

Medidor de distancia por ultrasonidos

Analisis funcional bloque a bloque y simulacion SPICE completa

TCT40-16T / TCT40-16R · NE5532 · LM393 · L7805 · ICL7660 · RP2040 (PIO)

Simulaciones realizadas con PySpice / ngspice 42. Todos los modelos, estímulos y medidas se han generado a partir del mismo netlist que produce el fichero KiCad del proyecto.

Indice

Cap.	Contenido	Figuras
1	Vision global del sistema y principio de medida	Arquitectura (Mermaid)
2	Alimentacion: L7805, ICL7660 y filtrado	PSU-1 a PSU-3
3	Cadena de emision (TX): GPIO, pre-drivers y puente en H	TX-1 a TX-4
4	Los transductores TCT40: modelo electrico, mecanico y acustico	TR-1 a TR-4
5	Cadena de recepcion (RX): preamplificador y filtro MFB	RX-1 a RX-4
6	Deteccion: rectificador, envolvente, TVG y comparadores	DET-1 a DET-4
7	Estudio de las fuentes de ruido	NOI-1 a NOI-3
8	Simulacion del sistema completo y deteccion del objetivo	SYS-1 a SYS-3
9	El firmware: PIO, maquina de estados y algoritmo de medida	FSM, FW-1 a FW-4
10	Resumen de resultados, hallazgos y recomendaciones	-
A	Anexo: modelos SPICE empleados	-

Nota sobre el metodo

Los netlists SPICE de este documento no se han escrito a mano: se generan desde la misma descripcion de bloques que produce el fichero KiCad del proyecto, de modo que el esquema, el netlist y lo simulado son necesariamente coherentes. Cada bloque se simula primero de forma aislada, con los railes ideales, para aislar su comportamiento, y despues integrado en el sistema completo con la alimentacion real, para comprobar que las conclusiones se mantienen.

Todas las cifras que aparecen en el texto se extraen automaticamente de las simulaciones, no se han transcrito a mano, de manera que texto y figuras no pueden divergir. Las marcas y anotaciones de cada grafica proceden de medidas hechas sobre los datos: cruces por nivel, busquedas de picos, ajustes exponenciales para las constantes de tiempo e integrales para los valores eficaces.

Convenios

Simbolo	Significado
ToF	tiempo de vuelo de ida y vuelta del pulso acustico
TVG	umbral de deteccion que decrece con el tiempo (time-varied gain)
blanking	intervalo tras la emision en que el detector se ciega deliberadamente
ring-up / ring-down	arranque y decaimiento libre de la oscilacion mecanica del transductor
ENV / THR	envolvente del eco y umbral con que se compara
ECHO / ZC	salidas digitales de deteccion de eco y de cruce por cero
BVD	modelo Butterworth-Van Dyke del transductor piezoelectrico

1. Vision global del sistema

1.1 Principio de medida

El instrumento mide la distancia a un objeto por **tiempo de vuelo** (ToF) de un pulso acustico de 40 kHz. El RP2040 genera con su PIO una rafaga de 12 ciclos en dos salidas en contrafase (GP2 y GP3). Esa rafaga excita un puente en H discreto que ataca el transductor emisor TCT40-16T con una tension diferencial de +/-5 V, multiplicada por el propio filtro L-C hasta unos 11 V de pico. La onda viaja por el aire, se refleja en el objeto y llega al receptor TCT40-16R atenuada entre 60 y 90 dB. La cadena de recepcion la amplifica unas 2500 veces con un filtro selectivo centrado en 40 kHz, la rectifica y extrae su envolvente. Un comparador compara esa envolvente con un umbral que decrece exponencialmente con el tiempo (TVG, *time-varied gain*) y entrega el flanco ECHO al PIO. Un segundo comparador entrega los cruces por cero (ZC) de la portadora, que permiten refinar la medida a resolucion de fraccion de ciclo.

La distancia se obtiene como $d = c \cdot t_{\text{ToF}} / 2$, con $c = 331,3 \cdot \sqrt{1 + T/273,15} + 0,0124 \cdot \text{HR}$. Por eso el conector J2 lleva un sensor de temperatura y humedad por I2C: sin compensar, un error de 20 °C se traduce en un 3,4 % de error de distancia (Fig. TR-4b).

1.2 Diagrama de bloques (Mermaid)

```
flowchart TB
    classDef mcu fill:#fdf0e3,stroke:#c98a3b,color:#5a3d15
    classDef ana fill:#e8eefc,stroke:#3b5c9e,color:#1a3a6b
    classDef aco fill:#e6f4e6,stroke:#3b8e3b,color:#1d4d1d
    classDef pwr fill:#f2f2f2,stroke:#777,color:#333
    classDef dig fill:#eae6f6,stroke:#6633cc,color:#3a1d73

    SM0["PIO0 SM0 – burst 40 kHz12 ciclos, GP2/GP3 en antifase"]
    PD["Pre-drivers Q1 / Q4inversores de nivel 3,3 a 5 V"]
    HB["Puente en HQ2,Q3 / Q5,Q6"]
    LC["R9-L1 / R10-L2resonancia con C0"]
    TXD["TCT40-16Temisor"]
    OBJ["Objeto reflector"]
    RXD["TCT40-16Rreceptor"]
    PRE["U1A NE5532preamplificador x48"]
    MFB["U1B filtro MFB40 kHz, Q=5, x50"]
    RECT["U2A + Q7rectificador de precision"]
    ENVB["R18-C4-R19envolvente"]
    CMPA["U3A LM393ENV vs THR"]
    CMPB["U3B LM393cruce por cero"]
    TVG["R23-R24-R25-C5rampa TVG"]
    TVGP["GP6 TVGsalida alta / alta Z"]
    SM1["PIO0 SM1 – cuenta gruesa16 ns, GP4 ECHO"]
    SM2["PIO0 SM2 – cuenta fina16 ns, GP5 ZC"]
    CPU["CPU: maquina de estadosmediana + Kalman + c(T,HR)"]
    SENS["J2 sensor T/HRI2C0 GP8-GP9"]
    OUT["distancia en mm"]
    PWR["Alimentacion: J3 7-12 V → U4 L7805 +5 V → U5 ICL7660 → R32-C12 → -5 V"]

    subgraph TXC[" Cadena de emision "]
        direction LR
        PD --> HB --> LC
    end
    subgraph RXC[" Cadena de recepcion "]
        direction LR
        PRE --> MFB --> RECT --> ENVB
    end
    subgraph DIGC[" Deteccion "]
        direction LR
        TVG --> CMPA
        CMPB
    end

    SM0 --> PD
    LC --> TXD
    TXD -->|"onda de 40 kHz"| OBJ -->|"eco atenuado"| RXD
    RXD --> PRE
    ENVB --> CMPA
    MFB -->|"C6-R26-R27"| CMPB
    TVGP --> TVG --> CMPA
    CMPA -->|"ECHO"| SM1
    CMPB -->|"ZC"| SM2
    SM0 -->|"irq 4 = t0"| SM1
    SM1 -->|"irq 5"| SM2
    SM1 --> CPU
    SM2 --> CPU
    SENS --> CPU
    CPU --> OUT
    CPU --> SM0
    CPU --> TVGP
    PWR --> HB
    PWR --> PRE
    PWR --> CMPA

    class SM0,SM1,SM2,CPU,TVGP,SENS mcu
    class PD,HB,PRE,MFB,RECT,ENVB ana
    class LC,TXD,RXD,OBJ aco
    class PWR pwr
    class CMPA,CMPB,TVG,OUT dig

    style TXC fill:#fbfcff,stroke:#3b5c9e,stroke-dasharray:4 3
    style RXC fill:#fbfcff,stroke:#3b5c9e,stroke-dasharray:4 3
    style DIGC fill:#fdfbfb,stroke:#6633cc,stroke-dasharray:4 3
```

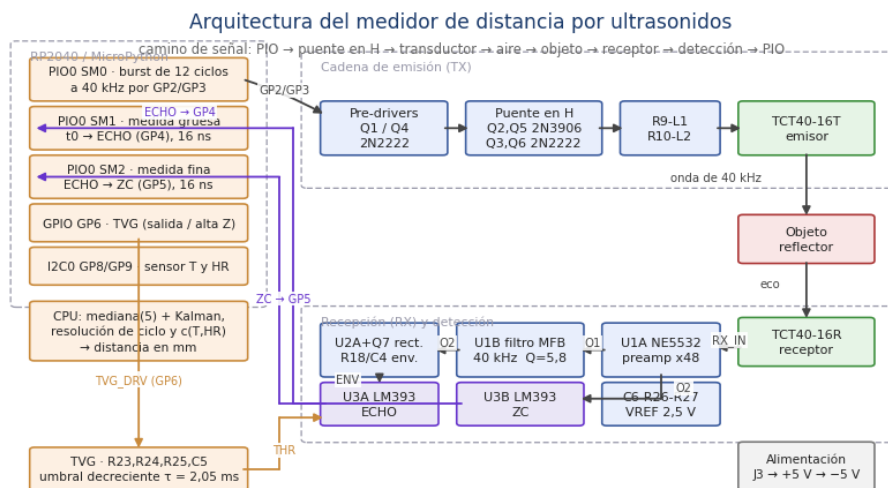


Fig. 1-1 Arquitectura del sistema (diagrama Mermaid). En naranja el dominio digital de 3,3 V del RP2040 con sus tres máquinas de estado PIO, en azul la electrónica analógica alimentada a +/-5 V, en verde el dominio acústico, en violeta la detección y sus salidas de colector abierto. Las líneas discontinuas son señales de control o de alimentación; las continuas, el camino de la señal.

1.3 Resumen de bloques

Bloque	Funcion	Componentes clave	Resultado medido
Alimentación	+5 V y -5 V a partir de 7-12 V	U4 L7805, U5 ICL7660, C8-C12, R32	+5 V en 2,1 ms; -5 V = -4,29 V con carga
TX	Excitar el emisor en contrafase	Q1-Q6, R1-R10, L1, L2	11,2 V de pico en el TCT40
Transductores	Conversion electro-acustica	TCT40-16T / -16R	$f_s = 39,59$ kHz, $Q_m = 20,0$
RX	Amplificar y filtrar el eco	U1 NE5532, R11-R15, C1-C3	x2523 (68 dB), Q=5,8
Deteccion	Envoltente y umbral variable	U2, Q7, U3 LM393, C4, C5	$\tau_{TVG} = 2,05$ ms; suelo 0,225 V
Interfaz	Salidas digitales al PIO	R21, R22 (pull-up a 3V3)	ECHO y ZC en colector abierto

2. Alimentacion

2.1 Arquitectura y funcionamiento

La entrada J3 admite 7 a 12 V continuos. C8 (470 uF) es el reservorio de entrada y absorbe los picos de corriente del puente en H. U4 (L7805) genera el rail de +5 V con C9 (220 uF) a su salida y C19 (470 uF) como reservorio local del puente, colocado físicamente junto a los transistores para que los picos de conmutación no recorran toda la placa.

El rail negativo no procede de un segundo devanado sino de una **bomba de carga**, U5 (ICL7660S). Su oscilador interno (unos 10 kHz) conmuta cuatro interruptores MOS en dos fases. En la fase 1 el condensador volante C10 se conecta entre +5 V y masa y se carga a 5 V. En la fase 2 se invierte: su terminal positivo pasa a masa y el negativo al pin VOUT, de modo que se transfiere carga al reservorio C11 hasta llevarlo hacia -5 V. La red R32 (10 ohm) + C12 (100 uF) forma un filtro paso bajo de primer orden ($f_c = 160$ Hz) que elimina el rizado de conmutación antes de alimentar a los operacionales.

En el modelo SPICE el ICL7660 se ha descrito con interruptores reales controlados por tensión, no como una fuente ideal, precisamente para poder observar las formas de onda de CAP+ y CAP-. La resistencia de conducción se ha ajustado a 6 ohm por interruptor, lo que produce una resistencia de salida equivalente de 59 ohm, coincidente con el valor típico de catálogo.

Bloque de alimentación

una entrada continua no regulada genera los tres raíles del instrumento

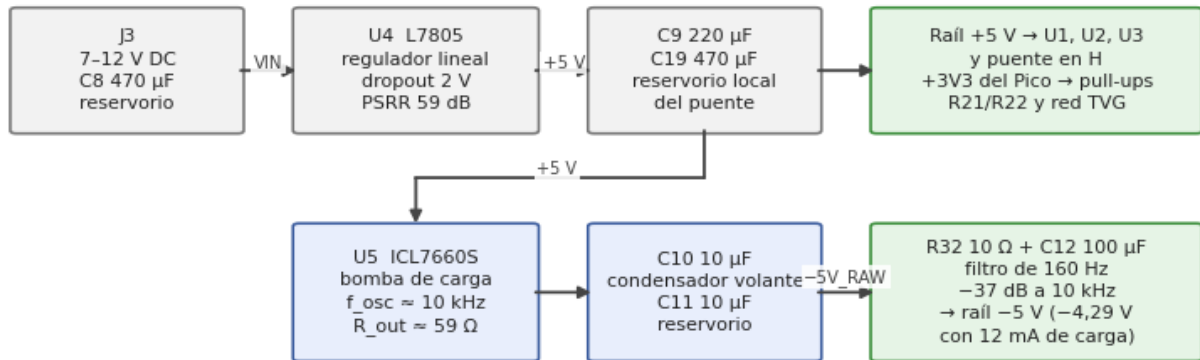


Fig. PSU-0 Arquitectura del bloque de alimentacion (Mermaid).

2.2 Arranque

Fig. PSU-1 Arranque: VIN en rampa 2 ms, carga 20 mA en +5 V y 5 mA en -5 V

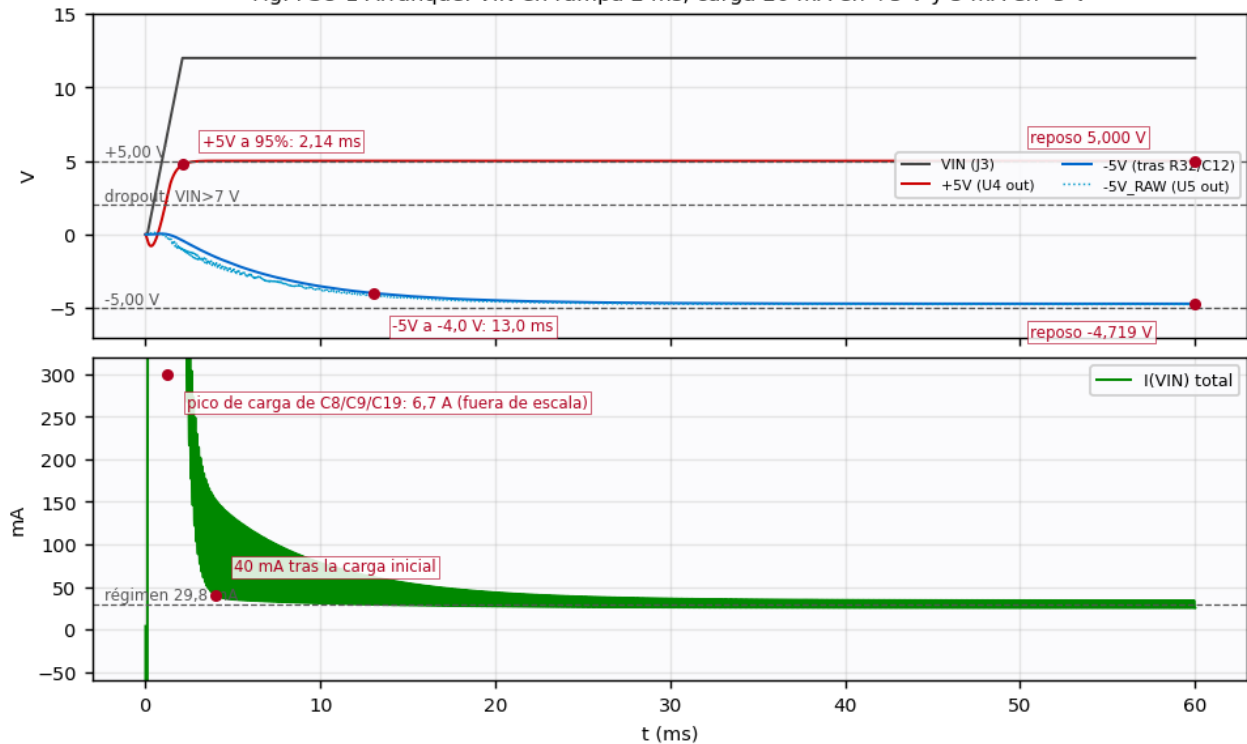


Fig. PSU-1 Arranque con VIN en rampa de 2 ms y una carga de 20 mA en +5 V y 5 mA en -5 V. Arriba: tensiones de los tres nodos de alimentación. Abajo: corriente total absorbida de J3, con el pico de carga de los condensadores y el valor de régimen.

El rail de +5 V alcanza el 95 % de su valor final en 2,14 ms y sigue básicamente a la rampa de entrada una vez superado el dropout de 2 V del regulador (es decir, a partir de $V_{IN} = 7$ V). El rail negativo es mucho más lento: la bomba de carga solo transfiere C10·dV de carga por ciclo, de modo que cargar C11 y C12 (110 µF en total) a través de una impedancia equivalente de unos 70 ohm requiere decenas de milisegundos. Este dato es relevante para el firmware: **no debe emitirse ningún ping antes de unos 50 ms desde el encendido**, porque hasta entonces los operacionales trabajan con un rail negativo insuficiente y VREF aun no ha alcanzado 2,5 V (ver Fig. SYS-3a).

2.3 Detalle de la inversion de tension

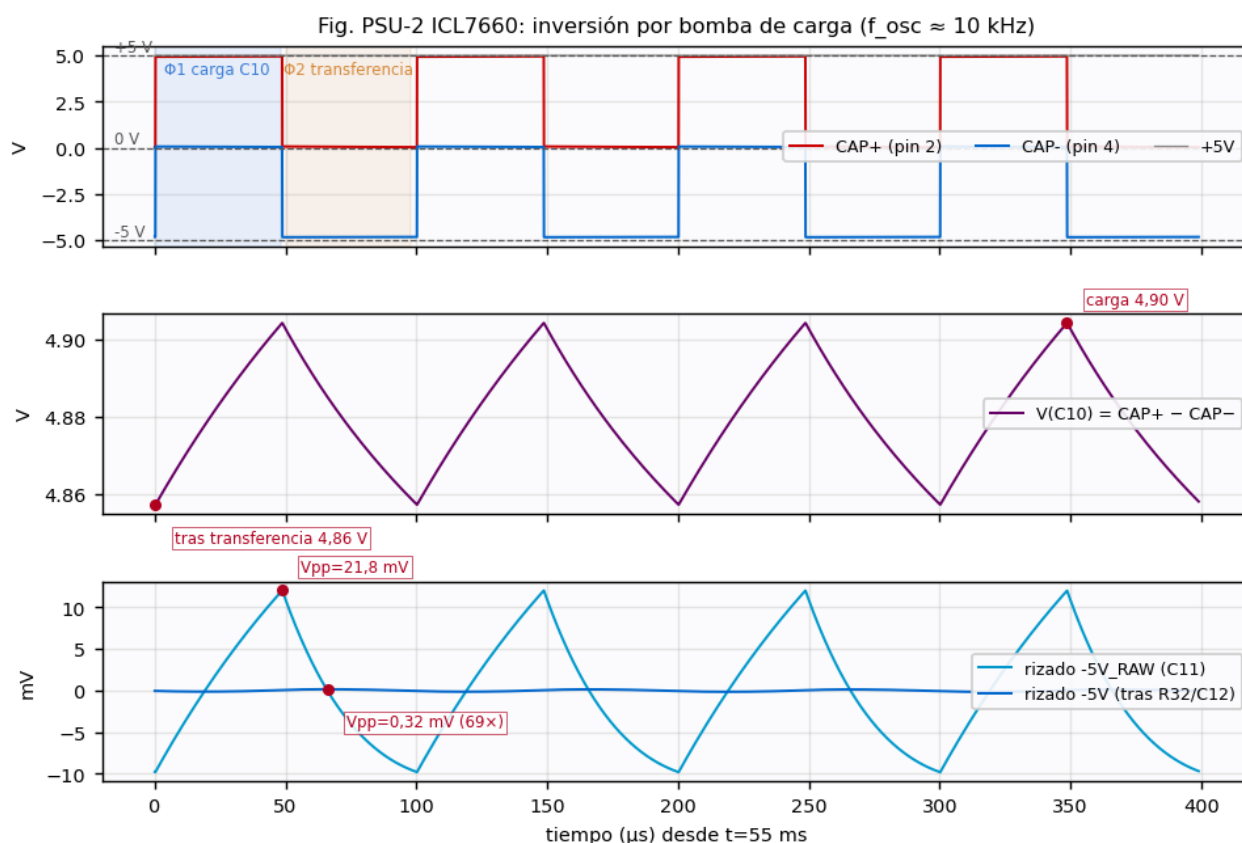


Fig. PSU-2 Ciclo de la bomba de carga en regimen permanente. Panel superior: tensiones en CAP+ y CAP- con las dos fases sombreadas. Panel central: tension entre los terminales de C10, que muestra la carga y la transferencia de carga. Panel inferior: rizado antes y despues del filtro R32-C12.

