

Universidad Nacional de Mar del Plata

Facultad de Ingeniería

Trabajo Final: Ingeniería en Electrónica

Automatización de fraccionado y envasado de miel

Autor: Concepción, Juan Cruz

Directora: Cebedio, Celeste

1. Introducción.....	4
1.1 Propósito del documento.....	4
1.2 Personal involucrado.....	5
1.3 Definiciones, acrónimos y abreviaturas.....	6
2. Acerca del desarrollo.....	7
2.1 Descripción del sistema.....	7
2.2 Alcance del proyecto y tiempos involucrados.....	8
2.3 Solución propuesta.....	9
3. Sistema de automatización de fraccionado y envasado.....	10
3.1 Arquitectura de control.....	10
3.1.1 Selección del PLC.....	10
3.1.2 Lógica de control.....	11
3.1.3 Arquitectura de alimentación.....	13
3.2 Transporte y posicionamiento de frascos.....	14
3.2.1 Cintas transportadoras.....	14
3.2.2 Mesa rotativa.....	15
3.2.3 Especificaciones técnicas.....	16
3.3 Accionamiento del pistón dosificador.....	16
3.4 Comunicación Modbus (ESP32 Principal ↔ PLC).....	19
3.5 Interfaz Hombre-Máquina (HMI).....	19
3.5.1 Selección de la interfaz.....	19
3.5.2 Comunicación con el ESP32 Principal.....	20
3.5.3 Desacople entre diseño visual y firmware.....	21
3.5.4 Calibración del panel táctil.....	21
3.5.5 Máquina de estados.....	22
3.6 Integración del sistema.....	24
4. Módulo de medición ultrasónico.....	27
4.1 La densidad de la miel: fundamentos y métodos de medición.....	27
4.2 Bloque de excitación y emisión.....	29
4.2.1 Frecuencia de resonancia real y nominal.....	29
4.2.2 Generación de la señal de excitación.....	30
4.2.3 Duración de la ráfaga de excitación.....	31
4.2.4 Etapa de potencia.....	32
4.2.5 Red de acople inductivo.....	33
4.3 Etapa de recepción.....	35
4.3.1 Etapa de acondicionamiento.....	35
4.3.2 Caracterización de la banda pasante.....	37
4.3.3 Comparador de disparo.....	38
4.4 Captura del Tiempo de Vuelo.....	41
4.5 Validación empírica.....	43
5. Firmware.....	45
5.1 Arquitectura general del firmware.....	45
5.2 Firmware del ESP32 Principal.....	47
5.2.1 Rutina de calibración.....	47

5.2.2 Cálculo de posición.....	49
5.2.3 Ciclo de dispensado.....	50
5.2.4 Comunicación con el PLC.....	51
5.2.5 Robustez.....	52
5.3 Firmware propuesto del ESP32 de Medición.....	54
5.3.1 Arquitectura general.....	54
5.3.2 Emisión y captura.....	55
5.3.3 Cálculo del Tiempo de Vuelo.....	56
5.3.4 Estimación de densidad.....	57
5.3.5 Reporte de resultados.....	57
6. Conclusiones y trabajo futuro.....	58
6.1 Conclusiones.....	58
6.2 Trabajo futuro.....	60
6.3 Fotografías del sistema construido.....	62
Referencias.....	65
ANEXO.....	66
Anexo A.....	66
Anexo B.....	66
Anexo C.....	70
C.1 Planteo del circuito.....	70
C.2 Desarrollo del modelo.....	70
C.3 Cálculo numérico.....	71
C.4 Interpretación.....	72
Anexo D.....	72
Anexo E.....	72
Anexo F.....	73

1. Introducción

La automatización de procesos industriales constituye una herramienta central para mejorar la productividad, repetibilidad y calidad en la producción de alimentos envasados. En particular, el fraccionado y envasado de miel presenta desafíos específicos derivados de las propiedades reológicas del producto —principalmente su alta viscosidad y su comportamiento no newtoniano—, que condicionan tanto el diseño mecánico de los sistemas de dosificado como la selección de los sensores empleados para el control del proceso.

Adicionalmente, el control de calidad de la miel a granel requiere de la determinación de parámetros físicos como la densidad, tradicionalmente medida mediante métodos de laboratorio que interrumpen el flujo productivo. La medición ultrasónica de densidad se presenta como una alternativa no invasiva, con potencial de integración en línea dentro del propio proceso de fraccionado.

El presente trabajo se desarrolla en el marco de una colaboración con la empresa Grupo Terra Argentina S.A., y aborda dos líneas de desarrollo: por un lado, la automatización de una máquina de fraccionado y envasado de miel mediante control programable (PLC); por otro, el desarrollo experimental de un módulo de medición de densidad basado en la técnica de Tiempo de Vuelo (TOF) ultrasónico, como prueba de concepto orientada a una futura integración con el sistema de automatización.

1.1 Propósito del documento

El presente informe está dirigido a toda persona interesada en comprender, replicar, modificar o dar continuidad al desarrollo aquí presentado, y tiene como propósito proveer información detallada acerca del proceso de diseño, implementación y validación de ambos subsistemas.

Este documento constituye un complemento de la información que se brinda en la Especificación Técnica [1], documento independiente donde se detallan los cálculos de diseño, esquemáticos y especificaciones de componentes de ambos subsistemas. Se recomienda al lector realizar una lectura previa de dicho documento para una mejor comprensión de lo aquí expuesto.

1.2 Personal involucrado

Campo	Dato
Nombre	Concepción, Juan Cruz
Rol	Encargado del proyecto
Categoría Profesional	Estudiante
Responsabilidad	Diseño, implementación y validación experimental
Información de contacto	juanconcepcion@fi.mdp.edu.ar

Campo	Dato
Nombre	Cebedio, Celeste
Rol	Directora del proyecto
Categoría Profesional	Profesora Adjunta, UNMdP
Responsabilidad	Responsable del proceso de tutoría. Supervisar y orientar.
Información de contacto	celestecebedio@fi.mdp.edu.ar

Campo	Dato
Nombre	Maschwitz, Ezequiel
Rol	Contraparte industrial — Dueño/Director, Grupo Terra Argentina S.A.

Categoría Profesional	—
Responsabilidad	Provisión de requerimientos del proceso productivo y validación de la solución en planta.
Información de contacto	

1.3 Definiciones, acrónimos y abreviaturas

Sigla	Descripción
ADC	Analog-to-Digital Converter (conversor analógico-digital)
DIP	Dual In-line Package
ESR	Equivalent Series Resistance (resistencia serie equivalente)
GBW	Gain-Bandwidth Product (producto ganancia-ancho de banda)
GND	Ground (referencia de tierra)
GPIO	General Purpose Input/Output
HP	Sensor Hall de Posicionamiento
HMI	Human-Machine Interface (interfaz hombre-máquina)
IR	Sensor infrarrojo (detección de presencia de frasco)
LEDC	LED Control (periférico de generación PWM del ESP32)
PCB	Printed Circuit Board (placa de circuito impreso)
LCD	Liquid Crystal Display (Pantalla de cristal líquido)
PLC	Programmable Logic Controller (controlador lógico programable)
PWM	Pulse Width Modulation (modulación por ancho de pulso)

RMS	Root Mean Square (valor eficaz)
RS-485	Estándar de comunicación serie diferencial
TOF	Time of Flight (Tiempo de Vuelo)
UNMdP	Universidad Nacional de Mar del Plata
VIH / VIL	Tensión mínima de nivel alto / máxima de nivel bajo (umbrales lógicos)

2. Acerca del desarrollo

2.1 Descripción del sistema

El sistema desarrollado se compone de dos subsistemas funcionalmente independientes, integrados dentro de la misma infraestructura de Grupo Terra Argentina S.A.

El primer subsistema corresponde a la automatización de la máquina de fraccionado y envasado, compuesta por una etapa de transporte (cintas transportadoras de entrada y salida), una mesa rotativa de posicionamiento de frascos, un sistema de dosificado neumático, y un controlador lógico programable (PLC) que gobierna la secuencia completa del proceso. La comunicación entre el PLC y un microcontrolador ESP32 [2] ("ESP32 Principal") permite la configuración remota de parámetros del proceso (tamaño de frasco, densidad, cantidad de unidades) mediante protocolo Modbus, así como el monitoreo del estado del sistema a través de un panel web embebido.

El segundo subsistema corresponde a un módulo experimental de medición de densidad por ultrasonido, desarrollado como prueba de concepto independiente del sistema de automatización. Este módulo se basa en la técnica de TOF: un transductor emisor, excitado mediante un driver de potencia (IR4427) [3] , genera un pulso ultrasónico que atraviesa el medio bajo análisis; un segundo transductor receptor capta la señal, la cual es acondicionada y digitalizada mediante un segundo microcontrolador ESP32 ("ESP32 de Medición"). El tiempo transcurrido entre la emisión y la recepción, junto con la

distancia conocida entre transductores, permite estimar la velocidad de propagación del sonido en el medio, magnitud directamente relacionada con su densidad. La Figura 1 presenta un esquema en bloques general de ambos subsistemas.

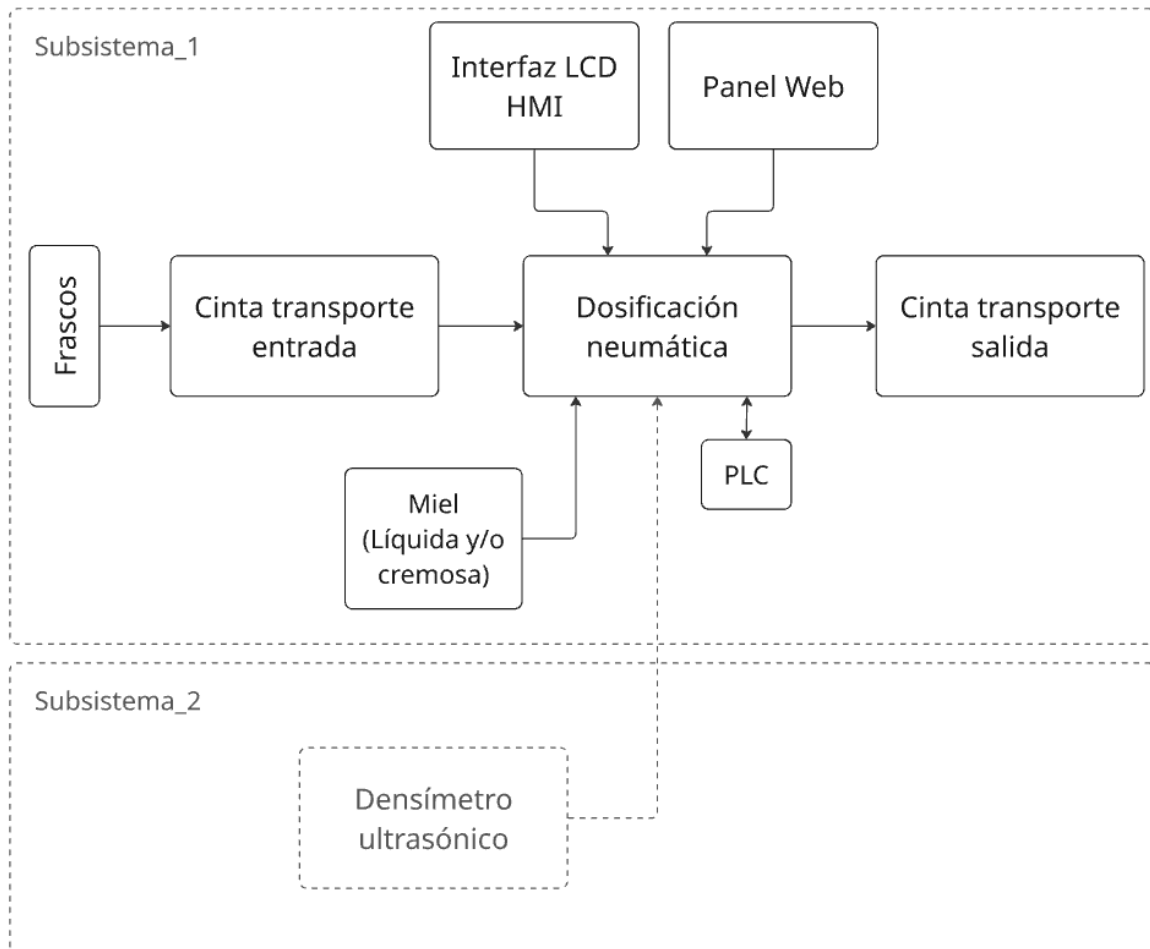


Figura 1 - Diagrama en bloques general del sistema.

2.2 Alcance del proyecto y tiempos involucrados

El presente proyecto se inició en marzo de 2025, en el marco de una colaboración con la empresa Grupo Terra Argentina S.A., estableciéndose como fecha estimada de finalización marzo de 2026.

El alcance del proyecto comprende: (i) el diseño, implementación y puesta en marcha inicial del sistema de automatización de fraccionado y envasado, y (ii) el desarrollo, implementación y validación experimental en banco de laboratorio

de un módulo de medición de densidad por ultrasonido mediante la técnica de TOF.

2.3 Solución propuesta

En la Figura 2 se presenta un esquema general de la solución propuesta. La misma se compone de los siguientes bloques:

- Controlador lógico programable (PLC) Siemens LOGO! 8.4 [4], encargado de la secuencia de control del proceso de fraccionado y envasado.
- Microcontrolador ESP32 ("ESP32 Principal"), encargado de la configuración del proceso (tamaño de frasco, densidad, cantidad de unidades), la comunicación Modbus con el PLC, la interfaz con el panel LCD local, y la publicación de un dashboard web para monitoreo remoto del estado del sistema.
- Etapa de accionamiento del pistón dosificador, basada en motor paso a paso (NEMA 17) [5] y driver A4988 [6].
- Etapa de transporte y posicionamiento de frascos, compuesta por cintas transportadoras de entrada y salida, y una mesa rotativa de diseño propio.
- Sistema de dosificado neumático, gobernado por la lógica del PLC.
- Microcontrolador ESP32 ("ESP32 de Medición"), encargado de la excitación del transductor ultrasónico emisor y de la digitalización de la señal recibida por el transductor receptor.
- Cadena de acondicionamiento de señal ultrasónica, compuesta por un driver de excitación (IR4427), un amplificador de acondicionamiento (OPA 365) [7] y un comparador de disparo (LM311) [8] .
- Par de transductores ultrasónicos (emisor y receptor).

A lo largo del presente documento se aborda el diseño, funcionalidad y desarrollo de cada uno de estos bloques: el Capítulo 3 desarrolla el sistema de automatización de fraccionado y envasado, mientras que el Capítulo 4 desarrolla el módulo de medición de densidad por ultrasonido.

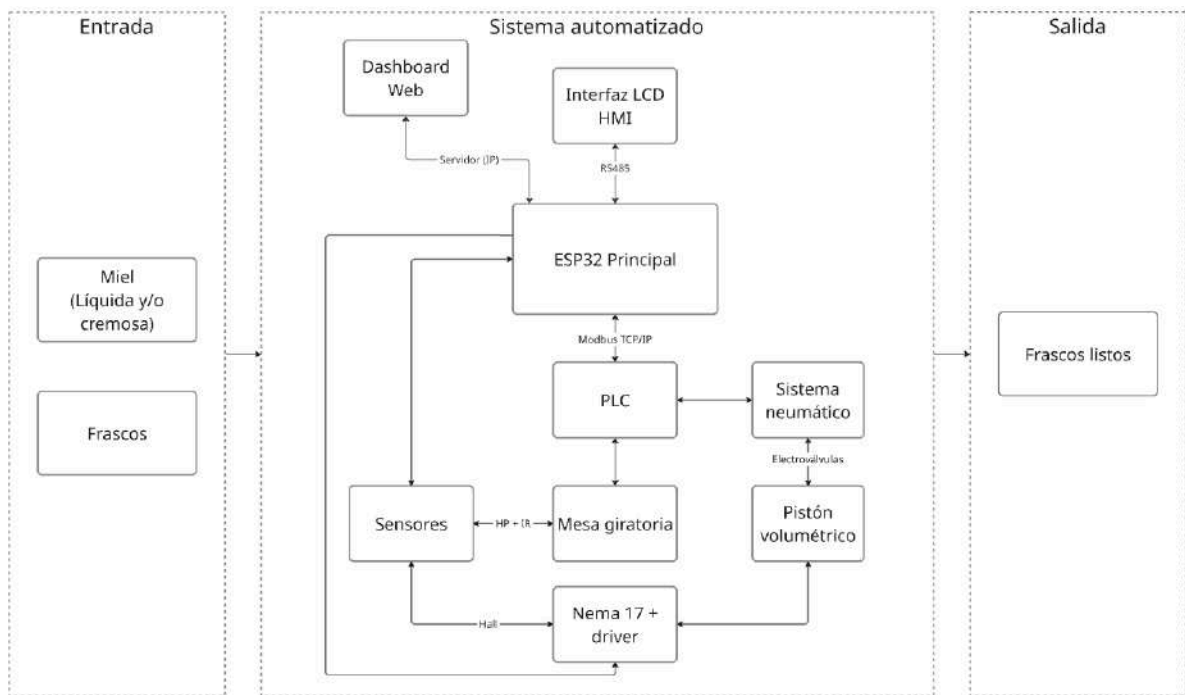


Figura 2 - Esquema general de la solución propuesta.

3. Sistema de automatización de fraccionado y envasado

La Figura 3 presenta una vista general de la máquina de fraccionado y envasado sobre la que se desarrolla este subsistema.



Figura 3 - Vista general de la máquina.

3.1 Arquitectura de control

3.1.1 Selección del PLC

La secuencia de control del proceso de fraccionado —coordinación de sensores, actuadores neumáticos y motores— requiere de un sistema de control confiable en un entorno industrial, caracterizado por la presencia de ruido eléctrico proveniente de contactores, motores y electroválvulas. Si bien un microcontrolador de placa de desarrollo (como el ESP32, empleado en otras funciones del sistema) podría en principio implementar la lógica de secuenciamiento completa, se opta por no depositar en él la responsabilidad del control de la etapa neumática, dada la menor robustez de este tipo de plataformas frente a las condiciones eléctricas propias de un entorno industrial, en comparación con un controlador lógico programable (PLC) diseñado específicamente para ese fin.

En consecuencia, se selecciona el PLC Siemens LOGO! 8.4 como controlador principal de la secuencia de proceso. La incorporación de microcontroladores ESP32 al sistema es una decisión orientada a resolver tareas complementarias de coordinación, conectividad y gestión de la interfaz de usuario —no a reemplazar al PLC en su función de control de planta—.

Esta división de responsabilidades resulta favorable desde el punto de vista económico: una interfaz hombre-máquina (HMI) comercial compatible con el ecosistema LOGO! representa un costo significativamente mayor al de implementar dicha interfaz mediante una pantalla táctil resistiva conectada a un ESP32 ("ESP32 Principal"), el cual además puede asumir simultáneamente las tareas de comunicación Modbus con el PLC y de publicación del dashboard web de monitoreo remoto, sin costo adicional de hardware dedicado.

3.1.2 Lógica de control

El diseño de la lógica de secuenciamiento del proceso se aborda mediante la metodología de máquinas de estado, adquirida durante la formación de grado. Esta metodología permite modelar el comportamiento del sistema como un conjunto finito de estados —cada uno representando una condición operativa del proceso— junto con las transiciones entre ellos, condicionadas por eventos de entrada (sensores) y con salidas asociadas a cada estado (actuadores), tal como se ilustra en la Figura 4.

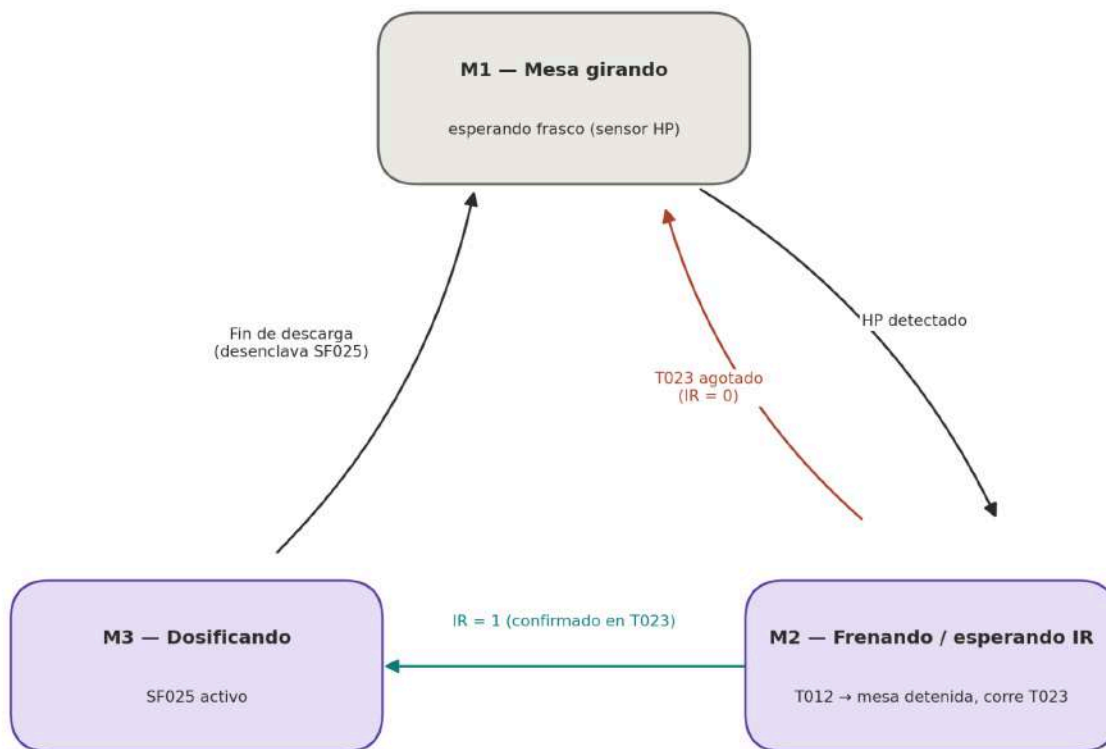


Figura 4 - Diagrama máquina de estados.

Dado que el software de programación del PLC Siemens LOGO! 8.4 (LOGO!Soft Comfort) no admite la programación directa mediante máquinas de estado, sino que trabaja en base a diagramas de tipo Ladder (lenguaje de contactos), la máquina de estados diseñada se traduce a su equivalente en compuertas Flip Flop y relés auto enclavadores, siguiendo el patrón estándar de traducción entre ambos formalismos: cada estado se representa mediante una marca interna auto enclavada (M1, M2, M3), la cual permanece activa hasta que se cumple la condición de transición al estado siguiente, momento en el cual se desenclava y habilita la marca correspondiente al nuevo estado. Este enfoque se selecciona por sobre una implementación Ladder directa (sin el paso intermedio de la máquina de estados) por resultar considerablemente más simple de visualizar, verificar y depurar durante el diseño.

Sobre esta base, la lógica se complementa con relés auto enclavadores adicionales (SF001 a SF035) que actúan como banderas de condición, y dos temporizadores (T012 y T023) que gestionan las ventanas de tiempo críticas del posicionamiento de frascos. El diagrama completo se adjunta como Anexo A de este documento.

3.1.3 Arquitectura de alimentación

El sistema requiere alimentar cargas de naturaleza eléctrica muy distinta: las bobinas de electroválvulas y el driver del motor paso a paso (cargas de potencia relativamente alta, tolerantes a ruido), y circuitería lógica de baja tensión (PLC, módulos de optoacoplamiento y relés, HMI, microcontroladores), sensible tanto a los niveles de tensión como al ruido de conmutación generado por las propias cargas de potencia. Esta disparidad de requerimientos da lugar a una arquitectura de alimentación escalonada, contrario de derivar todas las tensiones necesarias desde una única fuente.

