

Prototipo de Interfaz de Actuación PWM para Prensa Hidráulica

Diego G. Nuñez ^{a*}, Alexander E. Viera^a, Juan P. Gross ^b, Guillermo A. Fernández ^c

^a *Facultad de Ingeniería (FI), Universidad Nacional de Misiones (UNaM), Oberá, Misiones, Argentina.*

^b *Grupo de Investigación y Desarrollo en Electrónica (GIDE), Instituto de Materiales de Misiones (IMAM), FI, UNaM, CONICET, Oberá, Misiones, Argentina.*

^c *GIDE, IMAM, FI, UNaM - Juan Manuel de Rosas 325, Oberá, Misiones, Argentina*

e-mails: ndiego208@gmail.com, alexanderev9@gmail.com, gross@fio.unam.edu.ar,
guillermo.fernandez@fio.unam.edu.ar

Resumen

Este trabajo consiste en el diseño e implementación de un circuito electrónico para el control de una electroválvula proporcional de una prensa hidráulica ubicada en el laboratorio de Ingeniería Civil, utilizada para ensayos de compresión. El prototipo actúa sobre la electroválvula mediante una señal con ancho de pulso variable para ajustar la carga aplicada por la prensa, según el programa de la computadora usada para el ensayo. El sistema embebido obtenido está basado en un microcontrolador ATmega328P que se comunica con la computadora, recibe comandos y aplica a la electroválvula una señal modulada en ancho de pulso (PWM) de 200 Hz y 0,01% de resolución en el ciclo útil. El circuito posee una etapa de potencia con transistores para adaptar los niveles de tensión y corriente proporcionados por el microcontrolador, así como un display para el monitoreo en tiempo real del ensayo. El prototipo brinda una solución a las limitaciones de precisión en el control actual de la electroválvula, manejada directamente por un software que no es ejecutado en tiempo real debido a la multitarea del sistema operativo de la computadora. Los resultados obtenidos validan la estabilidad de la frecuencia, la precisión del ciclo útil y la robustez del diseño, superando las limitaciones del sistema anterior.

Palabras Clave – *Interfaz de actuación, prensa hidráulica, control PWM, electroválvula proporcional, microcontrolador.*

1 Introducción

La utilización de sistemas hidráulicos con control proporcional es importante para garantizar precisión y repetibilidad en distintos tipos de ensayos de estructuras y materiales. En particular, la prensa hidráulica estudiada para esta implementación permite ensayar probetas con el objetivo de determinar sus características mecánicas, como por ejemplo la resistencia a la compresión. Esta prensa incorpora una electroválvula proporcional, cuya apertura regula el caudal del fluido hidráulico y modificando así la carga aplicada por la misma a través de una señal eléctrica.

El actual sistema de control de la electroválvula consiste en una computadora que ejecuta un software y mediante interfaces específicas y un sistema adquirente de datos, genera una señal de modulación por ancho de pulso (PWM) que gobierna directamente la apertura de la electroválvula. Si bien esto permite controlar la fuerza aplicada por la prensa, tiene una limitación importante en la precisión, dado que, al tratarse de un sistema basado en una computadora de propósito general, la generación de la señal PWM no es determinística, dependiendo de los múltiples procesos ejecutados por el sistema operativo. Esto introduce variaciones tanto en la frecuencia como en el ciclo útil de la señal, afectando la estabilidad del control y por ende a la precisión de la carga aplicada por la prensa.

Con el objetivo de mejorar la precisión del sistema en general, este trabajo presenta el prototipo de una interfaz de actuación que puede sustituir a la generación de la señal PWM desde la computadora por una estructura digital construida alrededor de un microcontrolador ATmega328P.

Este nuevo diseño libera a la computadora de la responsabilidad de generar la señal PWM. La misma únicamente deberá enviar un valor numérico (mediante comunicación digital), en un rango de 0 a 10000, que representa el ciclo útil deseado con una resolución de dos cifras decimales. La interfaz desarrollada genera una señal PWM con una frecuencia constante de 200 Hz y de ciclo útil modificable mediante el valor numérico mencionado. Además, el prototipo incorpora un display LCD 16x2 que permite la visualización en tiempo real del valor del ciclo útil recibido y el estado del ensayo (iniciando, en curso, detenido o finalizado). La señal PWM generada por el microcontrolador de la interfaz, es acondicionada por una etapa de potencia que adapta los niveles de tensión y corriente necesarios para accionar la electroválvula proporcional, completando así el bloque de actuación.

