tardará como máximo $20\mu s$ en cargar el capacitor de hold con el valor de la señal analógica en la fase de sampleo.

Es por esto, que la rapidez máxima de la señal que gobierna la frecuencia de conversión del circuito será el doble del mínimo entre la inversa de los dos limitantes temporales, es decir, $\frac{1}{2 \cdot 116\mu s} = 4.31kHz$. Sin embargo, si que quisiese aumentar aún más las frecuencia de conversión del circuito, se podría generar una señal de control cuyo duty cycle no sea del 50 %, debido a que mientras el ADC se encuentra convirtiendo, el s&h no posee ninguna restricción temporal más que la de fuga del capacitor, mientras que si el s&h está sampleando la señal, el ADC no posee ninguna restricción temporal.

Basta con que el duty cycle sea tal que el tiempo de holdeo sea igual al tiempo de conversión del ADC y el tiempo de sampleo se igual al tiempo máximo que tarda el s&h en cargar su capacitor de hold. Se tiene entonces que

$$DT_{optimo} = \frac{20\mu s}{116\mu s} \cdot 100 = 17.24\% \quad (2)$$

para simplificar el circuito, se tomó $DT = 25\%$ junto a recados en las próximas secciones y la frecuencia de esta señal de sincronización deberá ser como máximo $\frac{1}{116\mu s + 20\mu s} = 7.352kHz$.

0.6.2. Circuito generador de la señal de sincronización

Se partió de un generador de onda cuadrada de $640kHz$, detallado en la próxima sección, el cual será la señal de clock del ADC0808. Esta señal pasará además por un divisor de frecuencia que divide por 22 veces. Luego, esta señal ingresa a dos divisores de frecuencia en cascada que dividen por dos. Se detalla en la Figura (8) esta operación. Seguido a esto, se realiza la operación AND entre la señal antes de pasar por los divisores en frecuencia, y las señales a

la salida de cada divisor. Así se obtiene una señal de DT del 25 % con una frecuencia menor pero cercana a $7.352kHz$, de $7.272kHz$ la cual se denominará f_{conv} .

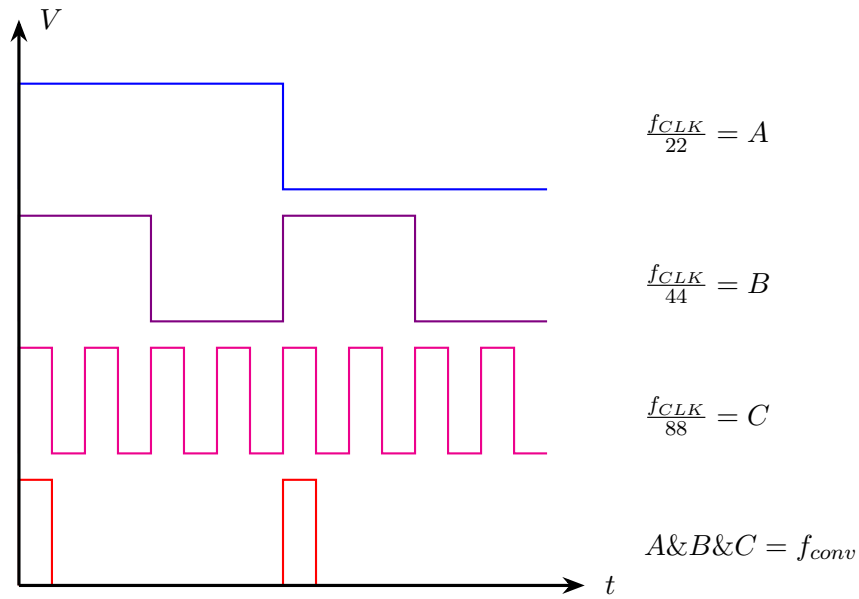


Figura 8: Diagrama temporal de las señales de control del circuito.