Como fuente primaria se selecciona una fuente conmutada de 24 VCC/10A (240 W), de entrada universal 110-220 VCA, dimensionada para alimentar directamente las cargas de mayor consumo: el PLC, las bobinas de las electroválvulas y el driver del motor paso a paso NEMA 17. A partir de este riel de 24 V, un módulo reductor tipo buck (basado en XL4005/XL4015) [9] deriva una tensión de 5 V, empleada para alimentar los módulos de optoacoplamiento (PC817), los módulos de relé y la HMI. Se opta por derivar el riel de 5 V mediante un módulo buck adicional, en lugar de incorporar una segunda fuente conmutada independiente, por resultar una solución más económica y compacta para el nivel de corriente requerido por estas cargas auxiliares.

El ESP32 Principal se alimenta desde una fuente de 5 V independiente y dedicada, en lugar de derivarla del mismo riel buck compartido con las bobinas de los relés y el driver del motor paso a paso. Esta separación evita fallas en el arranque del servidor web embebido, causadas por la combinación del rizado propio del módulo buck con el ruido de conmutación de dichas cargas — un riesgo especialmente relevante dado que el ESP32 Principal gestiona la comunicación Modbus con el PLC y la interfaz de monitoreo remoto. Esta solución de hardware se complementa con una medida de robustez a nivel de firmware, consistente en la desactivación del circuito de detección de brown-out del ESP32, descrita en la sección 5.2.5. La Figura 5 resume la arquitectura de alimentación completa, incluyendo la fuente dedicada del ESP32 Principal.

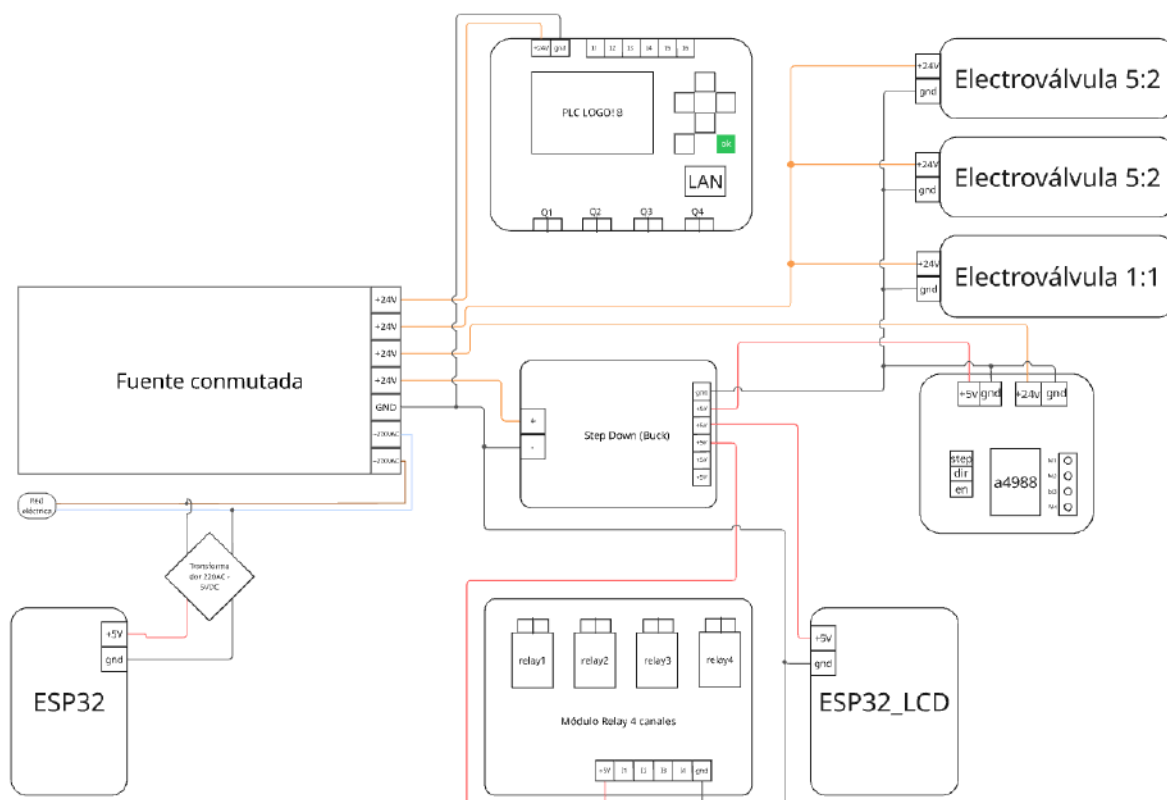


Figura 5 - Esquema de alimentación.

3.2 Transporte y posicionamiento de frascos

3.2.1 Cintas transportadoras

Las cintas transportadoras de entrada y salida no se seleccionan ni dimensionadas específicamente para este proyecto, sino que corresponden a una máquina en desuso, previamente disponible dentro de la planta de Grupo Terra Argentina S.A. La incorporación de estas cintas al diseño se plantea desde el inicio del proyecto, orientando el desarrollo de la máquina de fraccionado en torno a su reutilización, en lugar de adquirir o construir un sistema de transporte nuevo.

Esta decisión resulta viable gracias a la disponibilidad de alimentación trifásica en la planta, condición necesaria para operar los motores de inducción trifásicos con los que ya contaban ambas cintas (detallados en la sección 3.2.3), evitando así el costo y la complejidad de reemplazarlos por motores de otra tecnología.

3.2.2 Mesa rotativa

A diferencia de las cintas transportadoras, la mesa rotativa ("matriz plato") de posicionamiento de frascos se diseña específicamente para este proyecto, dado que no existe en la planta un equipo equivalente reutilizable en su totalidad.

En la Figura 6 se observa la mesa rotativa montada sobre la máquina. El plato incorpora una matriz de alojamientos dimensionada según los formatos de frasco a procesar, que recibe los envases provenientes de la cinta de entrada y los traslada, de a uno por vez, hasta la posición de dosificado bajo la boquilla. El giro se mantiene de forma continua hasta que el frasco alcanza dicha posición, momento en el cual la lógica del PLC detiene la mesa para habilitar la descarga y, una vez completada, reanuda el movimiento para liberar el frasco lleno hacia la cinta de salida, según la secuencia descrita en la sección 3.1.2.

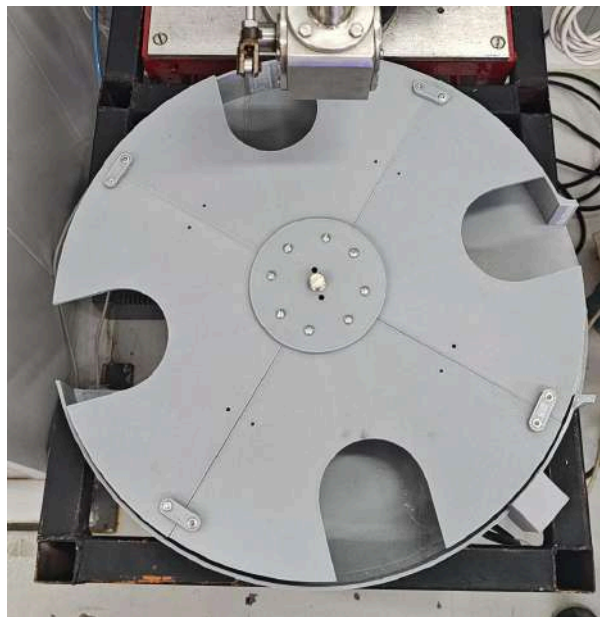


Figura 6 - Vista superior mesa rotativa de posicionamiento de frascos.

Se opta por reutilizar el conjunto motor-reductor de una mesa giratoria correspondiente a una máquina antigua en desuso, seleccionado por el torque que su relación de reducción (1:10) entrega en el eje de salida — necesario para mover el plato con los frascos cargados —, el cual incluye un motorreductor de 24 VDC (modelo RM1 28 S, relación 1:10, STM Bologna) junto con su caja reductora, y una etapa de potencia original —de lógica analógica, comandada

por un microcontrolador—, de la cual se conserva el transformador reductor de 220 VCA a 32 VCA. Sobre esta base, se adapta el circuito de potencia a un módulo controlador PWM comercial, incorporando un puente rectificador nuevo (KBPC3510) [10] y un banco de capacitores electrolíticos de filtrado, en reemplazo de los componentes originales de la etapa analógica. Adicionalmente, se incorpora una polea nueva sobre el eje del motorreductor, dimensionada según los requerimientos mecánicos específicos de la máquina de fraccionado.

Esta estrategia de diseño —basada en la reutilización de componentes electromecánicos disponibles, adaptados mediante una etapa de potencia moderna— permite reducir significativamente los costos del proyecto, en línea con las restricciones presupuestarias mencionadas en la sección 2.2 (Figura 7).

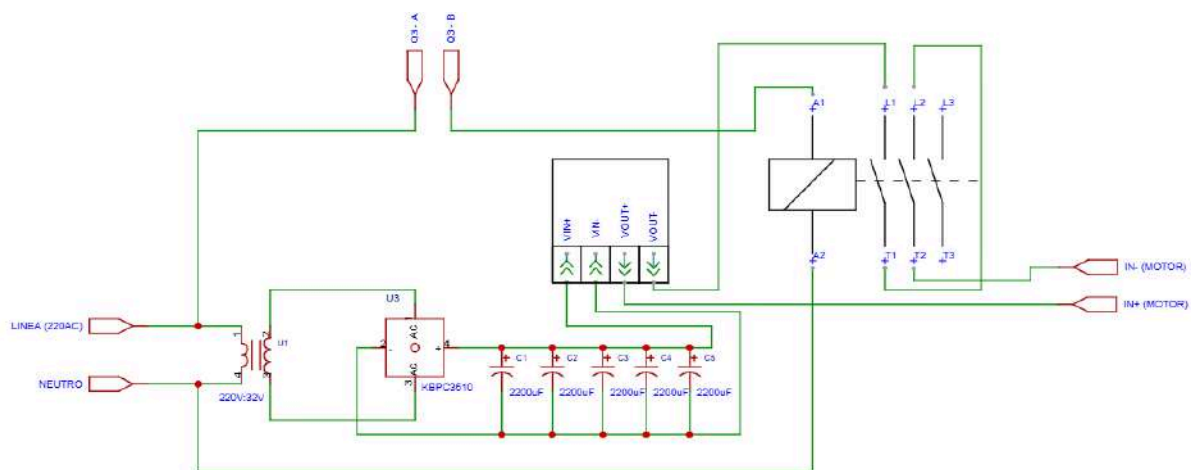


Figura 7 - Esquemático circuito alimentación motorreductor.

3.2.3 Especificaciones técnicas

La cinta de entrada es accionada por un motor de inducción trifásico STM AIS 71 B4 (230/400V, 0,5 HP/0,37 kW, 1340 RPM, 2,3A en conexión triángulo / 1,35 A en estrella) con caja reductora, de movimiento continuo (sin indexado), que alimenta frascos vacíos de forma constante hacia la mesa rotativa.

La mesa rotativa es accionada por el conjunto motorreductor de 24 VDC descrito en la sección 3.2.2. Su etapa de potencia se compone de un transformador reductor de 220 VCA a 32 VCA, un puente rectificador de onda completa (KBPC3510, 35A/1000V), un banco de capacitores de filtrado de 5×2200 µF/50 V en paralelo (11000 µF total), y un controlador de velocidad PWM (rango de entrada 9-60 VDC, 20 A máximo, frecuencia de conmutación de 20 kHz). El

módulo PWM no regula tensión —su salida iguala a su entrada— por lo que la reducción efectiva de tensión sobre el motor se logra mediante el ciclo de trabajo aplicado sobre el bus de continua no regulado ($V_{bus} \approx 43,8 \text{ VDC}$), resultando en un ciclo de trabajo teórico de referencia $D \approx 54,8\%$ para obtener los 24 VCC nominales del motorreductor. El encendido/apagado general de esta etapa se gobierna mediante un contactor trifásico (LS Electric MC-12B)[11], comandado por la salida de relé Q3 del PLC, con dos de sus tres polos conectados en serie sobre el conductor negativo del bus de continua, con el objetivo de incrementar la capacidad de corte en continua del conjunto.

La cinta de salida es accionada por un motor de inducción trifásico A71-4A (norma IEC 60034-1[12], 1/3CV/0,25kW, 1410 RPM, aislación clase F, 1,5 A/0,85 A, $\cos\phi$ 0,69) con caja reductora, de menor porte que el de la cinta de entrada, consistente con su función de retirar frascos ya llenos fuera del área de dosificado.

3.3 Accionamiento del pistón dosificador

El sistema de dosificado dispensa la miel mediante un pistón accionado neumáticamente, cuyo volumen de carrera debe ajustarse con precisión —del orden del milímetro— según el tamaño de frasco configurado en cada lote. Si bien existen sistemas neumáticos capaces de un posicionamiento continuo (servo-neumáticos, con válvula proporcional y sensor de posición), estos requieren componentes de importación de costo y complejidad considerablemente mayores a los de una electroválvula convencional. Se opta en cambio por un motor paso a paso acoplado a un husillo, tecnología ampliamente disponible en el mercado local, que resuelve el mismo problema con componentes simples y económicos (motor NEMA 17 [5], driver A4988 [6], varilla roscada), según se detalla en la Figura 8.

5,03 mL de miel dispensada. Es esta relación lineal simple —posición en milímetros convertida directamente a mililitros— la que el firmware utiliza para calcular, a partir del peso y la densidad configurados por el operador, la posición exacta que debe alcanzar el sensor Hall antes de cada lote (el detalle de este cálculo se aborda en el capítulo de Firmware). Como medida de seguridad mecánica, el recorrido total de la guía lineal se limita por software a 140 mm, evitando que un error de configuración o de cálculo pueda desplazar el sensor más allá del límite físico seguro del mecanismo (Figura 9) .

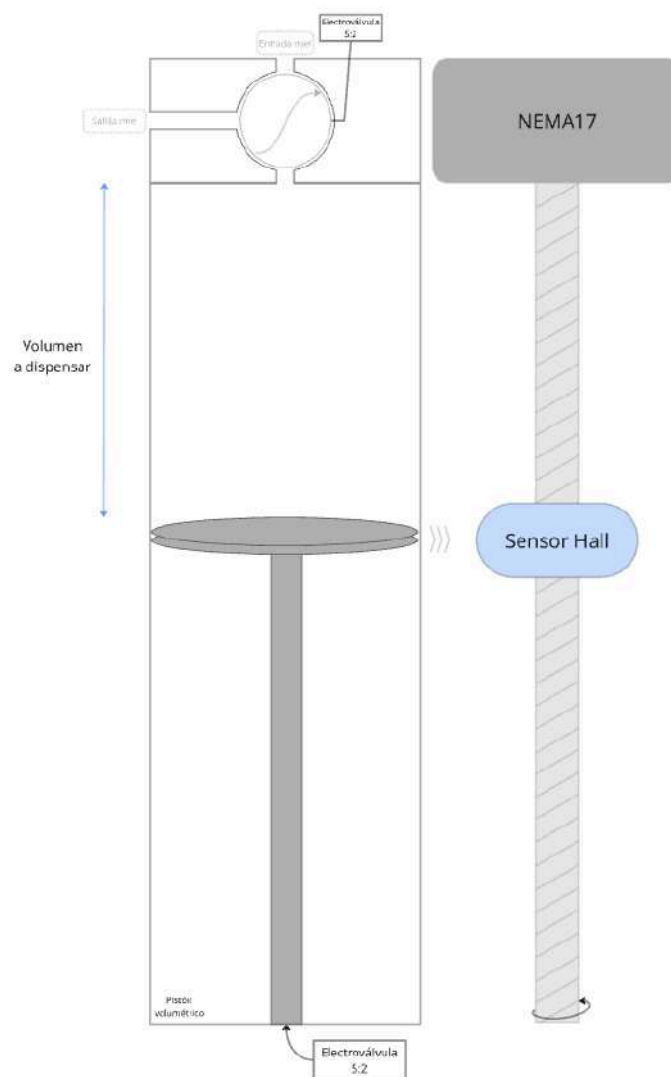


Figura 9 - Esquema del accionamiento del pistón.

La Figura 10 muestra la implementación física de este mecanismo sobre la máquina, denominado torreta de volumen dinámico. La torreta aloja el motor paso a paso, el husillo y el carro con el sensor de efecto Hall, montados sobre el cuerpo del pistón volumétrico, de modo que el conjunto conforma un único bloque mecánico solidario al cabezal de dosificado. La disposición se corresponde con el esquema de la Figura 9: es el desplazamiento del sensor a lo largo de la varilla roscada el que fija, en cada lote, la carrera habilitada del pistón.

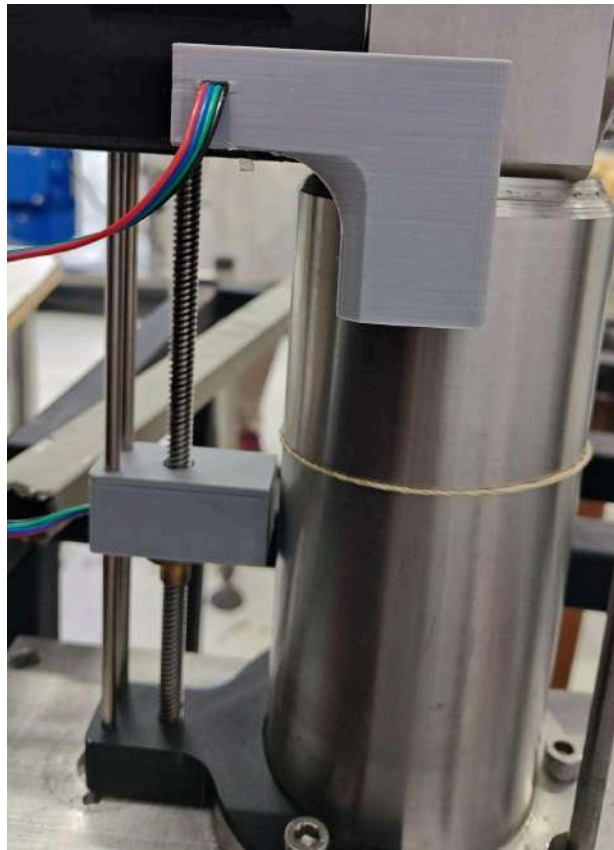


Figura 10 - Implementación del accionamiento del pistón dosificador.

3.4 Comunicación Modbus (ESP32 Principal ↔ PLC)

Antes de cada lote, el ESP32 Principal necesita transmitirle al PLC dos parámetros: la cantidad de frascos objetivo (tamaño del lote configurado por el operador) y el tiempo de frenado de la mesa (calculado por el ESP32 Principal según el frasco seleccionado). Este intercambio se resuelve mediante el protocolo Modbus [13], en su variante TCP/IP — elegido por su soporte nativo en el PLC LOGO! 8.4 (sin hardware ni firmware adicional) y por su esquema simple de lectura/escritura de registros entre un maestro y un esclavo.

Ambos parámetros cambian solo una vez por lote, por lo que un simple intercambio de escritura de registros resulta suficiente, sin necesidad de un esquema de lectura continua de estado.

Durante la puesta en marcha, un desacople de convenciones de indexado entre ambos entornos de desarrollo¹ provoca que los valores escritos no coincidan con la tabla de variables de LOGO!Soft Comfort — resuelto desplazando en uno el índice de registro del lado del ESP32.

La función `writeToPLC()` incorpora además una lógica de reconexión automática: ante la ausencia de conexión al momento de escribir, el firmware intenta restablecerla antes de proceder, evitando que una interrupción transitoria del enlace —esperable en un entorno de planta— obligue a un reinicio manual del equipo. Ante fallos persistentes, reporta una alerta visible en el dashboard y en la HMI.

3.5 Interfaz Hombre-Máquina (HMI)

3.5.1 Selección de la interfaz

Como se menciona en la sección 3.1.1, la decisión de resolver la interfaz de usuario mediante una pantalla táctil resistiva conectada a un ESP32, en lugar de una HMI comercial del ecosistema Siemens LOGO!, responde principalmente a una cuestión de costo: una HMI comercial compatible representa una inversión considerablemente mayor a la de una pantalla TFT táctil de bajo costo

¹ La librería utilizada en el ESP32 numera los registros Modbus comenzando en 1, mientras que LOGO!Soft Comfort direcciona sus variables de red comenzando en 0 — una diferencia de convención entre dos entornos de desarrollo distintos, no un error de programación en sentido estricto.

gobernada por un microcontrolador de placa de desarrollo, sin que esa diferencia de precio se tradujera en una necesidad real del proceso — las funciones que debe cumplir la interfaz (configurar un lote, iniciar el proceso, mostrar el estado) son sencillas y no exigen las capacidades de una HMI industrial de gama alta.

Esta decisión trae aparejada una responsabilidad adicional: al no tratarse de un producto comercial con su propio entorno de configuración gráfica, todo el desarrollo de la interfaz —desde la calibración del panel táctil hasta el diseño visual de cada pantalla— queda a cargo del propio proyecto.

3.5.2 Comunicación con el ESP32 Principal

La primera implementación del enlace entre la HMI y el ESP32 Principal no utiliza un enlace cableado, sino el protocolo ESP-NOW [14] —una capa de comunicación inalámbrica de corto alcance provista por el fabricante del ESP32, pensada para el intercambio directo de mensajes entre dispositivos sin necesidad de un punto de acceso Wi-Fi intermedio—. La elección inicial de este esquema resultaba atractiva por evitar el cableado físico entre ambos microcontroladores, en un contexto donde la HMI y el ESP32 Principal podían no estar montados uno junto al otro.

En la práctica, sin embargo, este enlace resultó poco confiable en las condiciones reales de operación: se observó una proporción significativa de tramas corruptas, atribuible al ruido eléctrico propio del entorno industrial (bobinas de electroválvulas y motores conmutando en las cercanías), y la conexión entre ambos dispositivos no se sostenía de forma estable en el tiempo, sin que el enlace se recuperara de forma confiable frente a la pérdida de sincronización. Para un sistema donde la HMI necesita reflejar de forma consistente el estado del proceso, este comportamiento resultaba inaceptable.

Ante esta situación, se reemplaza el enlace inalámbrico por uno cableado. La decisión es avalada por una circunstancia práctica: el tramo entre la ubicación de la HMI y el ESP32 Principal ya se encuentra cableado por otros motivos, lo cual elimina la principal ventaja que había motivado la elección original de ESP-NOW. Se opta entonces por RS-485, un estándar de comunicación serie diferencial [15] ampliamente utilizado en entornos industriales, elegido por tres razones concretas: requiere solamente un par de conductores, es inherentemente más

inmune al ruido eléctrico que una señal de un solo extremo (single-ended) gracias a su naturaleza diferencial, y su implementación resultaba directa —alcanza con incorporar un par de transceptores MAX485 [16] (uno en cada extremo del enlace) y adaptar el firmware existente, sin requerir un rediseño de hardware significativo—.

El resultado de este cambio se traduce en un enlace notablemente más robusto: al tratarse de un medio cableado y diferencial, quedan eliminadas tanto la pérdida de tramas por ruido como la inestabilidad de conexión que presentaba el esquema inalámbrico original.

3.5.3 Desacople entre diseño visual y firmware

El desarrollo de las pantallas de la HMI necesita permitir iterar el diseño visual —agregar o mover campos, ajustar el layout— sin que cada cambio implique recalcular coordenadas a mano en el código, ni recompilar y cargar el firmware en la placa física para poder previsualizar el resultado.