En la Fig. 1 se presenta el diagrama de bloques del sistema implementado, donde puede observarse de forma general la forma en la que están conectadas las distintas etapas del mismo. La interfaz de actuación desarrollada debe ubicarse entre la computadora, que envía un valor digital que corresponde al ciclo útil, y la electroválvula que recibe una tensión PWM adaptada según sus parámetros. El sensor de presión y su etapa de acondicionamiento señal que indica la Fig. 1, permite al software ejecutado por la computadora contar con una medición de la carga aplicada por la prensa hidráulica.

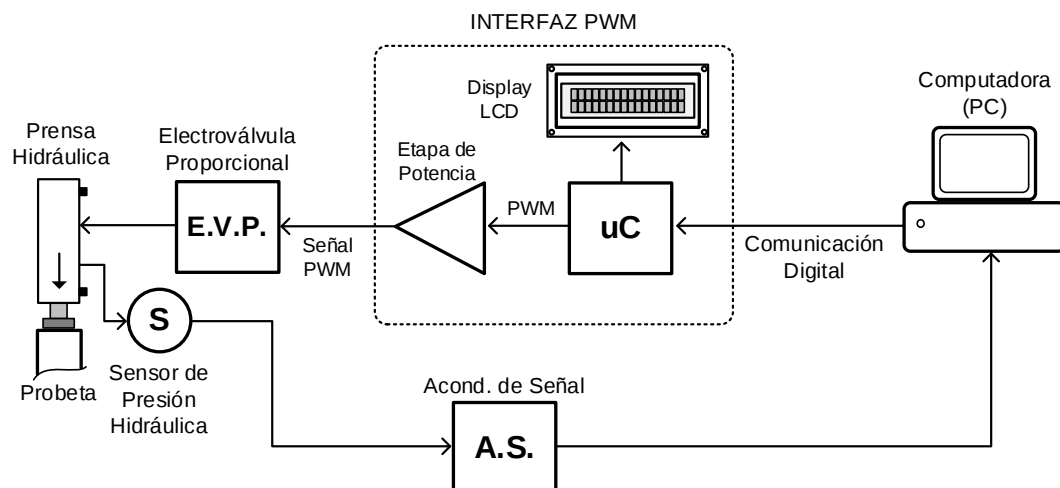


Fig. 1: Diagrama de bloques de la interfaz de actuación PWM para prensa hidráulica.

La interfaz propuesta en este trabajo fue realizada como proyecto final integrador de la asignatura Técnicas Digitales 2, correspondiente a la carrera Ingeniería Electrónica de la Universidad Nacional de Misiones. El mismo fue desarrollado con el propósito de integrar los conocimientos adquiridos, aplicándolos a una situación real que puede resolverse mediante la implementación de un sistema embebido basado en un microcontrolador. Por otra parte, este trabajo también busca proveer al sistema de control de la prensa hidráulica, una mayor estabilidad y precisión en cuanto a parámetros de frecuencia y ciclo útil de la señal que interviene en el control de la carga aplicada por la misma.

El trabajo está organizado de la siguiente forma: la sección 2 explica el diseño del software y hardware de la interfaz; en la sección 3 se muestran los circuitos impresos y ensayos resultantes del trabajo y en la sección 4 las conclusiones obtenidas.

2 Metodología

Para alcanzar los objetivos planteados, el sistema propuesto fue dividido en dos bloques funcionales: (2.1) una etapa digital basada en el microcontrolador ATmega328P, responsable de generar la señal PWM estable en base a los datos enviados por la computadora, y (2.2) una etapa de potencia con transistores para el acondicionamiento de la señal PWM aplicada a la electroválvula. A continuación, se describen ambos subsistemas.

2.1 Diseño e implementación de la etapa digital

El presente apartado describe las estrategias y recursos implementados para el desarrollo de la etapa digital. La misma está compuesta por dos subsistemas fundamentales:

- El hardware que incluye el microcontrolador, el display LCD y una fuente de alimentación para el mismo.
- El software programado en lenguaje C, encargado de recibir datos desde una computadora, procesarlos y generar la señal PWM con los parámetros solicitados.

En el desarrollo de esta etapa es utilizado el microcontrolador ATmega328P, integrado en la placa Arduino NANO. Este microcontrolador de 8 bits opera a 16 MHz y posee periféricos integrados como temporizadores de 16 y 8 bits, una interfaz de comunicación UART (*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*) y pines de salida PWM, los recursos de hardware necesarios para la implementación de la interfaz desarrollada. La comunicación entre la computadora y el microcontrolador se estableció mediante el puerto USB, utilizando la UART del ATmega328P operando a 9600 baudios [1]. El dato recibido desde la computadora representa el ciclo útil deseado para la señal PWM aplicada a la electroválvula, codificado como un número entero comprendido entre 0 y 10000 donde este último representa un ciclo útil del 100%. Esta escala permite trabajar con una resolución de 0,01%, brindando una excelente exactitud en la generación de la señal.

