



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**INSTRUMENTACIÓN
RECONFIGURABLE DE
UN BANCO DE ENSAYOS PARA
MOTORES DE COMBUSTIÓN
INTERNA**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
Ingeniero Eléctrico Electrónico

PRESENTA

Bryan Emmanuel Alvarez Serna

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Roberto Giovanni Ramírez Chavarría

Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2019





Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Jurado asignado

Presidente: Dr. Jorge Rodríguez Cuevas

Vocal: Dr. Roberto Giovanni Ramírez Chavarría

Secretario: M.I. Ricardo Mota Marzano

1er. Suplente: Fis. Juan Velázquez Torres

2do. Suplente: M.I. Francisco González Pineda

Esta tesis se realizó en la Unidad de Investigación y Control de Emisiones (UNICE) y en el Instituto de Ciencias Aplicadas y Tecnología (ICAT). Ciudad Universitaria, UNAM.

Director de tesis

Dr. Roberto Giovanni Ramírez Chavarría

Dedicado a...

Mis padres Amalia y Juan Pedro, por su amor incondicional y ejemplar esfuerzo.
Gracias por siempre apoyarme y motivarme en todas mis metas.
Sin ustedes esto no sería posible.
Esto es nuestro papás, el resultado de nuestro esfuerzo...
Los amo, son mi gran bendición.

La memoria de mis abuelos Federico y Juan, a quienes recuerdo con mucho cariño y
de quienes aprendí mucho.

Mis hermanos Lalo, Juan, Diego, Paulina y primos, por toda la felicidad compartida,
su apoyo y por lo que significan en mi vida.

Mis tíos y sobrinas, por su apoyo y empatía.

Mis amigos quienes son contados, muy valiosos e incondicionales.

Agradecimientos

A Dios, por todas sus bendiciones.

A mi alma mater, la Universidad Nacional Autónoma de México, por convertirse en mi segunda casa y permitirme realizar mi formación en la Facultad de Ingeniería.

A mi profesor y director de tesis el Dr. Roberto Giovanni Ramírez Chavarría por su valiosa amistad, infinita paciencia, conocimientos compartidos, confianza en mi trabajo y sus valiosos consejos tanto profesionales como personales.

A la Unidad de Investigación y Control de Emisiones encabezada por el Dr. Rogelio González Oropeza por su gran calidad humana y por permitirme formar parte de su equipo de trabajo. De igual manera y no menos importante al M.I. Francisco González Pineda por todo el apoyo brindado en la realización de esta tesis.

A mis profesores del módulo de Electrónica por su vocación y enseñanza en la recta final de mi formación. Especialmente al Dr. Jorgue Rodríguez Cuevas por compartirme la sabiduría y brindarme su amistad.

A los sinodales por el tiempo invertido en la revisión de este trabajo y sus invaluable comentarios.

A la Dr. Celia A. Sánchez Pérez por compartirme un espacio de trabajo en su laboratorio y permitirme participar en actividades que sin duda contribuyen en mi formación profesional.

Al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) a través del proyecto AG101018 y al Programa de Apoyo a Proyectos para la Innovación y Mejoramiento de la Enseñanza (PAPIME) a través del proyecto PE115319.

Resumen

La instrumentación de un dinamómetro de banco o banco de ensayos automotriz es una tarea de suma importancia para la evaluación del desempeño y la caracterización de motores de combustión interna. La revisión al estado del arte permitió observar las diferentes metodologías y tecnologías empleadas en la instrumentación de bancos de ensayos. Con base en ello, este trabajo aborda el diseño de la instrumentación de un banco de ensayos, incluyendo los conceptos mecánicos y electrónicos más relevantes.

Se presenta el prototipo de instrumentación diseñado para un banco de ensayos con un motor de 4 tiempos. Se describen los elementos más importantes del sistema tales como el freno de corrientes parásitas, la etapa de acondicionamiento electrónico, la unidad central de procesamiento y el programa de adquisición de datos. El sistema se diseñó con base en un dispositivo lógico programable (*FPGA: Field Programmable Gate Arrays*), el cual presenta ventajas como velocidad de operación, reconfigurabilidad, descripción de *hardware* y procesamiento concurrente. El sistema es capaz de medir las siguientes variables: revoluciones por minuto, par torsional, potencia absorbida en el freno y flujo de combustible. Además, permite realizar el control del freno y de la aceleración del motor.