El panel superior muestra el mecanismo con claridad: durante la fase 1, CAP+ esta a +5 V y CAP- a masa; durante la fase 2, CAP+ cae a masa y CAP- salta a un valor proximo a -5 V, que es lo que fuerza la polaridad negativa en VOUT. La tension en C10 no llega a los 5 V teoricos, sino a 4,90 V, y cae hasta 4,86 V tras cada transferencia: esa diferencia es exactamente la carga entregada al rail negativo y explica la resistencia de salida equivalente del convertidor.

El rizado a 10 kHz vale 21,8 mVpp en -5V_RAW y queda reducido a 0,32 mVpp despues de R32-C12, es decir, una atenuacion de 69 veces (37 dB). Es el motivo por el que existe esa red: sin ella, el rizado de la bomba de carga entraria directamente en los pines de alimentacion negativa de los NE5532.

2.4 Rechazo de rizado y respuesta a la carga

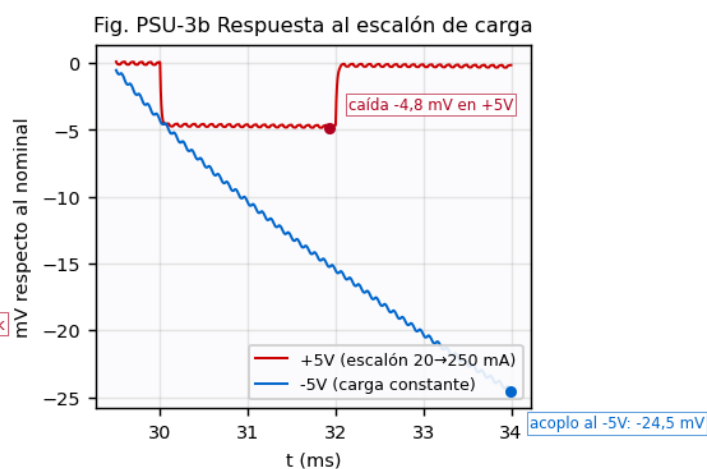
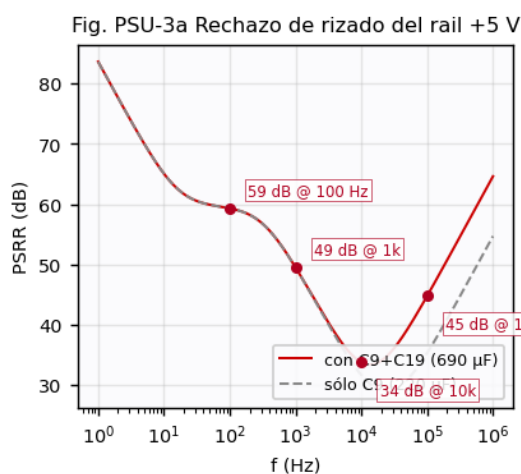


Fig. PSU-3 (a) Rechazo de rizado del rail de +5 V con y sin el reservorio C19, obtenido por analisis AC. (b) Respuesta del sistema a un escalon de carga de 20 a 250 mA, que es aproximadamente lo que ocurre cada vez que se dispara una rafaga de emision.

El rechazo es de 59 dB a 100 Hz y cae hasta 45 dB a 100 kHz. Anadir C19 mejora el rechazo por encima de 1 kHz, que es justamente la banda donde aparecen los transitorios del puente en H. La caída de tension ante el escalon de carga de 230 mA es de solo 5 mV y se recupera en menos de 100 us, gracias a que la carga rapida la suministran los

condensadores y no el lazo de regulacion del 7805. La corriente total en regimen con carga tipica es de 29,8 mA.

Hallazgo. El rail de -5 V se hunde hasta **-4,29 V** cuando se conecta toda la electronica analogica (tres canales NE5532 y el LM393, del orden de 12 mA). Con 59 ohm de resistencia de salida el ICL7660 no puede hacerlo mejor. La consecuencia practica es una perdida de 0,71 V de excursion negativa en los operacionales. Si se necesita mas margen, las opciones son subir C10 y C11 a 47 uF, forzar el oscilador a 45 kHz mediante el pin BOOST (pin 1, hoy sin conectar) o sustituir U5 por un ICL7662 o un convertidor conmutado.

3. Cadena de emision (TX)

3.1 Arquitectura y funcionamiento

Cada semipunte esta formado por tres transistores. El motivo de que haya un pre-driver es puramente de niveles: un GPIO de 3,3 V **no puede cortar** un PNP cuyo emisor esta a 5 V, porque incluso con el GPIO en nivel alto quedaria una tension emisor-base de 1,7 V y el transistor seguiria conduciendo. Por eso Q1 (2N2222) actua como inversor de nivel: su colector, cargado con R2 hacia +5 V, genera el nodo ND_A, que oscila entre la tension de saturacion de Q1 y un valor proximo a +5 V. Desde ese nodo se atacan simultaneamente la base del PNP de lado alto (Q2, a traves de R3) y la del NPN de lado bajo (Q3, a traves de R4), de modo que ambos conmutan en oposicion.

El segundo semipunte (Q4, Q5, Q6) es identico y se excita con la senal complementaria, de forma que el transductor recibe una excitacion diferencial: cuando OUT_A esta a +5 V, OUT_B esta a 0 V, y viceversa. Esto duplica la tension aplicada respecto a una excitacion asimetrica. Las redes R9-L1 y R10-L2 en serie con cada terminal cumplen dos funciones: la inductancia de 470 uH resuena con la capacidad estatica del disco piezoelectrico ($C_0 = 2,4 \text{ nF}$) y amplifica la tension aplicada, mientras que los 68 ohm amortiguan esa resonancia para que no se des controle y limitan la corriente de pico de los transistores.

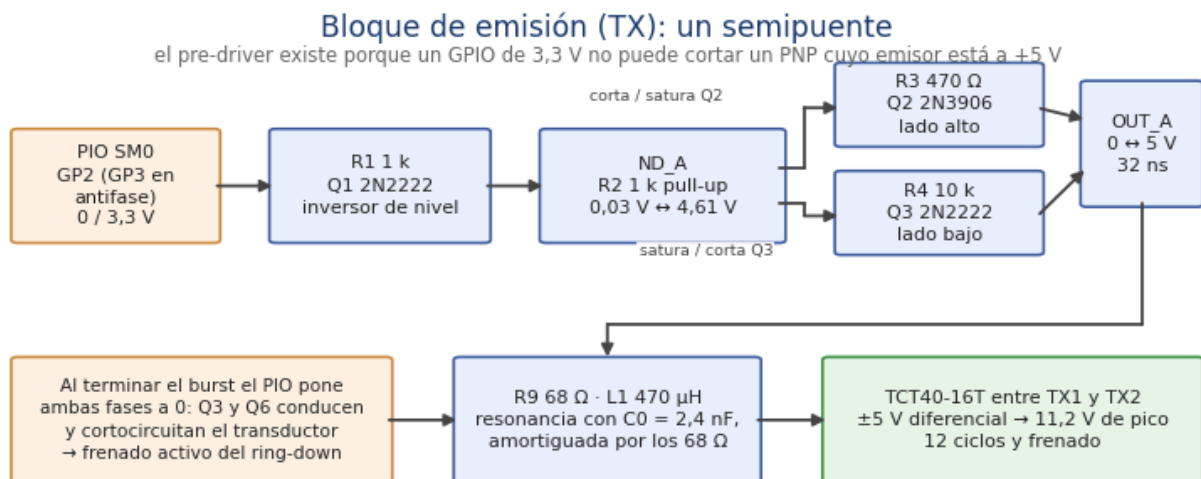


Fig. TX-0 Arquitectura de un semipunte y de la red de salida (Mermaid). El diagrama esta dibujado para la rama A; la rama B es identica y se excita con la senal complementaria.

3.2 De la salida digital a las bases del puente

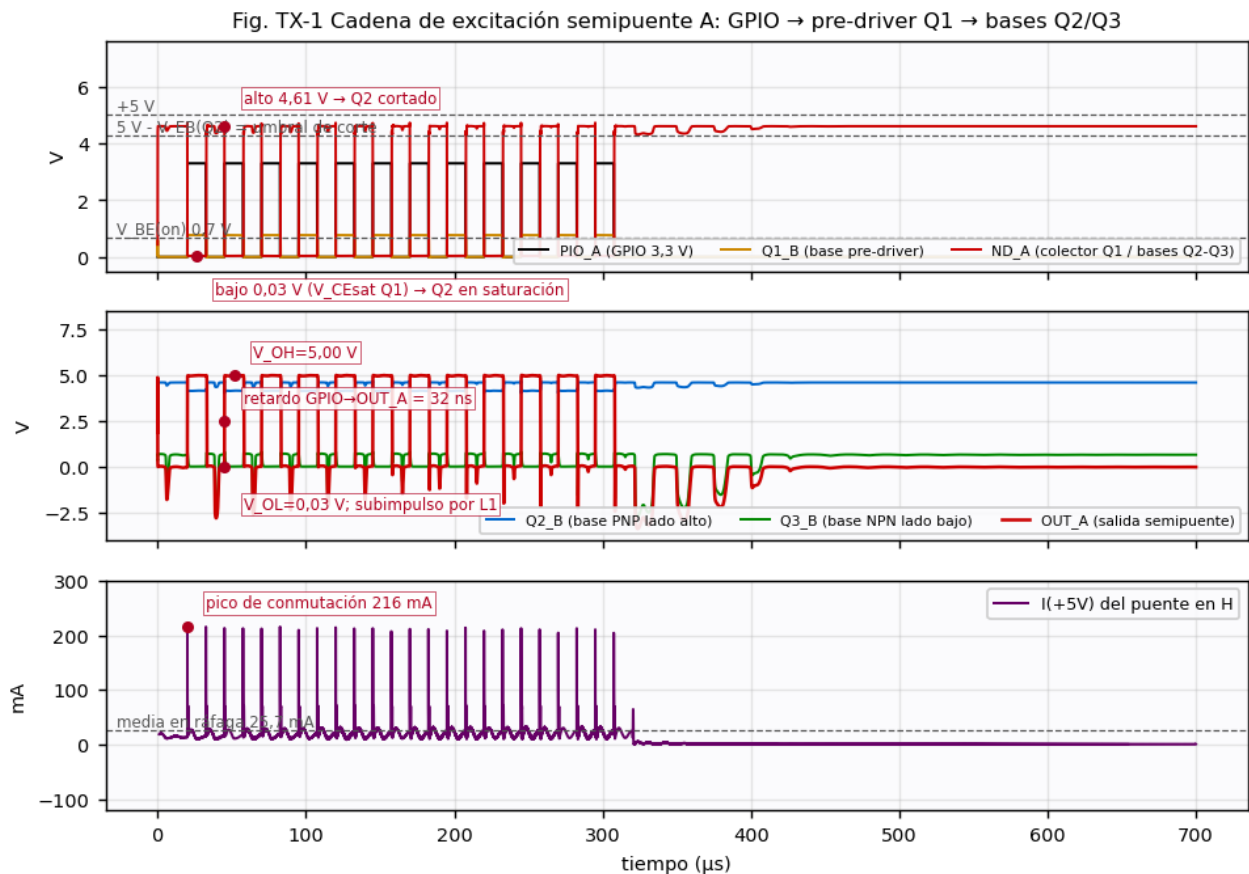


Fig. TX-1 Cadena de excitación del semipunto A. Panel 1: GPIO, base y colector del pre-driver. Panel 2: bases de Q2 y Q3 y salida del semipunto. Panel 3: corriente instantánea tomada del rail de +5 V.

El retardo total desde el flanco del GPIO hasta la salida del semipunto es de solo 32 ns, despreciable frente al periodo de 25 μ s, de modo que la fase de la ráfaga emitida está bien controlada. La salida alcanza $V_{OH} = 5,00$ V y V_{OL} próximo a cero; el subimpulso negativo de casi -3 V que aparece en cada flanco es la reacción de L1 y se cierra por la unión base-colector de Q3, que actúa como diodo de recirculación. Es tolerable con estos niveles de corriente, pero es la razón por la que conviene no aumentar mucho L1.

La corriente tomada del rail muestra picos de 216 mA en cada conmutación, con un valor medio durante la ráfaga de 25,7 mA. Esos picos son los que justifican C13 (100 nF) y C19 (470 μ F) junto al puente.

3.3 Puente completo y tensión en el transductor

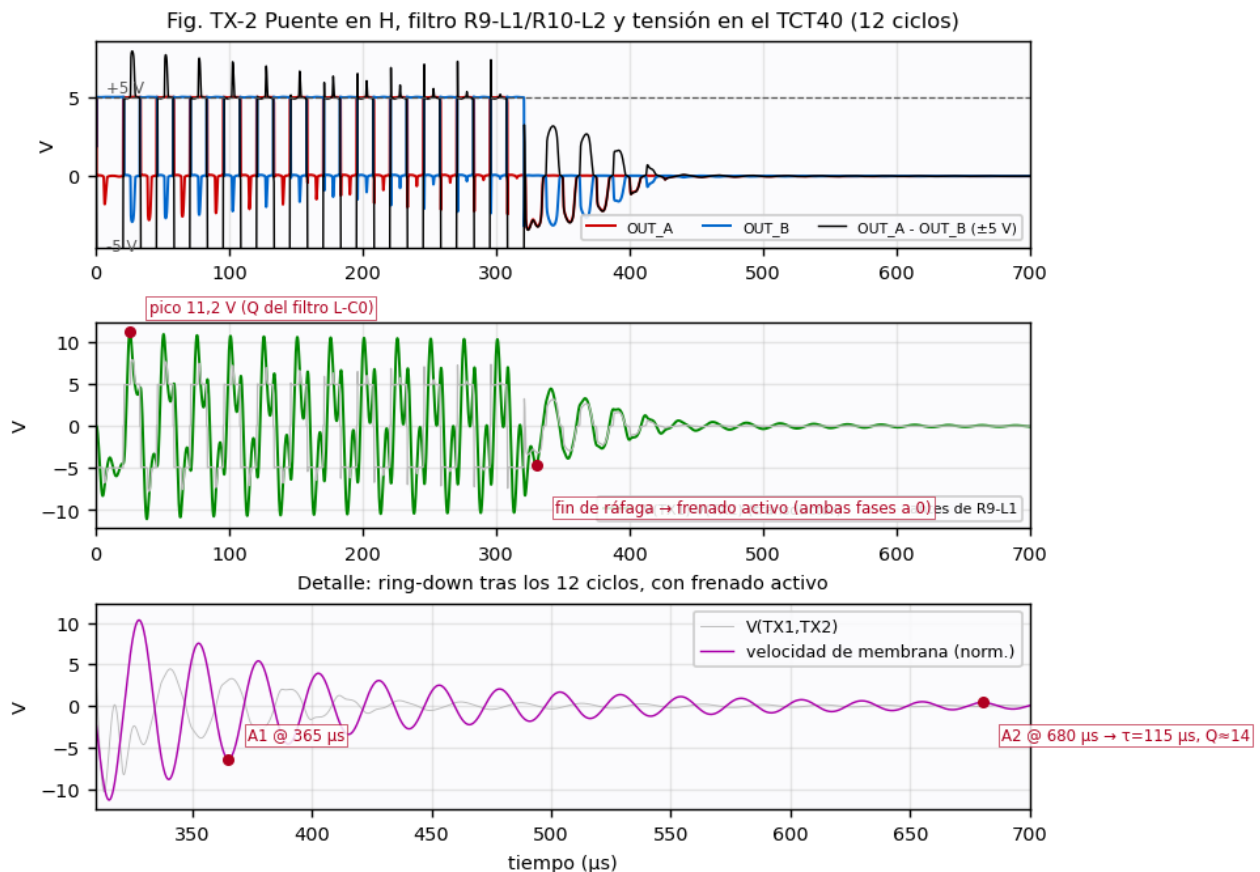


Fig. TX-2 Panel 1: salidas de ambos semipuentes y su diferencia. Panel 2: tensión realmente aplicada al TCT40 antes y después de las redes R9-L1 / R10-L2. Panel 3: detalle del decaimiento libre una vez terminada la ráfaga, con la velocidad de la membrana superpuesta.

La excitación diferencial de $\pm 5 V$ se convierte en 11,2 V de pico en bornes del transductor gracias a la resonancia L-C0. Al terminar los 12 ciclos, el conjunto eléctrico y mecánico sigue oscilando: la constante de tiempo medida sobre la velocidad de la membrana es de 115 μs , equivalente a un factor de calidad $Q = 14$. Este *ring-down* es el que fija la zona ciega del sensor, porque durante ese tiempo el emisor sigue radiando energía que puede acoplarse al receptor.

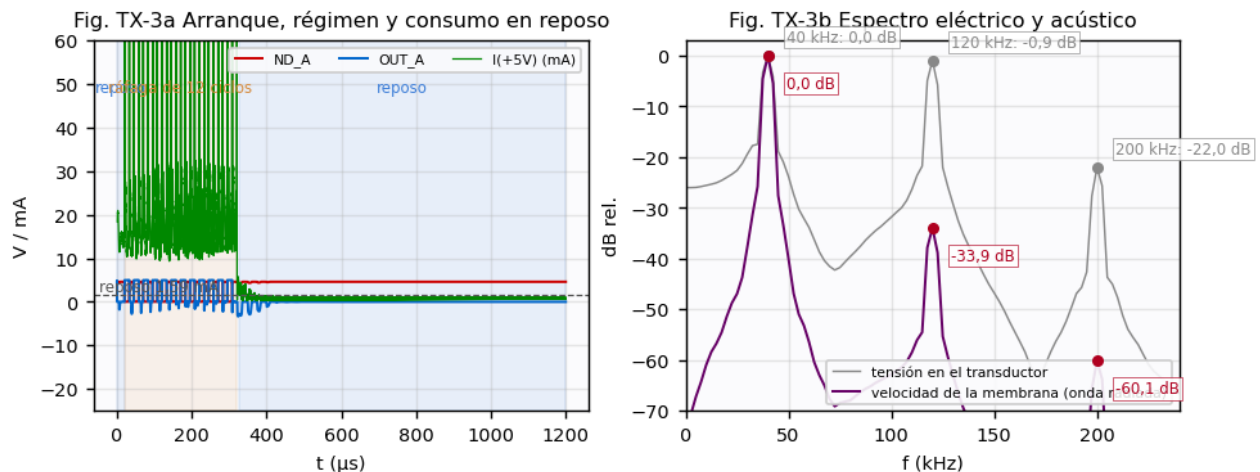


Fig. TX-3 (a) Secuencia reposo - ráfaga - reposo con la corriente de alimentación superpuesta. (b) Espectro de la tensión aplicada al transductor durante la ráfaga.

El espectro merece una lectura cuidadosa. La *tensión* aplicada al transductor conserva un tercer armónico a solo -0,9 dB del fundamental: el filtro L-C0 amortiguado por los 68 ohm es demasiado ancho para eliminarlo. Sin embargo, lo que se radia no es la tensión sino el movimiento de la membrana, y ahí el tercer armónico cae a -33,9 dB y el quinto a -60,1 dB. Es el propio transductor, con su banda mecánica de apenas 2 kHz, quien actúa como filtro. Por eso no hace falta un filtro de emisión adicional pese a excitar con una onda cuadrada.

3.4 Ráfaga real del firmware: 12 ciclos y frenado activo

Las figuras anteriores usan 8 ciclos para aislar el comportamiento del puente. El firmware emite en realidad 12 (N_BURST) y, al terminar, ejecuta `set(pins, 0b00)`, es decir, pone ambas fases a nivel bajo. Conviene entender que eso **no** deja el transductor al aire: con las dos entradas bajas, los dos transistores de lado bajo (Q3 y Q6) quedan saturados y cortocircuitan el transductor a través de las dos redes R-L. La intención es frenar el ring-down; la simulación permite comprobar si lo consigue.