La señal PWM es generada utilizando el Timer1 del microcontrolador, configurado en modo Fast PWM con un tope de comparación programable ($OCR1A = 10000$), permitiendo esto generar una señal PWM de 200 Hz. El ciclo útil se ajusta mediante el registro OCR1B, que representa el valor comparador dentro del periodo definido. De esta manera, un valor de $OCR1B = 5931$ corresponde a un ciclo útil de 59,31%.

Para monitorear el estado del ensayo (iniciando, en curso, detenido, finalizado), el circuito incorpora un display LCD 16x2. Esta pantalla permite visualizar también el valor de la fuerza aplicada, expresada como el porcentaje correspondiente al ciclo útil de la señal PWM. El display es alimentado con una fuente de 5 V implementada también en el circuito impreso de la interfaz.

La Fig. 2 muestra el circuito implementado para la parte digital donde se tiene el microcontrolador, el display y la fuente de alimentación. Esta última construida en base al regulador de tensión LM7805 [2] para mantener una tensión de 5 V constante y así alimentar al display LCD en forma individual. La resistencia variable RV1 del circuito tiene la función permitir el ajuste del contraste del display.

- 0–10000: Si el ensayo está en curso, actualiza el ciclo útil del PWM asignando el valor recibido al registro OCR1B del Timer 1 del microcontrolador y muestra en el display el estado actual junto con la fuerza estimada.

Cuando el microcontrolador no recibe ningún dato durante un intervalo determinado de tiempo, el firmware asume que el ensayo ha finalizado y se apaga la señal PWM mostrando el estado “Finalizado” en el display. Sucedido esto, son reseteadas las variables internas para evitar comportamientos indeseados.

La Fig. 3 muestra el diagrama de flujo que resume gráficamente el funcionamiento antes explicado.

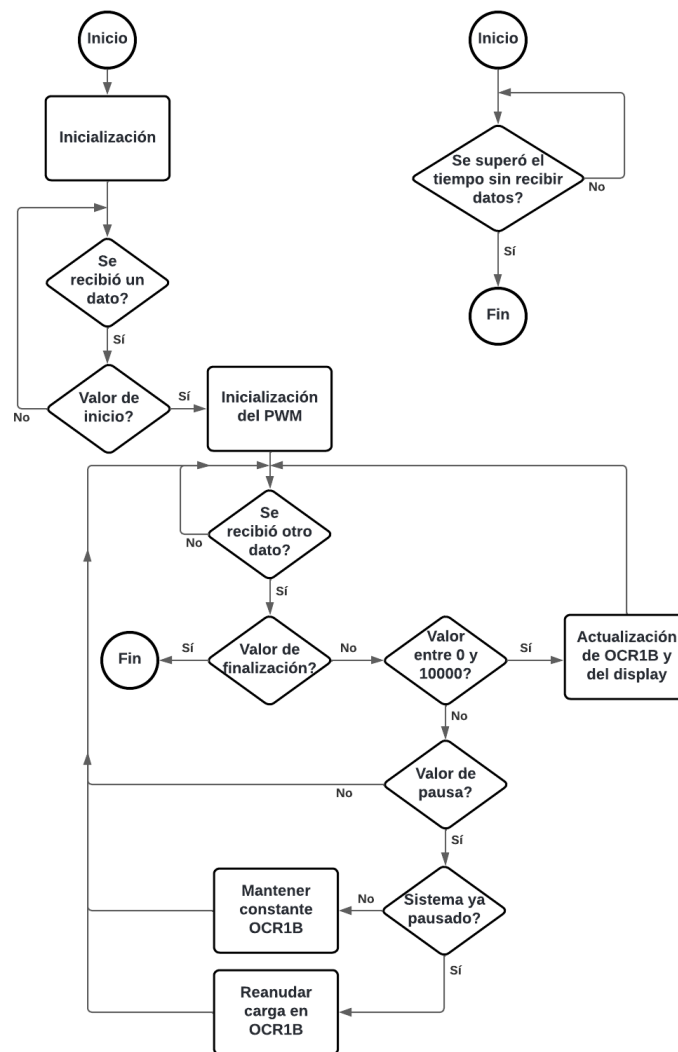


Fig. 3. Diagrama de flujo del firmware desarrollado para el microcontrolador.

