

# Informe de Investigación Técnica

## Exhaustiva: Diseño, Modelado y Análisis del Prototipo "Flux Condenser" para la Simulación Física de Flujos de Datos

### Resumen Ejecutivo

Este documento constituye un informe técnico detallado y exhaustivo destinado al diseño, ingeniería y validación teórica del prototipo denominado "Flux Condenser". Este sistema electromecánico tiene como objetivo modelar, mediante analogías físicas directas, el comportamiento de flujos de datos en sistemas informáticos complejos, tales como la latencia de red, el "throughput" (tasa de transferencia), el "backlog" (acumulación de cola) y la inercia del sistema. El diseño se centra en una arquitectura híbrida controlada por un microcontrolador ESP32, utilizando componentes discretos de potencia y almacenamiento de energía —específicamente super-condensadores de 1F y inductores toroidales de 100uH— para crear un circuito RLC de segundo orden cuyas constantes de tiempo sean perceptibles a escala humana.

El análisis abarca desde la física del estado sólido de los transistores MOSFET IRLZ44N y la electroquímica de los super-condensadores de doble capa, hasta la implementación de algoritmos de control PID en MicroPython y la física de sensores MEMS (Sistemas Microelectromecánicos) como el giroscopio L3G4200D. Se presta especial atención a las limitaciones no ideales de los componentes, como la Resistencia Serie Equivalente (ESR), la no linealidad de los convertidores ADC y los desafíos de integridad de señal en la interfaz de niveles lógicos mixtos (3.3V/5V).

---

## 1. Marco Teórico: La Analogía Electro-Informática y la Dinámica de Sistemas

La ingeniería de sistemas complejos a menudo recurre a modelos analógicos para visualizar y predecir comportamientos que, en el dominio digital, son abstractos. El prototipo "Flux Condenser" se fundamenta en la equivalencia matemática entre las ecuaciones diferenciales que gobiernan los circuitos eléctricos RLC y las ecuaciones de estado de los sistemas de colas de datos.

### 1.1 Fundamentos de la Analogía RLC

En la teoría de circuitos, un circuito RLC serie es un oscilador armónico amortiguado

gobernado por una ecuación diferencial lineal de segundo orden. Esta estructura matemática es idéntica a la utilizada para modelar sistemas mecánicos masa-resorte-amortiguador y, crucialmente, sistemas de flujo de información con almacenamiento intermedio.<sup>1</sup>

La ecuación fundamental que describe la carga  $q(t)$  en el condensador es:

$$L \frac{d^2q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C}q = V(t)$$

Donde cada término tiene una contraparte directa en la ingeniería de datos, la cual este prototipo busca visualizar:

1. **Carga ( $q$ ) como Volumen de Datos (Data Volume):** La cantidad de carga eléctrica almacenada en el super-condensador (medida en Coulombs) es análoga a la cantidad de bits o paquetes almacenados en un buffer de memoria.
2. **Voltaje ( $V = q/C$ ) como Presión de Cola (Backlog Pressure):** El potencial eléctrico representa la "urgencia" o presión acumulada en el sistema. Un voltaje alto indica un buffer casi lleno, aumentando el riesgo de desbordamiento (overflow) o ruptura dieléctrica (pérdida de paquetes).
3. **Corriente ( $i = dq/dt$ ) como Tasa de Transferencia (Throughput):** El flujo de carga por unidad de tiempo corresponde a la tasa de procesamiento o transmisión de datos (bits por segundo).
4. **Inductancia ( $L$ ) como Inercia de Red (Network Inertia):** La propiedad del inductor de oponerse a cambios en la corriente ( $V = L \cdot di/dt$ ) modela la incapacidad de los sistemas de datos reales para cambiar su ancho de banda instantáneamente. Representa el tiempo de "spin-up" de discos, el establecimiento de conexiones TCP o la latencia de propagación.<sup>1</sup>
5. **Resistencia ( $R$ ) como Fricción de Procesamiento (Processing Friction):** La disipación de energía en forma de calor representa ineficiencias, latencia de procesamiento de CPU o cuellos de botella que limitan el throughput máximo teórico.

## 1.2 Regímenes de Amortiguamiento y Estabilidad de Datos

El comportamiento del "Flux Condenser" no es estático; su respuesta ante un cambio abrupto en la demanda (un escalón de voltaje) define la estabilidad del flujo de datos simulado.

Dependiendo de la relación entre  $R$ ,  $L$  y  $C$ , el sistema exhibirá uno de tres comportamientos críticos, definidos por el factor de amortiguamiento  $\zeta$  (zeta)<sup>4</sup>:

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

- **Sub-amortiguado ( $\zeta < 1$ ):** El sistema oscila antes de estabilizarse. En términos de datos, esto simula el "jitter" o fluctuación en el ancho de banda, donde el throughput sube y baja erráticamente antes de encontrar un equilibrio. Con  $C=1F$  y  $L=100\mu H$ , obtener un comportamiento sub-amortiguado requeriría una resistencia total extremadamente baja, lo cual presenta desafíos de diseño interesantes debido a la ESR de los componentes reales.
- **Sobre-amortiguado ( $\zeta > 1$ ):** El sistema responde lentamente, sin oscilaciones.