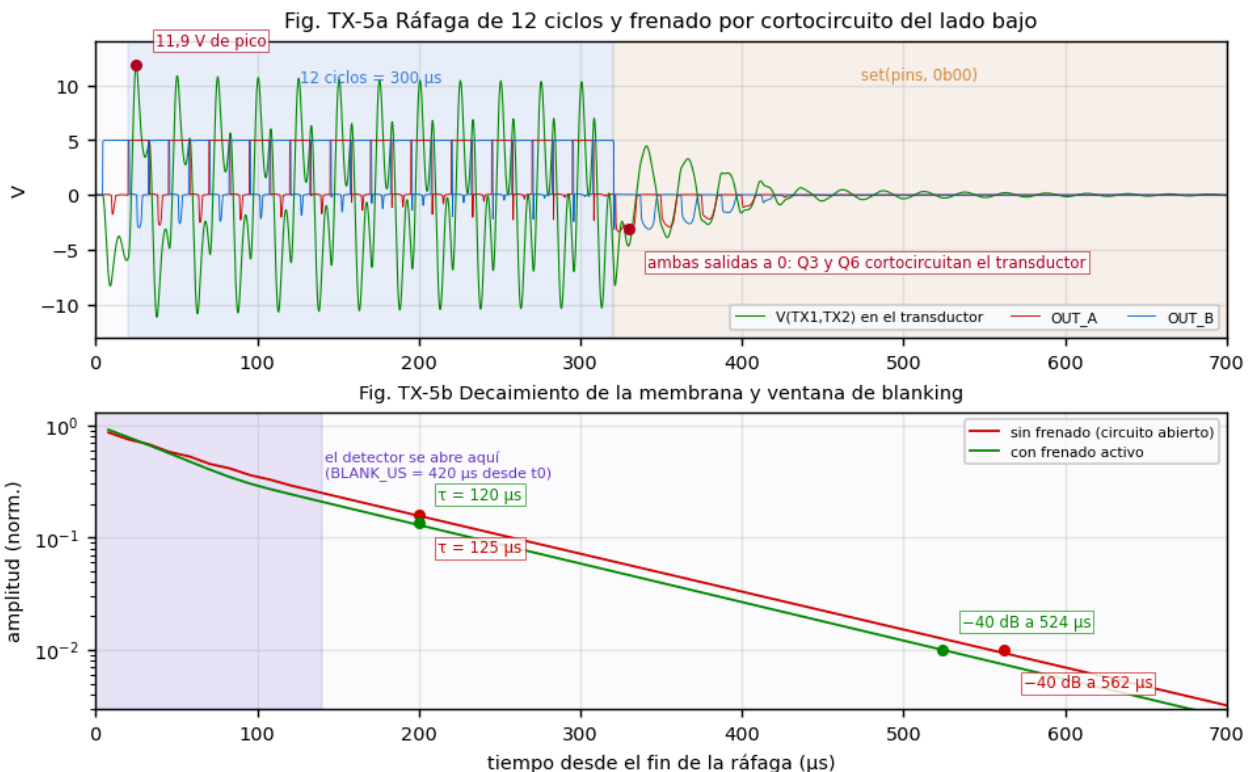


Fig. TX-5 (a) Ráfaga de 12 ciclos y frenado por cortocircuito del lado bajo. (b) Envolvente del decaimiento de la membrana, en escala logarítmica, comparada con el mismo transductor dejado en circuito abierto; la banda sombreada es la ventana de blanking del firmware.

Los 12 ciclos aportan solo 0,8 dB mas de amplitud que 8, coherente con el capítulo 4: la membrana ya estaba practicamente en regimen a los 7 ciclos. El frenado, en cambio, apenas hace nada: la constante de tiempo del decaimiento pasa de 125 μ s con las salidas en reposo a 120 μ s con ambas a cero, una mejora de apenas el 4 %.

La razon es geometrica antes que electrica: entre el puente y el transductor estan R9-L1 y R10-L2, de modo que el cortocircuito de los dos NPN de lado bajo no se aplica a los terminales del disco sino al otro lado de dos inductancias de 470 μ H, que a 40 kHz presentan 118 ohm de reactancia cada una. El transductor no llega a ver la carga baja que haria falta para amortiguarlo. Conviene notar ademas que ninguno de los dos valores llega a los 175 μ s puramente mecanicos del capítulo 4: la propia red R-L ya amortigua algo por si sola, y esa es la unica amortiguacion efectiva que hay.

Si se quisiera un frenado real habria que cortocircuitar el transductor *despues* de las inductancias, con un transistor o un pequeno rele en paralelo con TX1-TX2, o bien reducir L1 y L2. Como el frenado tal y como esta escrito no hace dano, no es urgente cambiarlo, pero conviene no contar con el para acortar la zona ciega.

Hallazgo. El frenado no basta para la ventana de blanking elegida. La ráfaga termina a los 320 μ s y la amplitud de la membrana no baja de -40 dB hasta los 844 μ s, mientras que BLANK_US = 420 μ s hace que el detector se abra a los 440 μ s. En ese instante el emisor sigue radiando a un tercio de su amplitud maxima. El comentario del codigo cita un ring-down de 375 μ s, que corresponde a un umbral mas permisivo; con el criterio de -40 dB harian falta unos 820 μ s, a costa de subir la zona ciega de 72 a 141 mm. Es un compromiso legitimo, pero conviene tomarlo a la vista de estos numeros.

3.5 Un defecto de diseno en la red de pre-driver

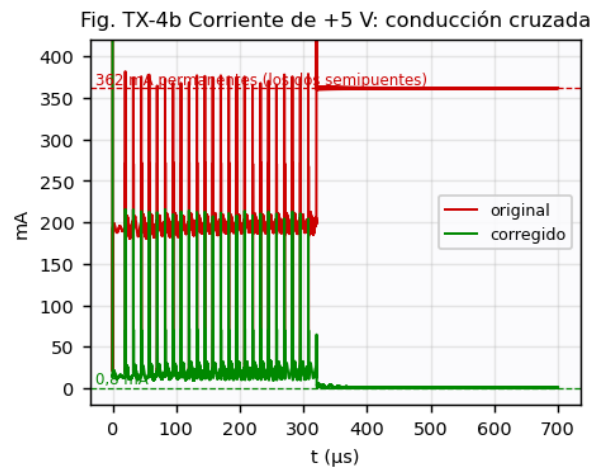
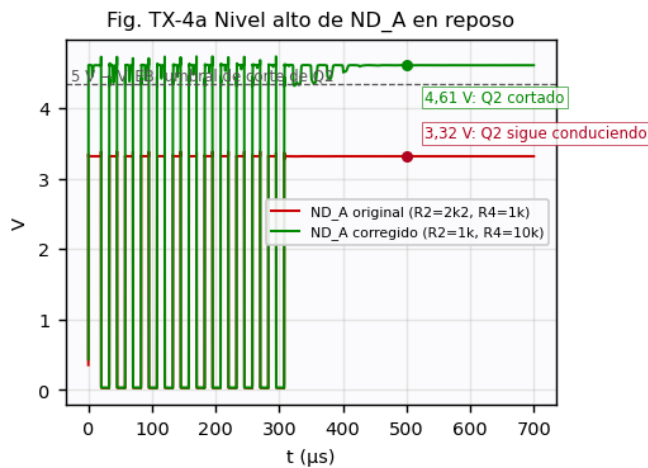


Fig. TX-4 (a) Nivel alto del nodo ND_A en reposo con los valores originales y con los corregidos. (b) Corriente absorbida del rail de +5 V en ambos casos.

Al analizar el punto de reposo aparece un problema serio. Cuando el GPIO está a nivel bajo, Q1 está cortado y ND_A debería subir hasta +5 V para cortar el PNP. Sin embargo R2 (2k2) tiene que suministrar simultáneamente la corriente de base de Q3 a través de R4 (1k) y la corriente que inyecta la unión emisor-base de Q2. El equilibrio se alcanza a solo **3,34 V**, valor con el que Q2 sigue saturado: Q2 y Q3 conducen a la vez y el semipunto presenta una **conducción cruzada permanente**.

Hallazgo. Los dos semipuntos juntos absorben **362 mA de forma continua** en reposo, no solo durante la ráfaga. Eso supera lo que el L7805 puede disipar cómodamente y calienta innecesariamente los cuatro transistores del puente. Basta cambiar R2 y R6 a 1 k y R4 y R8 a 10 k para que ND_A suba a 4,61 V, Q2 quede cortado y el consumo en reposo baje a 0,8 mA. Todas las simulaciones posteriores de este documento usan la versión corregida. Una alternativa igual de válida es atacar la base de Q3 directamente desde el GPIO, ya que un NPN de lado bajo sí se puede gobernar con 3,3 V.

4. Los transductores TCT40

4.1 Modelo eléctrico: Butterworth-Van Dyke

Un transductor piezoeléctrico de aire se representa con el circuito de Butterworth-Van Dyke: una rama estática C_0 , que es simplemente la capacidad del disco metalizado, en paralelo con una rama motional $R_m-L_m-C_m$ que representa el comportamiento mecánico visto desde los terminales eléctricos. Los valores empleados ($C_0 = 2,4$ nF, $R_m = 800$ ohm, $L_m = 63,4$ mH, $C_m = 250$ pF) reproducen las dos magnitudes que da el fabricante: resonancia a 40 kHz y factor de calidad mecánico próximo a 20.

4.2 Equivalencia mecánica

Con la analogía fuerza-tensión y un factor de transducción $\phi = 0,04$ N/V, los elementos eléctricos se traducen directamente en magnitudes físicas:

Elemento eléctrico	Valor	Magnitud mecánica	Valor
L_m	63,4 mH	masa efectiva de la membrana $m = L_m \cdot \phi^2$	0,10 g
C_m	250 pF	rigidez $k = \phi^2 / C_m$	6,3 MN/m
R_m	800 ohm	amortiguamiento $R_{mec} = R_m \cdot \phi^2$	1,26 N-s/m
-	-	frecuencia propia $\sqrt{k/m} / 2\pi$	40,0 kHz
-	-	$Q_m = m \cdot \omega_0 / R_{mec}$	19,9

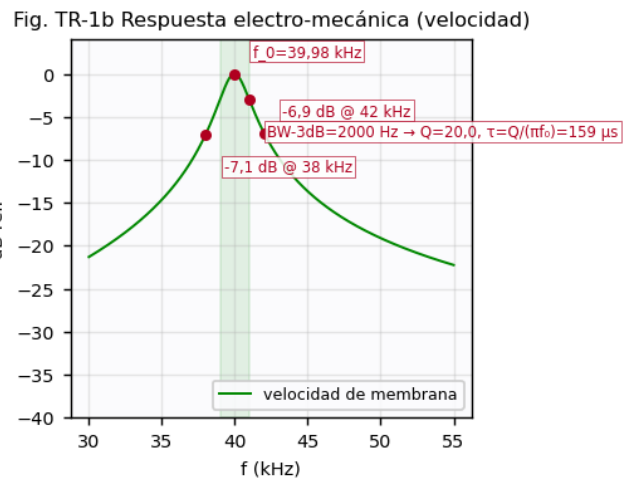
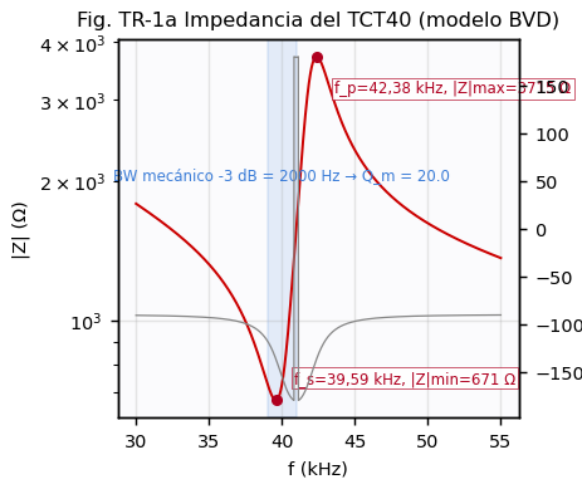


Fig. TR-1 (a) Modulo y fase de la impedancia electrica del TCT40, con las resonancias serie y paralelo y la banda mecanica de -3 dB sombreada. (b) Respuesta electro-mecanica, es decir, velocidad de la membrana por voltio aplicado.

La impedancia presenta un minimo de 671 ohm en $f_s = 39,59$ kHz y un maximo en $f_p = 42,38$ kHz. La separacion entre ambas es una medida directa del acoplamiento electromecanico. La banda de -3 dB de la respuesta mecanica es de 2000 Hz, lo que da $Q_m = 20,0$ y una constante de tiempo $\tau = Q/(\pi \cdot f_0) = 159$ us. Esta cifra domina todo el comportamiento temporal del sistema: el transductor no puede arrancar ni pararse mas rapido que eso.

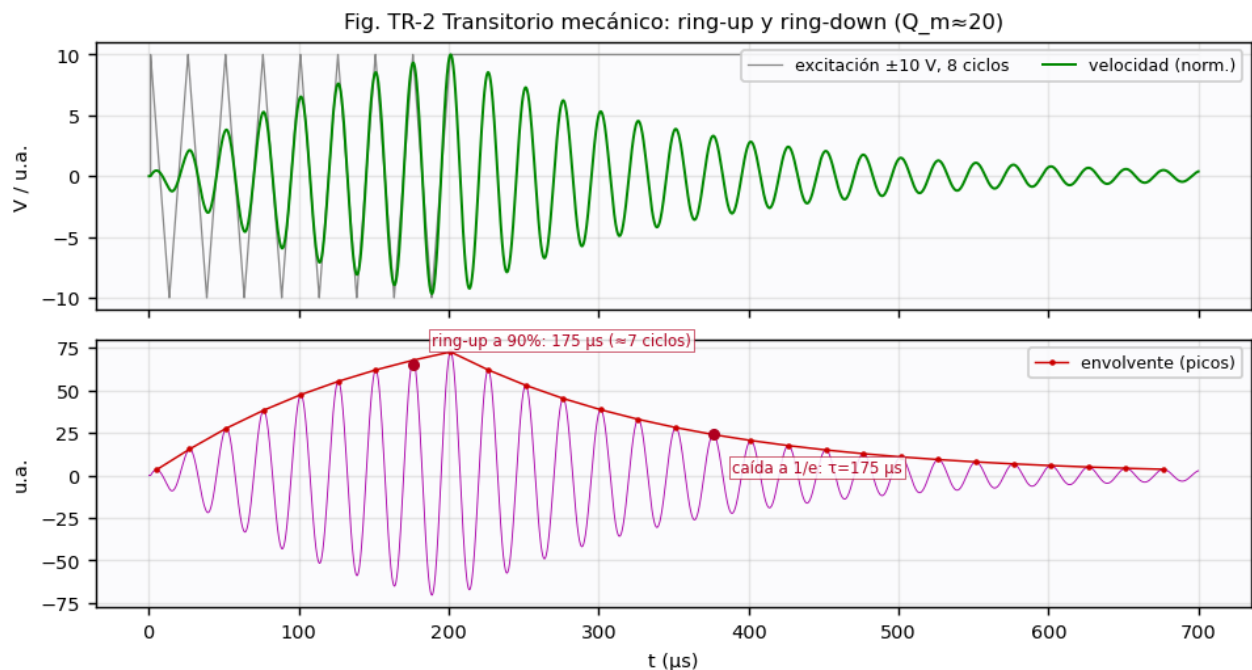


Fig. TR-2 Transitorio mecanico ante una excitacion de 8 ciclos: ring-up y ring-down, con la envolvente de los picos marcada.

El panel inferior mide lo esencial: la membrana necesita unos 175 us, es decir siete ciclos, para alcanzar el 90 % de su amplitud, y despues tarda otros 175 us en caer a 1/e. Ambas cifras son la misma constante de tiempo mecanica vista desde los dos lados. La consecuencia practica es doble: emitir menos de 6 o 7 ciclos desaprovecha amplitud, y emitir mas de 10 no la aumenta apreciablemente pero si alarga la zona ciega. Los 12 ciclos que emite el firmware quedan del lado seguro: aportan menos de 1 dB frente a 8, a cambio de 100 us mas de zona ciega.

4.3 Modelo combinado TX - objeto - RX

Modelo del transductor TCT40 y del enlace acústico

rama estática C0 en paralelo con la rama motional que representa la mecánica de la membrana

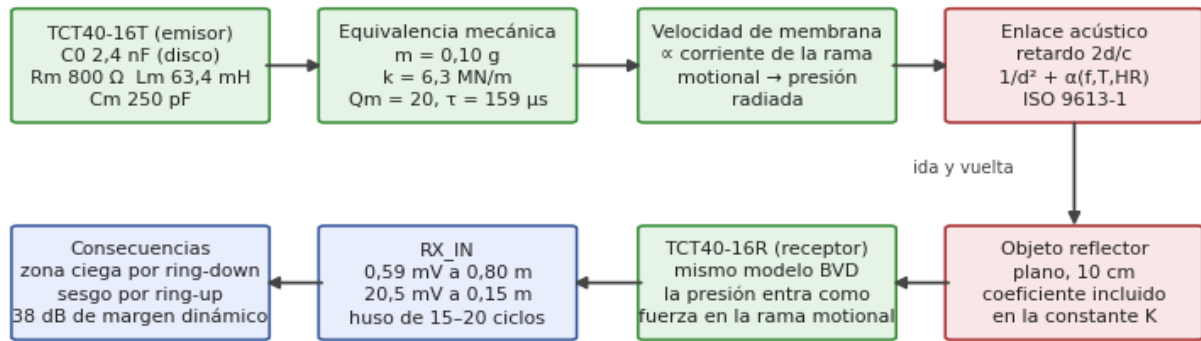


Fig. TR-0 Arquitectura del modelo del transductor y del enlace acústico (Mermaid): de la rama motional a la presión radiada, y de vuelta a tensión en el receptor.

Para simular el enlace completo se ha añadido a cada transductor un puerto acústico. En el emisor, una fuente controlada por corriente mide la corriente de la rama motional, que es proporcional a la velocidad de la membrana y por tanto a la presión radiada. Esa señal atraviesa una línea de transmisión sin pérdidas adaptada en ambos extremos, que actúa como retardo puro de valor $2d/c$, y se atenúa por un factor que incluye la divergencia geométrica ($1/d^2$ para el trayecto de ida y vuelta con reflector plano) y la absorción del aire calculada según la norma ISO 9613-1. En el receptor, una fuente controlada por tensión inserta esa presión como fuerza en la rama motional, con el mismo factor de transducción, respetando la reciprocidad del transductor.

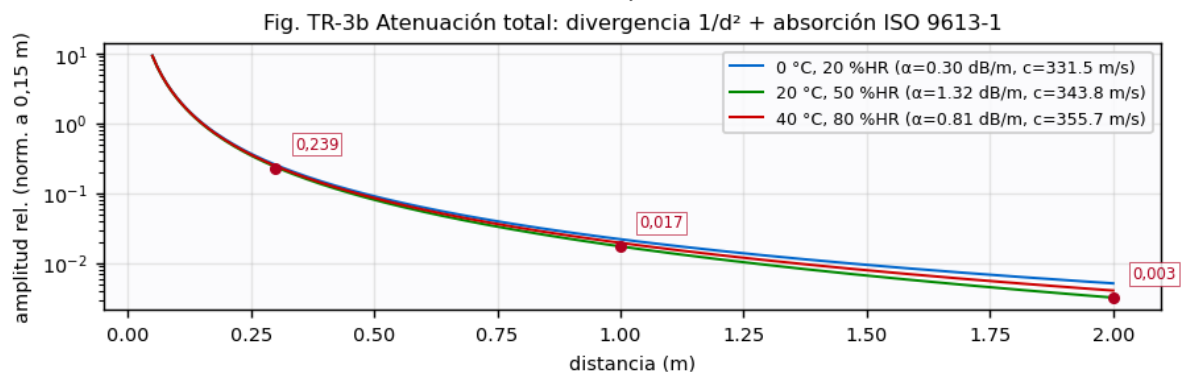
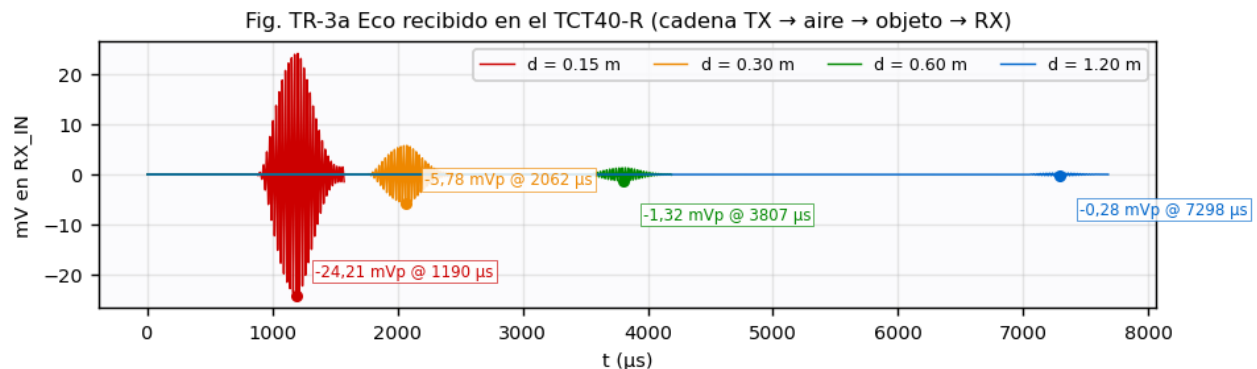


Fig. TR-3 (a) Eco recibido en bornes del TCT40-16R para cuatro distancias, con la amplitud y el instante de llegada marcados. (b) Atenuación total del trayecto para tres condiciones ambientales.

La forma de onda recibida no es una ráfaga cuadrada de 12 ciclos sino un huso alargado de unos 20 a 25 ciclos: es la convolución del ring-up y el ring-down del emisor con los del receptor. Esta dispersión temporal es la causa principal del sesgo de medida que se cuantifica en el capítulo 8. Las amplitudes van desde 24,2 mV a 15 cm hasta 0,28 mV a 1,2 m, es decir, más de 38 dB de margen dinámico solo por la divergencia geométrica, y es exactamente lo que justifica la existencia del TVG.