La señal PWM generada por el Arduino NANO es enviada a una etapa de potencia externa, que permite adaptar los niveles de tensión y corriente requeridos por la electroválvula. Como se explicará seguidamente, esta etapa es construida en un circuito diferente al mostrado en la Fig. 2.

2.2 Etapa de potencia

En esta sección se presentan las consideraciones adoptadas para el diseño y selección de los componentes del circuito de potencia, debido a que el microcontrolador no puede entregar directamente la corriente requerida por la electroválvula. Como lo muestra la Fig. 4, el circuito propuesto para la etapa de potencia es diseñado con transistores que operan como llaves electrónicas (corte y saturación).

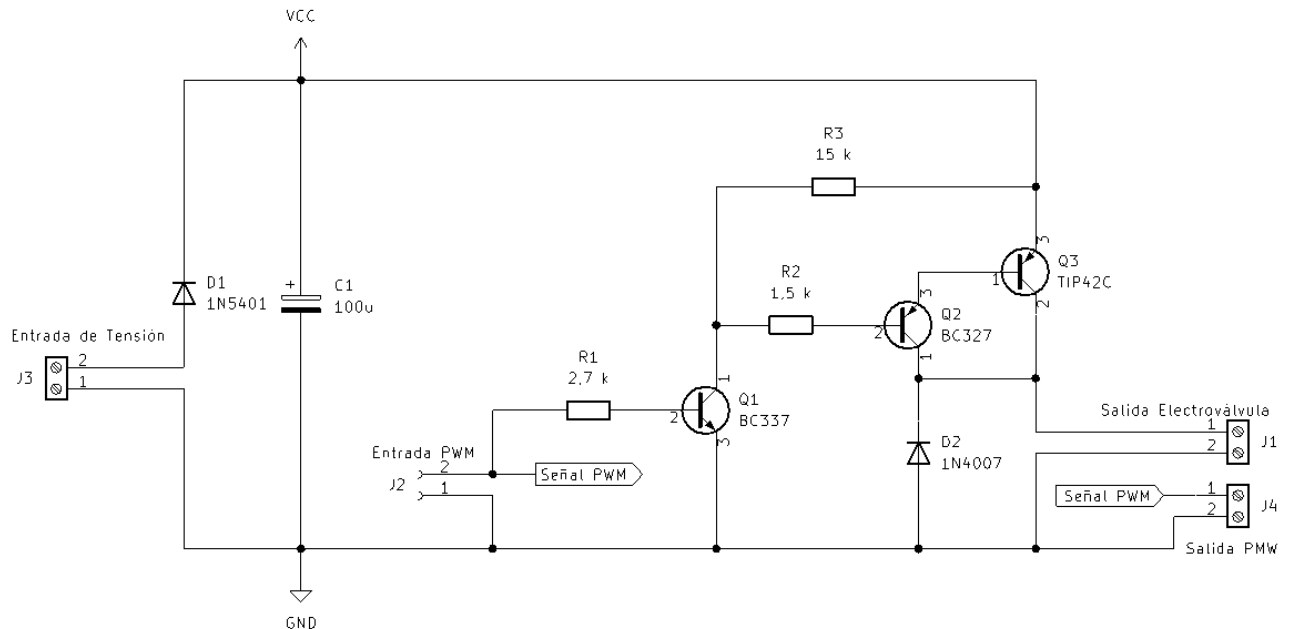


Fig. 4. Esquema eléctrico del circuito de potencia.

El circuito de la Fig. 4, controla la apertura de la electroválvula mediante una señal PWM proveniente del microcontrolador. El circuito está conformado por una configuración de transistores en cascada: Q₁ (BC337) adapta la señal PWM proporcionada por el microcontrolador, Q₂ (BC327) y Q₃ (TIP42C) constituyen un par Darlington que aumenta la capacidad de corriente para conmutar directamente la carga. El diodo D₁ (1N5401) protege contra inversión de polaridad en la alimentación, mientras que el capacitor C₁ (100 µF) actúa como estabilizador de tensión. Por su parte, el diodo D₂ (1N4007) protege frente a tensiones inversas generadas por la carga inductiva que constituye la electroválvula.

A partir de los ensayos realizados, se determinó que la electroválvula opera con una tensión de corriente continua de 32 V y una corriente media de consumo de 1,3 A. En función de estos valores y de las características del microcontrolador ATmega328P [3], cuya tensión mínima de salida en nivel alto es $V_{OHmin} = 4,1$ V y corriente máxima de salida $I_{OHmax} = 20$ mA, se adoptó como criterio de diseño limitar la corriente extraída por el microcontrolador a un máximo de 5 mA.