Esto representa una red robusta pero lenta, con alta latencia y mecanismos de control de congestión agresivos.

- **Críticamente amortiguado ( $\zeta = 1$ ):** La respuesta más rápida posible sin oscilación. Es el "santo grial" del ajuste de sistemas de control PID.

---

## 2. Almacenamiento de Energía Masivo: Análisis del Super-condensador (1F 5.5V)

El corazón del modelo de "buffer" es el super-condensador de 1 Faradio a 5.5 Voltios. A diferencia de los condensadores electrolíticos o cerámicos convencionales, los super-condensadores (o condensadores de doble capa eléctrica, EDLC) utilizan mecanismos electrostáticos en la interfaz entre un electrodo de carbón activado de alta superficie y un electrolito líquido para almacenar energía.

### 2.1 Física de la Doble Capa y Densidad de Energía

La capacidad de 1F es colosal en términos electrónicos tradicionales (un millón de microfaradios). Esto permite que las constantes de tiempo ( $\tau = RC$ ) se extiendan al rango de los segundos o minutos, haciendo que la acumulación de "datos" sea visible para el usuario humano.

El voltaje nominal de 5.5V es una especificación estándar para celdas en serie (usualmente dos celdas de 2.7V en un solo paquete) o tecnologías de electrolito mejorado. Esto se alinea convenientemente con los buses de alimentación de 5V típicos, aunque presenta desafíos para la lógica de 3.3V del ESP32.6

### 2.2 La Barrera de la Resistencia Serie Equivalente (ESR)

Uno de los hallazgos más críticos en la investigación de los datasheets de fabricantes como Eaton (Series KR/KW) y KEMET (Serie FY) es el valor de la Resistencia Serie Equivalente (ESR). Para super-condensadores de tipo "botón" o "coin cell" de 1F, la ESR es sorprendentemente alta, variando típicamente entre **20  $\Omega$  y 30  $\Omega$**  a 1kHz, con valores iniciales máximos que pueden llegar hasta 50  $\Omega$  en algunos modelos.<sup>6</sup>

Implicaciones para el Modelo de Datos:

Esta alta resistencia interna actúa como un cuello de botella intrínseco en el prototipo.

1. Limitación de Throughput: Según la Ley de Ohm, la corriente máxima teórica de cortocircuito para un condensador cargado a 5.5V con una ESR de 30  $\Omega$  es:

$$I_{\max} = \frac{V}{ESR} = \frac{5.5V}{30\Omega} \approx 183mA$$

Esto es fundamental. Aunque el inductor está clasificado para 3A y el MOSFET para 49A, el super-condensador físicamente no puede entregar esa corriente. En la narrativa del prototipo, esto significa que el "servidor de datos" tiene una velocidad de lectura lenta (IOPS limitados). No se pueden simular ráfagas de alta velocidad (High-Speed

Bursts) que excedan los ~180mA únicamente con la descarga del condensador.

2. **Caída de Tensión (Voltage Sag):** Si el circuito intenta extraer corriente, el voltaje en los terminales del condensador caerá instantáneamente debido a la caída de potencial interna ( $V_{\text{drop}} = I \cdot \text{ESR}$ ). El sistema de medición (ESP32) leerá un voltaje menor, interpretando erróneamente que el "buffer" se ha vaciado, cuando en realidad es una pérdida resistiva.

**Estrategia de Mitigación:** Para modelar flujos de datos más rápidos, se sugiere colocar un condensador electrolítico convencional de baja ESR (ej. 1000uF) o cerámico en paralelo con el super-condensador. Esto crearía un sistema de "memoria caché" híbrido: el condensador electrolítico provee la energía para los picos rápidos de corriente (alta frecuencia), mientras que el super-condensador maneja el almacenamiento a largo plazo (baja frecuencia). Alternativamente, se debe buscar un super-condensador de tipo cilíndrico (radial lead) de baja ESR, aunque son más voluminosos y costosos.<sup>7</sup>

## 2.3 Tolerancia y Variabilidad

La tolerancia estándar para estos componentes es asimétrica, típicamente **-20% a +80%**.<sup>6</sup> Un componente marcado como 1F podría tener casi 2F. Esto introduce una variabilidad significativa en la calibración del modelo. El firmware `flux_condenser.py` debe implementar una rutina de auto-calibración: inyectar una corriente conocida durante un tiempo fijo y medir el  $\Delta V$  para calcular la capacitancia real ( $C = I \cdot \Delta t / \Delta V$ ) antes de iniciar la simulación principal.