Esta señal de frecuencia f_{conv} y duty cycle del 25 % posterior a la operación AND es la que se utilizará como señal de control del S&H. Finalmente, se quiere enviar un pulso de una duración de al menos $t_{ws} = 200ns$ al pin de start del ADC0808 cuando el S&H comience a holdear, por lo que se utilizará un negador seguido de un detector de flancos para generar esta señal de start. El resultado se detalla en la Figura (9)

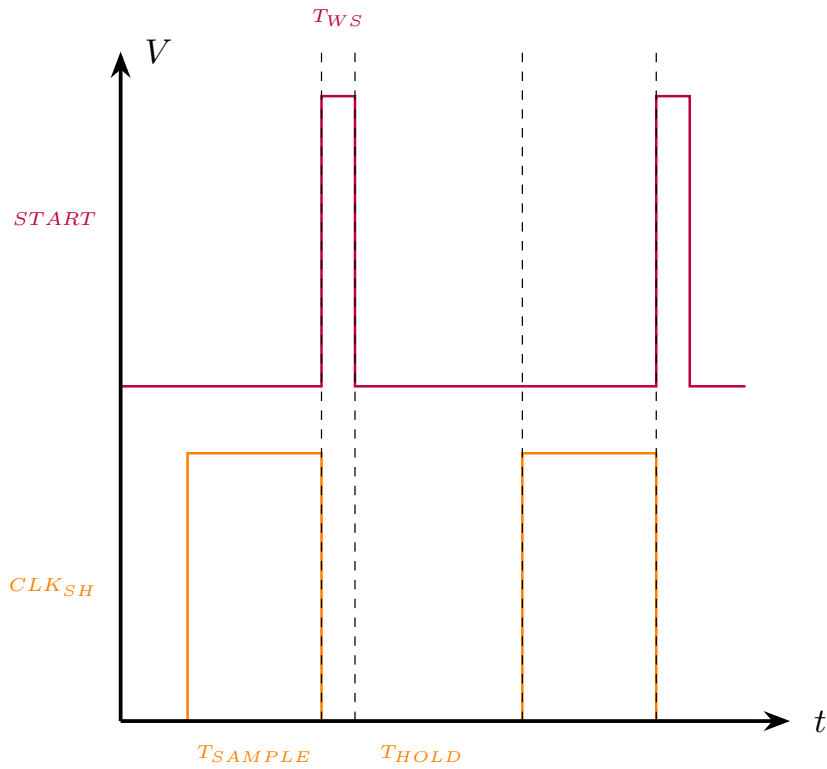


Figura 9: Diagrama temporal de las señales de control del circuito.

Así se obtienen todas las señales de control del circuito de una misma señal de clock original, de tal manera que todas estén sincronizadas entre sí. Si se desea disminuir la frecuencia de conversión basta con disminuir la frecuencia f_{CLK} del circuito oscilador presentado a continuación. Si bien T_{HOLD} fue calculado para que este sea exactamente el tiempo necesario para realizar una conversión, y esta comienza en el flanco descendente de la señal de start, no habrá problemas de tiempo debido a la aproximación tomada en el diseño del circuito oscilador.

0.6.3. Circuito oscilador

Se utilizó el circuito mostrado en la Figura (10) para generar la señal de clock de $640kHz$ la cual no solo será ingresada al ADC0808 sino de la cual se generarán las señales de sincronización del S&H y de start del conversor.