Finalmente, se presenta la calibración del sistema mediante la emulación de parámetros y la observación del comportamiento de los circuitos electrónicos. Los resultados experimentales se realizan con un banco de ensayos para un motor de 4 tiempos, en donde es posible validar al sistema, dado que los datos muestran exactitud y alta resolución.

Con ello, el conjunto de lo descrito en esta tesis constituye el diseño de un sistema de instrumentación reconfigurable de un banco de ensayos para motores de combustión interna, desde una visión innovadora, empleando tecnologías de vanguardia.

Índice general

Índice de figuras	II
Índice de tablas	V
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Planteamiento del problema	4
1.3. Objetivo	4
1.4. Contribución	4
1.5. Organización de la tesis	5
2. Antecedentes	7
2.1. Motor de combustión interna	7
2.2. Dinamómetro automotriz	8
2.2.1. Clasificación	8
2.2.2. Unidad de absorción de potencia	10
2.2.3. Freno de corrientes parásitas	11
2.3. Conceptos de instrumentación	13
2.3.1. Sensor de proximidad inductivo	14
2.3.2. Sensor de flujo volumétrico	16
2.3.3. Celda de carga	19
2.3.4. Amplificación de señales	22
2.3.5. Convertidor Analógico Digital	25
2.3.6. Motorreductor	28

2.3.7.	Potencia eléctrica	31
2.3.8.	Interruptores electrónicos	32
2.3.9.	Modulación por ancho de pulso	33
2.3.10.	Puerto serie	35
2.4.	Dispositivos Lógicos Programables	38
2.4.1.	<i>Field-Programmable Gate Array</i>	39
2.4.2.	Lenguajes de Descripción de <i>Hardware</i>	40
2.4.3.	Interfaz de usuario	42
3.	Diseño del sistema de instrumentación	45
3.1.	Descripción funcional	45
3.2.	Unidad central de procesamiento	46
3.3.	Medición de revoluciones por minuto	48
3.4.	Medición de par	52
3.5.	Medición de flujo de combustible	58
3.6.	Control de potencia del freno	60
3.7.	Control del acelerador	65
3.8.	Envío y recepción de datos	68
3.9.	Interfaz de usuario	72
3.10.	Circuito impreso	76
4.	Pruebas y resultados	77
4.1.	Calibración	77
4.1.1.	Medición de frecuencia	78
4.1.2.	Medición de fuerza	81
4.1.3.	Medición de flujo volumétrico	83
4.2.	Desempeño de <i>hardware</i>	85
4.3.	Integración del sistema al banco de ensayos	87
4.4.	Pruebas del sistema en el banco de ensayos	88
4.5.	Caracterización experimental	90
4.5.1.	Curva τ -rpm	90
4.5.2.	Curva τ - $\langle P \rangle$	91
4.5.3.	Curva P_C - $\langle P \rangle$	92
5.	Conclusiones y trabajo a futuro	95
	Anexos	100
	Bibliografía	126

Índice de figuras

1.1. Diagrama a bloques de metodología general de caracterización de motores de combustión interna.	2
2.1. Diagrama jerárquico de tipos de motores de combustión interna.	8
2.2. Diagrama de la estructura básica de un dinamómetro de banco.	9
2.3. Esquema de un dinamómetro de chasis [42].	10
2.4. Fenómeno de corriente de Foucault sobre un conductor.	11
2.5. Freno de corrientes parásitas visto con un corte frontal.	12
2.6. Estructura genérica de un sistema de instrumentación.	13
2.7. Estructura de un sensor de proximidad inductivo.	14
2.8. Estructura de la técnica de estimación de velocidad angular usando un codificador.	15
2.9. Conductor plano de dimensiones transversales a y b	16
2.10. Estructura de un sensor digital de efecto <i>Hall</i>	17
2.11. Estructura de un sensor de flujo volumétrico basado en un sensor de efecto <i>Hall</i>	18
2.12. Conductor cilíndrico, y galga extensiométrica sometido a una fuerza.	19
2.13. Circuito de puente de <i>Wheatstone</i> para medir cambio de resistencia eléctrica en una galga extensiométrica.	20
2.14. Geometría de una celda de carga tipo S.	21
2.15. Modelo de un amplificador operacional.	22
2.16. Estructura de un <i>PGA</i> con un multiplexor para selección de canal.	23
2.17. Circuito comparador con referencia a tierra.	24
2.18. Señal digital de salida en un comparador con referencia a tierra.	24