---

## 3. Inercia Magnética: El Inductor Toroidal (100uH, 3A)

El inductor de 100uH (código 101) con núcleo toroidal y capacidad de 3A introduce la dinámica temporal al sistema. Sin inductancia, el flujo de datos sería instantáneo (limitado solo por la resistencia). Con inductancia, el flujo adquiere "masa".

### 3.1 Física del Núcleo Toroidal y Saturación

La elección de un núcleo toroidal es excelente para un prototipo de escritorio debido a su flujo magnético confinado. A diferencia de los inductores de bobina abierta (solenoides), los toroides emiten muy poca interferencia electromagnética (EMI), protegiendo al ESP32 y al sensible giroscopio MEMS situado cerca.<sup>1</sup>

La especificación de **3A** es crítica. Los inductores utilizan materiales ferromagnéticos (ferrita o polvo de hierro) para concentrar el campo magnético. Estos materiales tienen un límite de saturación.

- **Zona Lineal:** Por debajo de 3A, el inductor se comporta linealmente ( $L \approx \text{constante}$ ).
- **Saturación:** Si la corriente excede los 3A, los dominios magnéticos del núcleo se alinean completamente. El núcleo ya no puede almacenar más energía magnética y la permeabilidad relativa  $\mu_r$  cae hacia la unidad (la del aire). En este punto, la

inductancia colapsa (ej. de 100uH a 10uH) y el componente se convierte en una resistencia de bajo valor, permitiendo picos de corriente peligrosos que pueden dañar el MOSFET.<sup>12</sup>

Dada la limitación de corriente del super-condensador (~180mA) discutida anteriormente, es improbable que el sistema alcance la saturación en modo de descarga. Sin embargo, si el sistema permite la carga directa desde una fuente de alimentación de 5V/3A a través del inductor, la saturación es un riesgo real durante el arranque (inrush current) que debe ser gestionado por software (arranque suave PWM).

## 3.2 Análisis de Transitorios y Respuesta al Escalón

La combinación de 1F y 100uH crea una frecuencia de resonancia natural extremadamente baja:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{1 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.01} \approx 15.9 \text{ Hz}$$

Esta frecuencia de ~16 Hz es visualmente interesante. Está en el límite de la percepción de parpadeo (flicker fusion threshold). Si el sistema se excita cerca de esta frecuencia, los LEDs WS2812B mostrarán una pulsación o "latido" visible, representando la inestabilidad de la cola de datos. Si la inductancia fuera menor (ej. 1uH), la oscilación sería demasiado rápida para ser vista; si la capacitancia fuera menor (ej. 1000uF), la oscilación sería en el rango de audio (kHz). La combinación seleccionada es ideal para una demostración pedagógica visual.<sup>3</sup>

---

## 4. El Elemento de Control Activo: MOSFET IRLZ44N

Para modular el flujo de corriente (y por ende, el flujo de datos simulado) desde el super-condensador, se emplea el transistor MOSFET de canal N IRLZ44N. Este componente actúa como una válvula electrónica variable.

### 4.1 Tecnología de Nivel Lógico ("Logic Level")

La distinción entre un MOSFET estándar (como el IRF-Z44N) y uno de nivel lógico (IRL-Z44N) es fundamental. Los MOSFETs estándar requieren típicamente 10V entre puerta y fuente ( $V_{GS}$ ) para saturarse completamente (encenderse a fondo). El IRLZ44N está dopado y construido específicamente para tener un voltaje umbral ( $V_{GS(th)}$ ) mucho menor, garantizado entre 1.0V y 2.0V.<sup>14</sup>

Esto permite teóricamente controlarlo directamente con los pines GPIO de 3.3V del ESP32. Sin embargo, un análisis profundo de las hojas de datos revela matices importantes:

1. **Umbral vs. Saturación:** Que el MOSFET empiece a conducir a 2V (umbral) no significa que conduzca *bien*. A 2V, apenas deja pasar 250uA.
2. **Curvas de Transferencia a 3.3V:** Consultando las gráficas de  $I_D$  vs  $V_{DS}$ <sup>16</sup>, a un voltaje de puerta de 3.3V, el IRLZ44N puede manejar cómodamente corrientes de hasta 10A-15A manteniéndose en la región óhmica (baja resistencia). Dado que nuestro sistema está limitado a <3A por el inductor (y <200mA por el super-condensador), la

conducción a 3.3V es **totalmente suficiente y eficiente** para este prototipo. La resistencia  $R_{DS(on)}$  será ligeramente mayor que si se excitara a 5V o 10V (quizás  $0.045\Omega$  en lugar de  $0.022\Omega$ ), pero la disipación de potencia ( $P = I^2 R$ ) será despreciable ( $0.2A^2 \times 0.045\Omega \approx 1.8mW$ ). El MOSFET funcionará frío sin disipador.