4.4 Efecto de la temperatura y la humedad

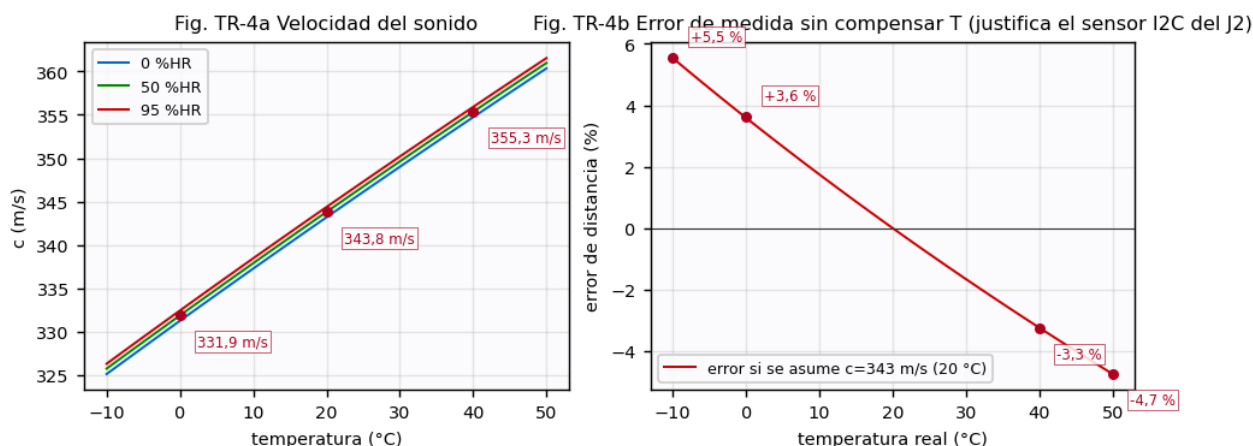


Fig. TR-4 (a) Velocidad del sonido frente a temperatura para tres humedades relativas. (b) Error de distancia que se comete si se usa el valor fijo de 343 m/s.

La velocidad del sonido varía unos 0,17 %/K, mientras que la humedad apenas influye (menos del 0,3 % entre 0 y 95 % HR). Trabajar entre -10 y +50 °C sin compensar produce errores de +5,5 % a -4,7 %, esto es, casi 6 cm de error a 1 m. La absorción del aire sí depende fuertemente de la humedad: a 40 kHz pasa de 0,30 dB/m a 0 °C y 20 % HR hasta 1,32 dB/m a 20 °C y 50 % HR. Es una atenuación adicional modesta a un metro, pero se vuelve dominante más allá de 3 o 4 m.

5. Cadena de recepción (RX)

5.1 Arquitectura y funcionamiento

El transductor receptor se comporta como una fuente de tensión de altísima impedancia. R11 (1 Mohm) fija su punto de trabajo en masa sin cargarlo apreciablemente y U1A lo amplifica en configuración no inversora con ganancia $1 + R12/R13 = 48$. C1 (470 nF) en serie con R13 hace que la ganancia en continua sea unitaria, lo que impide que la tensión de offset del operacional se amplifique 48 veces; el cero que introduce está en $1/(2 \cdot \pi \cdot R13 \cdot C1) = 339$ Hz, muy por debajo de la banda útil.

La segunda etapa, U1B, es un filtro paso banda de realimentación múltiple (MFB). Con R14 = 390 ohm de entrada, R15 = 39 k de realimentación y C2 = C3 = 1 nF de tipo NP0, las expresiones de diseño dan $f_0 = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R14 \cdot R15 \cdot C2 \cdot C3}) = 40,8$ kHz, $Q = 0,5 \cdot \sqrt{R15/R14} = 5$ y ganancia en el centro de banda $R15/(2 \cdot R14) = 50$. Se eligen condensadores NP0 precisamente porque la frecuencia central depende directamente de ellos.

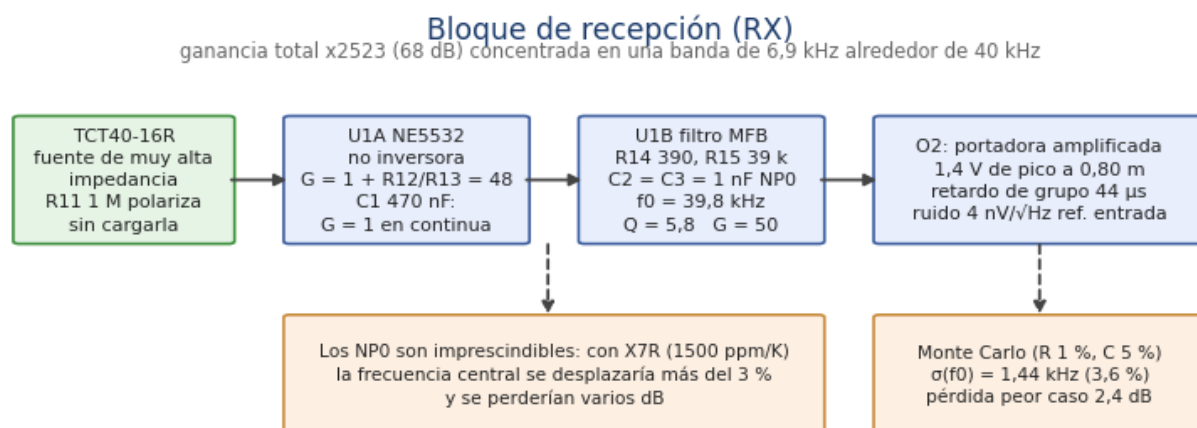


Fig. RX-0 Arquitectura de la cadena de recepción (Mermaid).

5.2 Respuesta en frecuencia

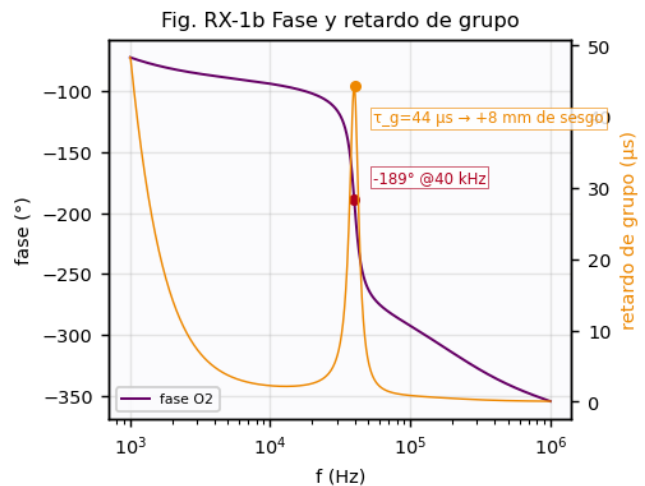
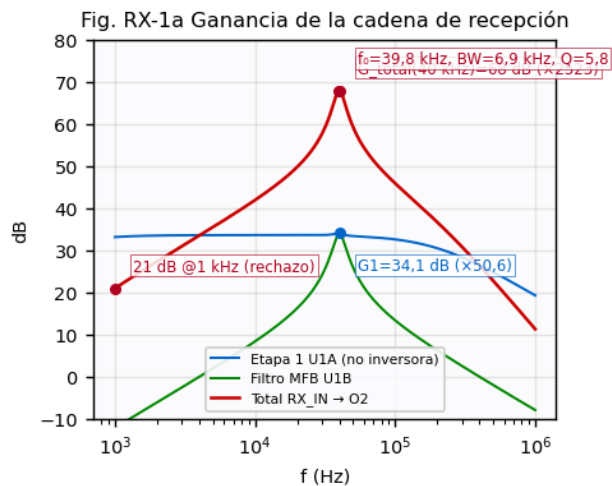


Fig. RX-1 (a) Ganancia de cada etapa y del conjunto, con los valores anotados en 40 kHz, en el pico y a 1 kHz. (b) Fase y retardo de grupo de la cadena completa.

La ganancia total a 40 kHz es de x2523 (68,0 dB) con $f_0 = 39,81$ kHz y $Q = 5,8$, muy cerca del diseño teórico. El rechazo a 1 kHz es de unos 47 dB respecto al centro de banda, lo que elimina el ruido acústico ambiente de baja frecuencia y el zumbido de red. Un dato menos evidente pero importante es el retardo de grupo: 44 μ s en el centro de banda, que se traduce en un sesgo sistemático de +8 mm en la distancia medida. Es una constante y por tanto se puede restar en el firmware.

5.3 Efecto de las tolerancias

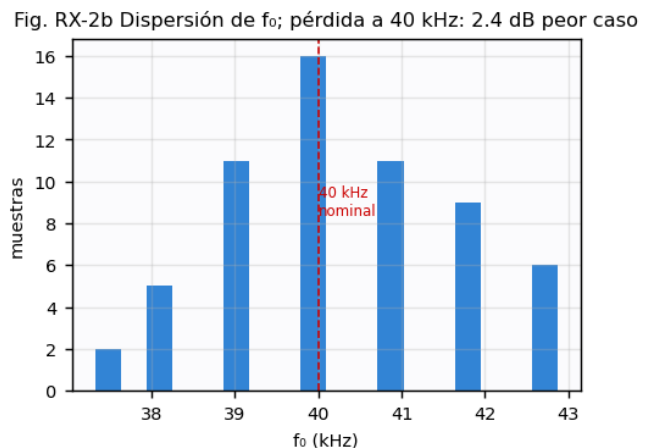
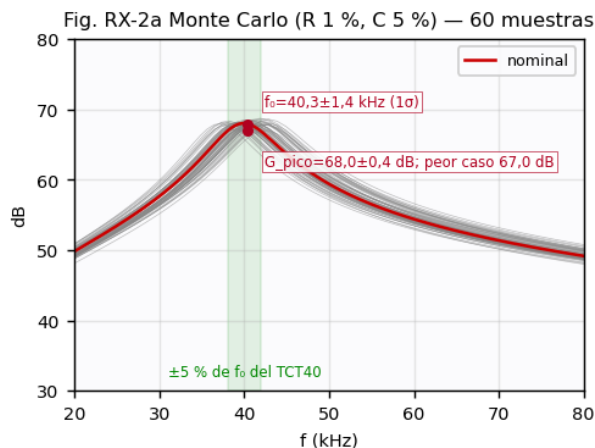


Fig. RX-2 (a) Sesenta realizaciones Monte Carlo con resistencias al 1 % y condensadores al 5 % (el electrolítico C1 al 10 %), superpuestas a la curva nominal. (b) Histograma de la frecuencia central.

La dispersión de f_0 es de 1,44 kHz (1 sigma), es decir un 3,6 %, comparable a la dispersión de la propia frecuencia de resonancia de los TCT40. En el peor caso simulado la pérdida de ganancia a 40 kHz respecto al pico es de 2,4 dB. Con $Q = 5$ el filtro es lo bastante ancho para tolerarlo, pero sería imprudente aumentar Q por encima de 8 sin pasar a condensadores del 1 %: el filtro y el transductor podrían quedar desalineados y perderse más de 6 dB de sensibilidad.

5.4 Deriva termica

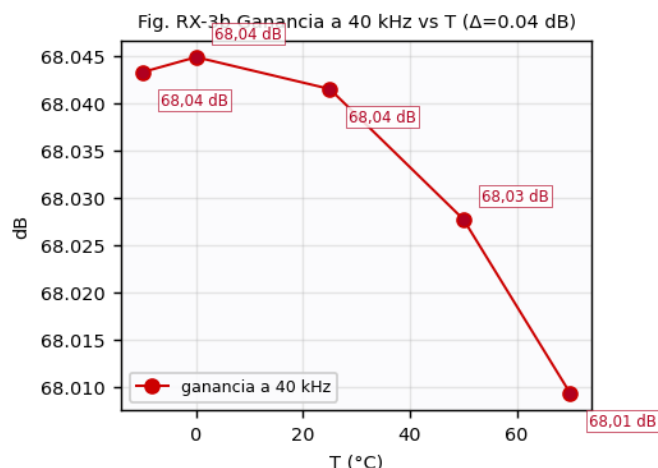
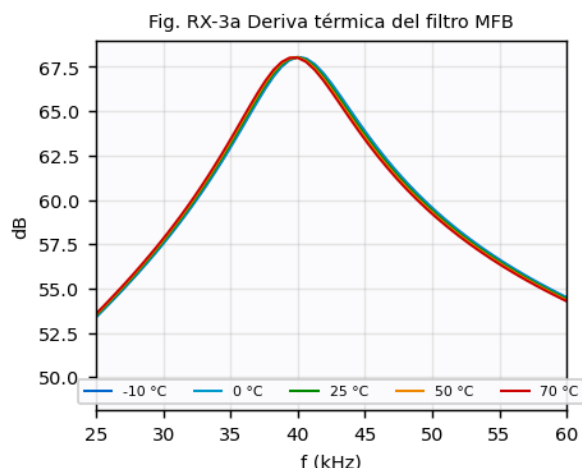


Fig. RX-3 (a) Respuesta del filtro entre -10 y +70 °C con resistencias de película (100 ppm/K) y condensadores C0G (30 ppm/K). (b) Ganancia a 40 kHz frente a la temperatura.

La deriva es prácticamente despreciable: 0,036 dB en todo el rango de 80 K. La elección de dieléctrico C0G es la que lo hace posible; con condensadores X7R, cuyo coeficiente puede llegar a 1500 ppm/K, la frecuencia central se desplazaría más de un 3 % y la pérdida sería comparable a la de las tolerancias iniciales. Conviene recordar que la resonancia del propio TCT40 también se desplaza (del orden de -300 ppm/K), de modo que a temperaturas extremas el desalineamiento entre transductor y filtro es mayor que el que sugiere esta figura por sí sola.

5.5 Ruido de la cadena

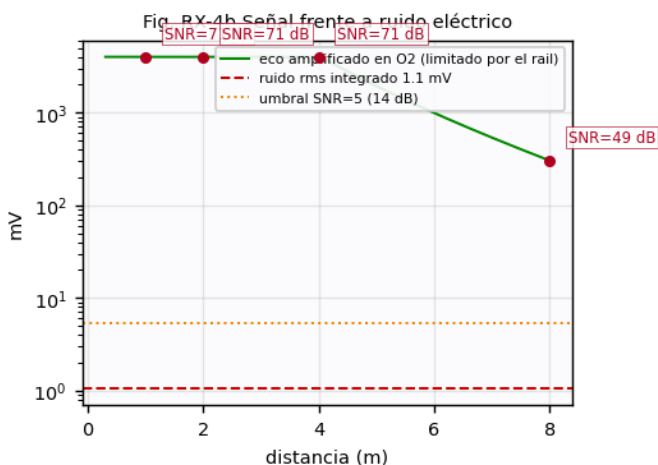
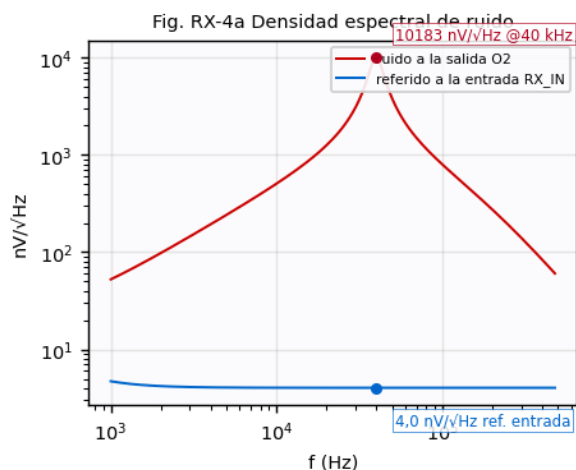


Fig. RX-4 (a) Densidad espectral de ruido a la salida y referida a la entrada, obtenida con el análisis .noise. (b) Amplitud del eco amplificado frente al ruido eficaz integrado.

El ruido referido a la entrada en el centro de banda es de 4,0 nV/sqrt(Hz), dominado por el ruido de tensión del NE5532 y por la resistencia R13 de 1 k. Integrado en toda la banda da 1,07 mV eficaces a la salida, equivalentes a 0,42 uV a la entrada. Comparado con los ecos de la figura TR-3, la relación señal-ruido eléctrica supera los 40 dB incluso a varios metros: **el ruido de la electrónica no es el factor que limita el alcance**. Los límites reales son el ruido acústico ambiente y, sobre todo, la propia curva de umbral del TVG, como se ve en los capítulos 7 y 8.

6. Detección: rectificador, envolvente, TVG y comparadores

6.1 Rectificador de precisión

La señal de salida del filtro es alterna y centrada en masa, de modo que hay que rectificarla antes de extraer su envolvente. Un diodo normal introduciría una pérdida de 0,6 V, inaceptable para ecos lejanos, así que se emplea un rectificador de precisión: U2A en configuración inversora con el diodo dentro del lazo de realimentación. Como el juego de componentes no incluye diodos, se usa la unión base-emisor de Q7 (2N3904) con base y colector unidos, que es un diodo de buena calidad y con poca capacidad.

Para semiciclos negativos de O2 la salida de U2A se hace positiva, el diodo conduce y la realimentación a través de R17 fuerza REC = -O2 con ganancia unitaria. Para semiciclos positivos el diodo bloquea y el lazo queda abierto. R18 (4,7 k) y

C4 (4,7 nF) forman el detector de envolvente con constante de carga de 22 μ s, poco mas de un ciclo, mientras que R19 (47 k) fija la descarga en 221 μ s, comparable al ring-down de los transductores. Esa asimetría es la que produce una envolvente limpia sin rizado excesivo.

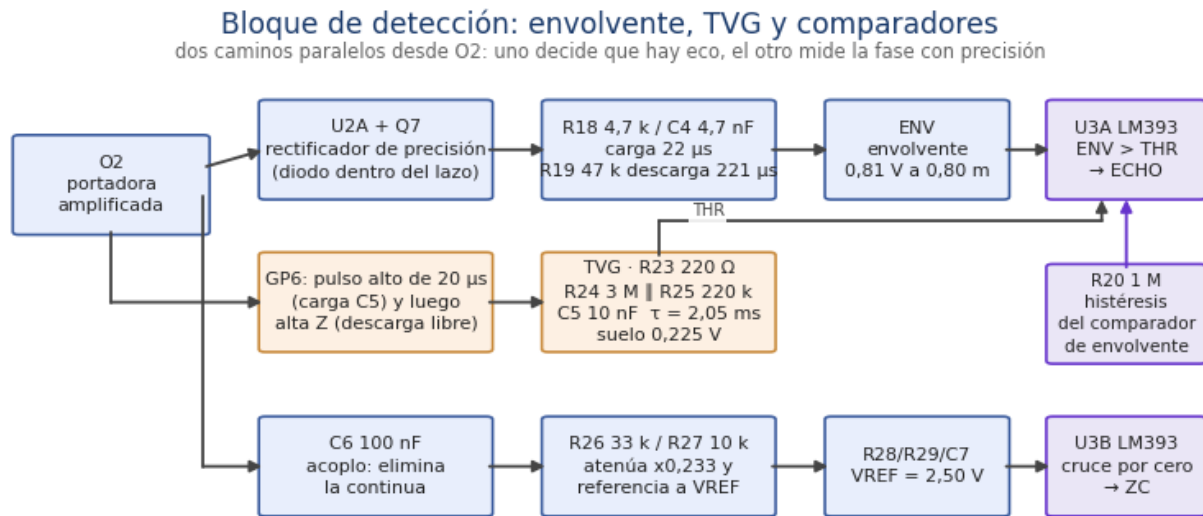
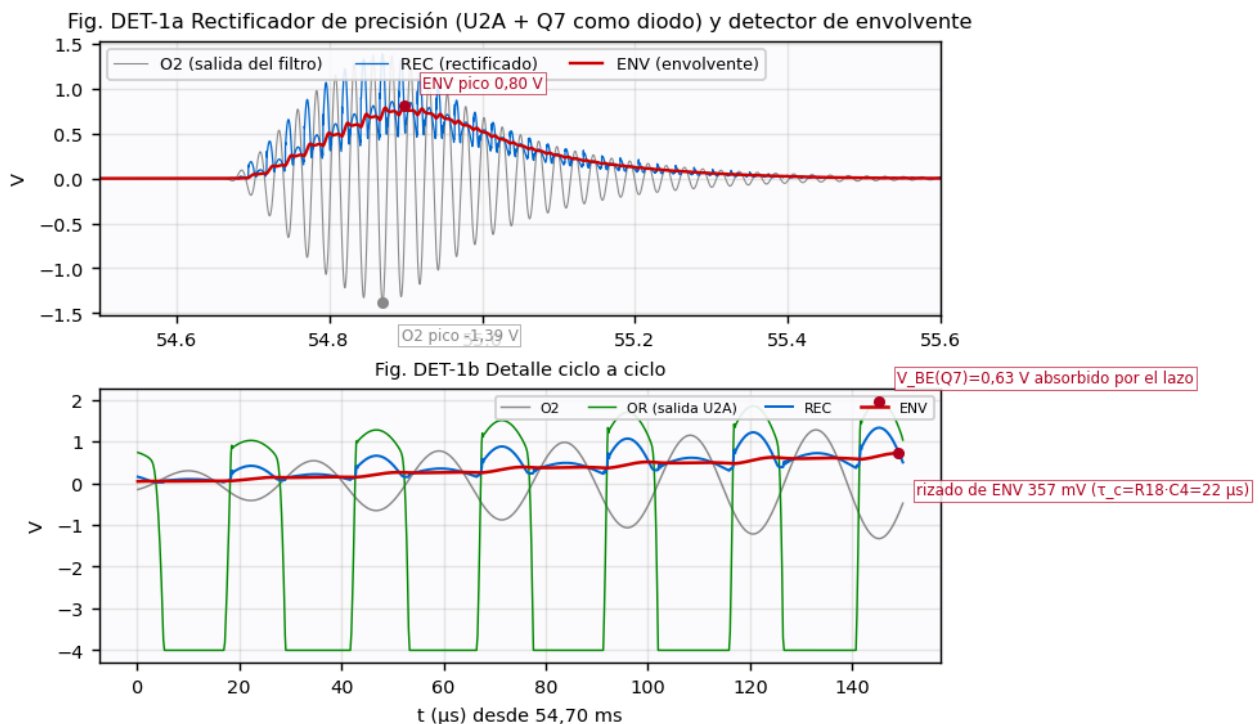


Fig. DET-0 Arquitectura del bloque de detección (Mermaid): el camino de la envolvente hacia ECHO, el de la portadora hacia ZC y la rampa TVG gobernada por GP6.