2.19. Fenómeno de <i>aliasing</i> en reconstrucción de una señal coseno.	25
2.20. Cuantización en una señal analógica.	26
2.21. Codificación de una señal cuantizada.	26
2.22. Estructura de un convertidor analógico digital.	27
2.23. Características de un motor de <i>DC</i>	28
2.24. Generación del par magnético y fuerza en un conductor recto.	29
2.25. Mecanismo de 2 engranes conectados entre sí.	30
2.26. Estructura de un motorreductor.	30
2.27. Gráfica de relación de potencia promedio e instantánea.	31
2.28. Diagrama y aplicación de un relevador de estado sólido.	32
2.29. Tipos de modulación <i>PWM</i>	33
2.30. Señal de modulación <i>PWM</i>	34
2.31. Trama de datos serie en puerto <i>UART</i>	36
2.32. Comunicación serie con módulo convertidor de <i>RS – 232</i> a <i>USB</i>	36
2.33. Especificaciones de voltaje para <i>RS – 232</i>	37
2.34. Diagrama de una <i>FPGA</i>	39
3.1. Diagrama funcional del sistema de instrumentación para un banco de ensayos de motor de combustión interna.	46
3.2. Dimensiones de la <i>MAX1000 IoT Maker Board</i>	47
3.3. Estructura de la etapa de medición de <i>rpm</i>	48
3.4. Configuración del circuito integrado <i>LM339</i> como comparador con referencia a tierra.	49
3.5. Aplicación del circuito comparador para ajustar la amplitud de una señal.	49
3.6. Entidad a diseñar para medición de frecuencia.	50
3.7. Algoritmo para medición de frecuencia.	51
3.8. Estructura de la etapa de medición de par.	52
3.9. Diagrama de bloques de estructura del módulo <i>HX711</i> [31].	53
3.10. Diagrama de tiempos y control de la comunicación serie del módulo <i>HX711</i> [31].	53
3.11. Entidad a diseñar para medición de fuerza.	54
3.12. Estructura básica de un <i>PLL</i>	55
3.13. Entidad a diseñar para medición de fuerza agregando el <i>PLL</i>	55
3.14. Algoritmo para comunicación serial con el módulo <i>HX711</i>	56
3.15. Oscilograma de las señales <i>DOUT</i> y <i>PD_SCK</i> del protocolo de comunicación del módulo <i>HX711</i>	57
3.16. Estructura de la medición de flujo volumétrico para estimar consumo de combustible.	58
3.17. Sensores de flujo adaptados al motor y bomba de combustible.	59
3.18. Estructura del control de potencia de la <i>PAU</i>	60
3.19. Circuito eléctrico equivalente de la <i>PAU</i> sin y con polarización.	60
3.20. Circuito detector de cruce por cero.	61

3.21. Señal A del circuito detector de cruce por cero de la línea eléctrica de 60 Hz.	61
3.22. Señal de circuito detector por cruce por cero y señal PWM	62
3.23. Entidad a diseñarse para control de potencia.	62
3.24. Algoritmo para control de potencia.	63
3.25. Oscilogramas de diferentes señales PWM dependientes del ángulo de disparo.	64
3.26. Estructura para el control del acelerador.	65
3.27. Vistas del acoplamiento del motorreductor y chicote del acelerador del motor.	65
3.28. Estructura general de un puente H completo.	66
3.29. Circuito optoacoplador con el circuito integrado $LAN35$ [36].	67
3.30. Entidad a diseñarse para control del acelerador.	67
3.31. Simulación del diseño correspondiente al control del motorreductor.	68
3.32. Estructura del envío y recepción de datos.	68
3.33. Módulo $RS2323$ a USB en base al circuito $PL2303$	68
3.34. Entidades a diseñarse para envío y recepción de datos por puerto $UART$	69
3.35. Algoritmo en diagrama de bloques de puerto $UART$	71
3.36. Arreglo de datos recibido por puerto serie en la PC	71
3.37. Diagrama de flujo de la interfaz de usuario diseñada.	73
3.38. Interfaz de usuario desarrollada.	74
3.39. Mensaje con dirección y nombre del archivo de texto guardado.	74
3.40. Mensajes de usuario en caso de error de configuración del puerto serie.	75
3.41. Interfaz de usuario en ejecución.	75
3.42. Vistas 3D del circuito impreso en simulación.	76
4.1. Gráfica de dispersión el valor nominal y valor promedio.	79
4.2. Histograma de los valores de $\%E_r$	80
4.3. Curva de calibración de la celda de carga.	82
4.4. Reporte de compilación en el <i>software</i> de diseño <i>Quartus</i>	85
4.5. Arquitectura final del sistema de instrumentación propuesto.	86
4.6. Primer prototipo del sistema de instrumentación en tarjeta perforada.	87
4.7. Mecánico del circuito impreso diseñado.	87
4.8. Interfaz de usuario en funcionamiento con el motor en estado de <i>ralentí</i>	88
4.9. Archivos generados por la interfaz de usuario diseñada.	88
4.10. Archivo de texto generado por el sistema.	89
4.11. Curva experimental de τ - rpm	90
4.12. Curvas experimental τ - $\langle P \rangle$ respecto a 3 velocidades.	92
4.13. Curva P_C - $\langle P \rangle$ respecto a 3 velocidades.	93