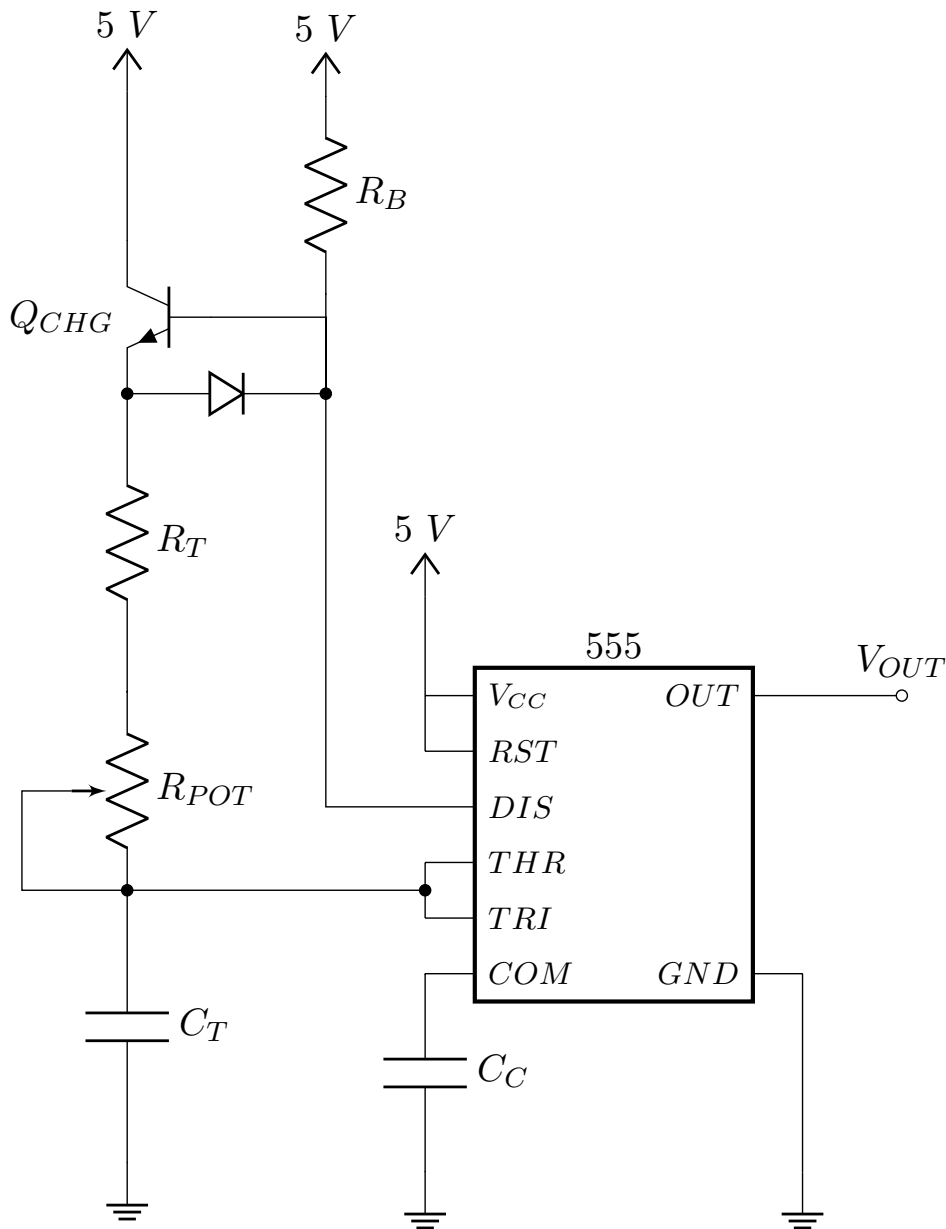


Figura 10: Circuito oscilador.

Utilizando $R_T = 620 + 110\Omega$, $R_{POT} = 1k\Omega$ y $C_T = 1nF$ se logra obtener

$$49kHz < f_{CLK} < 632kHz$$

por lo que la frecuencia de conversión del circuito total será de

$$557Hz < f_{CONV} < 7.2kHz$$

Si bien hay una gran diferencia entre $640kHz$ y $632kHz$, esto será utilizado como margen de seguridad debido a las aproximaciones tomadas en tanto el duty cycle como en la división de frecuencias de la señal de sincronización del S&H.

0.7. FAA y FR

Tanto para el filtro anti alias como el filtro recuperador se tomaron las mismas especificaciones. Tomando como $f_p = 3.5kHz$ que es levemente menor a $\frac{7.2kHz}{2} \approx 3.6kHz$ y una $f_r = 6kHz$. Se optó por utilizar la aproximación elíptica

de cauer, obteniendo para una $A_p=1\text{dB}$ y $A_r=40\text{dB}$ se obtiene un filtro de orden 4.