El detalle de la figura DET-1b muestra un comportamiento que conviene conocer: durante los semiciclos bloqueados, la salida del operacional cae hasta la saturación negativa (-4 V) porque el lazo está abierto. Cada semiciclo el amplificador tiene que recorrer esos 4 V antes de volver a conducir, lo que a 40 kHz consume una fracción apreciable del semiperíodo. Con el NE5532, cuya velocidad de subida es de 9 V/ μ s, basta con 0,45 μ s y el efecto es tolerable, pero con un operacional lento la rectificación se degradaría seriamente. Añadir un segundo diodo desde la salida al nodo inversor (rectificador de precisión clásico de dos diodos) eliminaría el problema por completo.

6.2 Ganancia variable en el tiempo (TVG)

El eco de un objeto a 15 cm es unas 60 veces mayor que el de uno a 1,2 m. Un umbral fijo o bien seria demasiado alto para los objetos lejanos o bien dispararia con los ecos parasitos cercanos. La solucion adoptada es hacer que el umbral decrezca con el tiempo, siguiendo aproximadamente la ley de atenuacion.

El funcionamiento depende de un detalle de firmware que conviene subrayar: el GPIO de TVG **debe cambiar de modo**. Durante la emision se configura como salida a nivel alto y carga C5 a traves de R23 (220 ohm) hasta 3,3 V, lo que hace que el umbral sea altisimo y ciega al detector mientras el emisor esta radiando. Terminado el blanking, el pin se reconfigura como entrada, en alta impedancia, y C5 se descarga por R24 (3 M) y R25 (220 k) en paralelo, con tau = 2,05 ms, hasta un suelo de $3,3 \cdot R25 / (R24 + R25) = 0,225 \text{ V}$. Si el firmware dejara el pin como salida a nivel bajo, el umbral caeria a cero de inmediato y el sistema dispararia con el ring-down del propio emisor.

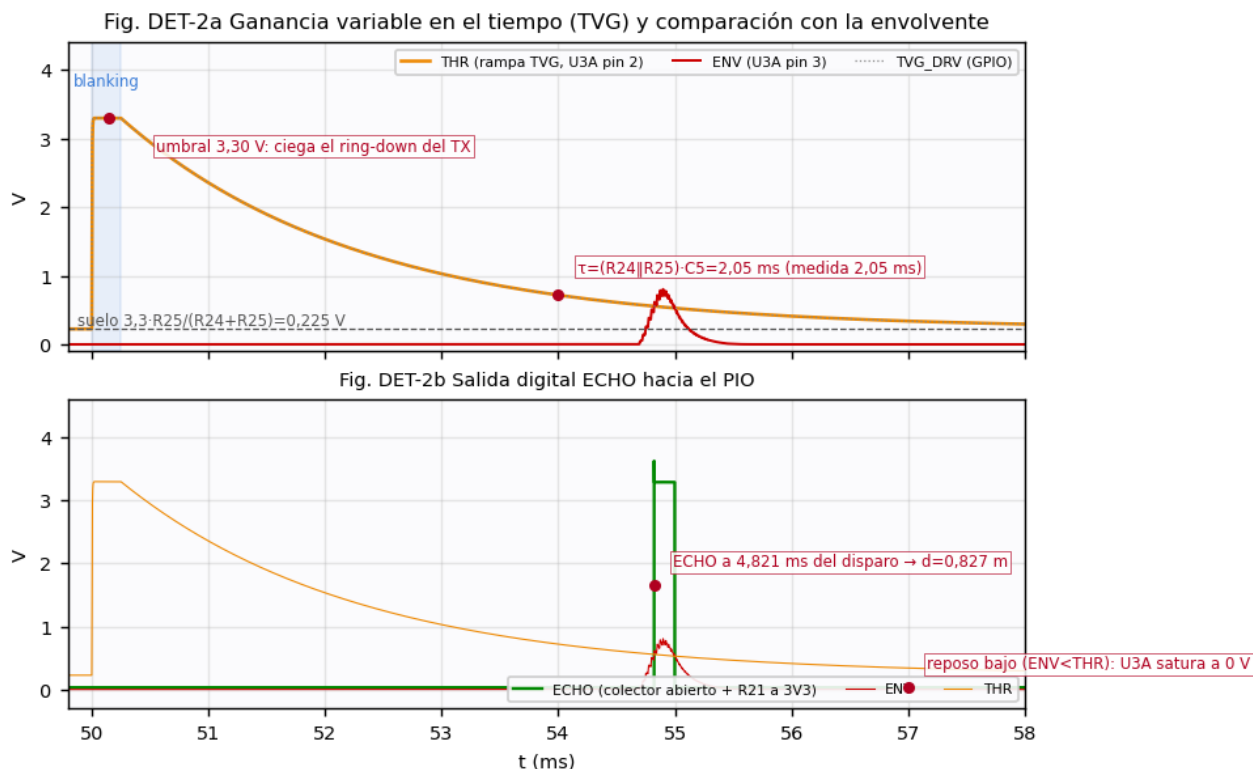


Fig. DET-2 (a) Rampa TVG comparada con la envolvente, con la ventana de blanking sombreada y la constante de tiempo medida. (b) Salida digital ECHO.

La constante de tiempo medida coincide con la teorica. El comparador U3A tiene la envolvente en la entrada no inversora y el umbral en la inversora, de modo que **ECHO esta en nivel bajo en reposo y sube a 3,3 V cuando se detecta el eco**; el PIO debe esperar un flanco de subida. R20 (1 Mohm) desde la salida a la entrada no inversora aporta una pequena histeresis que evita las conmutaciones multiples cuando la envolvente cruza el umbral lentamente. En este ejemplo el flanco se produce a 4,821 ms, lo que corresponde a 0,827 m.

6.3 Comparador de cruce por cero

La medida por envolvente tiene una incertidumbre del orden de un ciclo completo, unos 8 mm. Para afinar, la senal filtrada se lleva tambien a un segundo comparador a traves de C6 (100 nF) y del divisor R26-R27, que la atenúa a un 23 %% y la referencia a VREF = 2,5 V, obtenida del divisor R28-R29 y desacoplada por C7. U3B entrega asi una onda cuadrada sincronizada con la portadora de 40 kHz. El firmware puede usar el primer cruce por cero posterior al flanco de ECHO para resolver la fase dentro del ciclo.

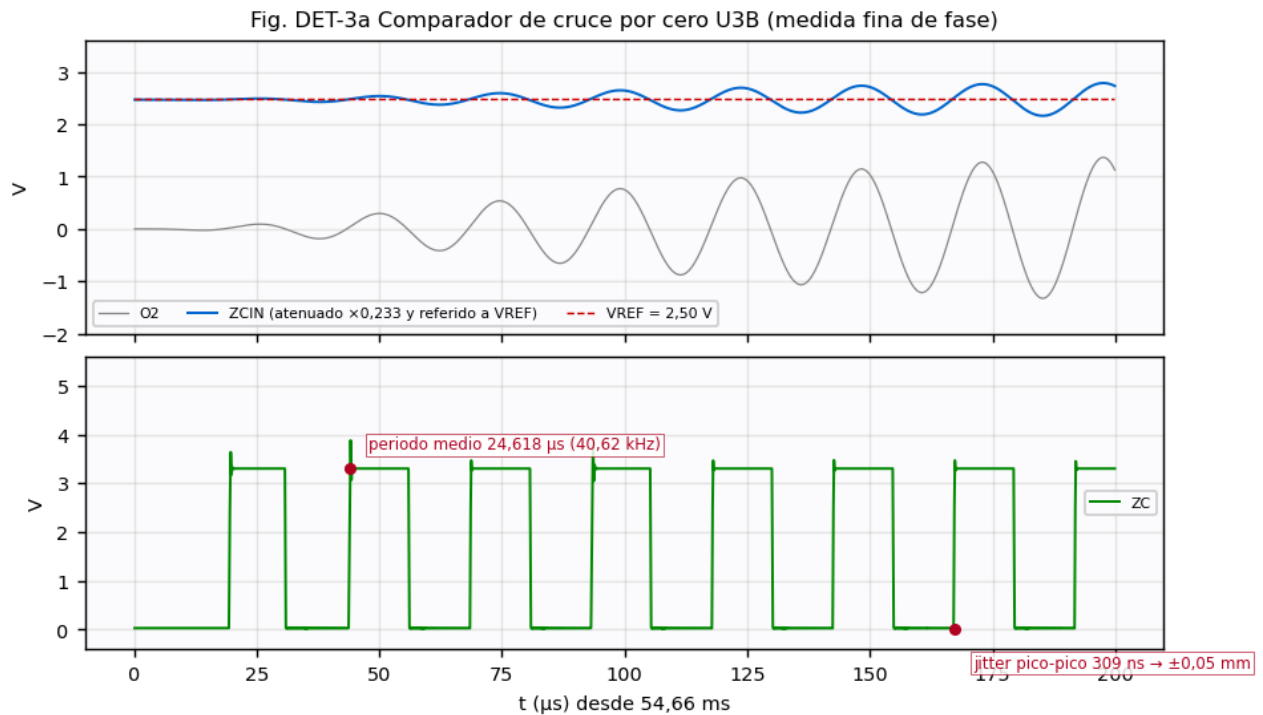


Fig. DET-3 (a) Señal filtrada, señal atenuada y referencia. (b) Salida ZC con el periodo medio y el jitter medidos.

El periodo medio es de 24,62 μ s, es decir 40,62 kHz, y el jitter de pico a pico durante el paso del eco es de 309 ns. Ese jitter no es ruido: procede del desplazamiento de fase que sufre la señal al atravesar el filtro mientras su amplitud cambia rapidamente, y equivale a unos 0,05 mm. Es el limite practico de resolucio de la tecnica de cruce por cero en este montaje.

6.4 Arranque del bloque de deteccion

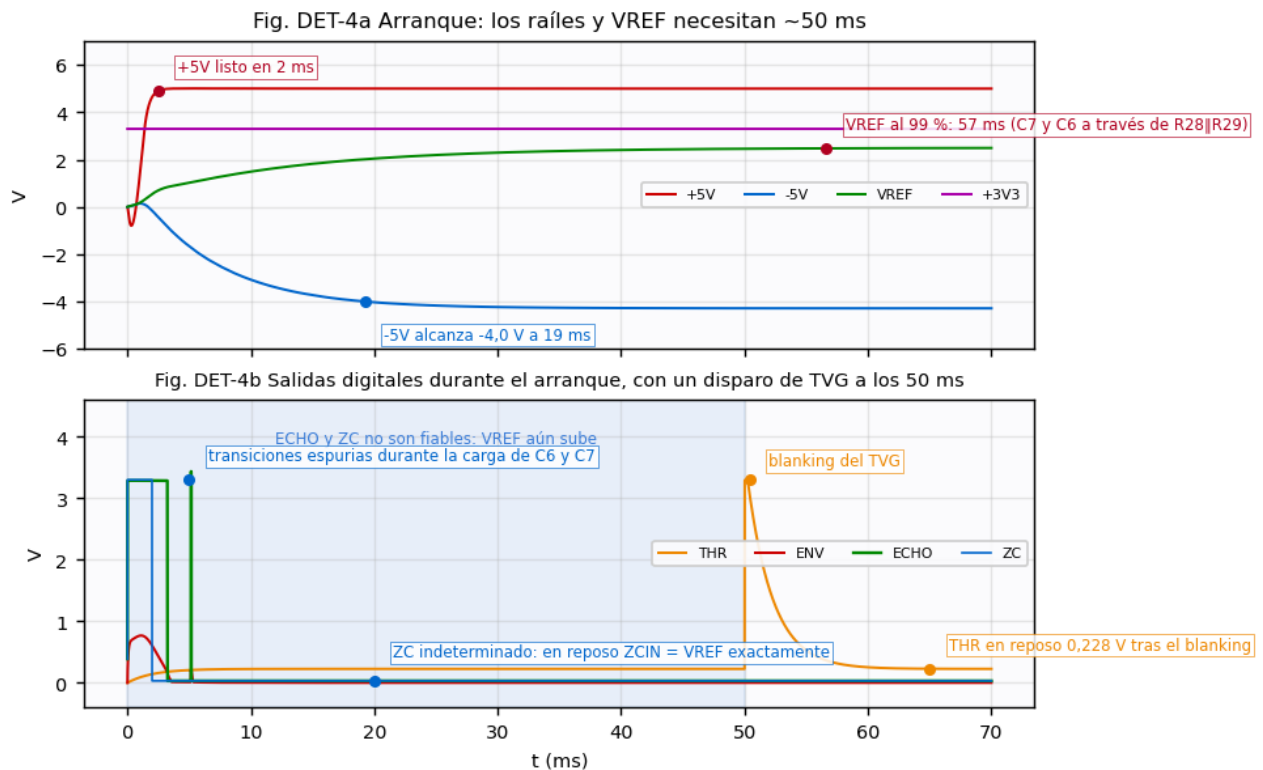


Fig. DET-4 (a) Establecimiento de todos los nodos del bloque desde el encendido. (b) Estado de las salidas digitales durante ese transitorio.

VREF necesita 57 ms para alcanzar el 99 % de 2,5 V. La resistencia equivalente del divisor R28-R29 es de 50 k y tiene que cargar C7 (100 nF) y, a traves de R27 y R26, tambien C6 (100 nF); a eso se suma que el rail negativo tarda unos 19 ms en asentarse. Durante ese transitorio aparecen transiciones espurias en ambas salidas digitales, claramente visibles

en la figura, de modo que el firmware debe ignorar ECHO y ZC durante los primeros 50 ms tras el encendido.

Hay ademas un detalle sutil en el comparador de cruce por cero: en reposo ZCIN vale exactamente VREF, porque el unico camino de continua hasta ese nodo es R27, y C6 bloquea la componente continua de O2. Con las dos entradas a la misma tension la salida de U3B queda indeterminada y basta un ruido de microvoltios para hacerla conmutar. No afecta a la medida, ya que solo importan los cruces durante el paso del eco, pero conviene que el firmware no interprete esas conmutaciones de reposo como senal. Anadir unos milivoltios de disequilibrio al divisor, o una resistencia de histeresis de valor alto desde la salida a la entrada no inversora, dejaria un estado de reposo definido.

7. Fuentes de ruido y su efecto sobre las prestaciones

Se han estudiado por separado las cuatro fuentes que pueden degradar la deteccion: el ruido termico de la electronica (capitulo 5), el rizado de la alimentacion, el ruido acustico ambiente y la diafonia entre la emision y la recepcion.

7.1 Rizado de la alimentacion

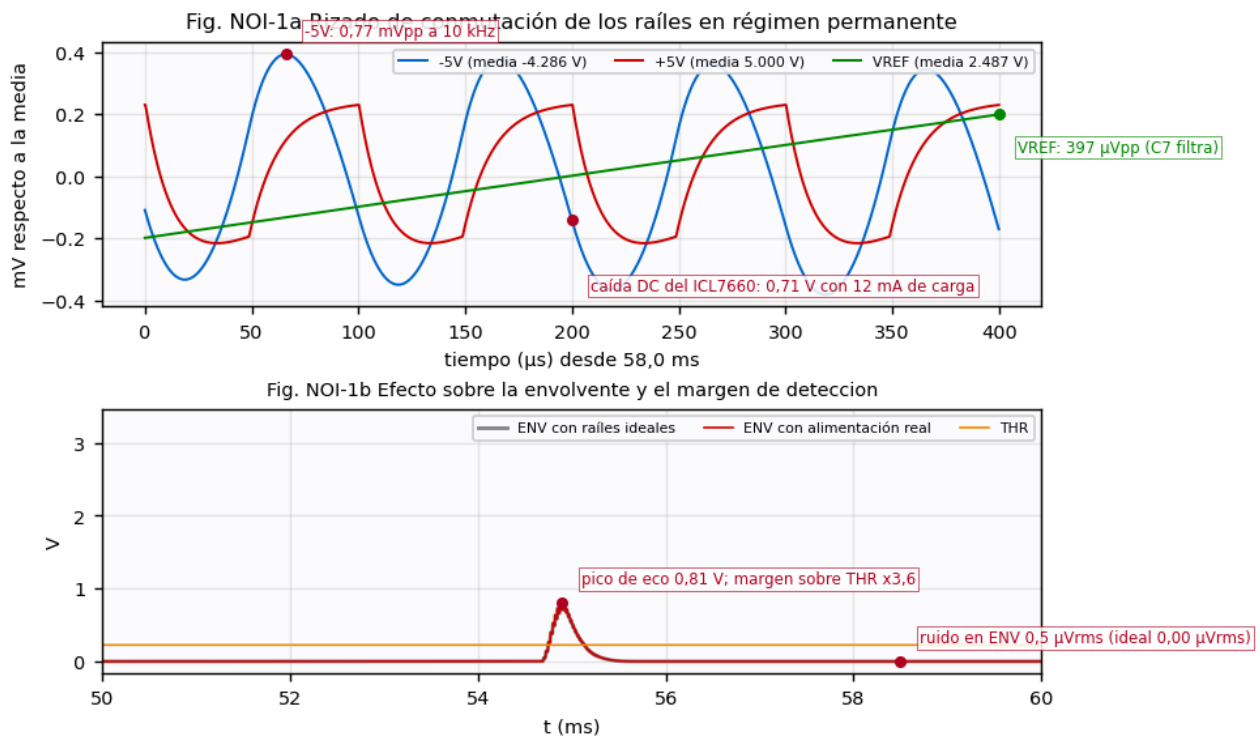


Fig. NOI-1 (a) Rizado de conmutación de los tres nodos criticos en regimen permanente, representado como desviacion respecto a su valor medio. (b) Envolvente obtenida con railes ideales y con la alimentacion real.

En regimen permanente el rizado a 10 kHz que llega al rail de -5 V es de solo 0,77 mVpp y en VREF queda por debajo del microvoltio, gracias a C7. La envolvente obtenida con la alimentacion real es indistinguible de la obtenida con railes ideales: el ruido anadido es de 0,5 microvoltios eficaces frente a un pico de eco de 0,81 V, es decir, mas de 100 dB de margen. **El rizado de la bomba de carga no es un problema para la deteccion**, siempre que se conserve la red R32-C12.

Lo que si importa de la alimentacion es la caída continua del rail negativo comentada en el capitulo 2.