Para la selección de los transistores, se establecieron los siguientes criterios: que la tensión V_{CEO} fuera al menos 1,3 veces superior a la tensión de alimentación del circuito V_{CC} , y que la corriente máxima de colector I_{Cmax} fuera al menos 1,5 veces mayor que la corriente estimada de operación.

Considerando estos parámetros, junto con las exigencias de la carga, se seleccionaron los transistores TIP42C [4], BC327 [5] y BC337 [6], cuyas características está resumidas en la Tabla 1.

Tabla 1 - Parámetros eléctricos de los transistores utilizados en la etapa de potencia.

Parámetros	BC337 (Q ₁)	BC327 (Q ₂)	TIP42C (Q ₃)
Tensión colector-emisor abierto, V_{CEO} [V]	45	45	100
Corriente de colector máxima, $I_{cmáx}$ [A]	0,8	0,5	6
Ganancia de corriente mínima β_{min}	100	100	15
Tensión colector-emisor en saturación, $V_{CE(sat)}$ [V]	0,7	0,7	1,5
Tensión base-emisor de encendido, $V_{BE(on)}$ [V]	1,2	1,2	2
Potencia máxima de operación (25 °C) sin disipador, P_D [W]	0,625	0,625	2

En función de los parámetros indicados en la Tabla 1 y las condiciones de operación del circuito, se realizaron los cálculos de los resistores R_1 , R_2 y R_3 indicados en la Fig. 4. Para ello se utilizaron las siguientes expresiones matemáticas:

Corriente de base de Q₂, en función de la corriente de la carga I_{out} :

$$I_{bQ2} = f_s \cdot \frac{I_{out}}{\beta_2 \cdot \beta_3} \quad (1)$$

Resistor de base de Q₂, en función de la corriente de base de Q₂:

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)(Q3)} - V_{BE(on)(Q2)} - V_{CE(sat)(Q1)}}{I_{bQ2}} \quad (2)$$

Corriente de base de Q₁, en función de la corriente de base de Q₂ recalculada:

$$I_{bQ1} = \frac{f_s \cdot I_{bQ2adop}}{\beta_1} \quad (3)$$

Resistor de base Q₁, en función de la corriente de base de Q₁:

$$R_1 = \frac{V_{OHmin} - V_{BE(on)(Q1)}}{I_{bQ1}} \quad (4)$$

De la ecuación (1) se calcula la corriente de excitación de base del transistor Q₂. Como este forma parte de un arreglo Darlington con Q₃, los coeficientes β y el factor de saturación (f_s) se multiplican. Adoptando un factor de seguridad para la saturación $f_s = 4,5$ y reemplazando los valores correspondientes, se obtiene una corriente de base de 17,55 mA.

A partir de la ecuación (2) se obtiene un valor de 1,60 k Ω , adoptándose $R_2 = 1,5$ k Ω siguiendo el criterio del valor comercial más cercano. Una vez definido R_2 , se recalcula la corriente de base despejándola nuevamente de la ecuación (2), obteniéndose un valor de 18,7 mA.

Para el resistor *pull-up* R_3 se adoptó el criterio de que su valor debía ser diez veces mayor que R_2 , por lo tanto, resulta $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$.

Para determinar el valor de R_1 con la ecuación (4), previamente es calculada la corriente de base de I_{bQ1} mediante la ecuación (3). Adoptando un factor $f_s = 5$, resulta una $I_{bQ1} = 935 \mu\text{A}$, por lo que R_1 calculado es de $3,1 \text{ k}\Omega$. Se adopta el valor comercial $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$. Recalculando la corriente de base en Q_1 , queda $I_{bQ1} = 1,07 \text{ mA}$.

Con los valores normalizados de los resistores definidos, es calculada la potencia de operación por cada uno, utilizando la siguiente expresión:

$$P_R = f_s \cdot I^2 \cdot R \cdot D_{\text{máx}} \quad (5)$$

En la ecuación (5) f_s corresponde al factor de seguridad de potencia considerado igual a 1,1, I es la corriente a través del resistor, R el valor normalizado del resistor y $D_{\text{máx}}$ el ciclo útil máximo de trabajo (60 %). Reemplazando los valores correspondientes en la ecuación (5), se presenta la siguiente tabla con los valores teóricos y normalizados de potencia:

Tabla 2 - Potencia de los resistores de la etapa de potencia.