Índice de tablas

2.1.	Tabla de calibración de la celda de carga.	37
3.1.	Características principales del <i>FPGA 10M08SAU169C8G</i>	47
3.2.	Características principales del sensor XS608B1PAL2.	48
3.3.	Características principales de la celda de carga Modelo 60001.	52
3.4.	Valores de los intervalos de tiempo para la comunicación serie [31].	54
3.5.	Tabla de verdad para control del giro de motor con el circuito <i>L298N</i> [35].	66
3.6.	Tabla de verdad para diseño de la entidad <i>acelera</i>	67
3.7.	Código <i>ASCII</i> de los números del 0 al 9.	69
4.1.	Valores para calibración del medidor de frecuencia diseñado.	78
4.2.	Tabla de frecuencias para el error $\%E_r$	80
4.3.	Tabla de calibración de la celda de carga.	81
4.4.	Tabla de registro del sensor S_1	83
4.5.	Tabla de registro del sensor S_2	83
4.6.	Tabla de registro del sensor S_2 con el motor en funcionamiento.	84
4.7.	Revoluciones por minuto en estado de <i>ralentí</i>	89
4.8.	Relación de $\langle P \rangle$ con α y t_{ON}	91

CAPÍTULO 1

Introducción

Este capítulo presenta la revisión al estado del arte de la instrumentación de bancos de ensayos exponiendo diferentes metodologías, diseños, normas y estándares para realizar la caracterización de un motor de combustión interna. Se describe la importancia de dicha actividad y la propuesta de un sistema de instrumentación para un banco de ensayos. Finalmente, se presenta la estructura del presente trabajo.

1.1. Antecedentes

Para su estudio, los motores de combustión interna deben ser sometidos a exhaustivas pruebas de durabilidad, carga y desempeño. Estas pruebas se realizan mediante la adquisición de sus parámetros más representativos con el fin de determinar su funcionamiento ante distintas condiciones de operación [1].

Bajo la filosofía del control de emisiones contaminantes, es de suma importancia caracterizar y analizar el comportamiento de los motores de combustión interna, ya que, según datos estadísticos del Instituto Nacional de Estadística y Geografía (INEGI), en el año 2017 el número de vehículos automotores registrados en circulación en la Ciudad de México fue de 5 471 904 [2]. Por otra parte, el Centro de Ciencias de la Complejidad (C3) de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), en un boletín titulado “*De la complejidad genética a la complejidad urbana: el pronóstico del parque vehicular en la CDMX*” [3], realizó una estimación por medio de metodologías de las ciencias

de la complejidad y de programación genética, que para el año 2020, la cantidad de vehículos automotores en la Zona Metropolitana del Valle de México (ZMVM) será de un poco más de 11 millones de unidades. Estas cifras motivan al desarrollo de técnicas y herramientas que permitan la caracterización de motores de combustión interna para el análisis de la relación de su desempeño con el control de emisiones contaminantes. Sin embargo, la evaluación del desempeño de motores de combustión interna no es tarea sencilla. Para ello, se requiere del uso de instrumentos sofisticados y de alto costo, o bien de dispositivos de medición con técnicas avanzadas de instrumentación [4]. En general, las metodologías aplicadas para caracterizar un motor de combustión interna mediante un banco de ensayos, tiene una estructura similar a la mostrada en la Figura 1.1.