7.2 Ruido acustico ambiente

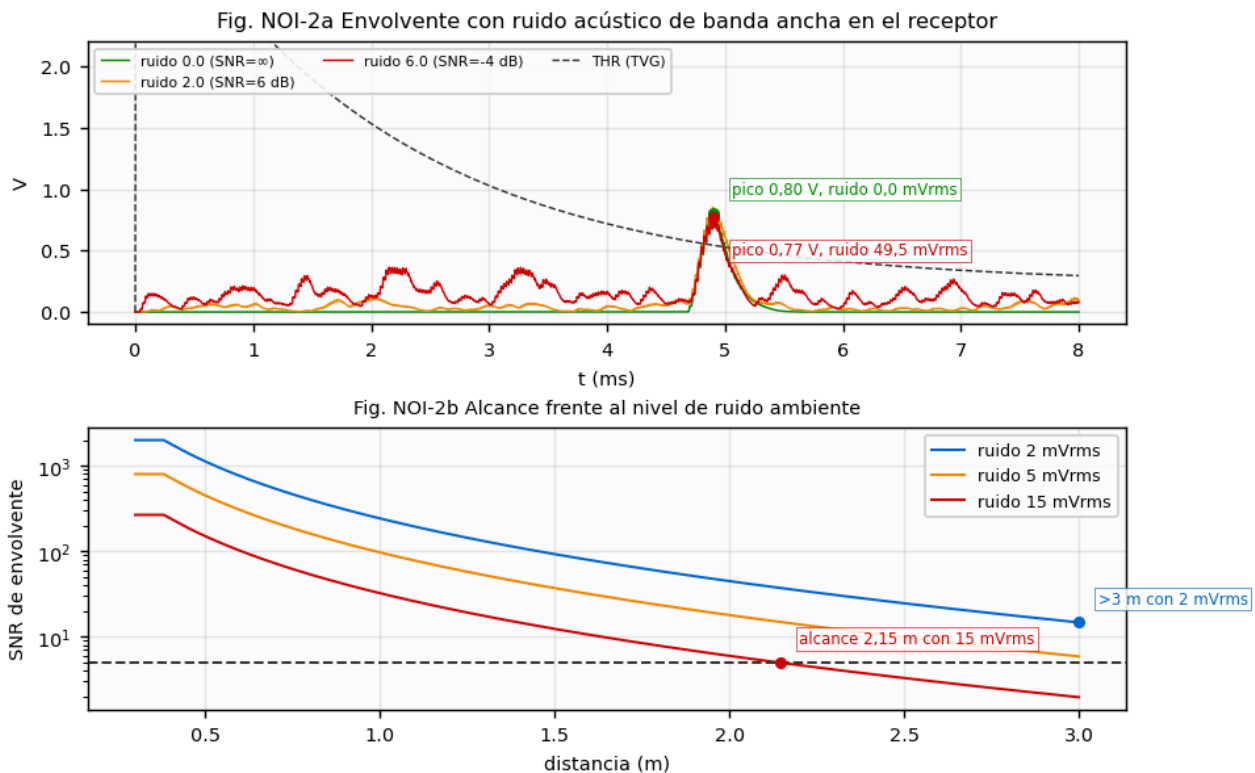


Fig. NOI-2 (a) Envoltura con distintos niveles de ruido acústico de banda ancha inyectado en el receptor. (b) Relación señal-ruido de la envoltura frente a la distancia para tres niveles de ruido.

El ruido acústico se ha modelado como una fuente aleatoria de banda ancha aplicada al puerto acústico del receptor. Con un ruido que produce 2,8 mV eficaces en la envoltura, el eco de 0,80 V sigue siendo perfectamente distinguible. Con niveles altos, del orden de 68 a 99 mV eficaces en la envoltura, la situación cambia: el ruido se acerca al suelo del TVG (0,225 V) y aparecen falsas alarmas antes de que llegue el eco verdadero.

El panel (b) muestra el compromiso de forma cuantitativa: para conservar una relación señal-ruido de 5 (14 dB), que es el mínimo razonable para una detección fiable, el alcance cae de forma inversamente proporcional a la raíz cuadrada del nivel de ruido. Ambientes con maquinaria, aire comprimido o frenos neumáticos, que radian energía significativa en ultrasonidos, reducirán el alcance útil de forma apreciable. La defensa más eficaz no es electrónica sino de firmware: promediar varios pings consecutivos, ya que el eco es coherente entre disparos y el ruido no.

7.3 Diafonía entre emisión y recepción

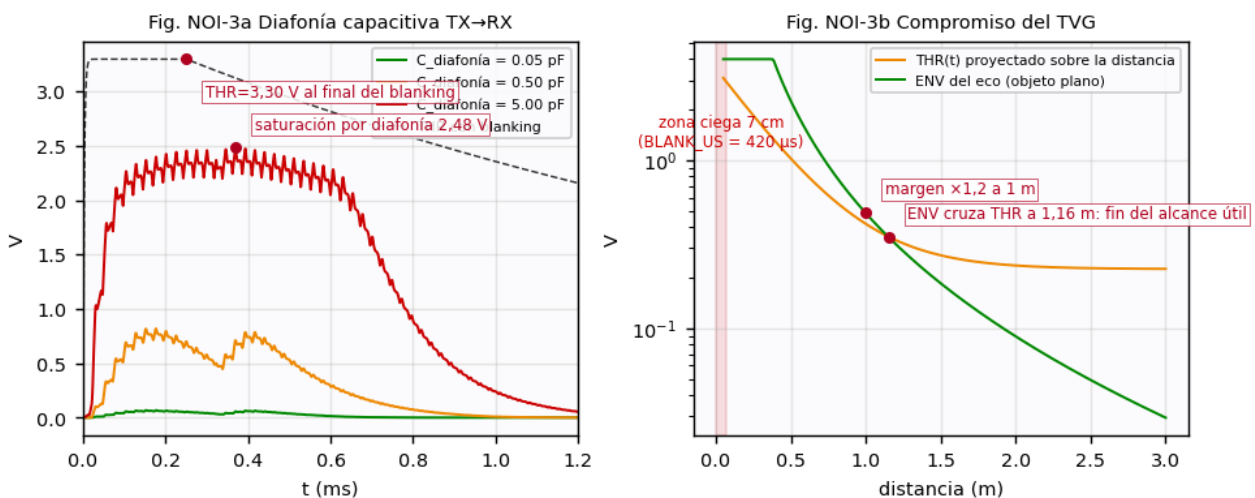


Fig. NOI-3 (a) Envoltura para tres valores de capacidad parasita entre la salida del puente en H y la entrada del receptor. (b) Umbral TVG proyectado sobre la distancia, junto con la amplitud esperada del eco.

La entrada del receptor tiene una impedancia de 1 Mohm, de modo que basta con unas decimas de picofaradio de acoplamiento entre la pista de TX y la de RX para inyectar una señal comparable a un eco lejano. La simulación muestra que con 5 pF la entrada se satura por completo durante la emisión. Esto no impide la medida gracias al blanking del

TVG, pero si alarga el tiempo de recuperacion del amplificador y por tanto la zona ciega. En el trazado de la placa conviene separar fisicamente ambas cadenas, rodear la pista de RX con masa y no encaminar TX y RX en paralelo.

El panel (b) resume el compromiso fundamental del TVG. La zona ciega vale $c \cdot t_{\text{blanking}} / 2 = 7,2 \text{ cm}$ con los 420 μs de blanking del firmware. Por el otro extremo, la envolvente del eco cruza por debajo de la curva de umbral alrededor de 1,2 m, que es el alcance util con los valores actuales de R24, R25 y C5. Aumentar C5 alarga tau y extiende el alcance, pero tambien retrasa el momento en que el umbral baja lo suficiente y por tanto empeora la deteccion de objetos cercanos.

8. Simulacion del sistema completo

8.1 Un ciclo de medida completo

La figura SYS-1 recoge en un unico eje temporal todas las senales del instrumento, desde las salidas digitales del RP2040 hasta las entradas digitales de vuelta al RP2040, para un objeto situado a 0,80 m. Es la simulacion de la cadena completa: puente en H, transductor emisor con su modelo BVD, propagacion acustica con retardo y atenuacion reales, transductor receptor, amplificacion, filtrado, rectificacion, envolvente, TVG y ambos comparadores.

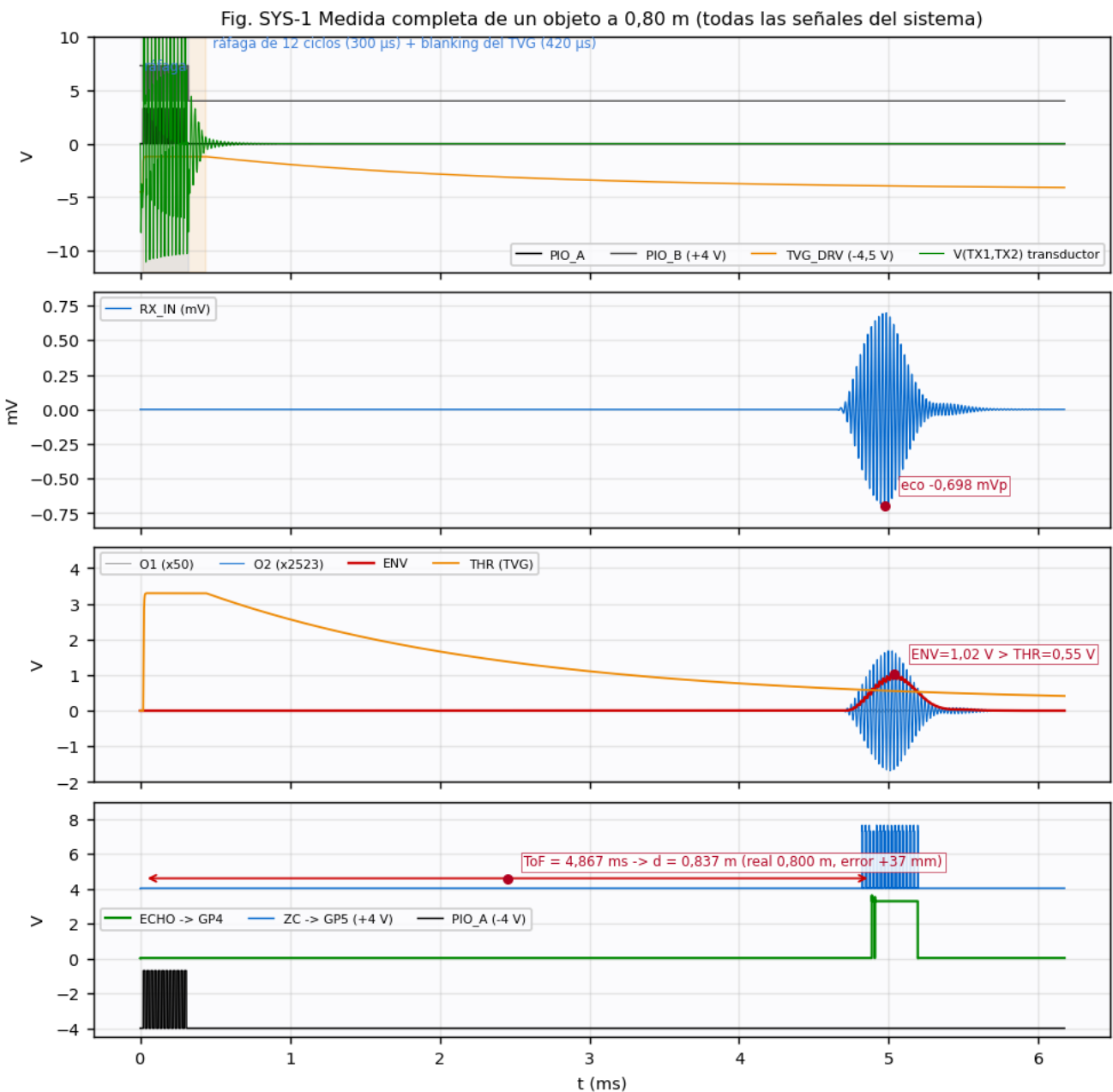


Fig. SYS-1 Ciclo completo de medida de un objeto a 0,80 m. De arriba a abajo: senales digitales de emision y tension en el transductor; eco en bornes del receptor; senales analogicas de la cadena de recepcion con la envolvente y el umbral; salidas digitales ECHO y ZC con la medida del tiempo de vuelo.

La secuencia es la siguiente. En $t = 20 \mu s$ el PIO lanza los 12 ciclos en contrafase y simultaneamente el GPIO de TVG pone el umbral en 3,3 V. El transductor recibe 11,2 V de pico y sigue oscilando otros 300 μs despues del ultimo flanco. El GPIO de TVG solo mantiene el umbral alto 20 μs y a partir de ahi el umbral decae, pero SM1 ignora ECHO durante 420 μs . El eco llega al receptor con una amplitud de 0,70 mV de pico, se amplifica hasta 1,7 V, su envolvente alcanza 1,02 V y cruza el umbral, que en ese instante vale 0,55 V. ECHO sube y el PIO detiene su contador: el tiempo de vuelo medido es de 4,867 ms, que corresponde a 0,837 m frente a los 0,800 m reales, es decir, un error de +37 mm.

8.2 Barrido de distancias y sesgo sistematico

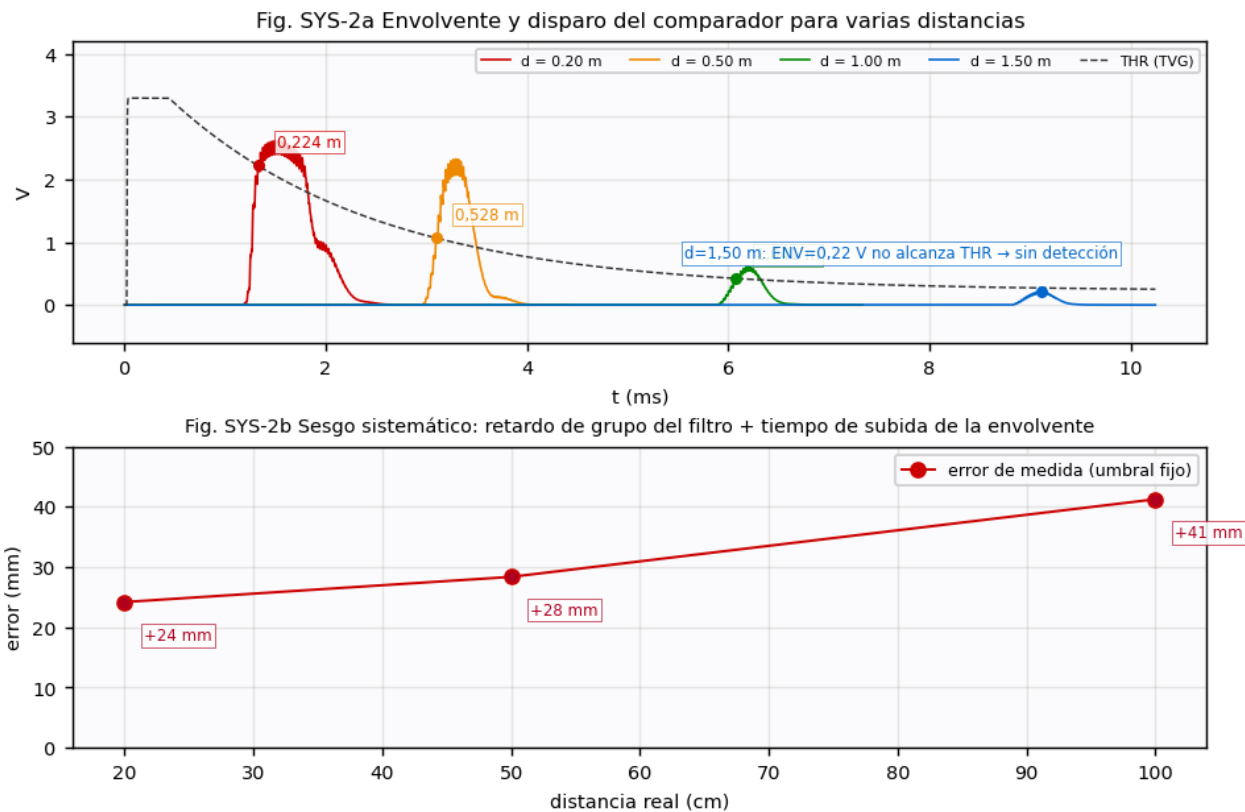


Fig. SYS-2 (a) Envolventes y disparos del comparador para cuatro distancias, con la curva de umbral superpuesta. (b) Error de la medida frente a la distancia real.

Distancia real	Distancia medida	Error	Observaciones
0,20 m	0,224 m	+24 mm	la envolvente satura y se deforma
0,50 m	0,528 m	+28 mm	zona de trabajo optima
0,80 m	0,837 m	+37 mm	zona de trabajo optima
1,00 m	1,041 m	+41 mm	margen sobre el umbral ya escaso
1,50 m	no detectado	-	ENV = 0,22 V no alcanza THR = 0,27 V

El error es siempre positivo y crece lentamente con la distancia. Tiene tres contribuciones identificables: el retardo de grupo del filtro MFB (44 μs , unos 8 mm), el tiempo que tarda la envolvente en subir desde cero hasta cruzar el umbral (que depende del ring-up de ambos transductores y crece cuando la señal es debil respecto al umbral) y la constante de carga de C4. Al ser sistematico y monotono, se corrige bien en el firmware con una tabla o un polinomio de dos terminos; alternatively, usar el primer cruce por cero posterior a ECHO en lugar del propio flanco de ECHO elimina la mayor parte del sesgo.

Hallazgo. El alcance util con los valores actuales es de aproximadamente **1,2 m**, no por falta de señal (la relacion señal-ruido a 1,5 m sigue siendo superior a 40 dB) sino porque la curva de umbral del TVG decae mas despacio que el eco. Aumentar C5 de 10 nF a 22 nF, o bien reducir R25 a 100 k para bajar el suelo del umbral a 0,11 V, extiende el alcance hasta unos 2 m sin tocar nada mas.

8.3 Arranque del sistema completo

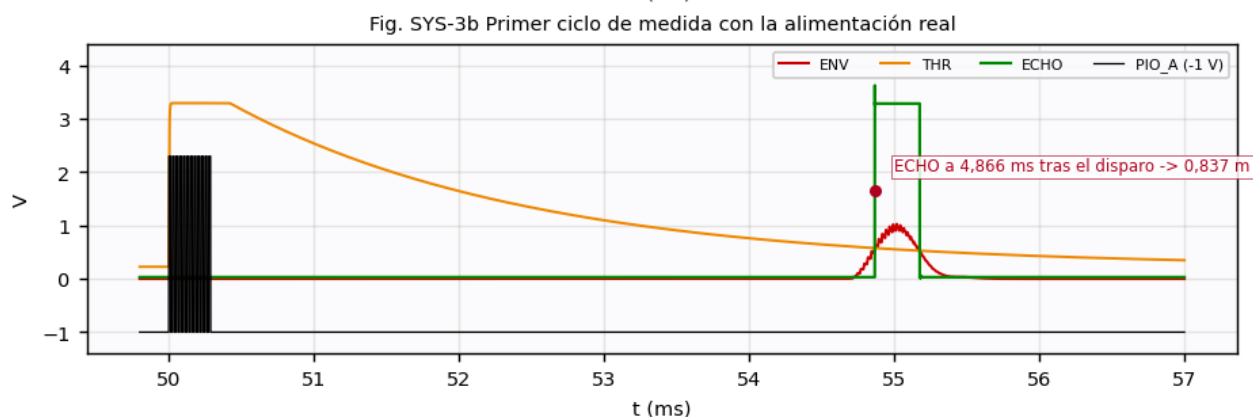
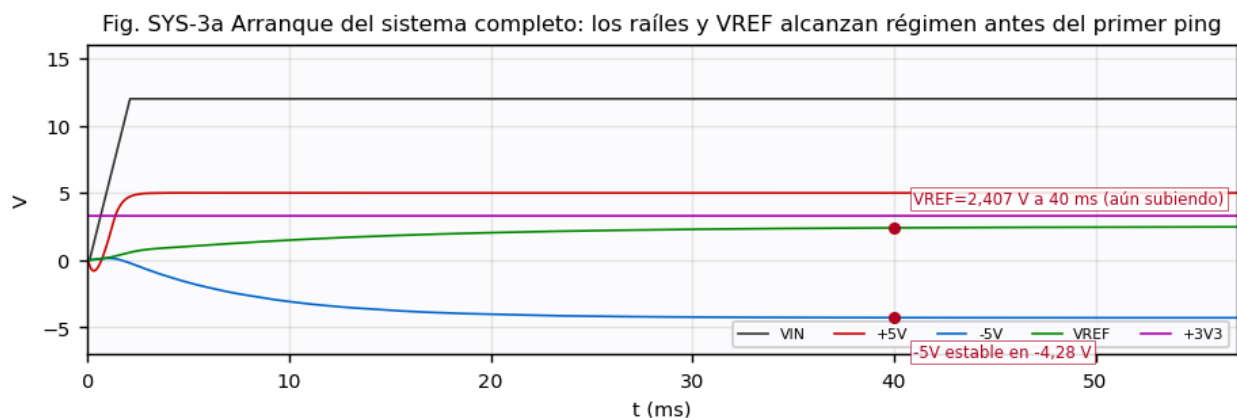


Fig. SYS-3 (a) Establecimiento de todos los raíles y de VREF desde el encendido, con el primer ping lanzado a los 50 ms. (b) Detalle de ese primer ciclo de medida con la alimentación real.

Esta simulación parte de todos los condensadores descargados y de VIN subiendo en rampa, e incluye la electrónica completa alimentada por el L7805 y el ICL7660 reales. Confirma la conclusión de los capítulos anteriores: el +5 V está listo en 2 ms, pero el rail negativo tarda unos 25 ms en estabilizarse en -4,29 V y VREF sigue subiendo después de 40 ms. Con el ping lanzado a los 50 ms, la medida se completa correctamente y da 0,837 m, idéntica a la obtenida con raíles ideales, lo que demuestra que la alimentación no introduce error una vez establecida.

La recomendación para el firmware es directa: esperar 50 ms tras el encendido, descartar la primera medida y no repetir pings a más de 50 Hz para que la envolvente y el TVG se recuperen por completo entre disparos.

9. El firmware: PIO, máquina de estados y algoritmo de medida

9.1 Por qué hacen falta tres máquinas de estado

El firmware es MicroPython, pero nada crítico ocurre en Python. Las tres tareas con requisitos de tiempo estricto se delegan en el PIO del RP2040, que es un conjunto de pequeños procesadores deterministas: cada instrucción dura exactamente un ciclo de reloj. Con el sistema a 125 MHz, un ciclo son 8 ns.