## 4.2 Dinámica de la Puerta y el Driver ESP32

Aunque el voltaje es suficiente, la capacitancia de entrada es un factor a considerar. El IRLZ44N tiene una carga de puerta total ( $Q_g$ ) de aproximadamente 44nC y una capacitancia de entrada ( $C_{iss}$ ) alta, rondando los 1700pF.<sup>14</sup>

El microcontrolador ESP32 tiene pines GPIO con capacidad de corriente limitada (aprox 12mA - 40mA dependiendo de la configuración). Al intentar conmutar el MOSFET a alta frecuencia (PWM), el pin debe cargar y descargar esa capacitancia miles de veces por segundo.

$$I = C \frac{dV}{dt}$$

Si se intenta una conmutación instantánea, el pico de corriente podría dañar el puerto del ESP32.

Requisito de Diseño: Es obligatorio incluir una resistencia en serie entre el pin del ESP32 y la puerta del MOSFET (valor recomendado:  $150\Omega$  a  $470\Omega$ ). Esto limita la corriente máxima de carga de la puerta a niveles seguros (ej.  $3.3V / 150\Omega = 22mA$ ) sacrificando mínimamente la velocidad de conmutación (lo cual es aceptable dado que la frecuencia PWM no necesita ser extrema, 1kHz-5kHz es suficiente para la inercia térmica/visual deseada).

Además, se debe instalar una resistencia de pull-down ( $10k\Omega$ ) entre la puerta y tierra (GND) para asegurar que el MOSFET permanezca apagado mientras el ESP32 arranca o si el pin queda en estado flotante (alta impedancia), evitando que el flujo de datos se "dispare" accidentalmente.<sup>18</sup>

---

## 5. Integridad y Seguridad del Circuito: Rectificación Schottky

El componente especificado es el diodo rectificador Schottky 1N5819 (1A, 40V). Su inclusión no es opcional; es vital para la supervivencia del prototipo debido a la naturaleza inductiva del circuito.

### 5.1 Fenómeno de "Flyback" Inductivo

Cuando el MOSFET corta el flujo de corriente a través del inductor (ciclo PWM OFF), el campo magnético en el núcleo toroidal colapsa. Según la ley de Faraday-Lenz, el inductor intentará mantener la corriente fluyendo, invirtiendo su polaridad y generando un pico de voltaje

masivo (Fuerza Contra-Electromotriz).

Sin protección, este pico puede alcanzar cientos de voltios, perforando la capa de óxido de la puerta del MOSFET o destruyendo la unión Drenador-Fuente, y potencialmente retroalimentándose al bus de 3.3V destruyendo el ESP32.

## 5.2 Selección del 1N5819 vs. Diodos de Silicio

La elección de un diodo Schottky es técnicamente superior a un diodo de silicio estándar (como el 1N4007) por dos razones:

1. **Velocidad de Recuperación:** Los diodos Schottky tienen un tiempo de recuperación inversa ( $t_{rr}$ ) prácticamente nulo. En aplicaciones PWM, esto minimiza las pérdidas de conmutación.
2. **Caída de Tensión ( $V_f$ ):** El 1N5819 tiene una caída de voltaje baja (~0.3V a 0.4V), lo que lo hace más eficiente disipando la energía del colapso magnético.

**Limitación de Corriente:** El 1N5819 está clasificado para 1 Amperio de corriente promedio. Si el diseño permite corrientes cercanas a los 3A (límite del inductor), el diodo estaría subdimensionado y podría fallar por sobrecalentamiento. Dado que el super-condensador limita la corriente a <200mA en descarga, el 1N5819 es adecuado. Sin embargo, si se implementa un modo de "carga rápida" a través del inductor, este diodo debería actualizarse a un modelo 1N5822 (3A) para mayor robustez.<sup>19</sup>

---

## 6. Procesamiento Central: El Microcontrolador ESP32

El ESP32 no es solo un interruptor; es el cerebro que orquesta la simulación, mide las variables de estado y ajusta el control en tiempo real.

### 6.1 Desafíos del ADC (Convertidor Analógico-Digital)

Para medir el "backlog" (voltaje del super-condensador), se utiliza el ADC del ESP32. Este componente es notorio en la comunidad técnica por dos defectos que deben ser compensados:

1. **Rango de Voltaje:** El ADC tiene un rango de entrada de 0V a ~3.1V (con la atenuación de 11dB por defecto). Aplicar los 5.5V del super-condensador destruiría el pin.
  - **Solución:** Se requiere un divisor de voltaje resistivo preciso. Para escalar 5.5V a ~3.0V (dejando un margen de seguridad), una relación de resistencias ideal sería cercana a 1:1, por ejemplo,  $R_{high} = 27k\Omega$  y  $R_{low} = 33k\Omega$ . Esto da un factor de división de  $33 / (27+33) = 0.55$ . Con 5.5V de entrada, el pin recibe 3.025V.
  - **Impedancia:** Resistencias en el rango de  $k\Omega$  son necesarias para no descargar el condensador demasiado rápido (fuga de datos simulada), pero no tan altas que la impedancia de entrada del ADC afecte la lectura. Se recomienda añadir un condensador cerámico de 100nF entre el pin ADC y GND para estabilizar la lectura frente al ruido de conmutación.<sup>20</sup>
2. **No Linealidad:** El ADC del ESP32 no es perfectamente lineal, especialmente en los

extremos (cerca de 0V y cerca de 3.3V). Las lecturas pueden tener errores de hasta 0.1V.

- **Corrección:** El software debe implementar una función de corrección polinómica o una tabla de búsqueda (LUT) calibrada para convertir los valores crudos (0-4095) en voltaje real preciso. MicroPython ofrece herramientas para ajustar la atenuación y mejorar la precisión.<sup>22</sup>

## 6.2 Entorno de Ejecución: MicroPython y Tiempo Real

El archivo "flux\_condenser.py" sugiere el uso de Python. MicroPython es excelente para el desarrollo rápido, pero su recolección de basura (Garbage Collection) puede introducir pausas indeterministas de varios milisegundos. En un sistema de control que simula física (donde el bucle PID debe ser constante), esto es un problema (Jitter en la simulación).

Estrategia:

- Utilizar **Interrupciones de Temporizador (Timer Interrupts)** para el muestreo del ADC y el cálculo del PID a una frecuencia fija (ej. 100Hz). Esto asegura que la dinámica del tiempo en la simulación sea consistente, independientemente de la carga de la CPU principal.<sup>24</sup>
- Evitar la asignación dinámica de memoria dentro de los bucles de interrupción para prevenir la activación del Garbage Collector en momentos críticos.

---

## 7. Sensores de Caos: El Giroscopio L3G4200D

El giroscopio MEMS de 3 ejes L3G4200D (módulo GY-50) introduce una variable exógena al sistema: la perturbación física.

### 7.1 Principio de Operación

Este sensor mide la velocidad angular ( $^{\circ}/s$ ) utilizando el efecto Coriolis en micro-estructuras vibrantes de silicio. En el contexto del "Flux Condenser", la rotación física del dispositivo puede traducirse en "turbulencia" en el flujo de datos. Por ejemplo, agitar el dispositivo podría aumentar la "resistencia" virtual o inyectar ruido en la señal, simulando una conexión inestable.

### 7.2 Interfaz I2C y Compatibilidad

El L3G4200D opera nativamente a bajo voltaje (2.4V - 3.6V), lo cual es una ventaja significativa. Puede conectarse directamente al bus I2C del ESP32 (pines predeterminados GPIO 21 SDA, GPIO 22 SCL) sin necesidad de conversores de nivel lógico, simplificando el diseño.

Es vital configurar correctamente los registros internos del sensor a través de I2C al inicio (flux\_condenser.py). Por defecto, el sensor inicia en modo "Power Down". Se debe escribir en el registro CTRL\_REG1 (0x20) para encenderlo y seleccionar el ancho de banda. Un ancho de banda bajo es preferible para filtrar vibraciones mecánicas de alta frecuencia y obtener una



## 8. Retroalimentación Visual: Matriz de LEDs WS2812B

La visualización es el componente final que hace tangible la simulación. Los 16 LEDs WS2812B direccionables permiten mostrar gradientes de color y animaciones que representan el estado interno del condensador (backlog) y la corriente (throughput).

### 8.1 El Problema de la Corriente y la Fuente de Poder

Cada LED WS2812B consume hasta 60mA cuando emite blanco a brillo máximo.

$$16 \text{ LEDs} \times 60 \text{ mA} = 960 \text{ mA}$$

Esto es casi 1 Amperio. El regulador de voltaje lineal (LDO) que incorpora la placa de desarrollo ESP32 (usualmente un AMS1117-3.3) tiene un límite térmico y de corriente. Si se intenta alimentar los LEDs desde el pin de 3.3V o incluso desde el pin de 5V (si este pasa por un diodo de protección de la placa USB), se corre el riesgo de sobrecalentar el regulador o causar reinicios por "Brown-out" (caída de voltaje).

Requisito de Ingeniería: Los LEDs deben alimentarse directamente desde una fuente de 5V externa robusta (capaz de entregar 2A para tener margen de seguridad), conectando las tierras (GND) de la fuente, los LEDs y el ESP32 para cerrar el circuito de señal.<sup>28</sup>

### 8.2 Incompatibilidad de Niveles Lógicos y el "Truco del Diodo"

Los WS2812B son dispositivos de 5V. Su hoja de datos especifica que un nivel lógico "Alto" ( $V_{IH}$ ) debe ser al menos  $0.7 \times V_{CC}$ .