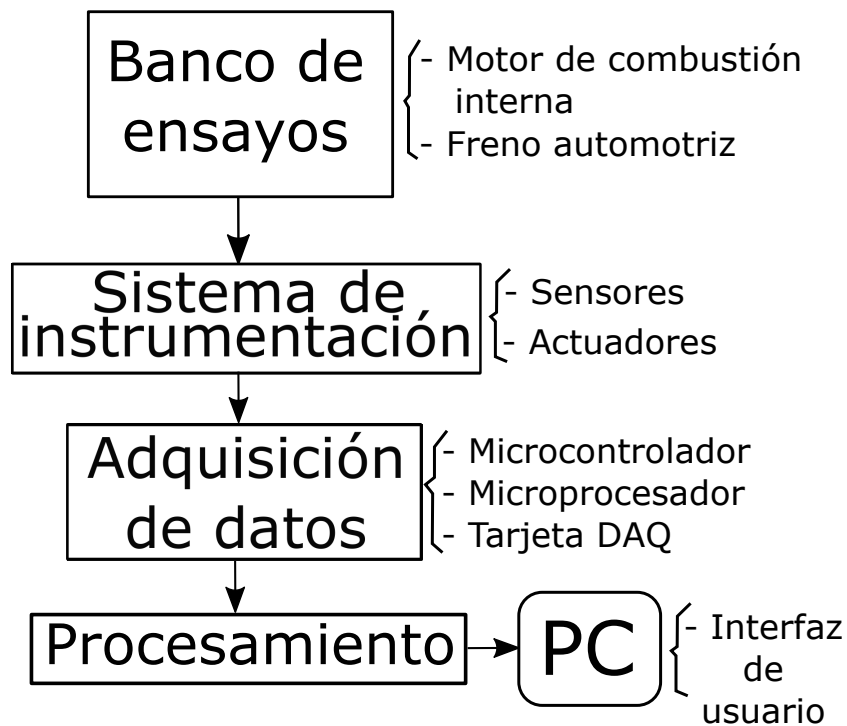


Figura 1.1: Diagrama a bloques de metodología general de caracterización de motores de combustión interna.

El elemento central es el banco de ensayos donde se pone a prueba el motor, éste cuenta con un sistema de instrumentación compuesto de sensores y actuadores para la medición y control de los parámetros de interés, una etapa de adquisición de datos mediante un dispositivo electrónico, una etapa de procesamiento que permite al usuario registrar y visualizar la información en una computadora portátil.

La caracterización de un motor de combustión interna se encuentra regulada por diversos organismos internacionales de certificación, mediante normas y estándares para esta actividad. Algunos de ellos son: *ISO (International Organization for Standardi-*

zation), en las normas: *ISO 11157:2005* [8] (Método de prueba de dinamómetro de inercia), *ISO 4106:2004* [9] (Código de prueba para el motor de una motocicleta) e *ISO 6970:1994* [10] (Ensayos de contaminación en un dinamómetro de chasis en motocicletas y ciclomotores), *JASO (Japanese Automotive Standards Organization)*, en las normas: *JASO C406* [11] (Procedimiento de pruebas del dinamómetro) así como *JASO C442* [12] (Procedimiento de pruebas del freno de estacionamiento) y *SAE (Society of Automotive Engineers)*, en la norma *SAE J1349* [13]. Ésta última define una metodología en dinamómetros de banco para la caracterización de un motor de combustión interna mediante el registro de potencia, revoluciones por minuto (*rpm*), consumo de combustible, par torsional y temperatura del combustible. La norma *SAE J1349* es comúnmente utilizada para caracterizar motores en dinamómetros de banco.

Para la medición de las variables anteriormente mencionadas existen diferentes técnicas y dispositivos. La estimación de *rpm* se realiza usando tacómetros, sensores inductivos de proximidad, sensores de efecto *Hall*, sensores ópticos, fotoceldas y discos ranurados. El consumo de combustible se puede medir con sensores de flujo y básculas en el tanque de combustible. El par torsional se cuantifica mediante sensores de fuerza o sensores de deformación. Finalmente, la temperatura se mide con termopares, termistores o detectores de temperatura resistivos.