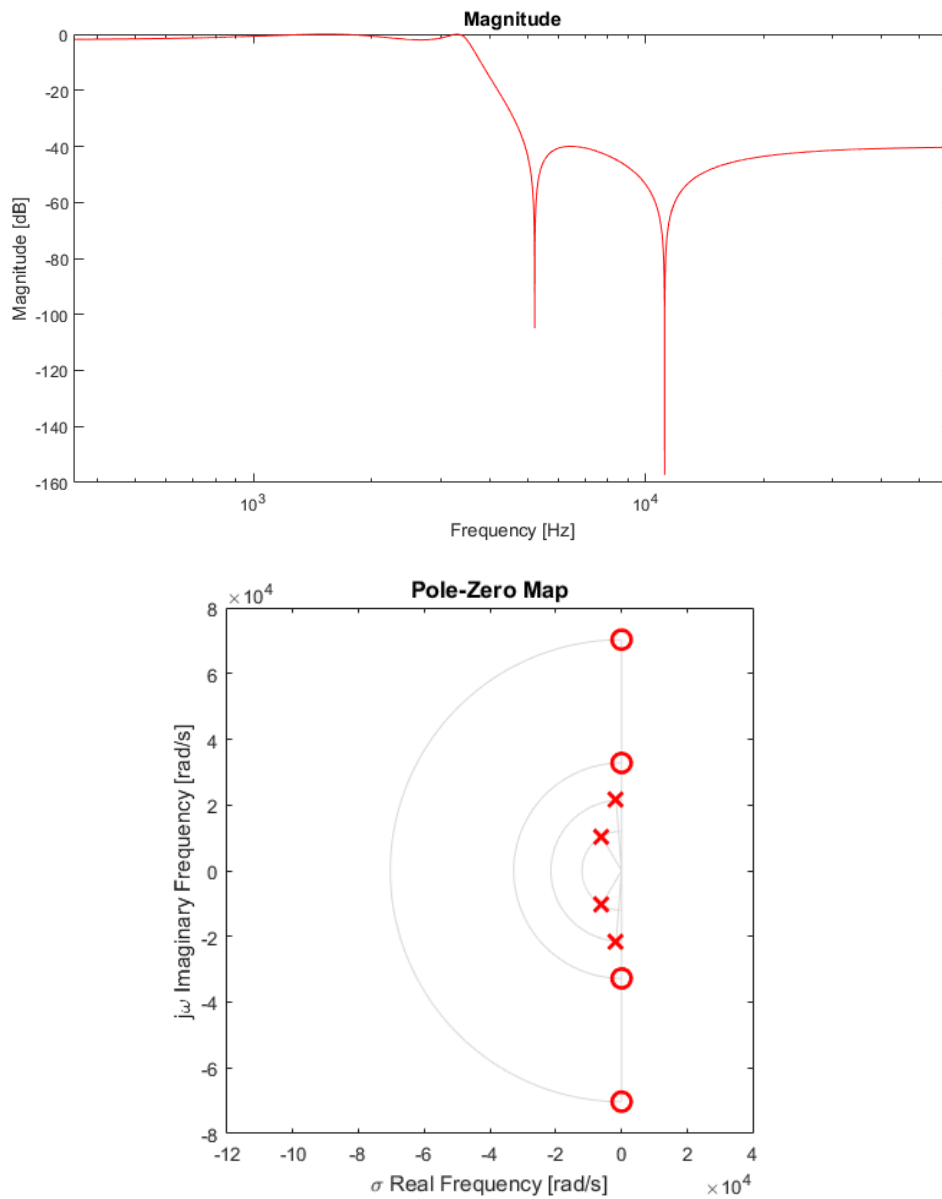


Figura 11: Filtro implementado.

Las celdas utilizadas para implementar dicho filtro corresponde a la Sedra-Ghorab-Martin:

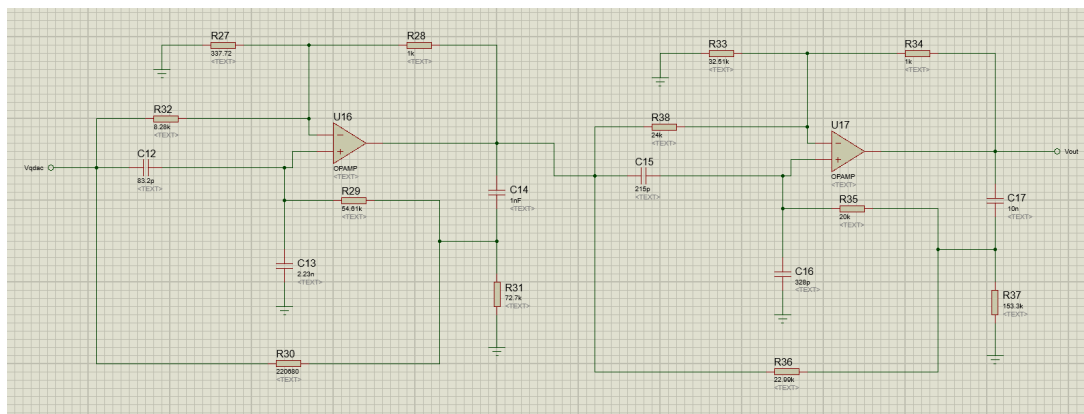


Figura 12: Filtro implementado.