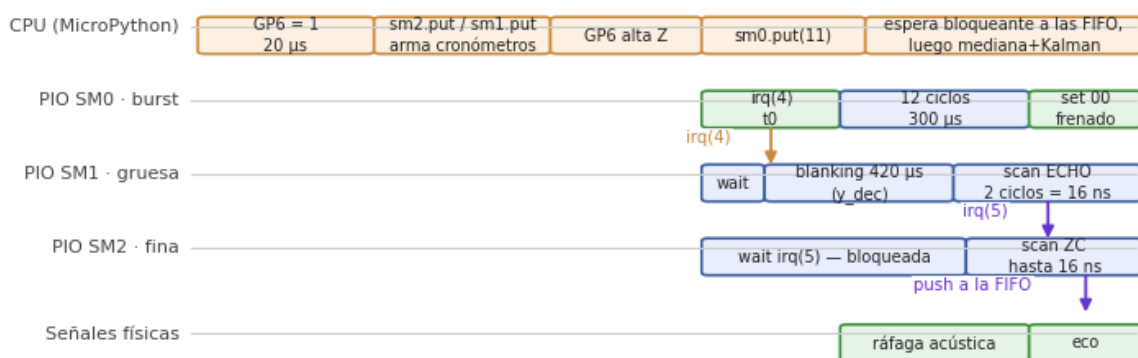
Maquina	Programa	Reloj	Funcion
SM0	pio_burst	2 MHz	genera los 12 ciclos de 40 kHz en GP2 y GP3 en antifase y emite irq(4) como marca de tiempo t0
SM1	pio_echo	125 MHz	descuenta la ventana de blanking y después cronometra hasta que ECHO (GP4) se pone alto
SM2	pio_zc	125 MHz	disparada por irq(5) desde SM1, cronometra hasta el primer cruce por cero en ZC (GP5)

La elección de 2 MHz para SM0 no es casual: $125 \text{ MHz} / 2 \text{ MHz} = 62,5$ exacto, y el divisor del PIO admite fracciones de $1/4$, de modo que la frecuencia de emisión no arrastra ningún error. Cada semiciclo se construye con `set(pins, 0b01)` [24], es decir, la instrucción más 24 ciclos de retardo: 25 ciclos a 2 MHz son 12,5 us exactos, y el semiciclo opuesto usa 23 de retardo porque el `jmp` del bucle aporta el ciclo que falta. El periodo resultante es de 25,000 us.

En SM1 y SM2 el bucle de cuenta son dos instrucciones, `jmp(pin)` y `jmp(x_dec)`, de manera que cada decremento cuesta 2 ciclos, esto es 16 ns. Eso es lo que fija la resolución bruta: 16 ns equivalen a 2,7 μm de distancia, tres órdenes de magnitud por debajo de lo que limita la electrónica analógica. La resolución nunca es el problema en este sistema; lo es la *exactitud*, como se verá enseguida.

Secuencia temporal: CPU, tres máquinas PIO y señales físicas

las tres SM se sincronizan por IRQ, sin intervención de la CPU en el camino crítico



La CPU solo interviene antes del disparo y después de que las FIFO tengan los dos valores: toda la medida de tiempo ocurre en el PIO con resolución de 16 ns y sin jitter de interrupción.

Fig. FW-0 Secuencia de arranque y de medida entre la CPU y las tres máquinas PIO (Mermaid). Notese que SM1 y SM2 se arman antes de lanzar el burst: ambas quedan bloqueadas en su instrucción wait, de modo que el instante t_0 es común y no depende de la latencia de Python.

9.2 Máquina de estados de la aplicación

Por encima del PIO, la clase `Rangefinder` implementa un ciclo de medida periódico de 60 ms. El periodo se elige mayor que el doble del timeout de 25 ms para que los ecos de reverberación de un disparo se hayan extinguido antes del siguiente.

Máquina de estados del firmware (clase `Rangefinder`)

un ciclo completo dura $period_ms = 60$ ms; el temporizador de guarda cierra todos los caminos

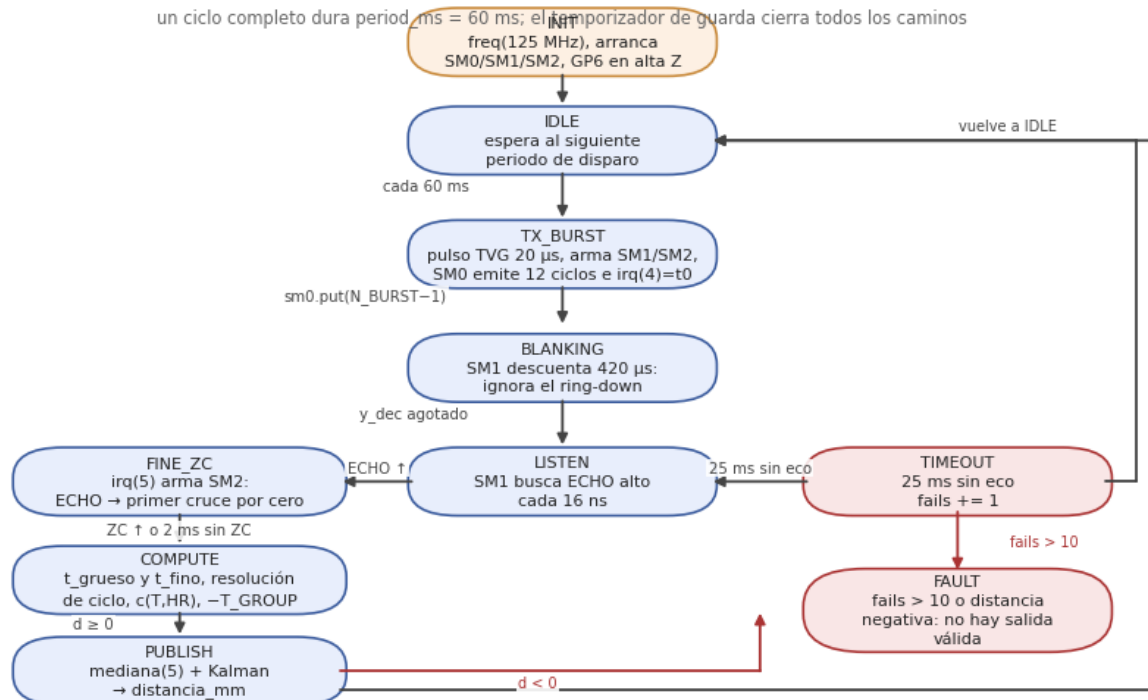
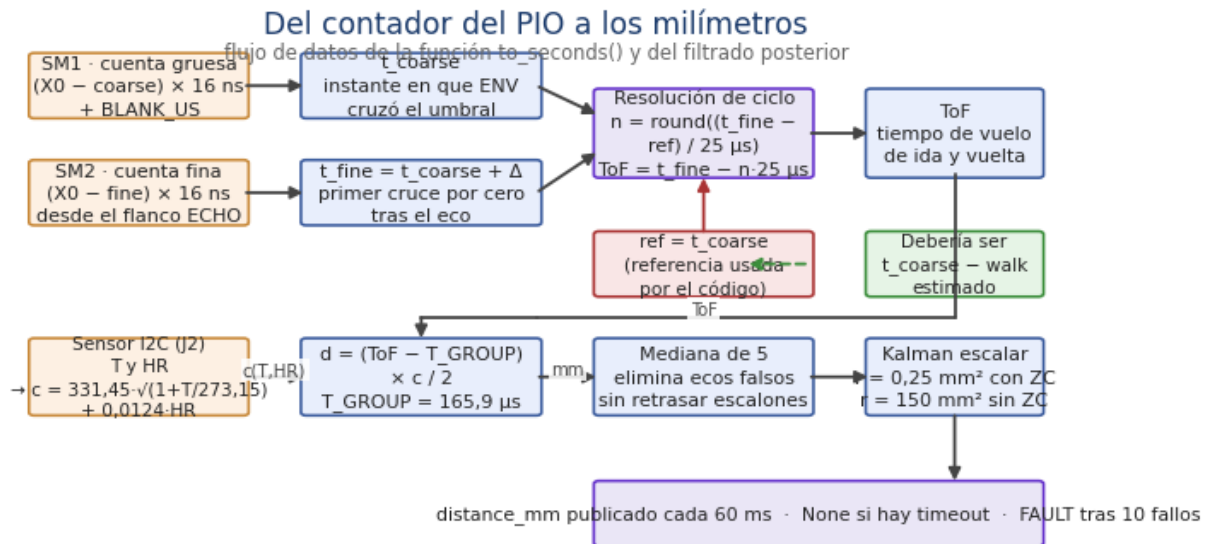


Fig. FW-5 Máquina de estados del firmware (Mermaid). Los estados sombreados en el código como `S_BLANK` y `S_LISTEN` no consumen CPU: transcurren dentro del PIO mientras la CPU espera en la FIFO.

9.3 Del contador de PIO a los milímetros



El bloque rojo es el punto débil: usar t_{coarse} en bruto como referencia hace que la información fina se pierda (capítulo 9.6)

Fig. FW-6 Flujo de datos desde las dos cuentas de PIO hasta la distancia publicada (Mermaid). En rojo el punto en que el algoritmo pierde la información fina.

La conversión tiene tres pasos. Primero, las cuentas se convierten en tiempo: la cuenta gruesa arranca tras el blanking, de modo que $t_{coarse} = \text{BLANK_US} + (X0 - \text{coarse}) \times 16 \text{ ns}$, y la fina se suma a ella. Segundo, se resta T_GROUP_US , que representa todo el retardo fijo de la cadena analógica. Tercero, se multiplica por $c(T, HR)/2$, con la fórmula de Cramer alimentada por el sensor I2C.

El filtrado final combina dos etapas de naturaleza distinta. La mediana deslizante de cinco muestras elimina los valores aislados producidos por ecos falsos o por multirayecto sin retrasar los escalones, porque una mediana no promedia. El filtro de Kalman escalar que le sigue alisa el ruido restante, y su parámetro r se conmuta según la calidad de la medida: $0,25 \text{ mm}^2$ cuando hay cruce por cero válido y 150 mm^2 cuando solo hay medida gruesa. Es una forma elegante de decirle al filtro cuánto debe fiarse de cada muestra.

9.4 Simulación del firmware sobre el hardware real

Todas las simulaciones de este apartado usan ya los parámetros del firmware: 12 ciclos, frenado activo al terminar, blanking de 420 us y la rampa TVG liberada justo antes del disparo, tal y como hace `fire()`.

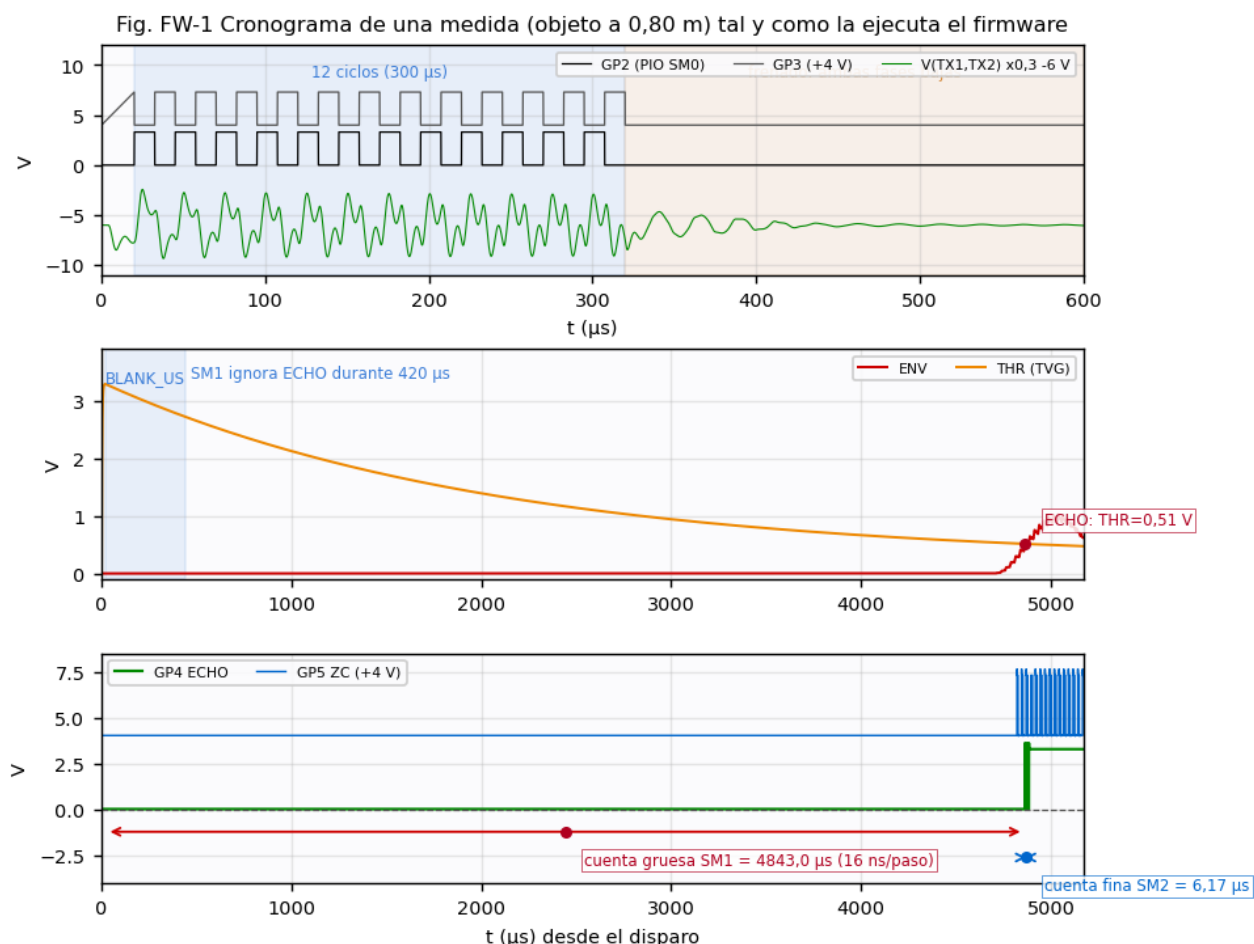


Fig. FW-1 Cronograma completo de una medida de un objeto a 0,80 m. Arriba, la rafaga y el frenado en detalle. En el centro, envolvente y umbral en toda la ventana de escucha. Abajo, las dos senales digitales de vuelta al PIO con las dos cuentas marcadas.

La medida gruesa da 4843,0 μ s y la fina anade 6,17 μ s. El eco cruza el umbral cuando este vale 0,51 V, muy por encima del suelo de 0,225 V, de modo que a esta distancia el TVG trabaja en su zona util.

9.5 El «walk»: el termino que realmente limita la exactitud

El comparador de envolvente dispara cuando ENV supera THR. Como la envolvente tarda en subir y su amplitud depende fuertemente de la distancia, el instante de disparo llega tarde, y llega *mas* tarde cuanto mas debil es el eco. Ese retardo dependiente de la amplitud es lo que en instrumentacion se llama *walk*, y es el error dominante de cualquier detector de umbral.

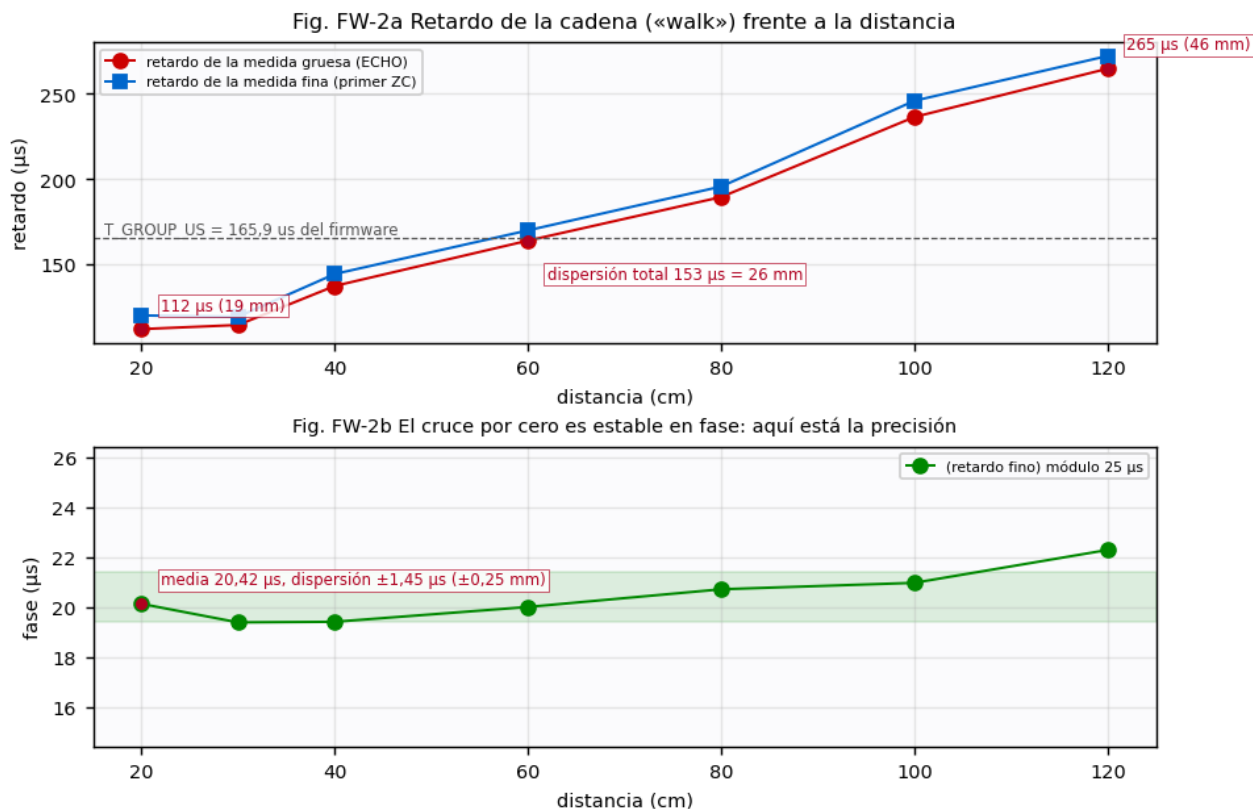


Fig. FW-2 (a) Retardo de la medida gruesa y de la fina frente a la distancia, con la constante T_GROUP_US del firmware superpuesta. (b) El mismo retardo fino tomado modulo 25 us, es decir, la fase de la portadora en el instante del cruce por cero.

El walk medido va de 112 us a 265 us entre 0,20 y 1,20 m: una dispersion de 153 us, equivalente a 26 mm. La constante $T_GROUP_US = 165,9$ us del codigo corresponde al valor del walk a unos 0,60 m, de modo que restarla centra el error pero deja un residuo de mas menos 76 us, esto es, unos mas menos 13 mm. **Ninguna constante puede corregir un termino que varia con la amplitud.**

El panel (b) demuestra por que la idea de las dos escalas es correcta. Si se toma el retardo de la medida fina modulo el periodo de la portadora, el resultado es 20,42 us con una dispersion de solo mas menos 1,45 us, es decir, mas menos 0,25 mm. La fase del cruce por cero es estable porque no depende de la amplitud, exactamente como afirma la documentacion del codigo. Toda la precision del instrumento esta ahi; el problema es como llegar a ella.

9.6 Un error en la desambiguacion de ciclo

La funcion `to_seconds()` resuelve la ambigüedad de ciclo asi:

```
ref = t_coarse
n = round((t_fine - ref) / T_CARRIER)
return t_fine - n * T_CARRIER, True
```

Pero SM2 arranca en el instante del disparo grueso, de modo que por construccion $t_fine - t_coarse$ es el tiempo hasta el siguiente cruce por cero, un valor comprendido entre 0 y 25 us. La division da siempre 0 o 1 y el resultado queda encerrado en mas menos medio ciclo alrededor de t_coarse . Dicho de otro modo: **el algoritmo devuelve la medida gruesa cuantizada a la rejilla de cruces por cero, y la informacion fina se pierde.** El error final sigue siendo el walk completo, 153 us de dispersion, y no los 1,45 us que permitiria la fase.

Para que la desambiguacion funcione, la referencia no puede ser el instante grueso en bruto, sino una estimacion del tiempo de vuelo verdadero, es decir, el instante grueso ya corregido del walk. Y el error de esa estimacion debe ser menor que medio ciclo, 12,5 us, o se elegira el ciclo equivocado y aparecera un salto de 4,3 mm.

9.7 Como medir el walk con el hardware actual

Hace falta, entonces, un observable proporcional a la amplitud del eco, y resulta que el hardware ya lo entrega sin anadir un solo componente: **el tiempo que ECHO permanece alto.** Cuanto mayor es el eco, antes cruza el umbral y mas tarde vuelve a bajar, de modo que la anchura del pulso ECHO es una medida directa de la relacion entre la amplitud del eco y el umbral en ese instante.