Resistores	Potencia	
	Teórica [mW]	Normalizado [W]
R_1	3,4	$\frac{1}{4}$
R_2	346	$\frac{1}{2}$
R_3	34	$\frac{1}{4}$

Realizados los cálculos para los componentes, es determinado el disipador para el transistor de potencia Q_3 , verificando además que la potencia de trabajo de los transistores Q_1 y Q_2 se mantuviera por debajo de los límites máximos admisibles.

Según [7], los cálculos de disipación térmica en los transistores consideran cuatro contribuciones: potencia de conmutación, potencia de conducción colector-emisor, potencia de conducción base-emisor y potencia de fuga. Esta última es considerada despreciable, ya que la corriente de fuga en el transistor en estado de corte es insignificante. Por lo tanto, para la selección del disipador son contempladas únicamente las tres primeras potencias mencionadas, las cuales se detallan a continuación:

Potencia de conmutación:

$$P_{COM} = \frac{I}{2} \cdot V_{CC} \cdot I_C \cdot F_s (t_{c(enc)} + t_{c(apag)}) \quad (6)$$

Donde V_{cc} es la tensión de alimentación [V], I_C la corriente de conducción del colector [A], F_s la frecuencia de conmutación [Hz], y $t_{c(enc)}$, $t_{c(apag)}$ los tiempos de encendido y apagado [s] del transistor respectivamente.

Potencia de conducción colector-emisor:

$$P_C = V_{CE(sat)} \cdot I_C \cdot D \quad (7)$$

En esta ecuación, $V_{CE(sat)}$ es la tensión de saturación del transistor [V], I_C la corriente de conducción del colector [A] y D el ciclo útil de trabajo [por unidad].

Potencia de conducción base-emisor:

$$P_B = V_{BE(on)} \cdot I_B \cdot D \quad (8)$$

Aquí $V_{BE(on)}$ es la tensión de encendido base-emisor [V], I_B la corriente de base [A] y D el ciclo útil de trabajo [por unidad].

Mediante las expresiones anteriores, y sabiendo que la frecuencia de conmutación de los transistores es de 200 Hz y que el ciclo útil puede alcanzar un máximo del 60% (valor determinado en función de relevamientos al sistema de control actual), los cálculos correspondientes arrojan los resultados indicados en la Tabla 3, donde P_T es la potencia total que corresponde a la suma de las potencias obtenidas con las ecuaciones (6), (7) y (8).

Tabla 3 – Potencia de operación en transistores de la etapa de potencia.

Transistores	$V_{CE(sat)}$ [V]	$V_{BE(on)}$ [V]	$t_{c(enc)}$ [μs]	$t_{c(apag)}$ [μs]	I_C [mA]	I_B [mA]	P_{COM} [mW]	P_C [mW]	P_B [mW]	P_T [W]
Q ₁ (BC337)	0,7	1,2	-	-	18,7	1,07	-	7,85	0,77	0,009
Q ₂ (BC327)	0,7	1,2	-	-	390	18,7	-	163,8	13,46	0,177
Q ₃ (TIP42C)	1,5	2	0,2	0,85	1300	390	4,37	1170	468	1,64

Considerando una temperatura ambiente de trabajo $T_a = 50$ °C, para los transistores Q1 y Q2 la potencia de operación P_T indicada es inferior a la potencia máxima admisible para dicha temperatura, indicando esto que los transistores podrán funcionar en las condiciones de trabajo sin la necesidad de un disipador de calor. Sin embargo, para Q₃ será necesario el uso de un disipador, dimensionándose el mismo mediante la ecuación (9), con la cual puede calcularse la resistencia térmica del disipador requerido $R_{\theta da}$.

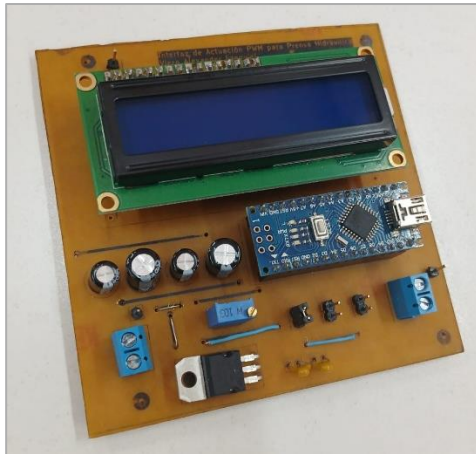
$$R_{\theta da} = \frac{T_j - T_a}{P_T} - R_{\theta jc} - R_{\theta cd} \quad [^{\circ}\text{C/W}] \quad (9)$$

Siendo T_j la temperatura máxima de juntura [°C] que puede soportar el transistor, T_a la temperatura ambiente de trabajo [°C], P_T la potencia de operación del componente [W], $R_{\theta jc}$ la resistencia térmica juntura–carcasa [°C/W] del dispositivo y $R_{\theta cd}$ la resistencia térmica carcasa–disipador [°C/W] (adoptando 1 °C/W). Sustituyendo los valores correspondientes, mediante la ecuación (9) se determinó un disipador con $R_{\theta da} = 58,30$ °C/W. En base a este valor, para Q₃ es utilizado un disipador disponible en el laboratorio de electrónica con $R_{\theta da} = 24,5$ °C/W.