Para lograrlo, se combina la librería LVGL [17] —un motor de interfaces gráficas para sistemas embebidos, que gestiona internamente el posicionamiento, la superposición y el redibujado de widgets— con SquareLine Studio [18], un editor visual que permite diseñar cada pantalla arrastrando y acomodando elementos, generando automáticamente el código correspondiente. Esta combinación desacopla el diseño visual del firmware: los cambios de layout se resuelven en el editor visual, sin tocar una línea de código, mientras que el firmware se limita a conectar esos elementos con la lógica real del sistema (qué pasa cuando se toca un botón, qué texto mostrar en cada momento). En la práctica, esto permite iterar sobre el diseño de las pantallas muchas veces durante el desarrollo sin que cada ajuste visual implique reescribir código.

3.5.4 Calibración del panel táctil

A diferencia de un panel táctil capacitivo, un panel resistivo no entrega directamente la posición del toque en píxeles de pantalla, sino una lectura cruda del conversor analógico-digital interno del controlador táctil (XPT2046) [19]. Es necesario entonces determinar de forma empírica los valores extremos que entrega este conversor en cada eje, y construir a partir de ellos una conversión lineal simple hacia el sistema de coordenadas real de la pantalla (320×240 píxeles).

Un problema adicional de este tipo de panel es que, al ser sensible a presión mecánica, puede interpretar como un toque válido una detección espuria producto de ruido eléctrico o de un roce accidental. Para evitar esto, se incorpora un filtro que descarta toda lectura por debajo de un umbral mínimo de presión — de forma que el sistema solo reacciona ante un toque intencional y sostenido, no ante cualquier variación menor captada por el sensor.

La Figura 11 muestra la HMI ya montada sobre la máquina: la pantalla TFT táctil resistiva, que constituye el único punto de interacción del operador con el sistema.



Figura 11 - Interfaz HMI

3.5.5 Máquina de estados

Un criterio de diseño central para la HMI es que esta no debe tomar ninguna decisión de control por sí misma: toda la lógica del proceso reside en el ESP32 Principal (y, en última instancia, en el PLC), y la HMI se limita a mostrar lo que ese controlador le informa por el enlace serie, y a reenviarle lo que el operador ingresa. Este criterio de "fuente única de verdad" evita un problema típico de los sistemas con más de un controlador: si tanto la HMI como el ESP32 Principal intentaran llevar su propia noción del estado del proceso, ambas representaciones podrían desincronizarse ante un mensaje perdido o un reinicio inesperado de cualquiera de los dos. Al concentrar toda la lógica en un único lugar, la HMI queda reducida a una máquina de estados puramente reactiva:

cada comando recibido actualiza el texto en pantalla y el color de un conjunto de LEDs indicadores, sin margen de interpretación propia.

Los tres parámetros que el operador configura antes de iniciar un lote se detallan en la Tabla 1.

Parámetro	Valores disponibles
Peso de miel por frasco	250 / 500 / 1000 g
Densidad de la miel	1,38 / 1,42 / 1,45 g/mL
Cantidad de frascos	Numérico libre

Tabla 1 - Parámetros configurados por el operador en cada lote.

Los tres valores de densidad disponibles (1,38 / 1,42 / 1,45 g/mL) corresponden a los rangos con los que se trabaja habitualmente la miel en la práctica del sector, relevados junto al productor.

Los dos primeros parámetros se presentan como listas desplegables con opciones fijas —una decisión deliberada para evitar que el operador ingrese, por error, un valor fuera de los rangos que el sistema sabe manejar—, mientras que la cantidad de frascos admite carga libre, validada para no aceptar valores nulos o negativos, como puede observarse en la Figura 12:

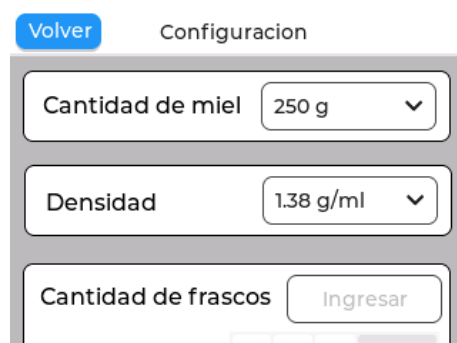


Figura 12 - Pantalla configuración en HMI para configurar lote.

Finalmente, más allá de la pantalla física, el ESP32 Principal expone un panel web con la misma funcionalidad de configuración y control, accesible desde cualquier dispositivo conectado a la red Wi-Fi local. La motivación de este canal

redundante es doble: por un lado, ofrecer un respaldo operativo ante una eventual falla de la pantalla táctil; por otro, permitir el diagnóstico remoto del sistema sin necesidad de estar físicamente frente a la máquina. Que ambas interfaces converjan sobre las mismas funciones del firmware —en lugar de mantener dos implementaciones separadas de la misma lógica— es una decisión intencional para evitar justamente el problema de desincronización mencionado antes: HMI física y panel web nunca pueden "contradecirse" entre sí, porque en el fondo ambas están preguntando lo mismo al mismo controlador. El panel web que se menciona puede observarse en la Figura 13.

The screenshot displays the 'Fraccionadora de Miel' (Honey Fractionator) web interface. At the top, a blue header contains the title 'Fraccionadora de Miel' and the subtitle 'Sistema automatizado de dosificación'. Below the header is a progress bar with five steps: 1. Calibrar Sistema, 2. Configurar Parámetros, 3. Iniciar Producción, 4. Dispensando, and 5. Finalizado. The main content area is divided into three sections. The first section, 'Estado del Sistema', lists system parameters: Tiempo, Estado, Posición, Parada Emergencia, Calibración, and Guía Posicionada, each with a corresponding status indicator. Below this list is a large blue button labeled 'Frascos: 0/0'. The second section, 'Configuración', contains three dropdown menus for 'Peso de Miel (g)' (set to 500g), 'Densidad de Miel (g/mL)' (set to 1.38 (Ligera)), and 'Cantidad de Frascos'. A blue button labeled 'Guardar Configuración' is positioned below these settings. The third section, 'Acciones del Sistema', features four colored buttons: 'Calibrar Guía' (orange), 'Iniciar Sistema' (green), 'Parada Emergencia' (red), and 'Reiniciar Sistema' (blue). At the bottom, the 'Historial del Sistema' section is visible but currently empty.

Figura 13 - Captura de pantalla del panel web antes de comenzar un lote.

3.6 Integración del sistema

Las secciones anteriores presentaron cada uno de los tres nodos de procesamiento del sistema de automatización —el PLC, el ESP32 Principal y la HMI— de forma individual: qué rol cumple cada uno, por qué se elige, y cómo se conecta con los demás. Esta sección retoma el criterio de diseño mencionado en 3.1.1 —la separación de responsabilidades entre los tres nodos, en lugar de concentrar toda la lógica en un único controlador— para mostrar cómo esas piezas, ya conocidas individualmente, funcionan en conjunto a lo largo de un ciclo completo de operación.

El ciclo se inicia con la calibración de la guía lineal (sección 3.3), en la que el ESP32 Principal ejecuta la rutina de calibración sobre el motor paso a paso y confirma el resultado a la HMI. Una vez calibrado el sistema, el operador ingresa la configuración del lote —peso de miel, densidad y cantidad de frascos— desde la HMI (sección 3.5), que despacha esta información al ESP32 Principal a través del enlace RS-485 descrito en 3.5.2. El ESP32 Principal traduce entonces estos parámetros a los dos registros que el PLC necesita conocer antes de operar (sección 3.4), habilitando al mismo para ejecutar la secuencia con los valores correctos.

A partir de este punto, y una vez presionado el botón físico START, el PLC ejecuta de forma autónoma la lógica de secuenciamiento neumático descrita en 3.1.2, gobernando el posicionamiento de cada frasco y accionando el cilindro dosificador sin intervención del ESP32 Principal en el control en tiempo real del proceso. Mientras el ciclo avanza, el ESP32 Principal —que no participa de la secuencia neumática en sí, pero sí monitorea el sistema a través de las señales compartidas descritas en 3.1— reporta el progreso a la HMI mediante mensajes de estado, que esta despliega junto con el conteo de frascos completados. Al finalizar el lote, o ante una condición de emergencia, el sistema reporta el resultado a la HMI, cerrando el ciclo.

Esta arquitectura de tres nodos, con responsabilidades acotadas y claramente delimitadas, se piensa para que un cambio en uno de los nodos —por ejemplo, en el enlace de comunicación entre la HMI y el ESP32 Principal— no requiera modificar la lógica de secuenciamiento del PLC ni el resto del sistema. La Figura 14 ilustra la secuencia completa de dispensado, mostrando el intercambio entre los tres nodos.

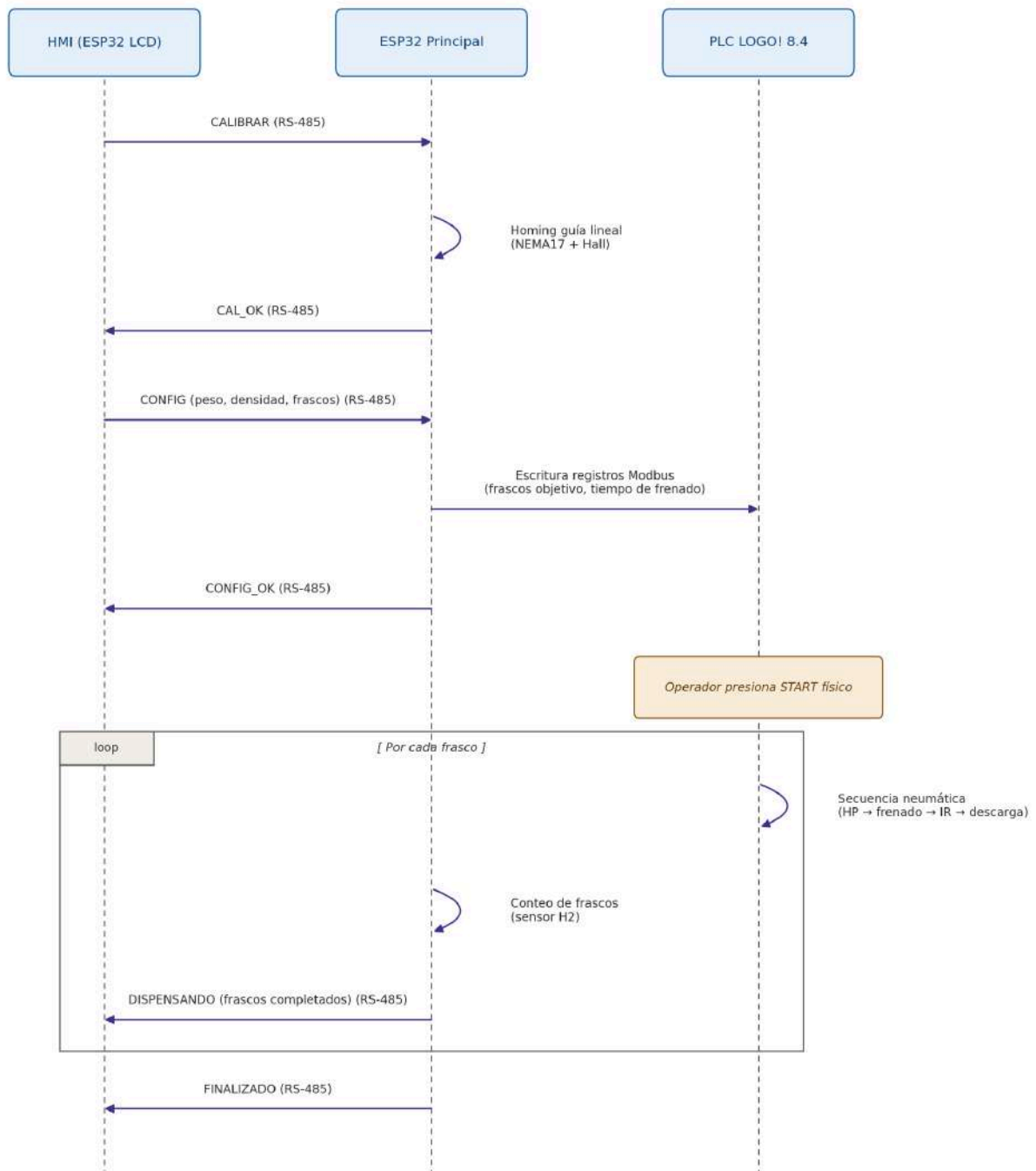


Figura 14 - Secuencia de dispensado.

La Figura 15 muestra el tablero eléctrico del sistema ya montado, donde se concentran la fuente primaria de 24 V y la etapa de 5 V, el PLC y el ESP32 Principal, y el driver del motor paso a paso junto con los módulos de acoplamiento y relés descritos a lo largo de este capítulo.

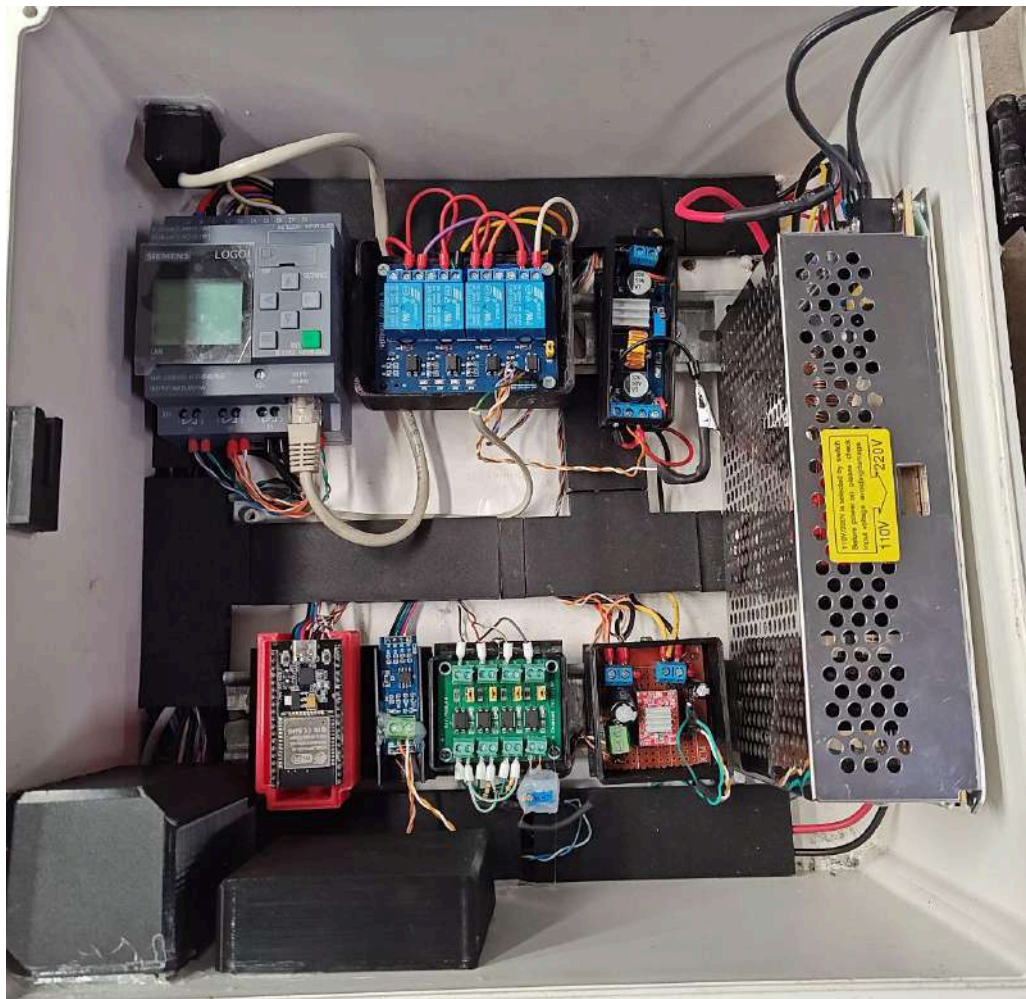


Figura 15 - Tablero eléctrico del sistema.

4. Módulo de medición ultrasónico

4.1 La densidad de la miel: fundamentos y métodos de medición

La densidad de la miel no es una propiedad fija, sino que varía principalmente en función de su contenido de humedad: a mayor proporción de agua, menor densidad. Esta relación convierte a la densidad en un indicador indirecto de calidad y madurez del producto —una miel con exceso de humedad, además de tener menor valor comercial, es más propensa a procesos de fermentación durante el almacenamiento—, razón por la cual su medición resulta relevante más allá de su uso directo en el cálculo de dosificado por peso que aborda este proyecto. En menor medida, la densidad también se ve afectada por la

composición específica de azúcares de cada variedad de miel y, de forma más marcada, por la temperatura: al igual que la mayoría de los líquidos, la miel se dilata al calentarse, por lo que una misma muestra puede arrojar lecturas de densidad distintas según la temperatura a la que se mida (Figura 16) .

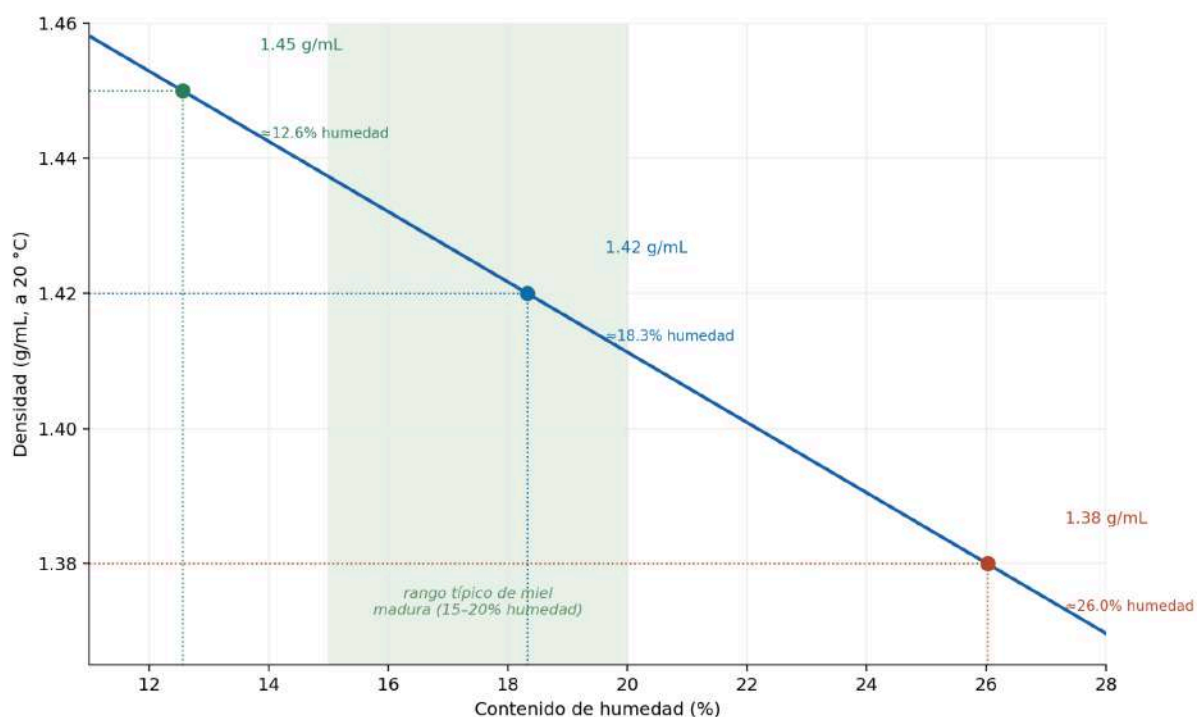


Figura 16 - Relación densidad-humedad de la miel. Relación aproximada; no corresponde a datos propios del proyecto.

En la práctica de control de calidad, la densidad de la miel se determina habitualmente mediante alguno de los siguientes métodos: la refractometría, que no mide la densidad de forma directa sino el índice de refracción de la muestra, a partir del cual se estima el contenido de humedad y, mediante tablas de referencia, la densidad correspondiente —es el método más utilizado en la práctica por su rapidez y simplicidad, aunque depende de una calibración previa y de tablas específicas por tipo de miel—; la areometría (o densitometría por hidrómetro), que mide la densidad de forma directa mediante un flotador calibrado, pero que en el caso de la miel requiere diluir o calentar la muestra para reducir su viscosidad lo suficiente como para que el instrumento flote libremente; y la picnometría, el método más preciso de todos, basado en pesar un volumen exactamente conocido de muestra, pero también el más lento y dependiente de manipulación cuidadosa en laboratorio.

Los tres métodos comparten una limitación común, más allá de sus diferencias de precisión y practicidad: requieren extraer una muestra del producto y analizarla fuera de línea, interrumpiendo el flujo del proceso productivo y dependiendo de la disponibilidad de un operador capacitado y de instrumental de laboratorio. Esta limitación es la que motiva explorar un método de medición no invasivo, capaz de integrarse directamente en línea dentro del propio proceso de fraccionado, sin extraer muestras ni detener la producción.

La medición por ultrasonido responde a este objetivo a partir de un principio físico distinto: la velocidad de propagación del sonido en un fluido depende de sus propiedades elásticas y de su densidad, de modo que, en principio, midiendo el tiempo que tarda un pulso ultrasónico en atravesar una distancia conocida dentro del medio, es posible inferir su densidad sin necesidad de contacto físico con instrumental de laboratorio ni de extraer muestra alguna. En la práctica, sin embargo, esta relación no resulta sencilla de aplicar de forma directa sobre la miel: al tratarse de un fluido no newtoniano y de composición variable, sus propiedades elásticas no están caracterizadas de forma cerrada ni son constantes, por lo que —como se detalla en la sección 5.3.4— el presente trabajo no busca derivar la densidad a partir de una ecuación física, sino establecer esa relación de forma empírica, a partir de mediciones de velocidad sobre muestras de densidad conocida. La Figura 17 muestra el banco de medición por TOF utilizado.

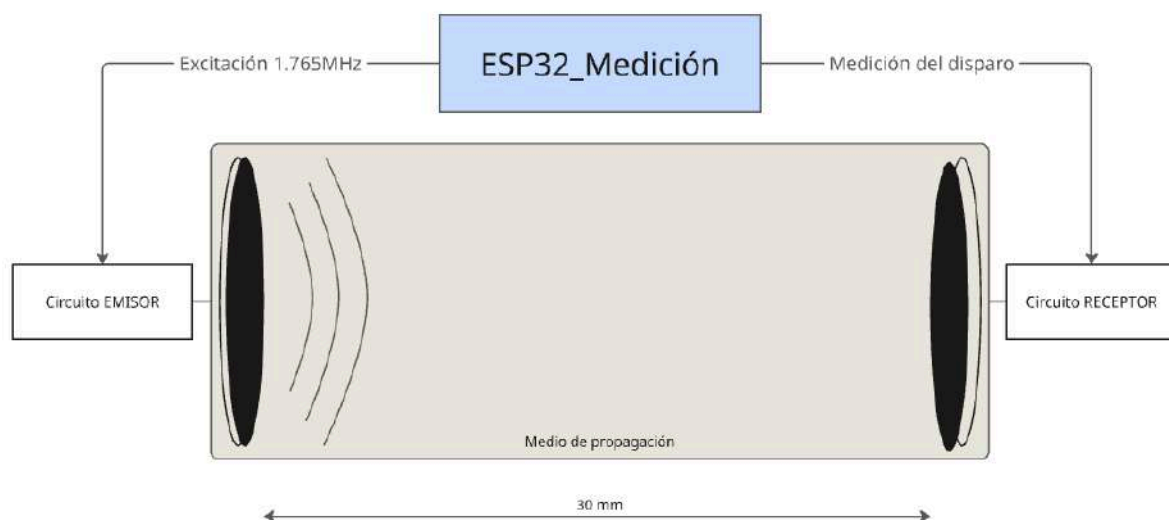


Figura 17 - Banco de medición por Tiempo de Vuelo ultrasónico.