0.8. Resultados

Se observan en la Figura (13) distintas señales características del circuito donde la señal amarilla se mide a la salida del filtro anti-alias, la señal azul a la salida del S&H, la señal roja a la salida del DAC y finalmente la señal verde a la salida del filtro recuperador.

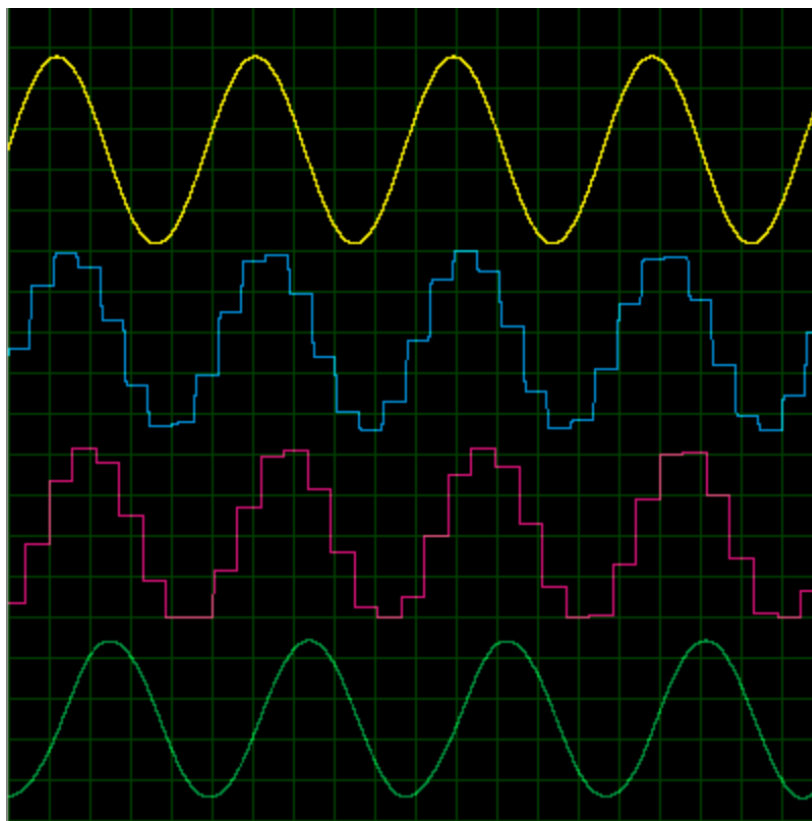


Figura 13: Señales características del circuito.

Se puede ver en la Figura (14) una pérdida de amplitud de más del 10% debido al muestreo.