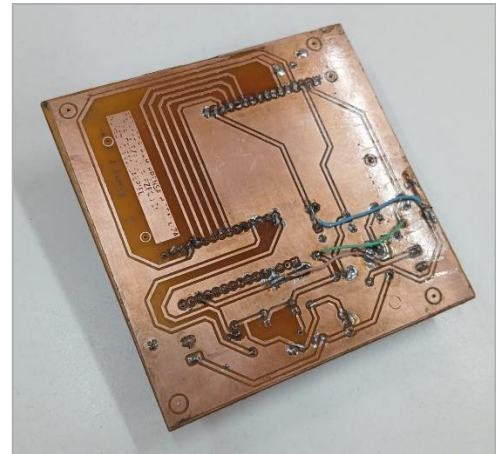
3 Resultados

En esta sección se presentan los resultados obtenidos a partir de la implementación y puesta en funcionamiento del prototipo diseñado.

La Fig. 5 muestra el circuito impreso diseñado para contener la etapa digital, mientras que en la Fig. 6 puede observarse el circuito impreso de la etapa de potencia.



(a)

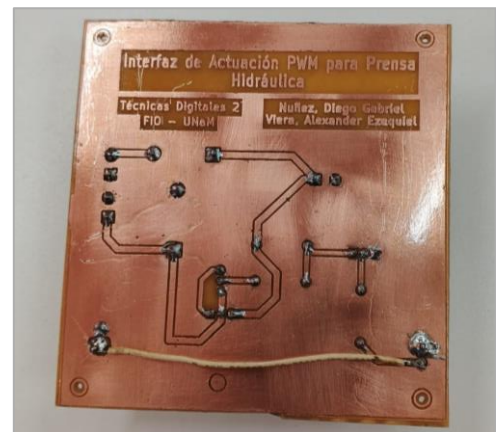


(b)

Fig. 5. Circuito de la etapa digital: (a) Vista superior; (b) Vista inferior.



(a)



(b)

Fig. 6. Circuito de la etapa de potencia: (a) Vista superior; (b) Vista Inferior.

A modo de realizar algunas pruebas, la interfaz desarrollada fue conectada mediante el puerto USB a una computadora desde la cual se enviaron distintos valores de ciclo útil utilizando el monitor serie del IDE de Arduino. A su vez, tanto la salida de la señal PWM generada por el microcontrolador y la salida de la etapa de potencia fueron conectadas a un osciloscopio digital con el objetivo de observar la estabilidad de la frecuencia y la correcta variación del ciclo útil.

La Fig. 7a muestra el entorno de conexión durante las pruebas, incluyendo la fuente de alimentación, el display LCD indicando el estado actual y el instrumental utilizado. La Fig. 7b muestra la forma de onda obtenida con el osciloscopio, mediante la cual puede verificarse que la frecuencia permanece en 200 Hz y que el valor del ciclo útil coincide con el valor transmitido, el cual es mostrado en la Fig. 8.