El resto de este capítulo desarrolla el diseño e implementación de un módulo experimental orientado a validar, como prueba de concepto en banco de laboratorio, la factibilidad técnica de este principio de medición.

4.2 Bloque de excitación y emisión

La generación del pulso ultrasónico requiere resolver dos problemas de naturaleza distinta: por un lado, generar una señal eléctrica a la frecuencia correcta para excitar mecánicamente al transductor con la mayor eficiencia posible; por otro, elevar esa señal —que el microcontrolador solo puede generar a niveles lógicos de 3,3 V— a una amplitud suficiente como para lograr una presión acústica efectiva en el medio de propagación. Las siguientes subsecciones abordan ambos problemas en el orden en que se resuelven durante el desarrollo.

4.2.1 Frecuencia de resonancia real y nominal

El transductor piezoeléctrico utilizado presenta, según sus especificaciones, una frecuencia de resonancia nominal de 1,7 MHz. Sin embargo, ese valor nominal está caracterizado por el fabricante en aire, y no necesariamente se corresponde con la frecuencia a la que el transductor entrega la mayor transferencia de energía acústica una vez montado en el medio de propagación real del proyecto (agua), ni una vez acoplado a la red inductiva diseñada específicamente para esa frecuencia nominal.

Esta diferencia se hizo evidente durante los primeros ensayos de banco: al excitar el conjunto driver-bobina-transductor a 1,67 MHz —valor calculado a partir de la caracterización teórica del transductor— la señal observada en el osciloscopio, del lado de la salida del driver, no se mostraba como una senoidal de amplitud estable, sino como una oscilación con una envolvente variable ciclo a ciclo (un fenómeno conocido como *beating*, o batido, característico de un sistema excitado fuera de su punto exacto de resonancia). Se descartaron en primer lugar posibles causas más triviales —una conexión invertida del transductor, o un problema de referencia de masa entre las etapas del circuito— antes de identificar que el origen del comportamiento era, efectivamente, un desajuste entre la frecuencia de excitación aplicada y la frecuencia de resonancia real del conjunto bobina-transductor.

A partir de esta hipótesis, se realiza un barrido manual de frecuencia con un generador de funciones, variando la excitación en un entorno cercano a los 1,67 MHz calculados, mientras se observaba en el osciloscopio la amplitud de la señal a la salida del transductor emisor. Este barrido permitió identificar que la amplitud se estabiliza —sin el batido observado inicialmente— en un entorno de 1,765 MHz, un valor sensiblemente distinto del calculado originalmente. Esta discrepancia resulta consistente con el comportamiento físico esperado: la carga acústica que impone el acoplamiento del cristal con el agua modifica la frecuencia de resonancia mecánica efectiva respecto de su valor nominal en aire, un efecto que el cálculo teórico inicial —basado únicamente en la hoja de datos del transductor— no podía anticipar. En consecuencia, la frecuencia de excitación definitiva del sistema se establece en 1,765 MHz forma empírica, y no a partir del valor de catálogo.

4.2.2 Generación de la señal de excitación

La señal digital de excitación se genera mediante el periférico LEDC [20] del ESP32 y se aplica directamente a la entrada del driver. Debido al *ringing*² presentado en el pin GPIO de salida —con picos de hasta 5,44 V y valles de hasta -2,16 V, ambos fuera del rango de tensión absoluto admisible en las entradas GPIO del ESP32 (aproximadamente -0,3 V a 3,6 V)—, se incorpora una resistencia de amortiguamiento en serie, inmediatamente a la salida del GPIO. El valor de esta resistencia se ajusta de forma empírica: un primer ensayo con 100 Ω resulta insuficiente para reducir el *ringing* a un nivel aceptable, mientras que una resistencia de 330 Ω , logra atenuarlo a un sobrepico del 2,63% —muy por debajo del 71,79% inicial—, sin comprometer de forma apreciable la velocidad de flanco de la señal a la escala temporal relevante para la aplicación.

4.2.3 Duración de la ráfaga de excitación

Una vez resuelta la frecuencia de excitación, queda por definir la duración de cada pulso. Este parámetro no es arbitrario: la distancia entre los transductores emisor y receptor en el banco de pruebas es de apenas 30 mm, lo que implica un tiempo de tránsito de la señal a través del agua del orden de los 20 μ s. Si la ráfaga de excitación se extendiera demasiado en el tiempo, el propio

² El *ringing* es consecuencia de la interacción entre la velocidad de flanco propia del GPIO del microcontrolador y la capacitancia parásita del cableado de medición — un efecto habitual al conmutar señales digitales a alta velocidad sobre pistas o cables no controlados en impedancia.

transductor emisor podría seguir "sonando" en el momento en que la señal recibida comienza a llegar al receptor, contaminando eléctricamente la etapa de recepción antes de que el sistema pueda distinguir con claridad el instante real de arribo.

Dado que, a la frecuencia de trabajo de 1,765 MHz, cada ciclo de la señal dura aproximadamente 566,57 ns, una ráfaga de entre 10 y 15 ciclos se traduce en una duración de entre 5,66 μ s y 8,5 μ s — un intervalo que deja un margen amplio respecto de los 20 μ s de tránsito estimado, asegurando que la excitación del emisor concluya bien antes de que el sistema deba comenzar a "escuchar" la señal recibida (Figura 18).

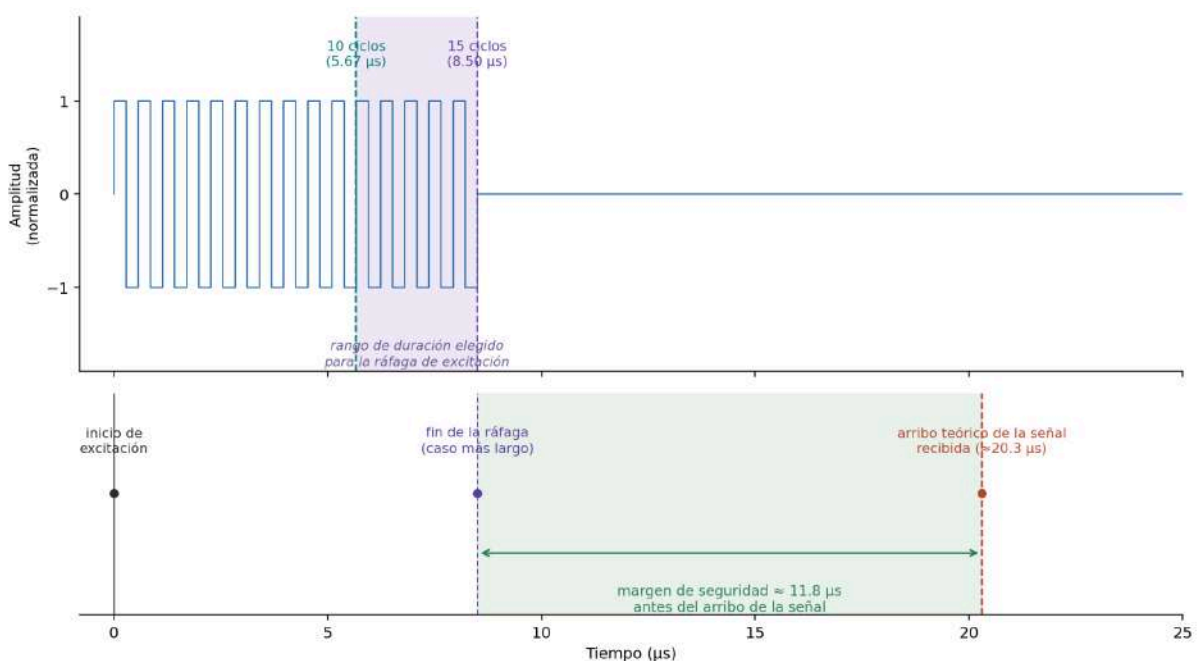


Figura 18 - Ráfaga de excitación a 1,765 MHz: onda cuadrada (LEDC).

4.2.4 Etapa de potencia

Elevar la señal digital de 3,3 V del ESP32 a un nivel capaz de excitar efectivamente al cristal piezoeléctrico no es un problema menor: el transductor se comporta, desde el punto de vista eléctrico, como una carga predominantemente capacitiva, que demanda picos de corriente considerables para cargarse y descargarse a la frecuencia de trabajo — una corriente que las salidas lógicas del microcontrolador no están en absoluto dimensionadas para entregar.

Frente a este problema, la alternativa más habitual en aplicaciones de mayor potencia —una etapa de amplificación basada en transformador, para alcanzar tensiones de excitación más altas— resulta innecesariamente compleja para los niveles de energía que requiere esta aplicación de banco. Se opta en cambio por el driver dual de MOSFETs IR4427, alimentado a 12 V, que eleva directamente el nivel lógico proveniente del ESP32 a pulsos de hasta 12 V pico a pico, entregando picos de corriente de hasta 1,5 A al transductor — suficiente para la aplicación, sin necesidad de una etapa de conversión de tensión adicional.

Un detalle de implementación que vale la pena mencionar: el IR4427 cuenta con dos canales internos independientes, pensados originalmente para excitar dos MOSFETs en una configuración diferencial (medio puente). En este proyecto, ambos canales se conectan en paralelo entre sí —tanto en sus entradas como en sus salidas—, en lugar de aprovechar esa configuración diferencial. Esta decisión, respaldada por la propia hoja de datos del fabricante (que garantiza tiempos de propagación calibrados entre ambos canales), permite duplicar la capacidad de corriente de salida del driver sin el riesgo de conducción cruzada que implicaría operarlos de forma verdaderamente diferencial, a costa de resignar la topología diferencial en favor de una excitación referenciada a masa (single-ended) — una simplificación razonable, dado que la aplicación no requería aprovechar las ventajas de rechazo de modo común que ofrece un esquema diferencial.

Finalmente, la propia conmutación de la corriente hacia la red de acople inductivo (sección 4.2.5) puede generar sobretensiones transitorias por efecto inductivo que exceden los límites admisibles del driver. Para proteger al IR4427 de este riesgo, se incorpora un par de diodos Schottky en configuración de sujeción bidireccional sobre el nodo de salida, elegidos por su baja tensión de conducción y su rápida respuesta — características necesarias para reaccionar a la velocidad que exigen los transitorios de conmutación a 1,765 MHz.

4.2.5 Red de acople inductivo

El carácter capacitivo del transductor (estimado en 1700-1800 pF a su frecuencia nominal) no solo complica la etapa de potencia del driver, sino que también implica que buena parte de la corriente entregada por éste se destine a cargar y descargar esa capacitancia, en lugar de convertirse efectivamente en energía acústica. Para reducir esta componente reactiva de la corriente, se incorpora

una bobina de $4,7\ \mu\text{H}$ en serie con el transductor, formando junto con su capacitancia una red LC cuya frecuencia de resonancia teórica ($\approx 1,755\ \text{MHz}$) se aproxima, sin coincidir exactamente, a la frecuencia real de excitación determinada empíricamente en 4.2.1.

Esta falta de coincidencia exacta no responde a un error de cálculo, sino a una decisión práctica: la bobina utilizada corresponde a un valor comercial estándar, no a un bobinado hecho a medida para sintonizar la red con precisión. Esa aproximación resulta suficiente para el propósito buscado, porque —al tratarse de una excitación por onda cuadrada generada digitalmente, y no de un amplificador resonante sintonizado en régimen senoidal puro— la función de esta red no es actuar como un filtro selectivo de frecuencia, sino simplemente aliviar la carga reactiva que el driver debe suministrar. Para ese objetivo, una sintonía aproximada es suficiente (Figura 19).

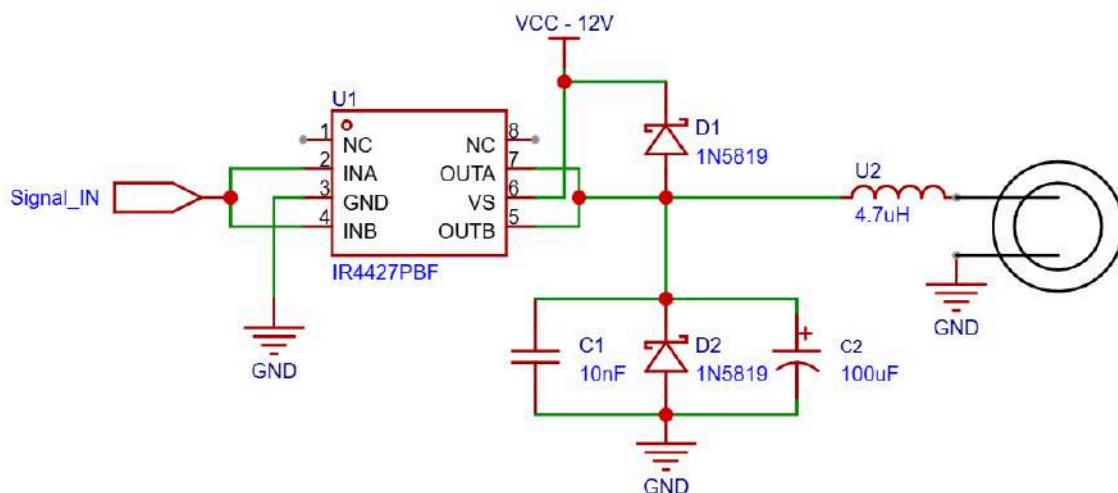


Figura 19 - Esquemático de la etapa de excitación.

El efecto de esta red sobre la forma de onda de excitación se verifica empíricamente, midiendo con osciloscopio la tensión resultante en el terminal del transductor, como se observa en la Figura 20:

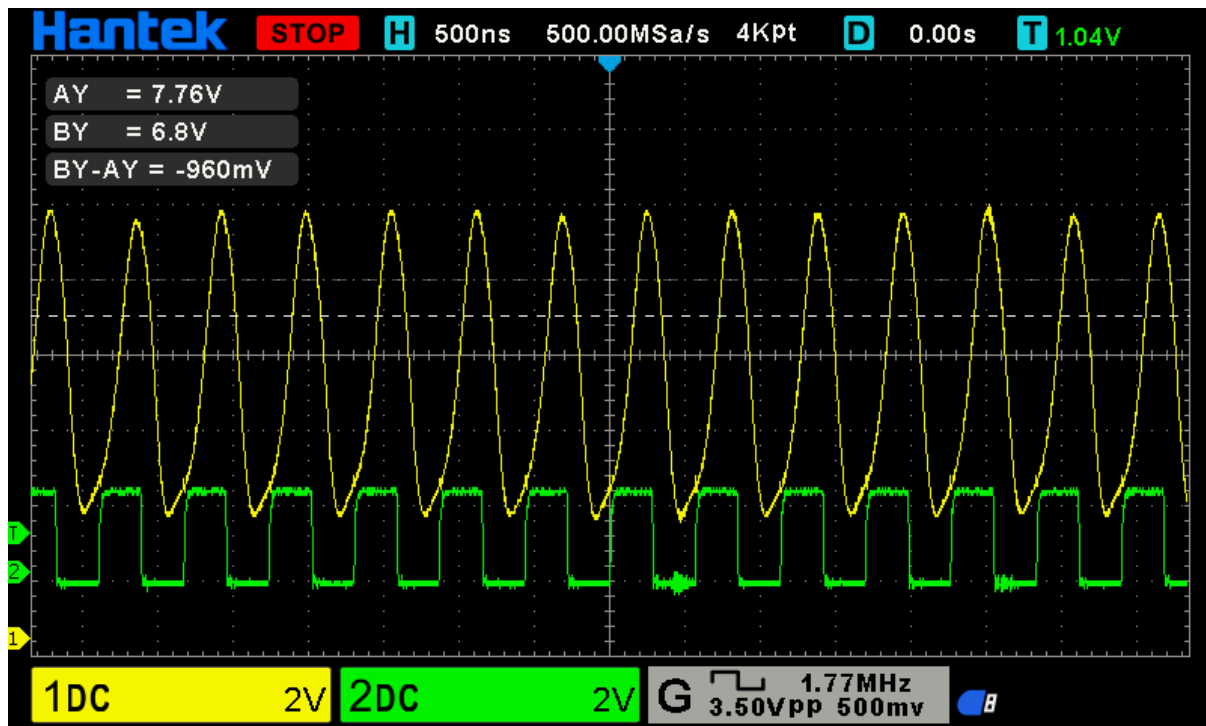


Figura 20 - Señal medida en el terminal del transductor emisor (canal 1, amarillo) frente a la señal de referencia del generador (canal 2, verde, $\approx 1,77$ MHz).

4.3 Etapa de recepción

Una vez que la señal ultrasónica atraviesa el medio de propagación y llega al transductor receptor, el problema cambia de naturaleza: ya no se trata de entregar potencia, sino de acondicionar una señal de amplitud muy pequeña —del orden de los milivolts— hasta un nivel que el microcontrolador pueda digitalizar y comparar de forma confiable contra un umbral. Las siguientes subsecciones desarrollan esta cadena de acondicionamiento, desde la amplificación inicial hasta la detección del instante de arribo.

4.3.1 Etapa de acondicionamiento

La señal captada por el transductor receptor se amplifica mediante un amplificador operacional OPA 365, configurado en topología no inversora. El diseño de esta etapa debe resolver dos problemas simultáneos, ambos derivados de una misma restricción: el ESP32 sólo puede digitalizar tensiones dentro del rango 0–3,3 V, mientras que la señal de interés —al ser una señal alterna— oscila naturalmente en torno a cero volts, con semiciclos tanto positivos como negativos.

El primer problema es de polarización: para que la señal alterna quede completamente dentro del rango admisible del conversor analógico-digital, es necesario elevarla sobre un nivel de continua intermedio. Esto se resuelve mediante un divisor resistivo entre el riel de 3,3 V y masa, que inyecta una referencia de 1,65 V —el punto medio exacto del rango del ADC— sobre la entrada del amplificador, de forma que la señal amplificada oscile simétricamente alrededor de ese punto medio sin recortarse contra ninguno de los dos extremos del rango disponible.

El segundo problema es que la ganancia necesaria en la frecuencia de trabajo no puede aplicarse también sobre la tensión de continua de polarización (1,65 V): de hacerlo, el amplificador debería entregar una salida de continua muy superior a su propia alimentación, quedando saturado de forma permanente. Este problema se soluciona con una red de realimentación con acoplamiento AC: una resistencia en serie con un capacitor hacia masa, ubicada en el lazo de realimentación del amplificador, que se comporta como un circuito abierto en continua —preservando sin alterar la tensión de polarización de 1,65 V— y como un cortocircuito en alta frecuencia, habilitando ahí sí la ganancia definida por las resistencias de realimentación. En otras palabras: la misma red que fija la ganancia en la frecuencia de interés es también la que evita que esa ganancia termine saturando el amplificador con su propia tensión de referencia (Figura 21).

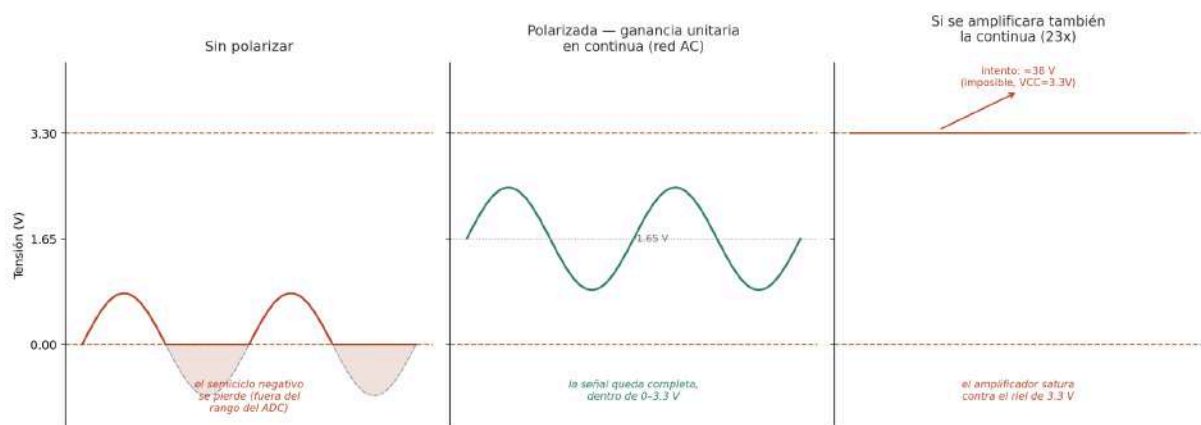


Figura 21 - Efecto de la polarización y de una eventual ganancia en continua sobre la señal de entrada.

El circuito completo de esta etapa de acondicionamiento se muestra en la Figura 22.

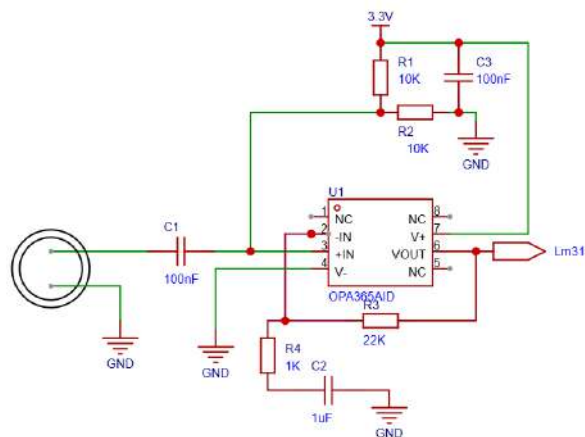


Figura 22 - Esquemático conexión amplificador OPA 365.

4.3.2 Caracterización de la banda pasante

A diferencia de una etapa de filtrado activo dedicada, la banda pasante de esta etapa surge naturalmente de la combinación de dos límites ya presentes en el propio diseño, sin necesidad de agregar componentes adicionales: el límite inferior lo impone la misma red RC de acoplamiento AC descrita en 4.3.1 (que además de resolver el problema de saturación, actúa como filtro pasa-altos, rechazando el ruido de baja frecuencia y el acoplamiento de la red eléctrica), mientras que el límite superior surge del propio producto ganancia-ancho de banda finito del OPA 365: a mayor ganancia configurada, menor es el ancho de banda disponible del amplificador. Que ambos límites emerjan de decisiones de diseño ya tomadas por otras razones —y no de un filtro dedicado adicional— permite mantener la etapa de recepción con una cantidad reducida de componentes críticos.

Esta banda pasante determina, en particular, qué ganancia real cabe esperar a la frecuencia de trabajo (1,765 MHz) — un valor que se verifica experimentalmente inyectando una señal conocida (100 mVpp a la frecuencia de trabajo) directamente en la entrada del amplificador mediante un generador de funciones, y midiendo con cursores de osciloscopio la amplitud de la señal amplificada resultante. La ganancia medida de esta forma resulta de 17,6 veces — un valor menor a la ganancia teórica en continua (23 veces, dada por la

relación de resistencias de realimentación), pero consistente con la atenuación esperada según el producto ganancia-ancho de banda del OPA 365 a la frecuencia de trabajo. Esta coincidencia entre el valor medido y el modelo teórico de *roll-off* —y no solo entre el valor medido y un número "esperado" arbitrario— permite afirmar con confianza que el comportamiento del circuito responde al modelo físico esperado, y no a un error de diseño o de medición (Figura 23).