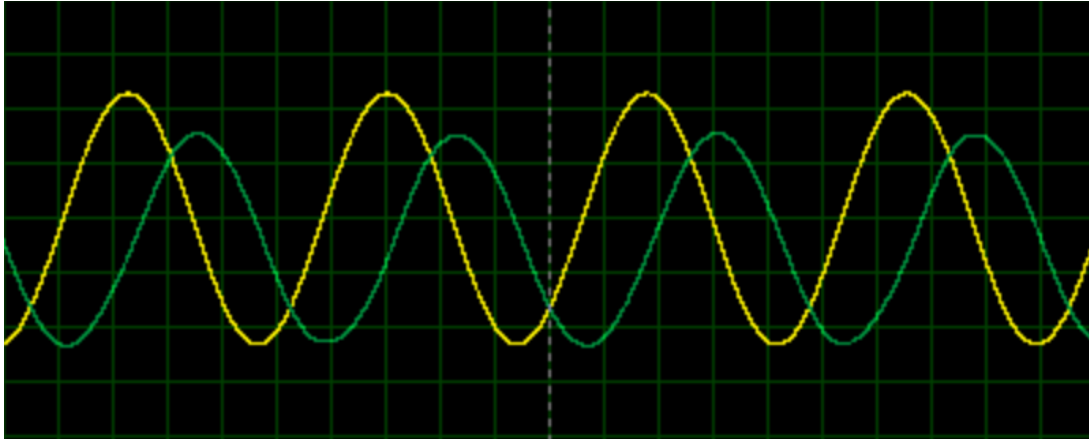


Figura 14: Comparación entre la señal a la salida del filtro anti-alias y el filtro recuperador.

0.9. Mediciones

Finalmente para comprobar el correcto funcionamiento del circuito se utilizó la máxima f_{clk} admisible por el circuito, de $1.2672MHz$ generada por una fuente de tensión ideal haciendo que la señal de sincronización del S&H se divida por 176 en vez de 88, una señal rampa de frecuencia $1kHz$ y una amplitud de $0V$ a $5V$. Según los cálculos realizados previamente, se tendrá una frecuencia de muestreo de $\frac{632kHz \cdot 2}{88.2} = 7.2kHz$. Se midió esta frecuencia de muestreo experimentalmente la cual fue de $7.28kHz$ mostrado en la Figura (16).

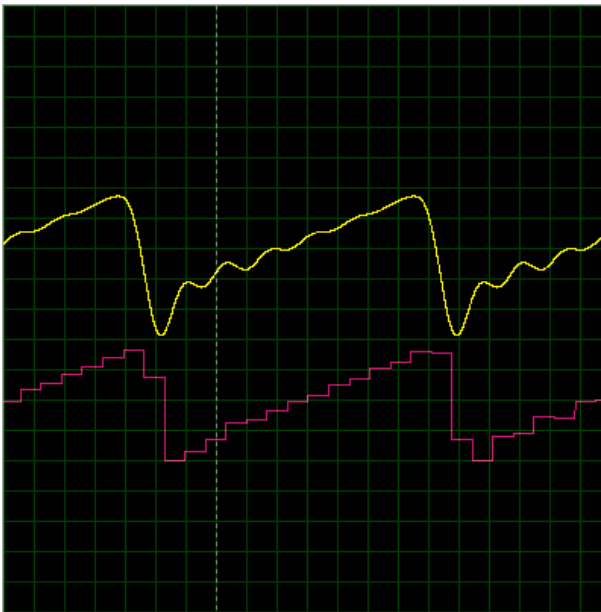


Figura 15: Rampa a la salida del FAA y a la salida del DAC.

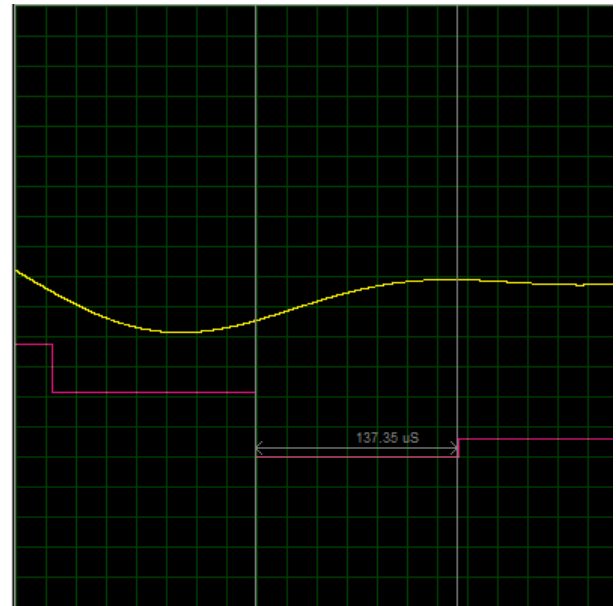
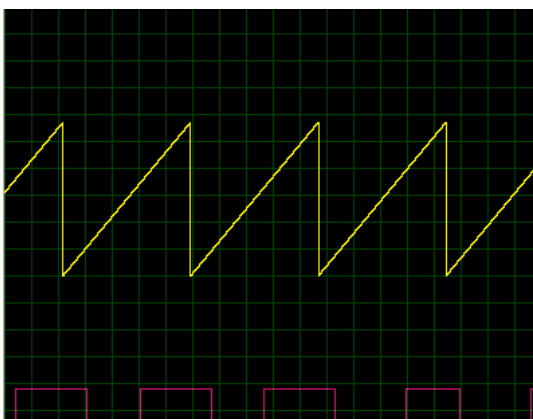


Figura 16: Medición de la frecuencia de muestreo experimental.