Para  $V_{CC} = 5V$ ,  $V_{IH} = 3.5V$ .

El ESP32 emite señales de datos a 3.3V. Como  $3.3V < 3.5V$ , la señal está técnicamente fuera de especificación. Aunque a menudo funciona, es marginal y propenso a errores (parpadeos, colores incorrectos).

Solución Implementada ("Diode Trick"):

Una solución elegante y económica identificada en la investigación es manipular el voltaje de alimentación del primer LED de la cadena. Colocando un diodo de silicio estándar (como un 1N4007, o incluso el 1N5819 si se cuida la corriente inversa) en serie con la alimentación del primer LED, se reduce su  $V_{CC}$  en  $\sim 0.7V$ .

$$V_{CC(\text{pixel } 1)} = 5.0V - 0.7V = 4.3V$$

El nuevo umbral lógico para este píxel es:

$$V_{IH} = 0.7 \times 4.3V \approx 3.01V$$

Ahora, la señal de 3.3V del ESP32 es superior a 3.01V, garantizando una transmisión de datos fiable. El primer píxel regenera la señal a 4.3V para el segundo píxel (alimentado a 5V), actuando efectivamente como un convertidor de nivel lógico activo sin componentes adicionales costosos.

## 9. Diseño del Prototipo: Integración y Lógica de Control

Con los componentes validados, se define la arquitectura del sistema.

### 9.1 Esquema de Conexiones (Pinout Sugerido para ESP32)

Componente	Función	Pin ESP32 (MicroPython)	Notas Técnicas de Conexión
Super-condensador	Sensor de Backlog (Voltaje)	GPIO 34 (ADC1_CH6)	<b>Divisor de Voltaje:</b> R1(27k) a Positivo, R2(33k) a GND. Punto medio a GPIO. Condensador 100nF paralelo a R2 para filtrar ruido.
MOSFET (Gate)	Control de Flujo (PWM)	GPIO 25 (o cualquiera con PWM)	<b>Resistencia Serie:</b> 220Ω al Gate. <b>Pull-down:</b> 10kΩ de Gate a GND.
Inductor + Diodo	Carga y Protección	N/A (Circuito de Potencia)	Inductor en serie con Drain. Diodo en antiparalelo con el conjunto Inductor+Carga Externa.
Giroscopio (SDA)	Datos I2C	GPIO 21	Requiere resistencia pull-up (4.7k) si el módulo no la tiene.
Giroscopio (SCL)	Reloj I2C	GPIO 22	Requiere resistencia pull-up (4.7k).
LEDs (Data In)	Visualización	GPIO 5	Usar "Truco del Diodo" en la alimentación del

			1er LED o Level Shifter. Alimentación separada 5V.
--	--	--	----------------------------------------------------------

## 9.2 Lógica del Firmware flux\_condenser.py

El software debe implementar un bucle de control proporcional-integral (PI) o PID simplificado para regular el flujo.

1. **Lectura:** El ADC muestrea el voltaje del super-condensador. Se aplica un filtro de media móvil para suavizar el ruido eléctrico.
2. **Conversión:** El voltaje se mapea a un valor de "Backlog %".
3. **Perturbación:** Se lee el giroscopio. La magnitud del vector de rotación se suma como un factor de "resistencia" o "pérdida de paquetes".
4. **Decisión:**
  - Si Backlog > Setpoint: Aumentar Ciclo de Trabajo PWM (Abrir válvula).
  - Si hay mucha "Turbulencia" (Giroscopio): Reducir Ciclo de Trabajo PWM artificialmente.
5. **Actuación:** Se actualiza el PWM del MOSFET.
6. **Visualización:** Se actualizan los LEDs.
  - Color: Verde (flujo bajo)  $\rightarrow$  Rojo (flujo crítico).
  - Animación: Pulsos que viajan a lo largo de la tira a una velocidad proporcional al ciclo de trabajo PWM (simulando los paquetes viajando).

## 9.3 Análisis de Estabilidad PID

Dado que el sistema físico tiene una respuesta muy lenta (debido a la gran capacitancia y la inductancia), el ajuste del controlador PID debe ser cuidadoso. Un término integral ( $K_i$ ) demasiado alto provocará oscilaciones de baja frecuencia ("hunting"), donde el sistema abre y cierra la válvula continuamente buscando el nivel de backlog objetivo. Un término derivativo ( $K_d$ ) puede ayudar a anticipar el llenado del buffer, cerrando el flujo antes de que ocurra un desbordamiento, aprovechando la naturaleza predictiva del control derivativo para compensar la inercia inductiva del sistema.<sup>32</sup>

# 10. Conclusiones y Recomendaciones de Ingeniería

El diseño del "Flux Condenser" es una herramienta pedagógica y experimental robusta que logra traducir conceptos abstractos de la ciencia de datos a fenómenos físicos observables.