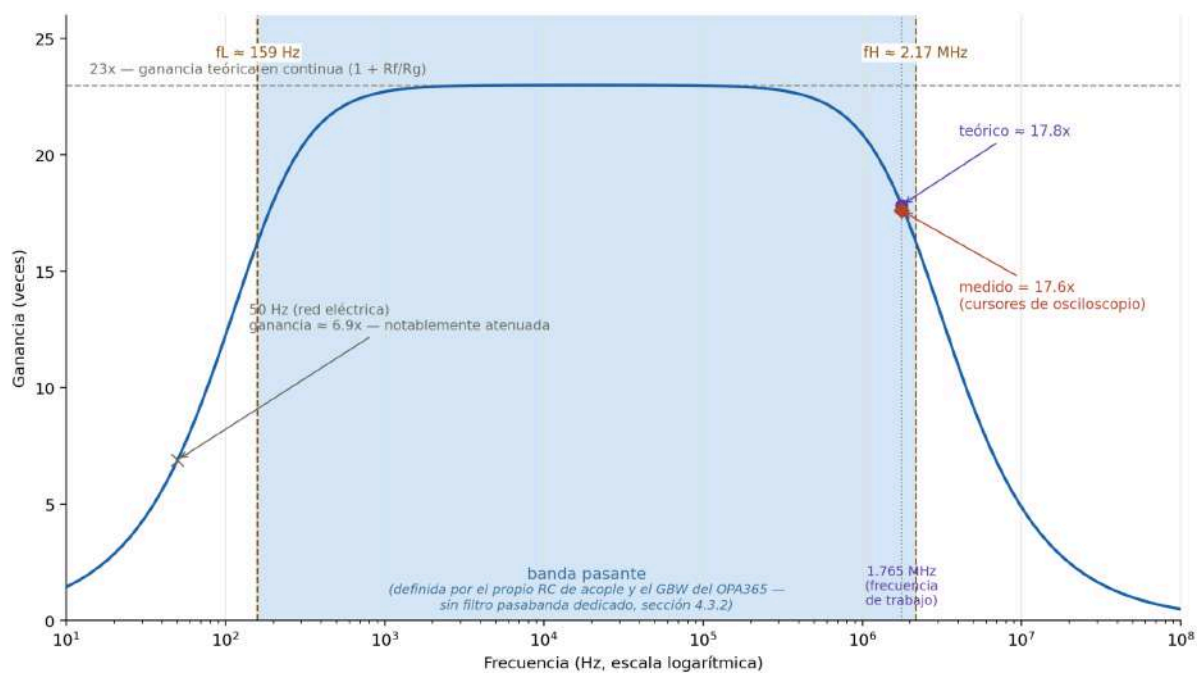


Figura 23 - Respuesta en frecuencia de la etapa de amplificación.

4.3.3 Comparador de disparo

La salida del amplificador OPA 365 entrega una señal analógica continua, pero lo que el sistema necesita para calcular el Tiempo de Vuelo es un evento discreto y preciso: el instante exacto en que la señal recibida cruza un determinado nivel. Esa conversión de señal analógica a evento digital es la función del comparador LM311.

El comparador se alimenta a 5 V —dentro de su rango de operación especificado por el fabricante—, en lugar del riel de 3,3 V del resto de la cadena. Gracias a su salida de colector abierto, esto no compromete la compatibilidad con el ESP32:

la resistencia de pull-up de la salida se referencia al riel de 3,3 V, entregando un nivel lógico alto adecuado al VIH del microcontrolador.

El umbral de disparo no se fija con un valor calculado, sino mediante un trimmer ajustable. Esta decisión responde al carácter empírico de las condiciones de ensayo —dato que depende, entre otras cosas, de la distancia entre transductores y la ganancia efectiva a la frecuencia de trabajo—, de esta manera resulta razonable dejar ese ajuste abierto a calibración en banco y no congelarlo en un valor teórico que puede no corresponderse con la realidad. El criterio de ajuste adoptado es posicionar el umbral apenas por encima del nivel de polarización de 1,65 V, de forma de disparar ante la primera excursión positiva de la señal que supere el piso de ruido, sin reaccionar al nivel de continua de reposo. El circuito completo de esta etapa —polarización, red de realimentación AC y comparador— se muestra en la Figura 24:

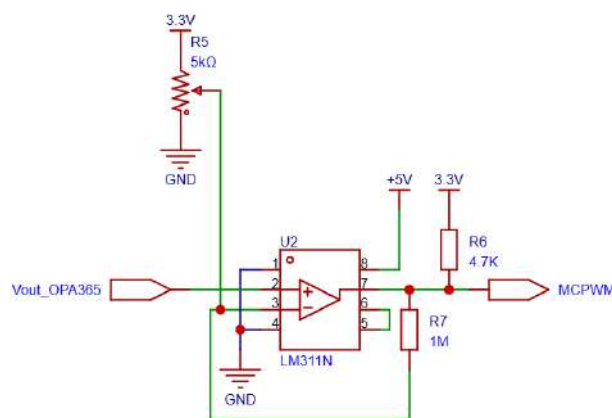


Figura 24 - Esquemático etapa de disparo.

Un umbral fijo, sin embargo, trae consigo un riesgo: si la señal cruza ese nivel varias veces en un entorno muy cercano (por ruido superpuesto), el comparador puede disparar múltiples veces de forma espuria en lugar de una sola transición limpia —un fenómeno conocido como *chatter*—. Para evitarlo, se incorpora una resistencia R7 de realimentación positiva entre la salida del comparador y su propio nodo de referencia (Figura 24), generando una pequeña ventana de histéresis: una vez que el comparador dispara, el umbral efectivo se desplaza levemente, de forma que una oscilación menor de la señal alrededor del punto de cruce ya no alcanza para hacerlo conmutar de nuevo. El ancho de esta ventana es de apenas unos pocos milivoltios —lo suficientemente pequeño como para no introducir un retardo apreciable en la detección del instante de

arriba (que es lo que en definitiva se busca medir con precisión), pero suficiente para inmunizar al circuito frente a pequeñas oscilaciones de ruido cerca del umbral. La Figura 25 ilustra este efecto: sin la resistencia de histéresis, el ruido cercano al umbral produce varias conmutaciones espurias en lugar de una sola (*chatter*); al incorporarla, la transición resulta única y limpia.

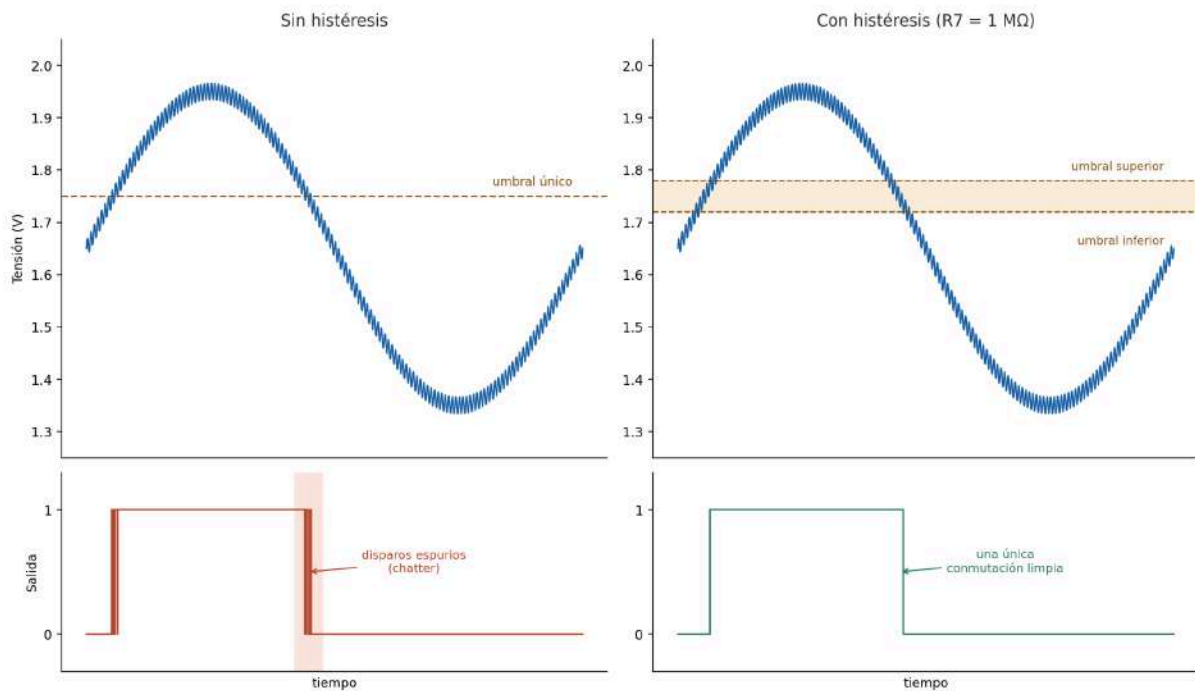


Figura 25 - Comparador LM311: efecto de la histéresis frente al ruido.

Finalmente, en la Figura 26 se muestra el resultado de la medición experimental del tiempo de propagación real del comparador —el retardo entre el cruce de umbral en la entrada y la transición correspondiente en la salida—, obteniendo un valor de 264 ns. Este resultado es consistente con el tiempo de respuesta típico que especifica el fabricante (200 ns), considerando que las condiciones reales de operación del circuito (alimentación de 5 V en riel único, mayor sobreexcitación de entrada) difieren de las condiciones de ensayo del propio datasheet. Más importante aún: al tratarse de un valor más de dos órdenes de magnitud menor que el tiempo de tránsito estimado de la señal a través del medio ($\approx 20 \mu\text{s}$), su contribución al error de la medición de TOF resulta despreciable frente a la resolución temporal que exige la aplicación.

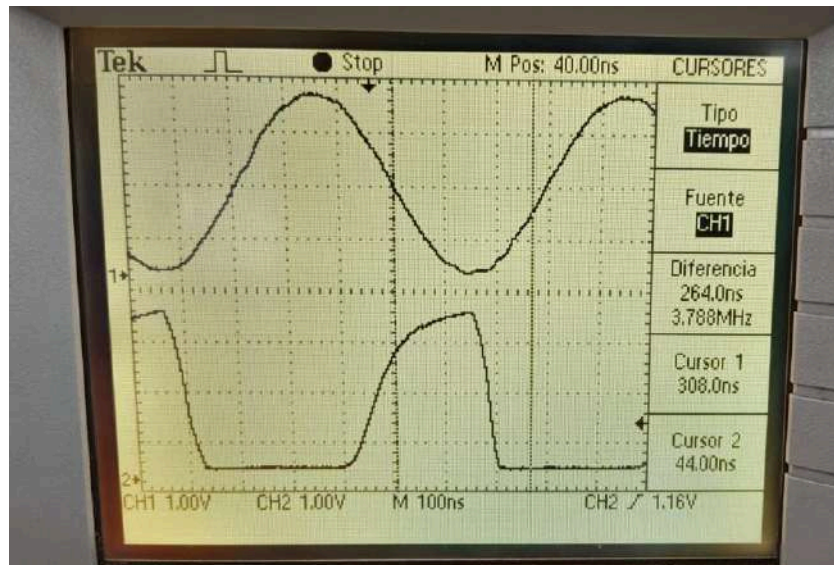


Figura 26 - Medición del tiempo de propagación del comparador LM311.

4.4 Captura del Tiempo de Vuelo

Con la señal ya convertida en un evento digital limpio por el comparador (sección 4.3.3), queda un último problema por resolver: registrar con precisión cuándo ocurre ese evento, y compararlo contra el instante en que comenzó la excitación, para obtener el Tiempo de Vuelo.

La forma más directa de resolver esto sería registrar una interrupción de software convencional sobre el pin del comparador, y dentro de su rutina de servicio, leer el contador de microsegundos del sistema. Sin embargo, este enfoque tiene un problema que solo se vuelve crítico en aplicaciones de muy alta resolución temporal como esta: entre el instante físico en que ocurre el flanco en el pin y el momento en que el procesador efectivamente llega a ejecutar la primera instrucción de la rutina de interrupción, transcurre una latencia —del orden de 1 a 2 μs en el ESP32, dependiendo de la carga del sistema y de qué otras interrupciones estén en curso— que no es despreciable. Dado que el tiempo de tránsito total de la señal ultrasónica en el banco de pruebas es de apenas $\approx 20 \mu\text{s}$, esa latencia de software por sí sola podría representar un error de hasta el 10% sobre la medición de Tiempo de Vuelo, un margen inadmisibles para una aplicación que busca inferir variaciones de densidad a partir de variaciones pequeñas en la velocidad del sonido del medio.

Este problema conduce a descartar la interrupción de software en favor del submódulo Capture del periférico MCPWM [20] del ESP32, diseñado

específicamente para registrar en hardware —sin intervención del procesador— la marca de tiempo exacta en la que ocurre un flanco sobre un pin configurado. La diferencia clave respecto de una interrupción convencional es que el valor de tiempo queda "sellado" por el propio periférico en el instante físico del evento; la eventual demora del procesador en atender la interrupción asociada solo afecta el momento en que el firmware lee el dato ya capturado, no la precisión del dato en sí (Figura 27). La solución que se adopta utiliza dos canales de captura de este mismo periférico —uno conectado a la señal de excitación (marca el inicio del pulso) y otro a la salida del comparador (marca el arribo de la señal recibida)—, garantizando además que ambas marcas de tiempo compartan idéntica base temporal, sin necesidad de sincronizar por software el instante de inicio de la ráfaga.

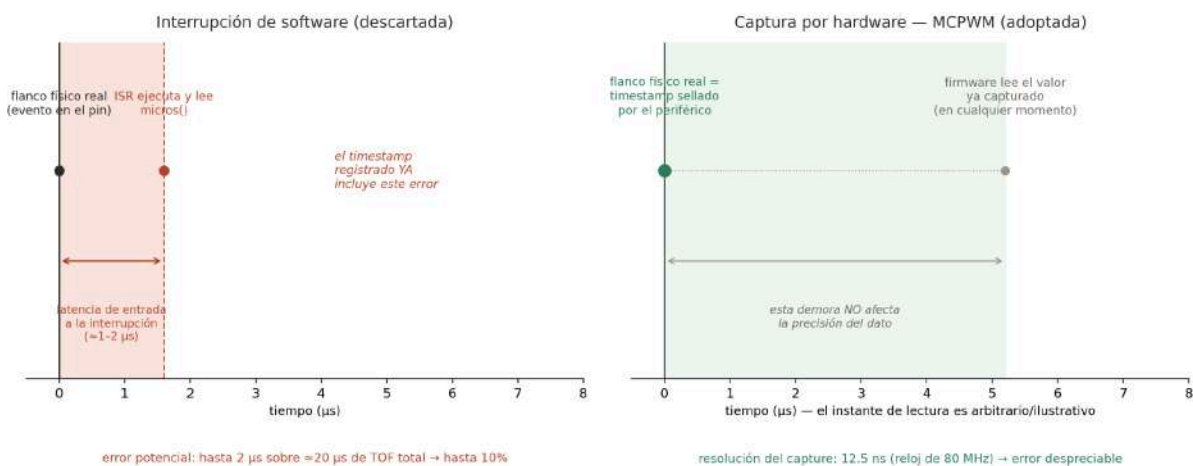


Figura 27 - Captura del Tiempo de Vuelo: interrupción por software frente a captura por hardware (MCPWM).

Cabe señalar una diferencia de arquitectura respecto de un sistema de medición por reflexión (pulso-eco), donde el propio transductor emisor continúa vibrando mecánicamente durante un tiempo después de finalizada la excitación (*ringing*) y debe ser forzado a detenerse activamente antes de poder habilitar la escucha, ya que en ese esquema el mismo transductor cumple ambos roles. Al tratarse en este proyecto de una arquitectura de transmisión directa, con un transductor receptor físicamente independiente del emisor, esa oscilación residual del emisor no compromete en absoluto la integridad de la etapa de recepción, simplificando la máquina de estados de control del ciclo de medición respecto de una topología de pulso-eco.

4.5 Validación empírica

Antes de involucrar al ESP32 de Medición en el lazo completo de captura y cálculo descrito en las secciones anteriores, se realiza un ensayo de banco orientado a validar, de forma aislada, que las etapas de excitación (4.2) y recepción (4.3) funcionen correctamente desde el punto de vista puramente eléctrico. Para esto, se disponen ambos transductores enfrentados, separados 30 mm, como se observa en la Figura 28, con agua como medio de propagación, y se utiliza un generador de funciones para inyectar la señal de excitación directamente sobre el driver IR4427 —en sustitución de la señal que, en la implementación final, genera el propio ESP32 de Medición—, mientras un osciloscopio de dos canales observa simultáneamente la señal de excitación y la señal a la salida de la etapa de recepción.

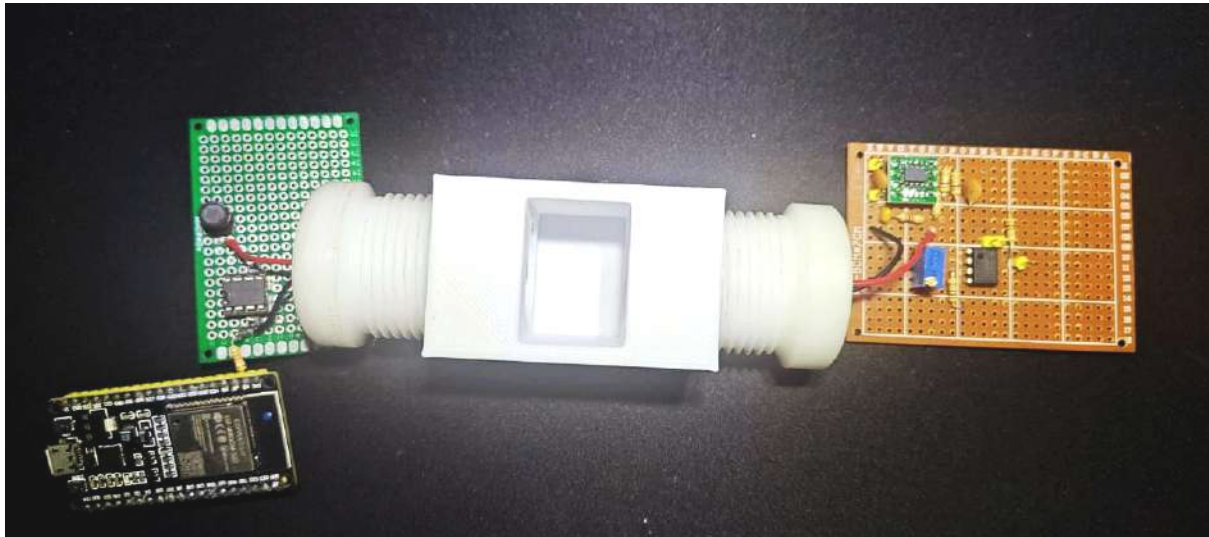


Figura 28 - Banco de validación de etapas.

El resultado de este primer ensayo es cualitativamente satisfactorio: el circuito de excitación amplifica correctamente los pulsos lógicos de entrada, excitando de forma efectiva al transductor emisor, y el circuito de recepción capta una señal de muy baja amplitud a la salida del transductor receptor, la cual es elevada de forma apreciable por la etapa de amplificación del OPA 365 — confirmando, ya en un ensayo de cadena completa (y no solo en la caracterización aislada de cada componente), el funcionamiento del acondicionamiento de señal descrito en 4.3.1. Se trata, sin embargo, de una validación exploratoria: no se registran valores cuantitativos de amplitud ni de

tiempo de tránsito con el rigor metodológico necesario para su documentación formal en esa primera instancia.

En un segundo ensayo, ya con el objetivo puntual de medir el TOF, se excita el transductor emisor mediante una ráfaga generada por el propio periférico LEDC del ESP32, y se mide directamente con el osciloscopio —mediante cursores manuales— el intervalo entre el primer flanco de la ráfaga de excitación y el inicio visible de la oscilación en el transductor receptor (Figura 29). El valor obtenido es de 22,24 μs , del mismo orden de magnitud que el valor teórico estimado a partir de la distancia entre transductores y la velocidad del sonido en agua ($\approx 20,3 \mu\text{s}$), pero con una diferencia de aproximadamente 2 μs que no queda explicada por el tiempo de propagación del comparador LM311 (264 ns, sección 4.3.3), varios órdenes de magnitud menor. Esta diferencia es atribuible, muy probablemente, al propio método de medición manual empleado —marcar el instante de arribo sobre la envolvente visible de la señal, en lugar del cruce por el umbral de detección real del comparador— y un posible offset sistemático en el tiempo de arranque mecánico (*ring-up*) del transductor receptor, todavía no caracterizado de forma independiente.

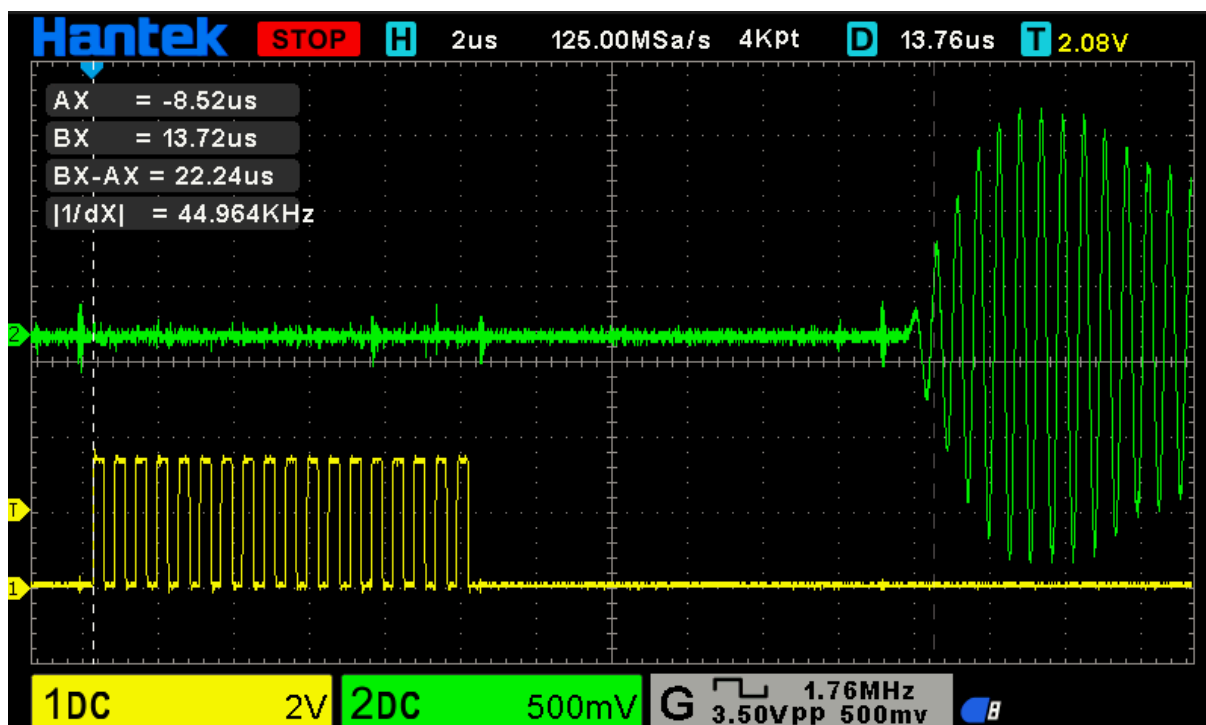


Figura 29 - Medición del intervalo entre el primer flanco de la ráfaga de excitación (canal 1) y el inicio visible de la oscilación en el transductor receptor (canal 2).