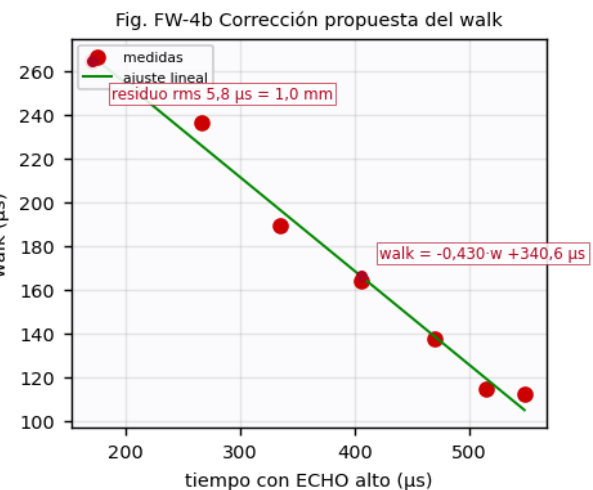
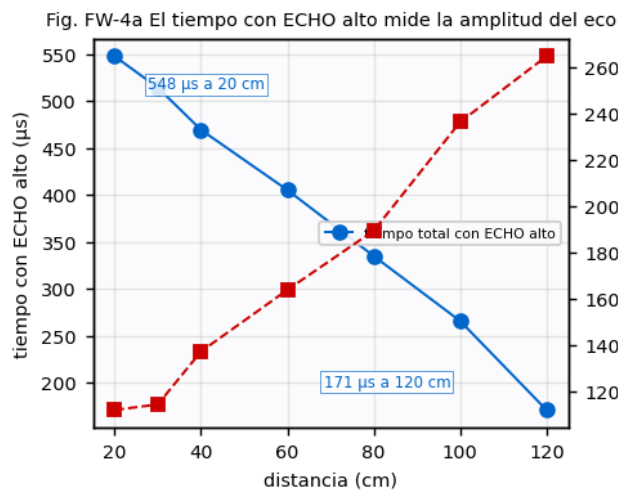


Fig. FW-4 (a) Tiempo total con ECHO en alto frente a la distancia, con el walk superpuesto. (b) El walk representado frente a ese tiempo, con el ajuste lineal y su residuo.

La relación es prácticamente lineal: $\text{walk} = -0,430 \times w + 340,6 \text{ us}$, con un residuo eficaz de solo 5,8 us, equivalentes a 1,0 mm. Es decir, midiendo la anchura de ECHO se puede predecir el walk con un error de un milímetro, muy por debajo del medio ciclo que exige la desambiguación. Con esa corrección, la cadena completa queda coherente: la medida gruesa corregida sitúa el ciclo correcto y la fase del cruce por cero aporta los más menos 0,25 mm.

Medir esa anchura es barato: basta una cuarta máquina de estados, o ampliar SM1 para que, tras el flanco de subida, cronometre también el de bajada y empuje dos valores a la FIFO. El código corregido sería:

```
W2WALK_A = -0.430e-6      # s de walk por segundo de anchura de ECHO
W2WALK_B = 340.6e-6      # termino independiente, en segundos

def to_seconds(self, coarse, fine, width):
    t_coarse = BLANK_US * 1e-6 + (self.X0 - coarse) * LOOP_TICKS * TICK
    walk = W2WALK_A * width + W2WALK_B      # walk estimado
    if fine is None:
        return t_coarse - walk, False
    t_fine = t_coarse + (self.X0 - fine) * LOOP_TICKS * TICK
    ref = t_coarse - walk      # estimacion del ToF verdadero
    n = round((t_fine - K_PHASE - ref) / T_CARRIER)
    return t_fine - K_PHASE - n * T_CARRIER, True
```

K_PHASE es la fase constante del cruce por cero medida en la figura FW-2b, 20,42 us. Con este cambio T_GROUP_US deja de ser necesaria como constante global: el retardo fijo queda absorbido en K_PHASE y el variable, en el término del walk.

9.8 La forma del umbral también influye

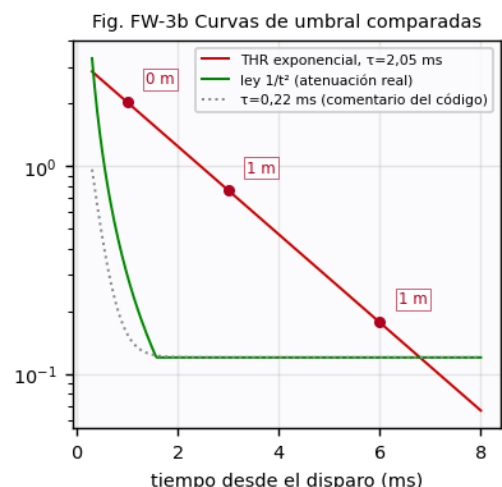
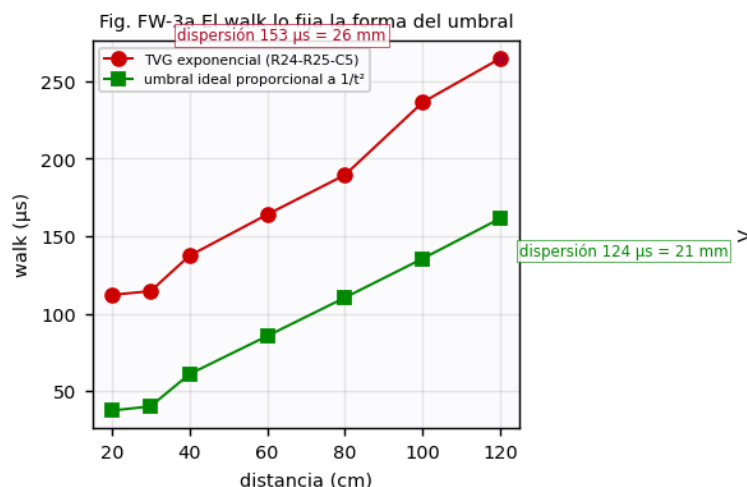


Fig. FW-3 (a) Walk obtenido con el TVG exponencial del esquema y con un umbral proporcional a $1/t^2$. (b) Las tres curvas de umbral comparadas, incluida la que sugiere el comentario del código.

Si el umbral siguiera exactamente la ley de atenuación del eco, el cruce se produciría siempre en el mismo punto relativo de la envolvente y el walk sería constante. Se ha simulado sustituyendo la rampa RC por un umbral proporcional a $1/t^2$:

la dispersion del walk baja de 153 a 124 us, una mejora real pero insuficiente por si sola, porque el resto lo impone el tiempo de subida de la envolvente, que son unos siete ciclos de portadora. La conclusion es que conviene hacer ambas cosas: dar al umbral una forma mas parecida a $1/t^2$ y, sobre todo, corregir el walk por software.

Hallazgo. El comentario del codigo describe la rampa TVG como «100k / 2n2», es decir, una constante de tiempo de 0,22 ms, mientras que el esquema tiene R24 = 3 M, R25 = 220 k y C5 = 10 nF, que dan 2,05 ms: un factor nueve. La figura FW-3b muestra las dos curvas. Con 0,22 ms el umbral caeria a su suelo antes de los 2 ms y el sistema seria muy sensible a falsas alarmas mas alla de 30 cm. Conviene decidir cual de las dos versiones es la buena y hacer que esquema, codigo y comentario coincidan.

9.9 Otras observaciones sobre el codigo

1. Las FIFO no se vacian tras un timeout. En pio_echo, cuando el contador x se agota el jmp(x_dec) no salta y la ejecucion cae en la etiqueta hit: la maquina emite igualmente irq(5) y empuja un valor. Con X0 = 0x3FFFFFF y 16 ns por paso, eso ocurre a los 67 ms, mientras que wait_echo() abandona a los 25 ms. El valor tardio queda en la FIFO y lo leera el siguiente ciclo de medida como si fuera suyo, produciendo una distancia falsa. Lo mismo ocurre con SM2 en el camino en que se agota el plazo de 2 ms. La solucion es reiniciar las tres maquinas al principio de fire():

```
for sm in (self.sm0, self.sm1, self.sm2):
    sm.active(0)
    while sm.rx_fifo():
        sm.get()          # descarta resultados tardios del ciclo anterior
    sm.restart()         # devuelve el PC al inicio del programa
    sm.active(1)
```

2. El estado publicado no es el real. La ultima linea de step() sobrescribe el estado con S_IDLE o S_FAULT antes de retornar, de modo que la traza de run() nunca muestra S_PUBLISH ni S_TIMEOUT. Es cosmetico, pero dificulta depurar; conviene guardar el estado alcanzado en una variable aparte antes de volver a reposo.

3. El timeout es mas corto que el alcance real. TIMEOUT_MS = 25 ms corresponde a 4,3 m, pero el capitulo 8 muestra que con los valores actuales del TVG la deteccion se pierde algo despues de 1,2 m. El timeout no es el limite; conviene no interpretarlo como el alcance del instrumento.

4. El arranque necesita mas espera. setup() configura el PIO y pasa inmediatamente a S_IDLE, y el primer disparo puede producirse a los pocos milisegundos del encendido. La figura DET-4 muestra que VREF tarda 57 ms en establecerse y el rail negativo unos 19 ms. Basta anadir una espera de 100 ms al final de setup() y descartar la primera medida.

5. Aciertos que conviene senalar. Armar SM1 y SM2 antes de lanzar SM0 es exactamente lo correcto: evita que la latencia impredecible de MicroPython se cuele en la base de tiempos. Usar irq(4) como t0 comun y encadenar SM2 desde SM1 con irq(5) elimina la CPU del camino critico por completo. Y conmutar la varianza del Kalman segun haya o no medida fina es la manera correcta de mezclar dos sensores de calidad distinta.

10. Resumen de resultados y recomendaciones

10.1 Cifras principales

Magnitud	Valor simulado	Donde
Tiempo de establecimiento del rail +5 V (95 %)	2,14 ms	PSU-1
Rail -5 V con la electronica conectada	-4,29 V	NOI-1a
Rizado de la bomba de carga, antes / despues del filtro	21,8 / 0,32 mVpp	PSU-2
Rechazo de rizado del +5 V a 100 Hz / 100 kHz	59 / 45 dB	PSU-3a
Corriente de entrada en regimen (carga tipica)	29,8 mA	PSU-1
Retardo GPIO a salida del semipuerto	32 ns	TX-1
Tension de pico en el TCT40 emisor	11,2 V	TX-2
Consumo en reposo del TX, original / corregido	362 / 0,8 mA	TX-4
Resonancia serie y paralelo del TCT40	39,59 / 42,38 kHz	TR-1a
Factor de calidad mecanico y constante de tiempo	20,0 / 175 us	TR-1b, TR-2
Ganancia total de la cadena de recepcion	x2523 (68,0 dB)	RX-1a
Frecuencia central y Q del filtro MFB	39,81 kHz / 5,8	RX-1a
Dispersion de f0 por tolerancias (1 sigma)	1,44 kHz (3,6 %)	RX-2
Deriva termica de la ganancia (-10 a +70 C)	0,036 dB	RX-3b
Ruido referido a la entrada a 40 kHz	4,0 nV/sqrt(Hz)	RX-4a
Ruido eficaz integrado, entrada / salida	0,42 uV / 1,07 mV	RX-4a
Constante de tiempo del TVG y suelo del umbral	2,05 ms / 0,225 V	DET-2a

Jitter del comparador de cruce por cero	309 ns (0,05 mm)	DET-3
Zona ciega (BLANK_US = 420 us)	7,2 cm	NOI-3b
Alcance util con los valores actuales	~1,2 m	SYS-2
Error sistematico de distancia	+24 a +41 mm	SYS-2b

10.2 Recomendaciones de hardware

- 1. Corregir la conduccion cruzada del pre-driver.** Cambiar R2 y R6 de 2k2 a 1 k y R4 y R8 de 1 k a 10 k. Es el cambio mas importante del documento: elimina 361 mA de consumo permanente por semipiente y el calentamiento asociado de Q2, Q3, Q5 y Q6.
- 2. Reforzar el rail negativo.** Subir C10 y C11 a 47 uF, o usar el pin BOOST del ICL7660 para elevar la frecuencia de conmutacion, recupera del orden de medio voltio de excursion en los operacionales.
- 3. Ampliar el alcance del TVG.** Con C5 = 22 nF, o R25 = 100 k, el umbral acompaña mejor a la atenuacion real y el alcance pasa de 1,2 m a cerca de 2 m.
- 4. Anadir el segundo diodo del rectificador.** Una segunda union base-emisor desde la salida de U2A al nodo inversor evita que el operacional recorra 4 V en cada semiciclo bloqueado.
- 5. Cuidar el trazado.** Menos de 1 pF entre las pistas de TX y RX basta para saturar la entrada. Separacion fisica, guarda de masa alrededor de RX_IN y retorno de masa del puente en H directo a C19.
- 6. El frenado activo no frena.** R9-L1 y R10-L2 aislan el transductor del cortocircuito que hacen Q3 y Q6, de modo que la constante de tiempo solo baja de 125 a 120 us. Para que el frenado sirviera habria que cortocircuitar TX1-TX2 despues de las inductancias, o reducir L1 y L2.

10.3 Recomendaciones de firmware

Estas recomendaciones se refieren al codigo revisado en el capitulo 9 y estan ordenadas por impacto sobre la exactitud de la medida.

- 1. Corregir la desambiguacion de ciclo.** Es el cambio que mas mejora el instrumento. Tal y como esta escrito, `ref = t_coarse` encierra el resultado a mas menos medio ciclo alrededor de la medida gruesa y la informacion de fase se pierde. La referencia debe ser una estimacion del tiempo de vuelo verdadero, es decir, la medida gruesa corregida del walk.
- 2. Medir el walk con la anchura del pulso ECHO.** Basta ampliar SM1 para cronometrar tambien el flanco de bajada. La relacion es lineal ($\text{walk} = -0,430 \times \text{anchura} + 340,6 \text{ us}$) con un residuo de 1,0 mm, muy por debajo del medio ciclo que exige el punto anterior. Con esto la cadena gruesa mas fina queda coherente y la fase aporta sus mas menos 0,25 mm.
- 3. Reiniciar las tres maquinas al principio de cada disparo.** Tras un timeout, SM1 y SM2 siguen contando y acaban empujando un valor a la FIFO que el ciclo siguiente leera como propio. Un `sm.restart()` mas el vaciado de la FIFO de recepcion antes de cada `fire()` lo resuelve.
- 4. Esperar tras el arranque.** Anadir unos 100 ms al final de `setup()` y descartar la primera medida: VREF tarda 57 ms en establecerse y el rail negativo unos 19 ms.
- 5. Ajustar las constantes al hardware real.** BLANK_US = 420 us deja al emisor radiando a un tercio de su amplitud; subirlo a unos 820 us da un margen comodo a costa de 14 cm de zona ciega. TIMEOUT_MS = 25 ms sugiere 4,3 m de alcance cuando el alcance real con los valores actuales del TVG es de unos 1,2 m: conviene no confundir el uno con el otro.
- 6. Publicar tambien los estados intermedios.** Ni S_PUBLISH ni S_TIMEOUT llegan a verse desde fuera, porque `step()` restaura el estado antes de retornar. Guardar el estado alcanzado en una variable aparte facilita mucho la depuracion.
- 7. Leer el sensor de T y HR en cada medida** y calcular c con el, tal como ya hace el codigo: sin compensar, el error de escala llega al 3,4 %% por cada 20 °C de desviacion.

Conviene subrayar lo que el codigo ya hace bien: armar SM1 y SM2 antes de lanzar SM0, de modo que el instante t0 no dependa de la latencia de MicroPython; usar `irq(4)` e `irq(5)` para encadenar las tres maquinas sin CPU en el camino critico; y conmutar la varianza del Kalman segun haya o no medida fina, que es la forma correcta de decirle al filtro cuanto debe fiarse de cada muestra.

Anexo A. Modelos SPICE empleados

Todas las simulaciones se han ejecutado con ngspice 42 gobernado desde Python. Los netlists se generan programaticamente desde la misma descripcion de bloques que produce el fichero KiCad, de modo que no puede haber divergencia entre el esquema y lo simulado. A continuacion se reproducen los modelos de los componentes activos.

A.1 Transistores

```
.model Q2N2222 NPN(IS=1e-14 BF=200 VAF=100 IKF=.3 ISE=1e-13 NE=1.5 BR=4 RB=10 RC=.3 RE=.2
+ CJE=25p CJC=8p TF=.4n TR=50n VJC=.75 MJC=.33 XTB=1.5 EG=1.11 XTI=3)
.model Q2N3904 NPN(IS=6.7e-15 BF=300 VAF=74 IKF=.07 ISE=6.7e-15 NE=1.6 BR=4 RB=10 RC=1 RE=.3
+ CJE=4.5p CJC=3.6p TF=.3n TR=240n VJC=.75 MJC=.33 XTB=1.5 EG=1.11 XTI=3)
.model Q2N3906 PNP(IS=1.4e-14 BF=250 VAF=18 IKF=.08 ISE=1.4e-14 NE=1.5 BR=4 RB=10 RC=.7 RE=.4
+ CJE=4.5p CJC=4.5p TF=.6n TR=34n VJC=.75 MJC=.33 XTB=1.5 EG=1.11 XTI=3)
```

A.2 NE5532 (GBW 10 MHz, SR 9 V/us, saturacion a 1 V del rail)

```
.subckt NE5532 1 2 3 4 5
Rin 1 2 300k
Cd1 1 0 7p
Cd2 2 0 7p
Bgm 0 11 I='max(min(0.1*(V(1)-V(2))+1e-4*(V(3)+V(4))),0.0143),-0.0143)'
Rp 11 0 1Meg
Cp 11 0 1.59n
Bc1 11 0 I='max(V(11)-5.5,0)+min(V(11)+5.5,0)'
Bo 12 0 V='max(min(V(11),V(3)-1.0),V(4)+1.0)'
Ro 12 13 30
Vsen 13 5 0
Bip 3 0 I='max(i(Vsen),0)'
Bin 0 4 I='max(-i(Vsen),0)'
Iq 3 4 4m
.ends
```

A.3 LM393 y reguladores

```
.subckt LM393 1 2 3 4 ; +in -in V+ salida de colector abierto
Bd 10 0 V='V(1)-V(2)'
Rd 10 11 10k
Cd 11 0 40p
Bo 4 0 I='V(11)<0 ? min(V(4)/45,16m) : 1n*V(4)'
Cl 4 0 8p
.ends

.subckt L7805 1 2 3 ; IN GND OUT: dropout 2 V, PSRR 60 dB DC, Zout 20 mohm
Bref 10 2 V='min(5.0,V(1,2)-2.0)'
Rss 10 11 100 / Css 11 2 4u ; arranque suave
Chp 1 20 10u / Rhp 20 2 1k ; camino de rizado de baja frecuencia
Chf 1 21 100n / Rhf 21 2 100 ; degradacion del PSRR en alta frecuencia
Bout 12 2 V='V(11,2)+1m*V(20,2)+50m*V(21,2)'
Ro 12 13 20m / Vsen 13 3 0 / Bio 1 2 I='i(Vsen)' / Iq 1 2 5m
.ends

.subckt ICL7660 1 2 3 4 5 6 7 8 ; BOOST CAP+ GND CAP- VOUT LV OSC V+
Vosc 7 3 PULSE(0 1 0 500n 500n 48u 100u)
S1 8 2 7 3 SWP ; fase 1: carga de C10 entre +5 V y masa
S2 4 3 7 3 SWP
S3 2 3 3 7 SWN ; fase 2: transferencia a VOUT
S4 4 5 3 7 SWN
Iq 8 3 80u
.ends
.model SWP SW(Ron=6 Roff=100Meg Vt=0.5 Vh=0.1)
.model SWN SW(Ron=6 Roff=100Meg Vt=-0.5 Vh=0.1)
```

A.4 TCT40 con puerto acustico y enlace TX - objeto - RX

```
.subckt TCT40TX 1 2 ac ; emisor: 'ac' entrega la velocidad de la membrana
C0 1 2 2.4n
Rm 1 a 800
Lm a b 63.4m
Vs b c 0
Cm c 2 250p
Hac ac 0 Vs 1e4
.ends

.subckt TCT40RX 1 2 ac ; receptor: 'ac' inyecta la fuerza acustica
C0 1 2 2.4n
Rm 1 a 800
Eac a d ac 0 1e-4
Lm d b 63.4m
Cm b 2 250p
.ends

* Enlace acustico: retardo puro 2d/c mediante linea adaptada + atenuacion
Rsa ACTX aa 50
T1 aa 0 bb 0 Z0=50 TD={2*d/c}
Rta bb 0 50
Ea ACRX 0 bb 0 {2*K/d^2*10^(-alpha*2*d/20)}
```

El factor de atenuacion alpha se calcula segun la norma ISO 9613-1 en funcion de la frecuencia, la temperatura y la humedad relativa, y vale 1,32 dB/m a 40 kHz, 20 °C y 50 % HR. La constante K engloba la geometria del reflector y la

directividad de los transductores, y se ha calibrado para reproducir las amplitudes típicas de un par TCT40 frente a una placa plana.