### Conclusiones Clave:

1. **Viabilidad:** La selección de componentes es viable, pero solo si se respetan las limitaciones de corriente impuestas por la ESR del super-condensador. El sistema modelará mejor flujos de datos de "baja velocidad y alta latencia" que sistemas de alta frecuencia.
2. **Seguridad:** La inclusión del diodo Schottky y las resistencias de protección de puerta

del MOSFET son obligatorias para proteger el microcontrolador.

3. **Precisión:** La no linealidad del ADC del ESP32 es el mayor factor de error en la medición del "backlog". Se recomienda encarecidamente la calibración por software.
4. **Visualización:** La combinación de la inercia inductiva (100uH) y la capacidad masiva (1F) crea una dinámica visualmente rica y orgánica en los LEDs, cumpliendo con el objetivo estético y funcional del proyecto.

#### Próximos Pasos Sugeridos:

- Implementar un algoritmo de calibración de inicio en flux\_condenser.py para medir la capacidad real del condensador instalado.
- Diseñar una PCB (Placa de Circuito Impreso) con planos de tierra separados para la parte de potencia (MOSFET/Inductor) y la parte lógica (ESP32/Sensores) para minimizar el ruido en el ADC.
- Considerar añadir un sensor de corriente (shunt o efecto Hall) para cerrar el lazo de control midiendo el "throughput" real (amperios) en lugar de solo estimarlo por el ciclo PWM.

Este prototipo representa una fusión exitosa de electrónica analógica de potencia, sistemas de control digital y teoría de la información.

#### Obras citadas

1. What are RLC Circuits? - Ansys, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://www.ansys.com/simulation-topics/what-are-rlc-circuits>
2. RLC circuit: Analogy with mechanical systems. - Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics - SBMAC, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://proceedings.sbmac.org.br/sbmac/article/viewFile/134486/3384>
3. RLC circuit - Wikipedia, fecha de acceso: enero 19, 2026, [https://en.wikipedia.org/wiki/RLC\\_circuit](https://en.wikipedia.org/wiki/RLC_circuit)
4. Damping in an RLC circuit - Electrical Engineering Stack Exchange, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://electronics.stackexchange.com/questions/60925/damping-in-an-rlc-circuit>
5. Damping factor(Series RLC circuit) - vCalc, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://www.vcalc.com/wiki/EdwardOmbui/Damping-factor-Series-RLC-circuit>
6. Eaton 1F Supercapacitor -20 → +80% Tolerance, 5.5V dc, Through Hole - RS, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://my.rs-online.com/web/p/supercapacitors/1699558>
7. KEMET 1F Supercapacitor -20 → +80% Tolerance, Supercap FY 5.5V dc, Through Hole, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://fi.rsdelivers.com/product/kemet/fyh0h105zf/kemet-1f-supercapacitor-20-80-tolerance-supercap/7898012>
8. Eaton 1F Supercapacitor -20 → +80% Tolerance 5.5V dc, Through Hole | 180-4247 | RS, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://sa.rsdelivers.com/product/eaton/kr-5r5c105-r/eaton-1f-supercapacitor-20>

[-80-tolerance-55v-dc/1804247](#)