Ambos ensayos, en conjunto, cumplen su propósito: demostrar que la cadena completa de excitación-transmisión-recepción-amplificación opera de punta a punta sin fallas evidentes, y que el principio de medición por tiempo de vuelo es técnicamente viable sobre el banco de pruebas construido. La caracterización cuantitativa completa del sistema —incluyendo la calibración del offset detectado, la implementación de la captura automática por hardware, y el ensayo de referencia en aire— queda establecida como trabajo experimental pendiente, cuyo procedimiento se detalla en el Plan de Pruebas del proyecto.

5. Firmware

Este capítulo desarrolla el firmware de los dos microcontroladores que gobiernan, respectivamente, la coordinación del sistema de automatización (ESP32 Principal, ya presentado en el Capítulo 3) y el módulo de medición de densidad por ultrasonido (ESP32 de Medición, presentado en el Capítulo 4). Mientras que los capítulos anteriores se centran en el hardware y en la arquitectura de comunicaciones entre dispositivos, este capítulo aborda la lógica interna que cada microcontrolador ejecuta para cumplir su rol dentro de esa arquitectura.

5.1 Arquitectura general del firmware

El firmware del ESP32 Principal se organiza, al igual que la lógica del PLC descrita en 3.1.2, en torno a una máquina de estados explícita —un criterio de diseño que se repite deliberadamente en ambos controladores, dado que ya había demostrado ser más simple de visualizar, verificar y depurar que una implementación de flujo de control ad-hoc—. A diferencia del PLC, aquí la máquina de estados no se traduce a un formalismo de contactos y relés, sino que se implementa de forma directa en código, mediante una enumeración de estados (`SystemState`) y una estructura `switch` que ejecuta la lógica correspondiente al estado activo en cada iteración del bucle principal.

Ese bucle principal se diseña para ser no bloqueante: en cada iteración, antes de ejecutar la lógica del estado activo, se revisan de forma secuencial todas las fuentes de entrada posibles del sistema —solicitudes al servidor web, la cola de comunicación Modbus, tramas entrantes por RS-485 desde la HMI, y el estado de los pulsadores físicos de inicio y emergencia—, de forma que ninguna de ellas quede bloqueada esperando a que termine de procesarse otra. Esta decisión

resulta especialmente relevante porque el ESP32 Principal expone, además del enlace RS-485 con la HMI física, un servidor web embebido que replica exactamente la misma funcionalidad de configuración y control —un segundo canal de entrada, pensado como respaldo operativo ante una eventual falla de la pantalla física—, y ambos canales deben poder atenderse sin que uno bloquee al otro.

Existe, sin embargo, una única excepción deliberada a este criterio de no bloqueo: la rutina de calibración de la guía lineal (homing) sí ejecuta internamente sus propios bucles bloqueantes mientras el motor se desplaza. Esta excepción se debe a que la rutina de homing necesita mantener control estricto y continuo sobre el movimiento del motor paso a paso durante toda la maniobra de búsqueda del sensor de referencia, para evitar que otra lógica del sistema interrumpa o de-sincronice ese posicionamiento absoluto en un momento crítico. Para no perder por completo la capacidad de respuesta del sistema durante esta ventana bloqueante, esos mismos bucles invocan explícitamente, en cada iteración, la atención del servidor web y la lectura del enlace RS-485 — preservando ambos canales disponibles incluso mientras el motor está en movimiento, aunque el resto de la máquina de estados quede en pausa (Figura 30).

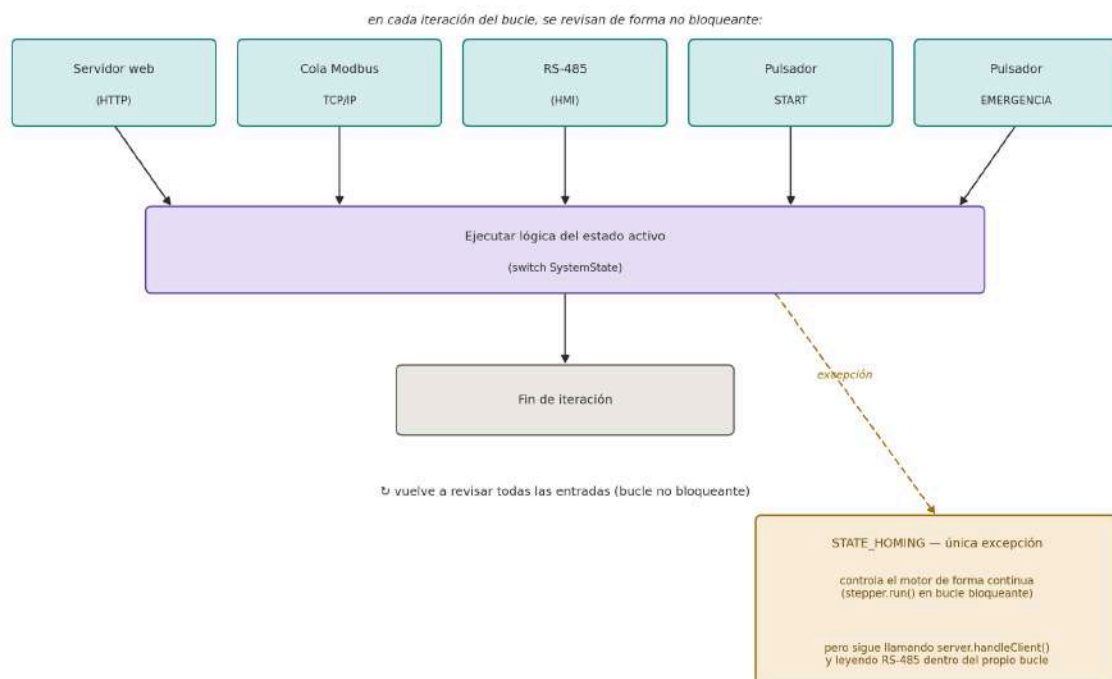


Figura 30 - Bucle principal del firmware: ESP32 Principal.

5.2 Firmware del ESP32 Principal

5.2.1 Rutina de calibración

Antes de poder calcular cualquier posición para el sensor Hall móvil, el sistema necesita saber, en primer lugar, dónde está ese sensor en este momento — y ahí aparece un problema típico de cualquier sistema de posicionamiento por motor paso a paso: el motor solo sabe contar pasos relativos a partir de donde arrancó, no conoce una posición absoluta real, salvo que se le indique explícitamente un punto de referencia.

La rutina de calibración (homming) resuelve esto en dos fases. Primero, si al iniciar la rutina el sensor de referencia ya se encuentra activo —es decir, si el carro quedó posicionado sobre o más allá del punto de referencia desde la última vez que se usó el sistema—, el motor se aleja una distancia fija antes de continuar, evitando la ambigüedad de no saber si esa activación corresponde al cruce real del sensor o a que ya estaba sobre él desde el principio. Recién entonces comienza la segunda fase: el motor avanza hacia el sensor a una velocidad reducida, deteniéndose en el instante exacto en que lo detecta. Ese instante se toma como el nuevo cero absoluto del sistema, sumándole una pequeña constante de offset que compensa el desplazamiento físico entre el imán del sensor y el punto de referencia mecánico real —un ajuste que, como muchos de los que aparecieron en este proyecto, surge de la construcción física del mecanismo y no de un cálculo previo.

Como toda búsqueda que depende de un sensor físico, existe la posibilidad de que ese sensor falle o esté desconectado. Para no dejar al sistema esperando indefinidamente en ese escenario, la búsqueda se acota a un recorrido máximo: si se agota sin que el sensor se active, el sistema declara un error de calibración y lo notifica a la HMI, en lugar de quedar bloqueado a la espera de un evento que nunca va a llegar (Figura 31).

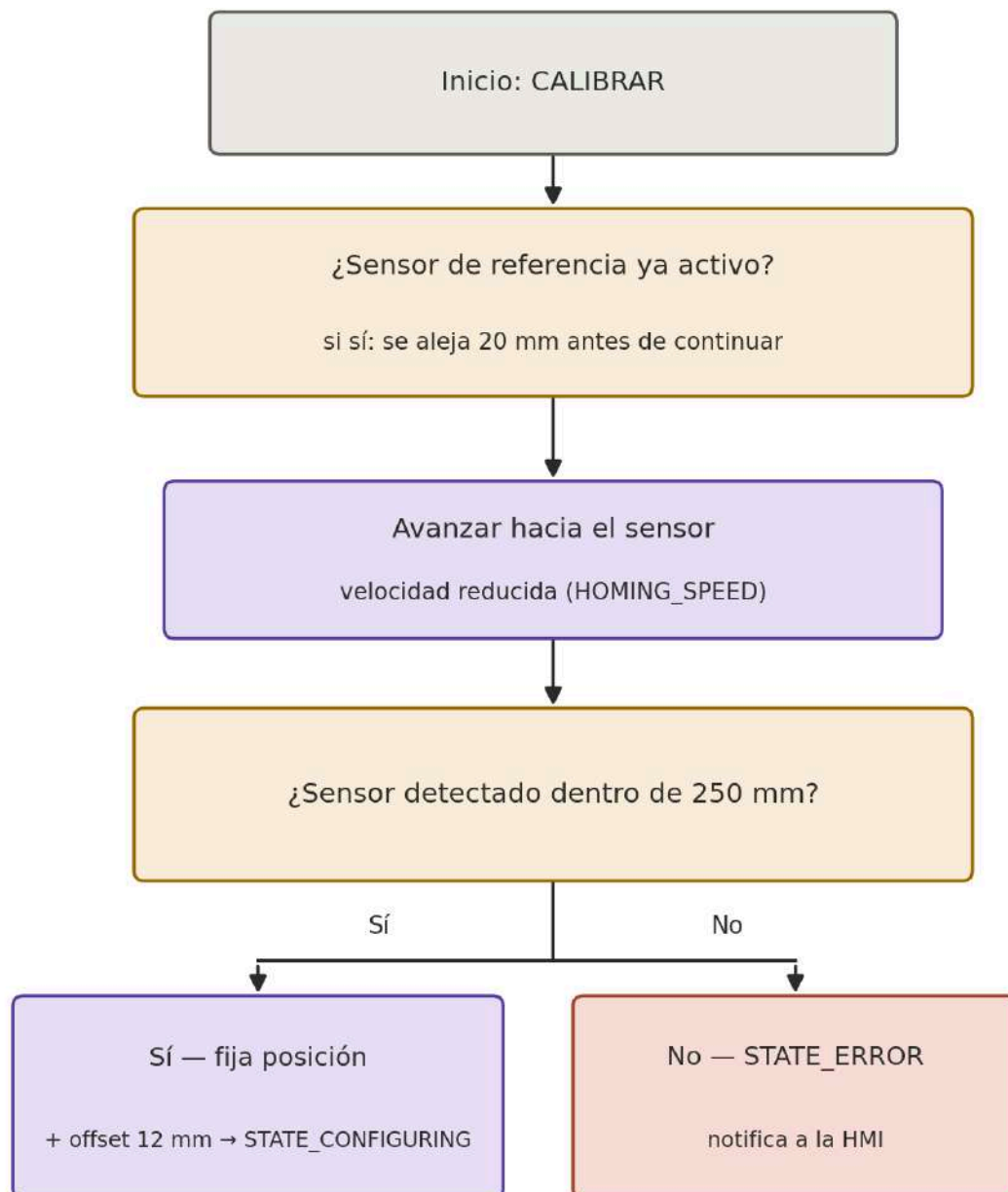


Figura 31 - Rutina de calibración (Homing).

5.2.2 Cálculo de posición

Una vez calibrado el sistema, cada configuración de lote (peso de miel por frasco y densidad seleccionada, según la sección 3.5.4) debe traducirse a una posición concreta del sensor Hall. Este cálculo retoma directamente la relación establecida en 3,3, donde se determina que cada milímetro de carrera del pistón equivale a un volumen fijo de miel dispensada ($\approx 5,03 \text{ mL/mm}$, a partir del área transversal del pistón). El firmware aplica esa relación en dos pasos: primero convierte peso y densidad en el volumen de miel requerido, y luego traduce ese

volumen a una altura lineal objetivo, sumada a la posición de referencia obtenida durante el homing:

$$volumen \text{ (mL)} = \frac{peso_objetivo}{densida_seleccionada}$$

Obteniéndose:

$$altura_objetivo \text{ (mm)} = \frac{posición_referencia + (volumen*1000)}{área_pistón}$$

Vale la pena notar que esta es la primera instancia en todo el sistema donde la densidad de la miel interviene de forma directa en el proceso: dado un mismo peso objetivo, una miel más densa ocupa menos volumen, por lo que el sistema ajusta automáticamente una carrera de pistón más corta para mantener el peso dispensado constante, sin importar la variedad de miel que se esté procesando en ese lote (Figura 32). Esta es, en definitiva, la conexión funcional entre el subsistema de automatización y el módulo ultrasónico del Capítulo 4: si en el futuro la densidad deja de configurarse manualmente y pasa a medirse en línea, es este mismo cálculo el que se beneficiaría directamente de esa medición. Por último, el resultado se satura contra el recorrido máximo admisible del mecanismo (140 mm, sección 3.3), evitando que una combinación de peso y densidad fuera de lo previsto pueda desplazar el sensor más allá del límite físico seguro de la guía.

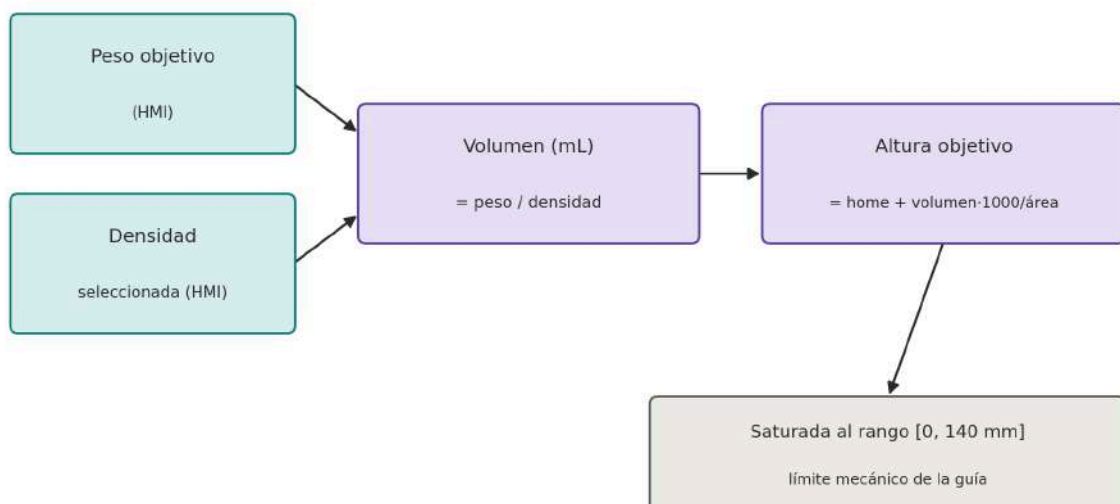


Figura 32 - Cálculo de posición a partir de peso y densidad.

5.2.3 Ciclo de dispensado

Durante la ejecución de un lote, el sistema necesita saber cuántos frascos ya pasaron por la mesa rotativa, para poder detener el proceso al llegar a la cantidad configurada. Esto se resuelve monitoreando un sensor Hall fijo, ubicado en la posición de referencia del plato: cada vez que uno de los imanes de la mesa pasa frente a él, se cuenta una vuelta completa.

Un sensor de este tipo, sin embargo, no siempre entrega una transición perfectamente limpia — el propio movimiento mecánico o pequeñas interferencias eléctricas pueden generar rebotes que el firmware podría interpretar erróneamente como más de un frasco. Para evitar el doble conteo, cada detección se re-confirma con una breve espera y una segunda lectura antes de darla por válida, y además se establece una ventana de tiempo mínima entre dos conteos consecutivos, de forma que ninguna fluctuación de la señal pueda contarse dos veces como si fueran dos frascos distintos (Figura 33).

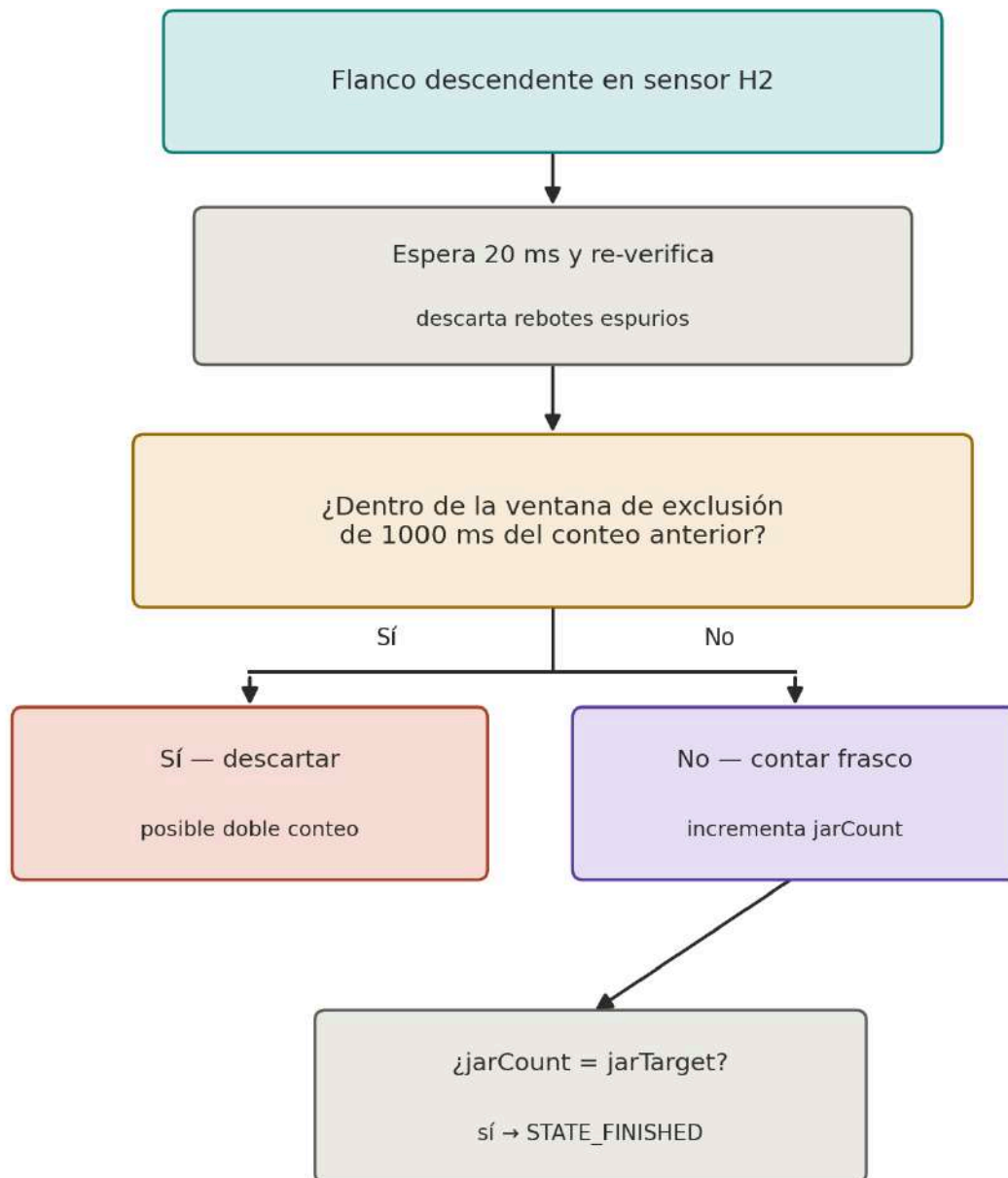


Figura 33 - Conteo de frascos y ciclo de dispensado.

5.2.4 Comunicación con el PLC

El envío de los parámetros del lote al PLC —cantidad de frascos objetivo y tiempo de frenado de la mesa, según lo desarrollado en 3.4— se encapsula en una única función del firmware, que además incorpora una lógica de reconexión automática (Figura 34): si al momento de escribir esos registros no existe una conexión Modbus establecida con el PLC, el sistema intenta restablecerla antes de proceder, y solo reporta una alerta al operador (visible en el dashboard y en la HMI) si los reintentos sucesivos no logran restablecer el enlace. Esta lógica busca evitar que una interrupción transitoria de la comunicación —algo

esperable en un entorno de planta, pero no durante el desarrollo de banco— oblige a un reinicio manual del equipo para retomar la operación normal. Ver sección 3.4 para el detalle de este mecanismo, incluida la limitación identificada durante la ejecución del Plan de Pruebas.

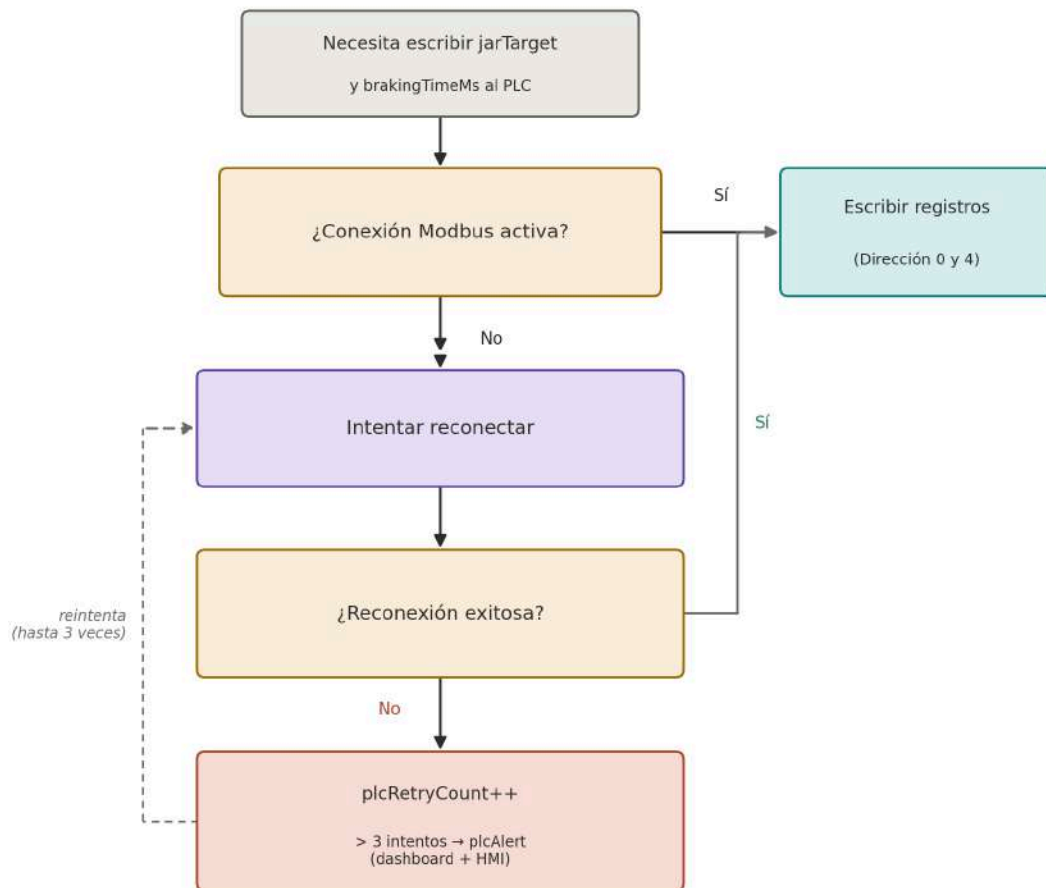


Figura 34 - Comunicación con el PLC (writeToPLC).