Luego, se se midió el error de cuantización empleando el método de..

Por otro lado, se midió la forma de onda a la salida del ADC a medida que se eliminaban bits menos significativos. Se puede ver el resultado detallado en las siguientes Figuras.



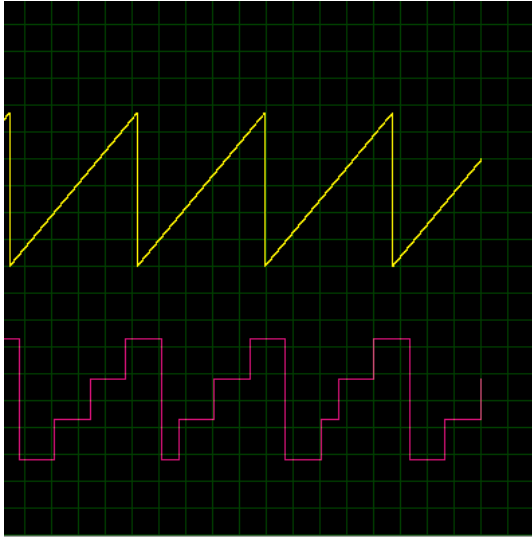


Figura 18: 1111 1100

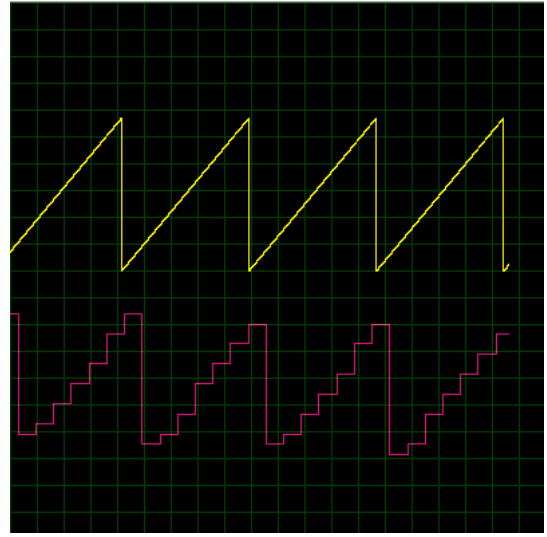


Figura 20: 1111 0000

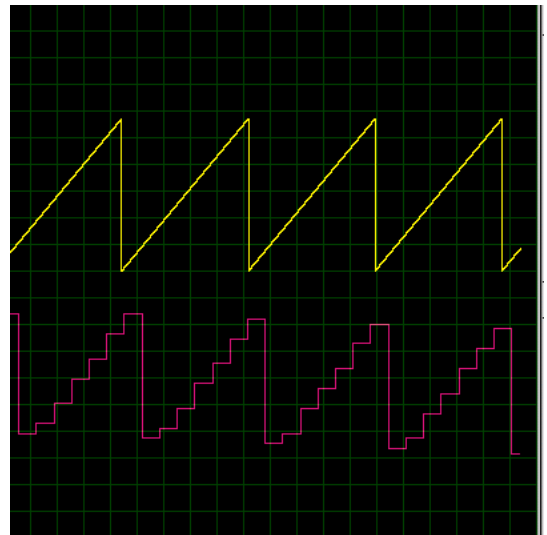


Figura 21: 1110 0000

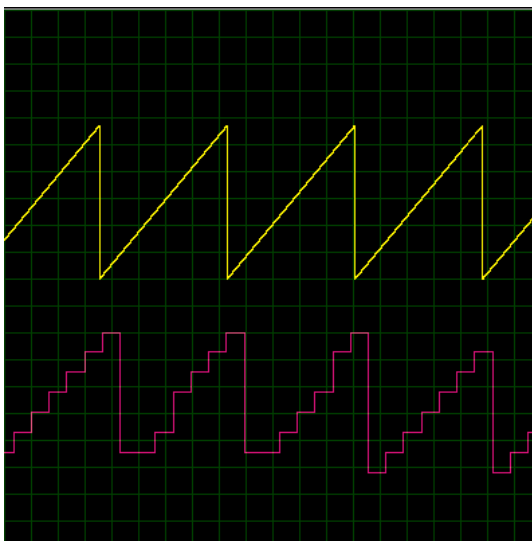


Figura 19: 1111 1000

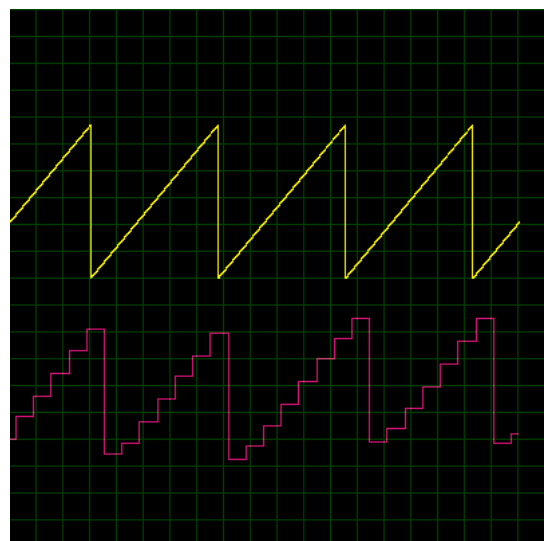


Figura 22: 1100 0000