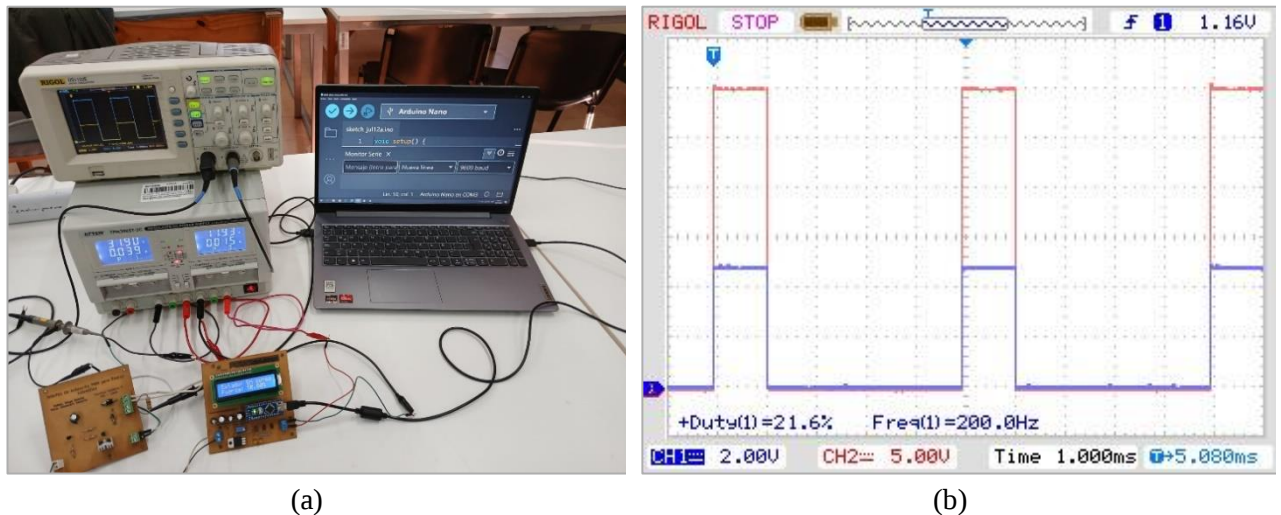


Fig. 7. Verificación del funcionamiento de la interfaz PWM: (a) Interconexión con los instrumentos de medición; (b) Señal PWM capturada con el osciloscopio (Frec. = 200 Hz, D = 21,6 %).



Fig. 8. Pantalla del monitor serie del IDE Arduino, con valor del ciclo útil enviado por la computadora a la interfaz PWM (Dato = 2167, equivalente a D = 21,67 %).

Los resultados obtenidos permiten validar los siguientes aspectos fundamentales del diseño:

- El sistema recibe y procesa correctamente los valores desde la computadora.
- Se genera una señal PWM estable en frecuencia, gracias al uso del temporizador interno del microcontrolador.
- El ciclo útil es correctamente interpretado y aplicado.
- La visualización en pantalla permite monitorear en tiempo real del estado del ensayo, lo que facilita la supervisión y mejora la experiencia de usuario.

A través del siguiente enlace puede accederse a un video que demuestra el funcionamiento del prototipo desarrollado: [Video Demostrativo](#)

4 Conclusiones

Mediante la solución a un problema real se logró aplicar los conocimientos relacionados a la programación de microcontroladores, el uso de sus recursos como ser interrupciones, temporizadores e interfaz de comunicación. Este trabajo también permitió obtener una solución efectiva que podrá mejorar significativamente la precisión y estabilidad del control aplicado a la electroválvula proporcional de la prensa hidráulica. El sistema desarrollado, compuesto por un microcontrolador ATmega328P, un display LCD para visualización y una lógica embebida (firmware), permitió resolver de manera eficiente las limitaciones identificadas en el diseño actual basado en el control directo a través de la computadora, especialmente en lo referido al determinismo y estabilidad de la señal.

A través de pruebas preliminares, realizadas mediante comunicación serial y verificación con osciloscopio, se comprobó el correcto funcionamiento de la interfaz propuesta, validando la recepción de datos, la estabilidad de la señal PWM generada y la fidelidad del ciclo útil respecto al valor transmitido desde la computadora.

Como trabajo futuro se propone avanzar con la validación funcional integrada al sistema hidráulico, incorporando el prototipo al entorno físico de ensayos de materiales. Esta etapa permitirá evaluar el impacto del nuevo control digital en la respuesta dinámica de la prensa y en la precisión de los ensayos realizados por los estudiantes de Ingeniería Civil.

Referencias

- [1] J. Axelson, Serial Port Complete, Madison, WI: Lakeview Research LLC, 2007.
- [2] F. SEMICONDUCTOR, «Hoja de Datos - LM7805,» [En línea].
<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/82833/FAIRCHILD/LM7805.html>.
[Último acceso: 21 07 2025].
- [3] Atmel, «Hoja de Dato - Atmega328P,» [En línea].
<https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/1425630/ATMEL/ATMEGA328P.html>.
[Último acceso: 16 Julio 2025].
- [4] Semiconductor, «Hoja de Dato - TIP42C,» [En línea].
<https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/427095/ONSEMI/TIP42.html>.
[Último acceso: 16 Julio 2025].
- [5] N. Semiconductors, «Hoja de Datos - BC327,» [En línea].
<https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/345126/NXP/BC327.html>.
[Último acceso: 16 Julio 2025].
- [6] O. Semiconductor, «Hoja de Datos - BC337,» [En línea].
<https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/171972/ONSEMI/BC337.html>.
[Último acceso: 16 Julio 2025].
- [7] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins, Electrónica de Potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño, México: McGraw-Hill Companies.