5.2.5 Robustez

Más allá de la separación física de alimentación del ESP32 Principal ya explicada en 3.1.3, la inestabilidad de alimentación lleva a tomar una medida adicional, esta vez del lado del firmware: desactivar explícitamente el circuito de detección de *brown-out*³ del ESP32 [20] al inicio de la ejecución. En este caso particular, sin embargo, el propio ruido de conmutación remanente del sistema —el mismo que motivó la fuente dedicada de 5 V— podría disparar ese circuito de forma espuria, provocando reinicios inesperados del ESP32 incluso cuando la tensión

³ Un circuito de *brown-out* reinicia al microcontrolador si detecta una caída de tensión momentánea por debajo de un umbral de seguridad, para evitar que el procesador opere en un estado eléctrico inestable.

real de alimentación no representa un riesgo genuino para su funcionamiento. Desactivar esa protección, en conjunto con la separación física de alimentación, aborda el problema en dos frentes distintos —hardware y firmware— en lugar de depender de una sola de las dos medidas.

Como segunda medida de robustez, esta vez orientada a la disponibilidad del sistema y no a su estabilidad eléctrica, el ESP32 Principal intenta conectarse en modo estación a la red Wi-Fi configurada durante una ventana de tiempo acotada y, si no lo logra, conmuta automáticamente a un modo de punto de acceso propio. De esta forma, el panel web —el canal de control redundante mencionado en 3.5.2 y 3.6— permanece accesible incluso ante la ausencia de la infraestructura de red de planta, aunque, como quedó documentado en el Plan de Pruebas (caso PI-07), este mecanismo hoy solo se dispara en el arranque del dispositivo y no ante una pérdida de conexión durante la operación — otro punto que queda reservado para el capítulo de Conclusiones. La Figura 35 resume ambas medidas de robustez adoptadas.

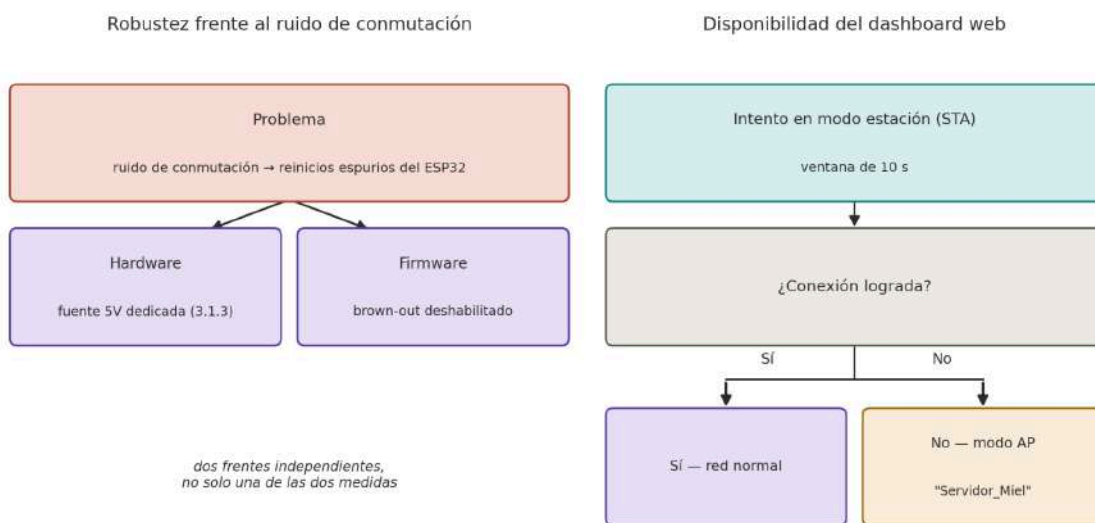


Figura 35 - Robustez adicional: resumen medidas adoptadas.

5.3 Firmware propuesto del ESP32 de Medición

A diferencia del resto del firmware descrito en este capítulo, lo que sigue no es la documentación de un sistema en funcionamiento, sino el diseño de la lógica que debería ejecutar el ESP32 de Medición para completar el lazo de medición de densidad — un diseño planteado con el mismo nivel de detalle que el resto del proyecto, pero todavía pendiente de implementación y validación experimental, tal como se dejó establecido en el Capítulo 4 (sección 4.5). La Figura 36 resume la secuencia de estados propuesta para este firmware.

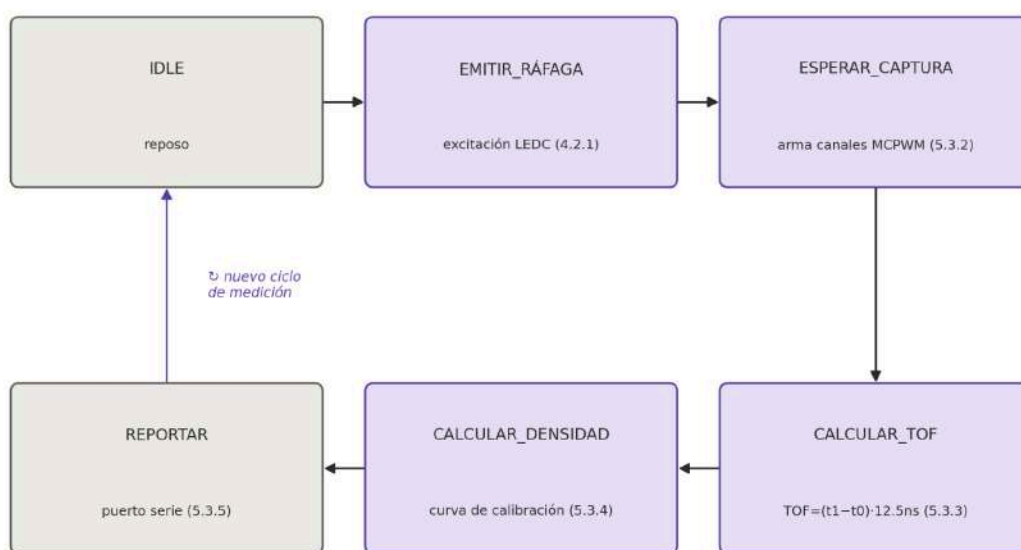


Figura 36 - Secuencia de estados del firmware propuesto.

5.3.1 Arquitectura general

A diferencia del ESP32 Principal, que debe atender de forma concurrente múltiples fuentes de entrada —servidor web, Modbus, RS-485, pulsadores físicos—, el ESP32 de Medición, en la configuración actual de banco de laboratorio, no tiene ese requisito: no expone servidor web, no participa de ningún enlace Modbus ni RS-485. Esta diferencia de contexto es la que justifica una arquitectura de firmware más simple para este segundo microcontrolador: en lugar de una máquina de estados no bloqueante que revisa múltiples canales en cada iteración se propone una secuencia lineal de estados que se ejecutan uno después del otro, en un único ciclo de medición: reposo, emisión de la

ráfaga de excitación, espera de la captura, cálculo del TOF, estimación de densidad, y reporte del resultado — para luego volver al reposo y esperar el siguiente ciclo.

5.3.2 Emisión y captura

Esta etapa retoma directamente dos elementos ya presentados en el Capítulo 4: la generación de la ráfaga de excitación mediante el periférico LEDC, a la frecuencia de 1,765 MHz determinada empíricamente (sección 4.2.1), y la captura por hardware mediante el periférico MCPWM (sección 4.4), que registra sin intervención del procesador las marcas de tiempo de inicio de excitación y de arribo de la señal recibida. La particularidad de esta etapa es puramente de coordinación: inmediatamente antes de habilitar la salida de excitación, deben armarse ambos canales de captura, de forma que ninguno de los dos eventos —inicio de la ráfaga o disparo del comparador— quede sin registrar por haber llegado antes de que el firmware estuviera listo para capturarlo.

Dado que no toda excitación garantiza necesariamente una recepción válida —por ejemplo, ante una desalineación de los transductores, o ausencia de medio de propagación entre ellos—, el firmware no puede quedar esperando indefinidamente el segundo evento de captura: se define un tiempo de espera máximo de seguridad, con margen sobre el tiempo de tránsito esperado, transcurrido el cual el sistema abandona el intento y reporta la ausencia de señal recibida, en lugar de quedar bloqueado.

Este proceso se resume en el diagrama de la Figura 37.

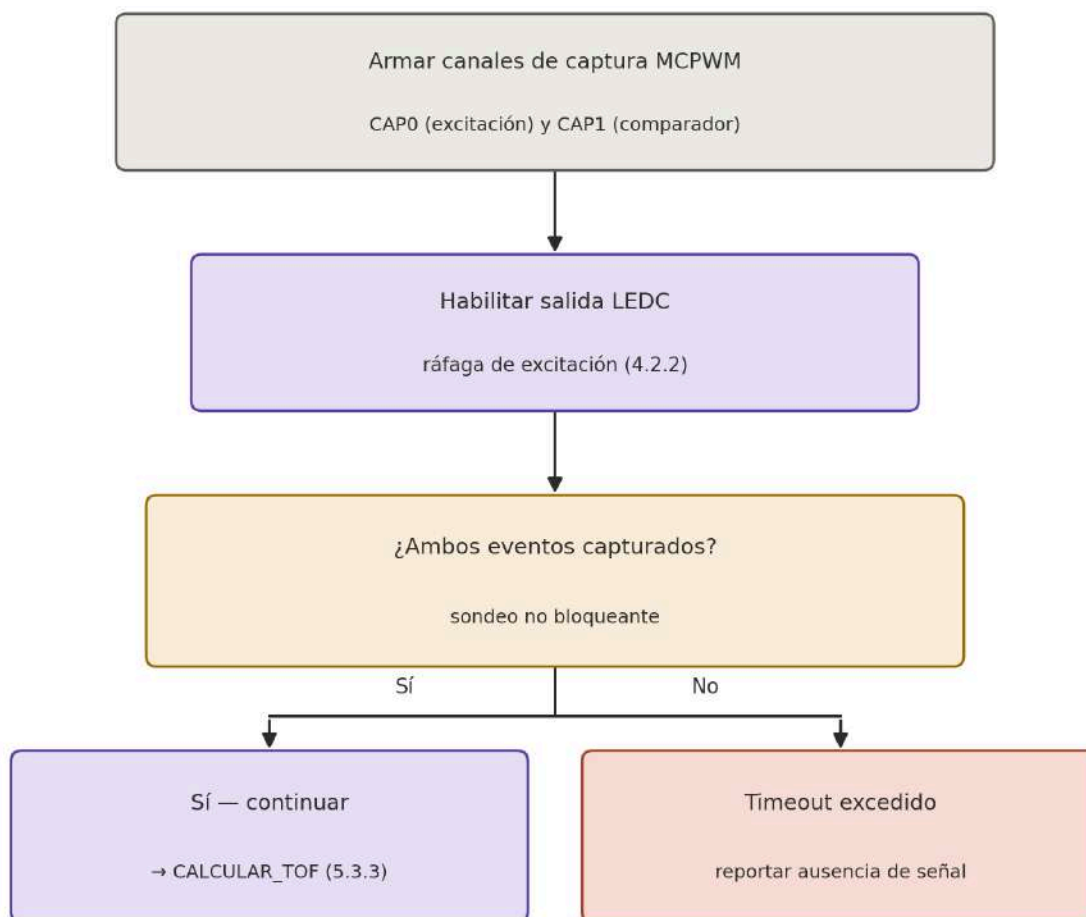


Figura 37 - Emisión y captura.

5.3.3 Cálculo del Tiempo de Vuelo

Con ambas marcas de tiempo ya capturadas, el cálculo del TOF es directo: la diferencia entre ambas, expresada en ticks del temporizador de captura, se convierte a unidades de tiempo real multiplicando por la duración de cada tick (12,5 ns, correspondiente al reloj de 80 MHz del periférico MCPWM sin división adicional):

$$TOF = (t_1 - t_0) \times 12,5 \text{ ns}$$

A partir de este valor, y conociendo la distancia fija entre los transductores del banco de pruebas (30 mm), se obtiene la velocidad de propagación del sonido en el medio bajo ensayo:

$$v = \frac{\text{distancia}}{ToF}$$

Es este valor de velocidad —no el Tiempo de Vuelo en sí— el que finalmente se relaciona con la densidad del medio.

5.3.4 Estimación de densidad

Como ya se adelantó en 4.1, la relación física entre la velocidad del sonido en un fluido y su densidad depende del módulo de compresibilidad del medio — una propiedad que, para un fluido no newtoniano y de composición variable como la miel, no está caracterizada de forma cerrada ni resulta constante entre variedades o condiciones. Por esta razón, el diseño no busca derivar la densidad a partir de una ecuación física exacta, sino establecer esa relación de forma empírica: se plantea medir el Tiempo de Vuelo sobre un conjunto de muestras de densidad conocida —distintas variedades de miel caracterizadas por un método de referencia, o soluciones de calibración de densidad controlada—, y ajustar sobre esos datos una curva de regresión, en primera instancia lineal:

$$\text{densidad } (\rho) \approx a \times v + b$$

donde los coeficientes a y b no se calculan de forma teórica, sino que se determinan a partir del propio conjunto de calibración. Una vez obtenidos, el firmware los almacena como constantes y los aplica sobre cada nueva medición de velocidad para reportar una estimación de densidad.

Vale la pena señalar, en línea con lo ya establecido en el Alcance del proyecto, que esta curva de calibración se vería afectada por la temperatura del medio —dado que la velocidad del sonido en un líquido es sensible a ella—, una compensación que queda identificada como requerimiento para una etapa futura orientada a la aplicación final sobre miel, pero que no forma parte del alcance de este trabajo.

5.3.5 Reporte de resultados

En la configuración actual de banco de laboratorio, sin enlace de datos hacia ningún otro dispositivo del sistema, el resultado de cada medición —Tiempo de Vuelo, velocidad calculada y, una vez disponible la calibración, densidad estimada— se reporta simplemente por el puerto serie, visualizado en una computadora mediante conexión USB. Se trata de la forma más simple posible de obtener un resultado durante esta etapa experimental del proyecto,

consistente con el hecho de que, como ya se documentó en el Capítulo 4, el ESP32 de Medición todavía no ejecuta esta lógica en la práctica.

6. Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

Sistema de automatización de fraccionado y envasado

El diseño, la construcción y la validación funcional del sistema de automatización fueron completados: los tres nodos de procesamiento —PLC, ESP32 Principal y HMI— fueron implementados y validados tanto de forma individual como integrada, según el detalle presentado en el Capítulo 3 y documentado en el Plan de Pruebas del proyecto. La arquitectura de tres nodos con responsabilidades acotadas, descrita en 3.1.1 y retomada en 3.6, demostró en la práctica el valor que se esperaba de ella en el papel: permitió, por ejemplo, reemplazar por completo el enlace de comunicación entre la HMI y el ESP32 Principal (de ESP-NOW a RS-485, sección 3.5.2) sin necesidad de modificar en absoluto la lógica de control del PLC.

Sin embargo, la puesta en marcha integral del sistema en condiciones de producción real en la planta de Grupo Terra Argentina S.A. no llega a completarse, por causas ajenas al desarrollo técnico del sistema en sí (cese de actividades de la planta, falla pendiente en el motorreductor de la mesa rotativa, y conexionado hidráulico no adquirido).

Durante el desarrollo del subsistema de automatización, se presentan demoras respecto del cronograma originalmente previsto. El control de la mesa rotativa insume más tiempo del estimado: en una primera instancia, el módulo controlador PWM adquirido para el motorreductor resulta defectuoso; posteriormente, un error de conexión provoca que el motor gire en sentido inverso al previsto, generando un consumo de corriente superior al nominal que ocasiona la falla del segundo módulo controlador. Adicionalmente, la incorporación de nuevos formatos de frasco (tamaño y forma) durante el desarrollo motiva un rediseño de la matriz de posicionamiento del plato rotativo.

A esto se suman una serie de hallazgos identificados durante la ejecución del Plan de Pruebas, que si bien no invalidan el funcionamiento general del sistema,

quedan pendientes de resolución antes de una eventual puesta en marcha productiva — se detallan en la sección 6.2.

Módulo de medición de densidad por ultrasonido

Como prueba de concepto de laboratorio, el módulo cumplió su objetivo: se validó, mediante ensayo de banco, que la cadena completa de excitación-transmisión-recepción-amplificación opera de punta a punta sin fallas eléctricas evidentes (sección 4.5), y que una medición de Tiempo de Vuelo obtenida por métodos manuales de banco arroja un valor del mismo orden de magnitud que el estimado teóricamente para la distancia y el medio de ensayo. Esto confirma la factibilidad técnica del principio de medición por transmisión directa sobre el que se basa el proyecto.

Al mismo tiempo, el módulo permanece, al momento de este informe, en una etapa de prueba de concepto aislada: el firmware que debería ejecutar el ESP32 de Medición —captura automática por hardware, cálculo de densidad, reporte de resultados (sección 5.3)— fue diseñado pero no implementado, y en consecuencia tampoco se cuenta todavía con una curva de calibración empírica que relacione velocidad de propagación con densidad real de la miel. La integración de este módulo con el sistema de automatización, así como la compensación térmica de la medición, quedaron explícitamente fuera del alcance de este trabajo desde su planteo inicial (sección 2.2).

Decisiones de diseño

Vale la pena señalar que varias de las decisiones de diseño finales de este proyecto no surgieron de un cálculo teórico que resultó correcto al primer intento, sino de ajustes posteriores a intentos fallidos. Por citar algunos ejemplos:

- La frecuencia de excitación del módulo ultrasónico se determinó empíricamente después de que el valor calculado (1,67 MHz) resultara inadecuado (sección 4.2.1)
- La resistencia de amortiguamiento de la señal de excitación requirió dos iteraciones antes de encontrar un valor efectivo (sección 4.2.2)
- La comunicación entre la HMI y el ESP32 Principal debió migrar de ESP-NOW a RS-485 tras comprobarse en la práctica que el enlace inalámbrico no era suficientemente confiable (sección 3.5.2).

Estas iteraciones, más que un contratiempo, reflejan una práctica de ingeniería habitual: la validación experimental de un diseño con frecuencia revela comportamientos que el análisis teórico previo no anticipa.

6.2 Trabajo futuro

Cabe destacar que el sistema cumple con los objetivos planteados y el alcance expuesto inicialmente, pero se observa algunas mejoras a realizar a futuro:

Sobre el sistema de automatización:

- Resolver la limitación identificada en la lógica de reconexión Modbus del ESP32 Principal con el PLC, que deja de intentar reconectar tras el segundo ciclo consecutivo de alerta (plcAlert), requiriendo hoy un reinicio manual del equipo (secciones 3.4 y 5.2.4; Plan de Pruebas, caso PI-02).
- Extender el mecanismo de respaldo Wi-Fi (sección 5.2.5) para que la conmutación a modo punto de acceso se dispare también ante una pérdida de conexión durante la operación, y no únicamente en el arranque del dispositivo, tal como fue diseñado originalmente (Plan de Pruebas, caso PI-07).
- Revisar el conexionado neumático de suministro de aire comprimido, donde se detectaron pérdidas menores que provocan encendidos automáticos innecesarios del compresor incluso sin uso del sistema (Plan de Pruebas, casos PU-07/PU-08/PI-09).
- Resolver la falla pendiente del motorreductor de la mesa rotativa, y adquirir el conexionado faltante (sección 3.1.3), como pasos necesarios hacia una eventual puesta en marcha productiva integral.

Sobre el módulo de medición de densidad por ultrasonido:

- Implementar y validar experimentalmente el firmware propuesto para el ESP32 de Medición (sección 5.3), incluyendo la captura automática del Tiempo de Vuelo mediante el periférico MCPWM.
- Implementar la aislación galvánica del enlace UART entre el ESP32 de Medición y una computadora externa, mitigando el riesgo de acoplamiento de ruido por lazo de tierra entre la etapa de excitación y la de recepción. El optoacoplador PC817 evaluado en el diseño teórico (18 μ s de conmutación) resulta más lento que el período de bit a 115200 bps (8,68 μ s); como alternativas, reducir el baudrate a 9600 bps, o

reemplazarlo por un optoacoplador de conmutación rápida o un aislador digital dedicado.

- Construir la curva de calibración empírica que relaciona velocidad de propagación con densidad (sección 5.3.4), a partir de mediciones sobre muestras de densidad conocida.
- Incorporar la compensación térmica de la velocidad del sonido y la barrera mecánica de acero inoxidable orientada a requerimientos de certificación alimentaria, ambas identificadas como necesarias para una aplicación final sobre miel, pero fuera del alcance de este trabajo (sección 2.2).
- Evaluar, como etapa final de desarrollo, la integración del módulo con el sistema de automatización, de forma que la densidad deje de configurarse manualmente y pase a medirse en línea — la conexión funcional entre ambos subsistemas que ya quedó planteada en la sección 5.2.2.

Referencias

- [1] J. C. Concepción, "Especificación Técnica — Automatización de fraccionado y envasado de miel, con medición de densidad por ultrasonido experimental," Universidad Nacional de Mar del Plata, Mar del Plata, Argentina, 2026.
- [2] Espressif Systems, ESP32 Series Datasheet, Version 5.2, Espressif Systems, 2025. [Online]. https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf
- [3] Infineon Technologies, IR4426/IR4427/IR4428(S) & (PbF) — Dual Low-Side Driver. [Online]. <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/49/infineon-ir4426-datasheet-en.pdf>
- [4] Siemens AG, LOGO! 8 Basic Module – Manual, Siemens AG, Nuremberg, Germany. [Online]. Available: <https://support.industry.siemens.com>
- [5] PBC Linear, Stepper Motor NEMA 17 – Data Sheet, PBC Linear. [Online]. Available: <https://media.pbclinear.com/pdfs/pbc-linear-data-sheets/data-sheet-stepper-motor-support.pdf>
- [6] Allegro MicroSystems, A4988 — DMOS Microstepping Driver with Translator and Overcurrent Protection. [Online]. <https://www.pololu.com/file/0J450/A4988.pdf>
- [7] Texas Instruments, OPA 365, OPA 2365 — 50-MHz, Zero-Crossover, Low-Distortion, High-CMRR, RRI/O, Single-Supply Operational Amplifiers, SBOS365G, rev. mayo 2023. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa365.pdf>
- [8] Texas Instruments, LM111, LM211, LM311 Differential Comparators, rev. K. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm311.pdf>
- [9] XLSEMI, XL4005 — 5A 24V PWM Buck DC/DC Converter datasheet. [Online]. Available: <https://www.alldatasheet.com/html-pdf/2289334/XLSEMI/XL4005/250/1/XL4005.html>
- [10] Won-Top Electronics (WTE), KBPC3510 — Single-Phase Bridge Rectifier datasheet. [Online]. <https://www.alldatasheet.es/html-pdf/34039/WTE/KBPC3510/47/1/KBPC3510.html>
- [11] LS Electric Co., Ltd., Metasol MC — Contactors and Overload Relays catalog. [Online]. https://www.ls-electric.com/upload/customer/download/280b6197-f4bb-4f86-a60d-917b7b8bf890/Metasol_MC_E_170915.pdf
- [12] International Electrotechnical Commission, Rotating Electrical Machines — Part 1: Rating and Performance, IEC 60034-1, 14th ed., Geneva, Switzerland, 2022.
- [13] Modbus Organization, MODBUS Application Protocol Specification V1.1b3, abril 2012. [Online]. <https://www.modbus.org/file/secure/modbusprotocolspecification.pdf>

- [14] Espressif Systems, "ESP-NOW," ESP-IDF Programming Guide. [Online]. Available: https://docs.espressif.com/projects/esp-idf/en/stable/esp32/api-reference/network/esp_now.html
- [15] Telecommunications Industry Association, Electrical Characteristics of Generators and Receivers for Use in Balanced Digital Multipoint Systems, TIA-485-A, 1998.
- [16] Analog Devices, MAX1487–MAX491: Low-Power, Slew-Rate-Limited RS-485/RS-422 Transceivers, rev. 11, 2017. [Online]. <https://www.analog.com/en/products/max485.html>
- [17] LVGL, Light and Versatile Graphics Library. [Online]. <https://lvgl.io>
- [18] SquareLine Studio, UI Editor for LVGL. [Online]. <https://squareline.io>
- [19] Shenzhen XPTEK Technology Co., Ltd., XPT2046 — 4-Wire Touch Screen Controller. [Online]. <https://www.xptek.com.cn>
- [20] Espressif Systems, ESP32 Technical Reference Manual, Version 5.8, Espressif Systems, 2024. [Online]. https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_technical_reference_manual_en.pdf

ANEXO

Anexo A

El diagrama Ladder completo del proyecto en LOGO!Soft Comfort se encuentra disponible en el siguiente enlace: [PDF Ladder_PLC.pdf](#)

Anexo B

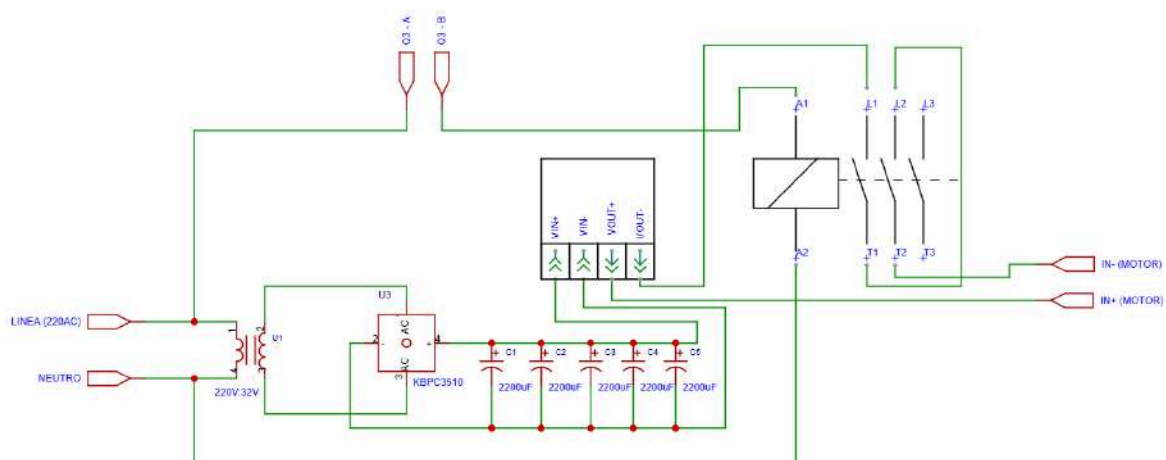


Figura 38 - Esquemático etapa de potencia mesa rotativa.