9. 1 F 5.5 VDC Supercapacitors / Ultracapacitors - Mouser Electronics, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://www.mouser.com/c/passive-components/capacitors/supercapacitors-ultracapacitors/?capacitance=1%20F&voltage%20rating%20dc=5.5%20VDC>
10. Panasonic 1F Supercapacitor -20 → +80% Tolerance, LF 5.5V dc, Through Hole | RS, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://twen.rs-online.com/web/p/supercapacitors/1444468>
11. FU0H Series, 5.5 V, 85°C - yageo, fecha de acceso: enero 19, 2026, [https://content.kemet.com/datasheets/KEM\\_S6023\\_FU0H.pdf](https://content.kemet.com/datasheets/KEM_S6023_FU0H.pdf)
12. Problem with IRLZ44n mosfet in a circuit - Raspberry Pi Forums, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://forums.raspberrypi.com/viewtopic.php?t=381875>
13. ENSC 220 Lab #4: RLC Circuits, fecha de acceso: enero 19, 2026, [http://www.sfu.ca/~ljilja/ENSC220/Labs/lab\\_4.html](http://www.sfu.ca/~ljilja/ENSC220/Labs/lab_4.html)
14. The Ultimate Guide to IRFZ44N MOSFET: Pinout, Uses & Datasheet - Jotrin Electronics, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://www.jotrin.com/technology/details/irfz44n-mosfet>
15. IRLZ44NS MOSFET + 3.3 V gate - Electrical Engineering Stack Exchange, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://electronics.stackexchange.com/questions/473862/irlz44ns-mosfet-3-3-v-gate>
16. Understanding MOSFET (IRLZ44N) Datasheet : r/AskElectronics - Reddit, fecha de acceso: enero 19, 2026, [https://www.reddit.com/r/AskElectronics/comments/2kkkpt/understanding\\_mosfet\\_irlz44n\\_datasheet/](https://www.reddit.com/r/AskElectronics/comments/2kkkpt/understanding_mosfet_irlz44n_datasheet/)
17. Everything You Need to Know About the IRFZ44N Transistor - Fly-Wing, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://www.flywing-tech.com/blog/everything-you-need-to-know-about-the-irfz44n-transistor/>
18. Driving 5V relay with 3.3 GPIO (IRLZ44N or IRFZ44N)? : r/AskElectronics - Reddit, fecha de acceso: enero 19, 2026, [https://www.reddit.com/r/AskElectronics/comments/1p64hgg/driving\\_5v\\_relay\\_with\\_3\\_3\\_gpio\\_irlz44n\\_or\\_irfz44n/](https://www.reddit.com/r/AskElectronics/comments/1p64hgg/driving_5v_relay_with_3_3_gpio_irlz44n_or_irfz44n/)
19. IRLZ44N not switching : r/arduino - Reddit, fecha de acceso: enero 19, 2026, [https://www.reddit.com/r/arduino/comments/1g89j09/irlz44n\\_not\\_switching/](https://www.reddit.com/r/arduino/comments/1g89j09/irlz44n_not_switching/)
20. ESP32 ADC measurment with variable input voltage? - General Electronics - Arduino Forum, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://forum.arduino.cc/t/esp32-adc-measurment-with-variable-input-voltage/1234184>
21. Voltage divider / Non linear output - ESP32 Forum, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://esp32.com/viewtopic.php?t=38340>
22. ESP32 ADC – Read Analog Values with Arduino IDE - Random Nerd Tutorials, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://randomnerdtutorials.com/esp32-adc-analog-read-arduino-ide/>
23. Measure analog voltage on ESP32 with ADC - uPesy, fecha de acceso: enero 19,

2026,

<https://www.upesy.com/blogs/tutorials/measure-voltage-on-esp32-with-adc-with-arduino-code>

24. Quick reference for the ESP32 — MicroPython latest documentation, fecha de acceso: enero 19, 2026,  
<https://docs.micropython.org/en/latest/esp32/quickref.html>
25. L3G4200D MEMS Motion Sensor Ultra-Stable 3-Axis Gyroscope I2C Mini Module, fecha de acceso: enero 19, 2026,  
<https://store.ncd.io/product/l3g4200d-mems-motion-sensor-ultra-stable-3-axis-gyroscope-i2c-mini-module/>
26. GY-50 L3G4200D Triple Axis Gyro Angular Sensor Module IIC / SPI Communication Protocol Geekcreit for Arduino - products that work with official Arduino - Adept, fecha de acceso: enero 19, 2026,  
[https://www.adept.com/l3g4200d\\_p0167.html](https://www.adept.com/l3g4200d_p0167.html)
27. the-risk-taker/l3g4200d-arduino-i2c-library - GitHub, fecha de acceso: enero 19, 2026, <https://github.com/the-risk-taker/l3g4200d-arduino-i2c-library>
28. how much A would i need to power 5V WS2812B 5050 RGB ? : r/led - Reddit, fecha de acceso: enero 19, 2026,  
[https://www.reddit.com/r/led/comments/at3ckc/how\\_much\\_a\\_would\\_i\\_need\\_to\\_power\\_5v\\_ws2812b\\_5050/](https://www.reddit.com/r/led/comments/at3ckc/how_much_a_would_i_need_to_power_5v_ws2812b_5050/)
29. WS2812B light strip power requirements - Hardware - Home Assistant Community, fecha de acceso: enero 19, 2026,  
<https://community.home-assistant.io/t/ws2812b-light-strip-power-requirements/531037>
30. Cheating At 5V WS2812 Control To Use 3.3V Data - Hackaday, fecha de acceso: enero 19, 2026,  
<https://hackaday.com/2017/01/20/cheating-at-5v-ws2812-control-to-use-a-3-3v-data-line/>
31. How to wire WS2812B leds - Zynthian Discourse, fecha de acceso: enero 19, 2026,  
<https://discourse.zynthian.org/t/how-to-wire-ws2812b-leds/12192>
32. PID “Proportional, Integral, and Derivative” Control Theory - Crystal Instruments, fecha de acceso: enero 19, 2026,  
<https://www.crystalinstruments.com/blog/2020/8/23/pid-control-theory>
33. PID Explained: Theory, Tuning, and Implementation of PID Controllers - Wevolver, fecha de acceso: enero 19, 2026,  
<https://www.wevolver.com/article/pid-explained-theory-tuning-and-implementation-of-pid-controllers>