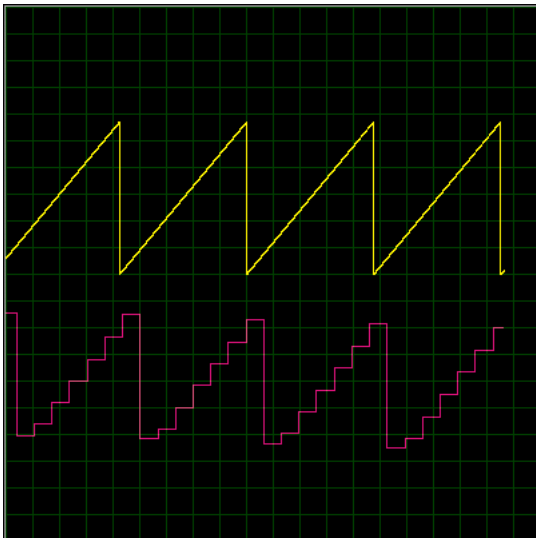


Figura 23: 1000 0000

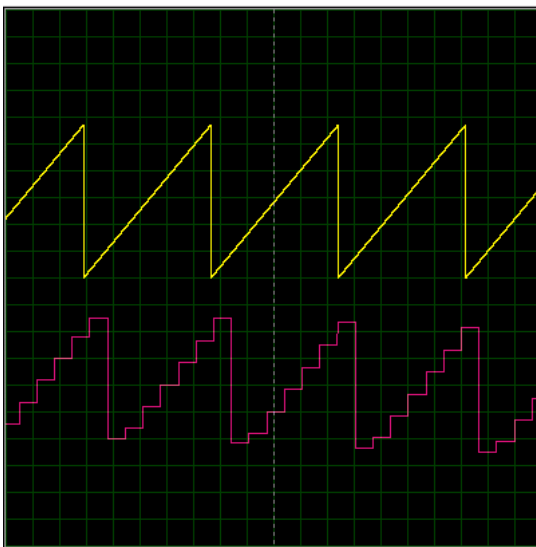


Figura 24: 0000 0000

Se observa que a medida que se sacan bits no solo se pierde la resolución de la señal a la salida del DAC sino que también disminuye la frecuencia de muestreo.

Finalmente, empleando tensiones continuas a la entrada y la funcionalidad de mediciones paso a paso, se completó la siguiente tabla

V_i [mV]	V_{adc} [Binario]	V_{oDAC} [mV]
416.666		
833.333		
1250		
1666.66		
2083.33		
2500		
2916.66		
3333.33		
3750		
4166.66		
4583.33		
5000		

Se puede ver que..