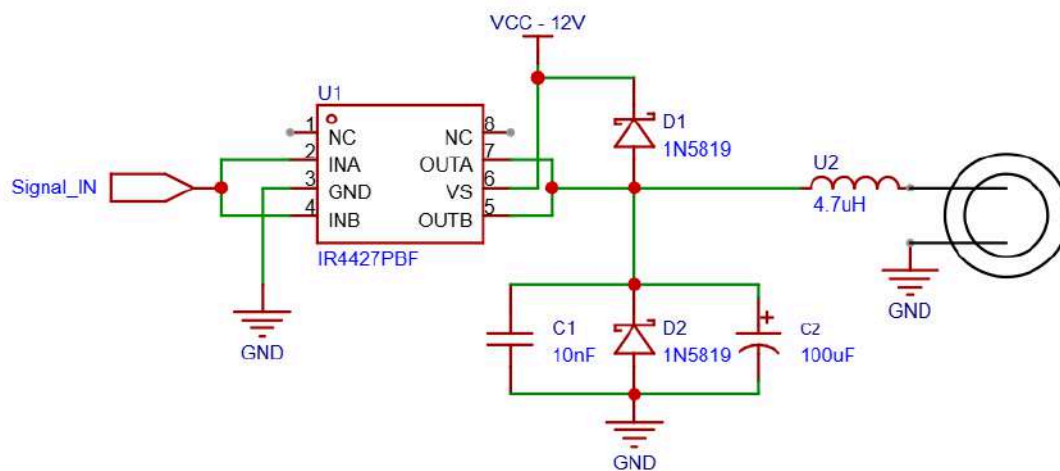


Figura 39 - Esquemático etapa de excitación medidor ultrasónico.

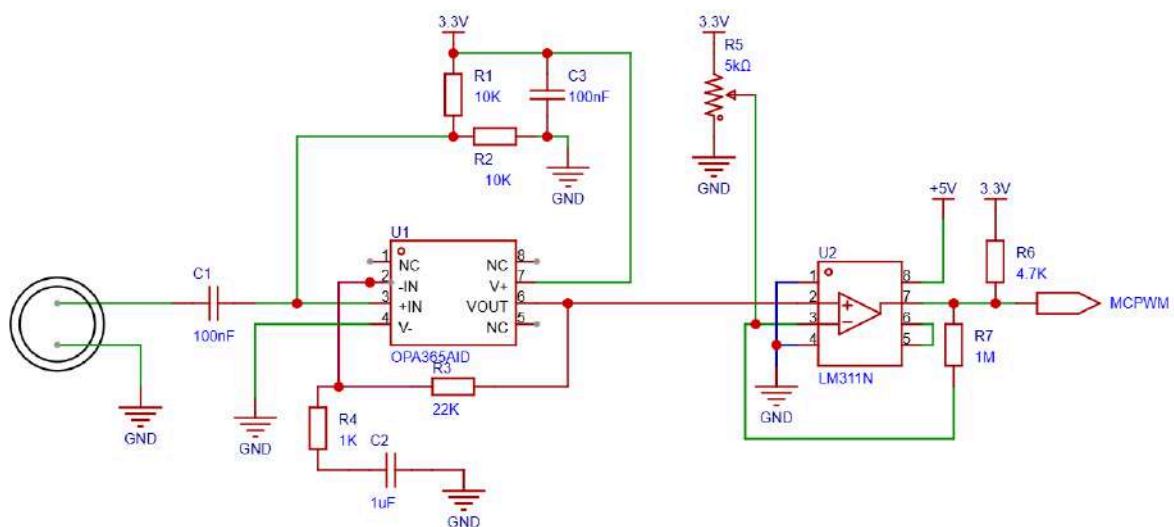


Figura 40 - Esquemático etapa de recepción medidor ultrasónico.

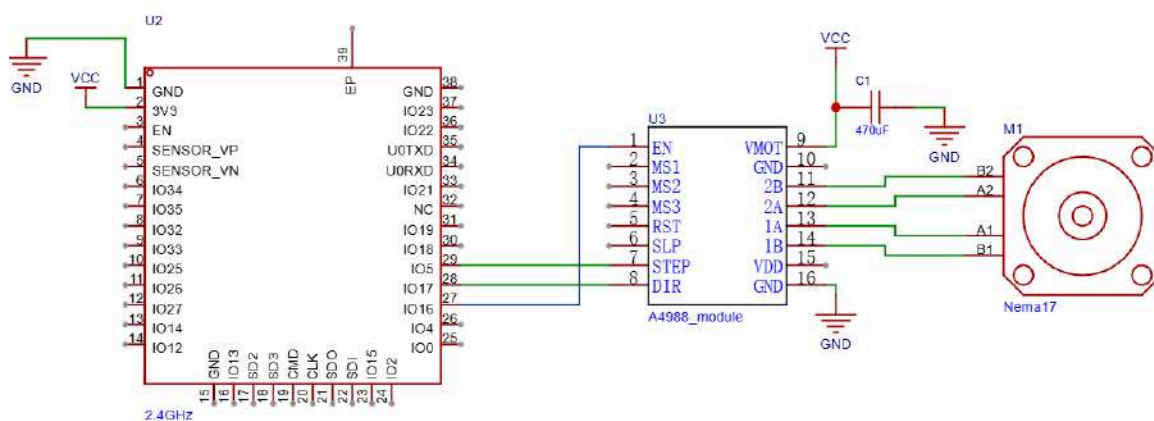


Figura 41 - Esquemático controlador motor Nema 17 (torreta).

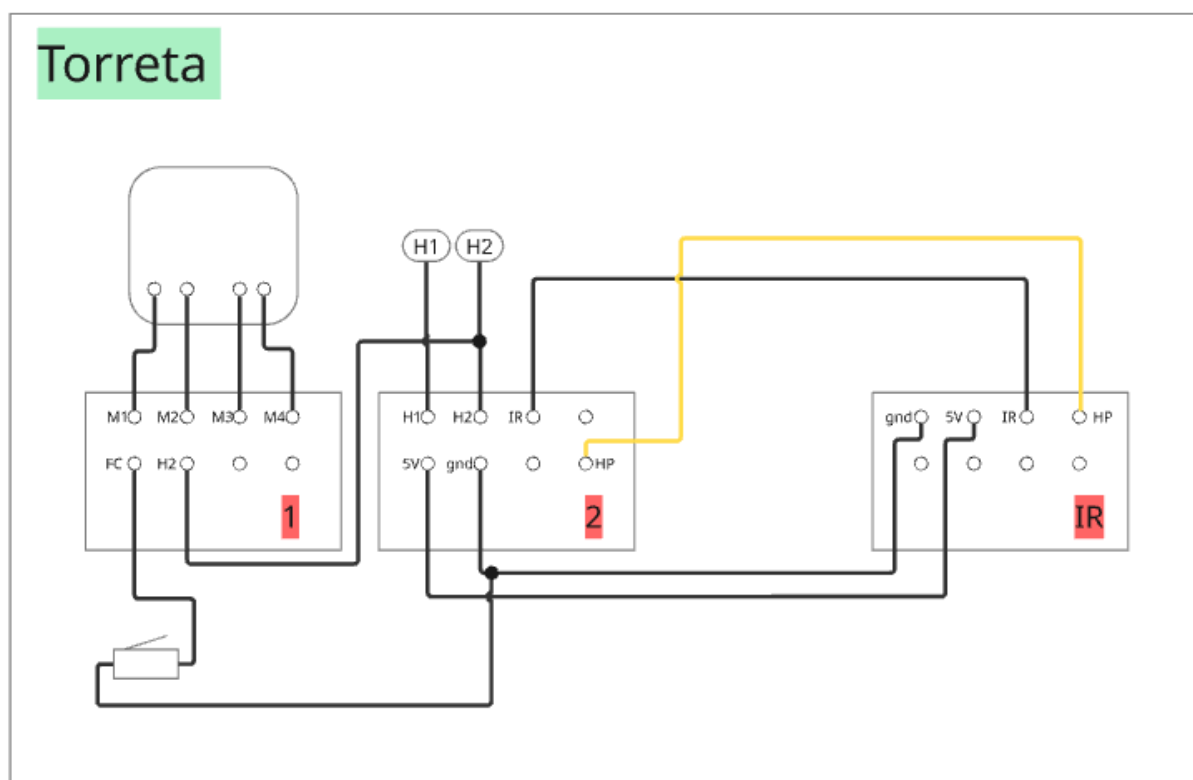


Figura 42 - Conexionado torreta.

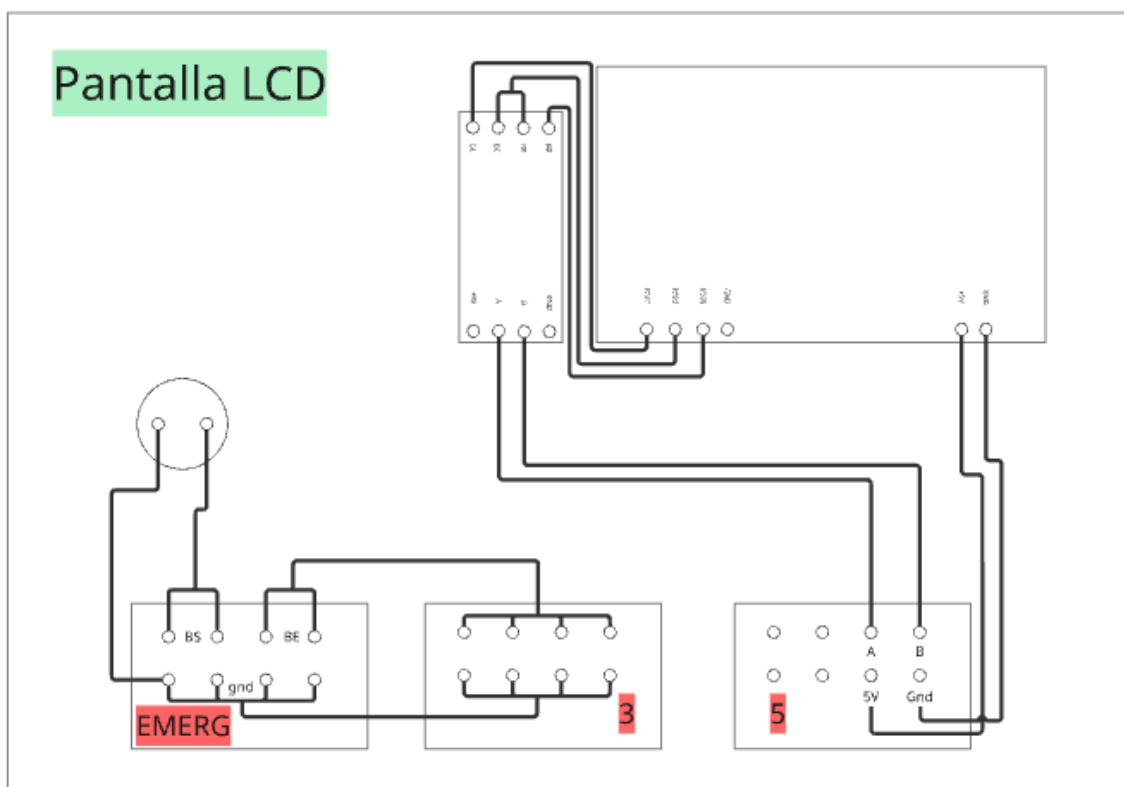


Figura 43 - Conexión HMI.

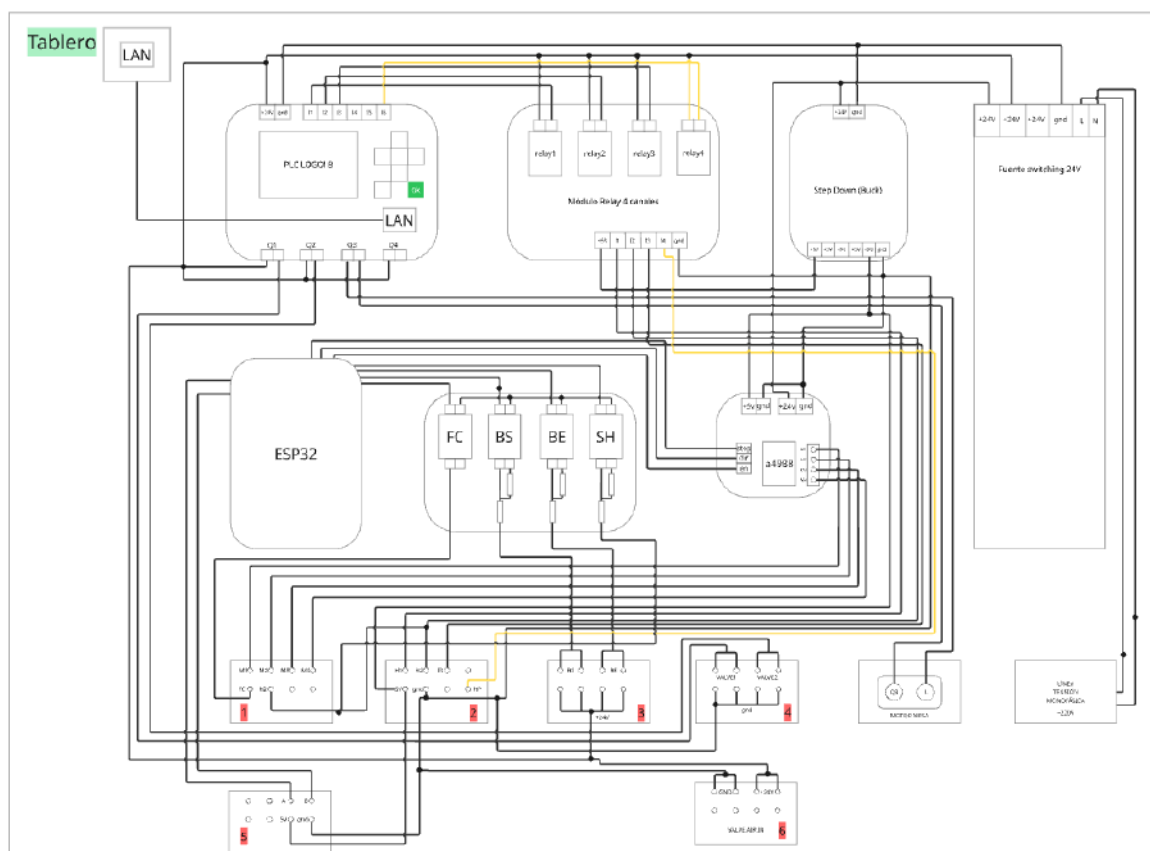


Figura 44 - Conexionado tablero general.

Anexo C

Cálculo de la ventana de histéresis del comparador LM311

C.1 Planteo del circuito

El comparador LM311 recibe en su entrada no inversora (V^+) la señal amplificada proveniente del OPA 365, y en su entrada inversora (V^-) una tensión de referencia ajustable, generada mediante un trimmer multivuelta R5 de 5 k Ω conectado entre el riel de 3,3 V y masa (sección 4.3.3). Sobre este mismo nodo de referencia (V^-) se conecta además una resistencia de realimentación positiva R7 = 1 M Ω , tomada desde la salida del comparador (Figura 45).

Esta configuración —realimentar la salida hacia el propio nodo de referencia, en lugar de hacerlo sobre la entrada de señal— es la que genera la histéresis: cada vez que el comparador conmuta, el nivel de referencia contra el que se compara la señal se desplaza levemente en la misma dirección de la conmutación, dificultando que una pequeña oscilación de ruido alrededor del cruce alcance a producir una nueva conmutación en sentido contrario.

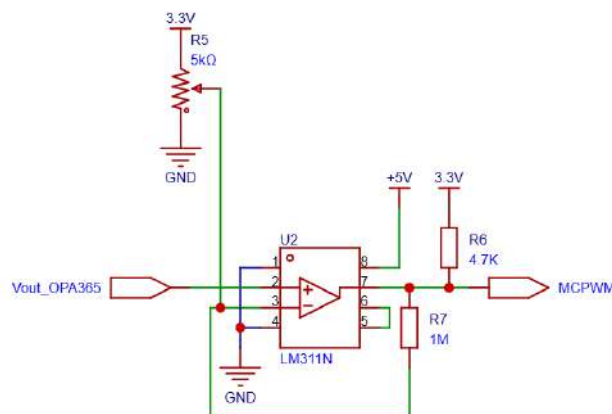


Figura 45 - Etapa de disparo del comparador LM311: red de realimentación positiva R7 sobre el nodo de referencia (V^-) .

C.2 Desarrollo del modelo

Para analizar el nodo V₋, se aplica el principio de superposición sobre sus tres fuentes de excitación: el riel de 3,3 V, masa, y la salida del propio comparador (a través de R7).

Reemplazando el divisor resistivo del trimmer por su equivalente de Thévenin visto desde el cursor —una fuente de tensión V_{th} en serie con una resistencia R_{th}—, el circuito se reduce a un divisor resistivo simple entre R7 y R_{th}, con dos fuentes de excitación: V_{th} (fija, definida por la posición del trimmer) y V_{out} (la salida del comparador, que conmuta entre V_{OL} y V_{OH}).

La componente de V₋ debida exclusivamente a la conmutación de la salida —que es la que determina el ancho de la ventana de histéresis— se obtiene aislando la contribución de V_{out} en el divisor R7–R_{th}:

$$\Delta VH = \frac{R_{th}}{R_{th} + R_7} * (V_{OH} - V_{OL})$$

Dado que en este diseño R7 = 1 MΩ es varios órdenes de magnitud mayor que R_{th} (del orden de los kΩ), el denominador puede aproximarse como R7, simplificando la expresión a la forma utilizada en el cuerpo del documento (sección 4.3.3):

$$\Delta VH \approx \frac{R_{th}}{R_7} * (V_{OH} - V_{OL})$$

C.3 Cálculo numérico

Con el trimmer ajustado en su punto medio, cada mitad presenta una resistencia de 2,5 kΩ hacia cada riel (3,3 V y masa). La resistencia de Thévenin exacta, vista desde el cursor, es el paralelo de ambas mitades:

$$R_{th} = \frac{2,5 \text{ k}\Omega * 2,5 \text{ k}\Omega}{2,5 \text{ k}\Omega + 2,5 \text{ k}\Omega} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

En el cuerpo del documento se utilizó de forma conservadora el valor de una sola rama del trimmer (2,5 kΩ) en lugar del paralelo exacto (1,25 kΩ), lo cual sobreestima la ventana de histéresis resultante en un factor de 2 — un criterio razonable para una estimación de borde superior, dado que R7 domina

ampliamente el divisor en cualquiera de los dos casos y la diferencia práctica entre ambos resultados es, de todos modos, del orden de los milivoltios.

Considerando la salida del LM311 en configuración de colector abierto con pull-up al riel de 3,3 V, la excursión de salida es:

$$V_{OH} - V_{OL} \approx 3,3 V - 0 V = 3,3 V$$

Reemplazando con el criterio conservador ($R_{divisor} = 2,5 \text{ k}\Omega$) utilizado en el cuerpo del documento:

$$\Delta V_H \approx \frac{2,5 \text{ k}\Omega}{1 \text{ M}\Omega} * 3,3 V \approx 8,25 \text{ mV}$$

Y, a modo de contraste, con el valor exacto de Thévenin:

$$\Delta V_{H,exacto} \approx \frac{1,25 \text{ k}\Omega}{1 \text{ M}\Omega} * 3,3 V \approx 4,13 \text{ mV}$$

C.4 Interpretación

En ambos casos, el resultado confirma lo señalado en la sección 4.3.3: la ventana de histéresis (entre 4 mV y 8 mV, según el criterio de cálculo empleado) resulta considerablemente menor que la amplitud de la señal de interés a la salida del OPA 365, por lo que no introduce un retardo apreciable en la detección del instante de arribo de la señal ultrasónica. Al mismo tiempo, este valor es suficientemente mayor que el ruido de baja amplitud observado en el entorno del umbral, lo cual es congruente con el comportamiento buscado: inmunizar al comparador frente a disparos espurios (*chatter*) sin comprometer la resolución temporal de la medición de Tiempo de Vuelo.

Anexo D

Los códigos completos del proyecto en C++ se encuentran disponibles en los siguientes enlaces:

[Codigo esp32 lcd.ino](#)

[Codigo esp32 princi.ino](#)

Anexo E

Con el objetivo de preservar el acceso a las fuentes técnicas citadas a lo largo de este documento ante la eventual caída de algún enlace externo, se recopiló una copia de las hojas de datos y manuales referenciados en la sección de Referencias, disponible en el siguiente enlace: [📄 Datasheet](#) .

Anexo F

La Especificación Técnica y el Plan de Pruebas del proyecto, documentos independientes de este Informe Final y referenciados a lo largo del mismo [1], se encuentran disponibles en los siguientes enlaces:

[📄 Especificación Técnica_Concepción.pdf](#)

[📄 Plan de Pruebas_Concepción.pdf](#)