Para realizar la tarea de adquisición de adquisición y procesamiento de datos, se encuentran sistemas de instrumentación que usan *DSP (Digital Signal Processor)* para emular un par torsional de referencia y mediante un algoritmo de lógica difusa en tiempo real estimar el par torsional del motor. Además, de controlar la potencia de frenado con un convertidor *flyback* (convertidor de *DC-DC*) [14].

Otros sistemas de instrumentación que usan un microcontrolador y técnicas de instrumentación virtual para instrumentar dinamómetros (de chasis) y adquirir las variables de revoluciones por minuto, par torsional y posición del acelerador [17].

Las tarjetas de adquisición de datos (*DAQ*) también son usadas como unidad central de procesamiento en sistemas de instrumentación que controlan la presión y par torsional del freno hidráulico de un banco de ensayos por medio de una interfaz de usuario desarrollada en un *software* comercial [16]. También, para medir revoluciones por minuto y par torsional mediante su respectivo sensor, estimar potencia, calcular eficiencia y controlar la potencia del freno con un convertidor *AC-DC* [19]. Finalmente, usando una tarjeta *DAQ* se estima el par torsional de un motor de combustión interna con un algoritmo de redes neuronales artificiales (*ANN*) para evitar el uso de un sensor de par torsional o fuerza [18].

1.2. Planteamiento del problema

La Unidad de Investigación y Control de Emisiones (UNICE) de la Facultad de Ingeniería en la UNAM, es un grupo multidisciplinario que centra sus actividades en cuanto al desarrollo de metodologías, modelos e instrumentos para el análisis del desempeño de motores de combustión interna y a diésel. Actualmente, el grupo de investigación trabaja en adquisición, procesamiento y análisis de los parámetros más importante de los motores de combustión interna, para dar soluciones a la problemática actual respecto a la regulación y control de emisiones de dichos motores.

Dado lo anterior se planteó el diseño y construcción de un sistema de instrumentación que permitiera al personal del UNICE, adquirir y registrar los parámetros más relevantes para la caracterización y análisis del desempeño del motor mediante un banco de ensayos para motores de combustión interna.

Por último, el sistema debe ser capaz de operar en tiempo real, poseer características de portabilidad, bajo consumo de energía y posibilidad de escalamiento; además de contar con una interfaz de usuario.

1.3. Objetivo

Diseñar un sistema de instrumentación para la adquisición y control de parámetros de un banco de ensayos para motores de combustión interna con el que cuenta la Unidad de Investigación y Control de Emisiones (UNICE). Emplear tecnología de procesamiento concurrente con base en un dispositivo reconfigurable. Obtener un prototipo de bajo costo y de alto desempeño que coadyuve al desarrollo tecnológico e investigación en el área automotriz.

1.4. Contribución

El presente trabajo propone el diseño de un sistema de instrumentación reconfigurable de un banco de ensayos para motores de combustión interna que permite medir revoluciones por minuto, par torsional, flujo de combustible y estimar potencia absorbida en el freno. Además, controlar la potencia de frenado y la aceleración del motor de combustión interna.

La contribución de la tesis radica en la integración de un *FPGA* como unidad central de procesamiento del sistema de instrumentación diseñado. Un *FPGA* es un dispositivo electrónico de vanguardia que tiene ventajas respecto a otros dispositivos convencionales, por ejemplo: capacidad de adquisición de datos de forma concurrente, velocidad de procesamiento, diseño de *hardware* personalizado y reconfigurabilidad.

La reconfigurabilidad del sistema ofrece ventajas de escalamiento y expansión del mismo, con la limitante de capacidad de puertos y elementos lógicos del *FPGA*. Incluso, el sistema de instrumentación se podría expandir para la instrumentación múltiple de diferentes bancos de ensayos para motores de combustión interna.

Adicionalmente, se contribuye con el desarrollo de una interfaz de usuario en *software* de código abierto capaz de registrar y almacenar datos en archivos de texto, mostrar las variables mediante gráficas en tiempo real y permitir el control de los actuadores desde la computadora personal. La interfaz de usuario desarrollada tiene las ventajas de ser más eficiente en el uso de recursos computacionales respecto a las de *software* comerciales, puede ser modificada para adaptarla a las necesidades específicas del usuario y tiene capacidad de reusabilidad parcial o total en caso de expansión y/o replicación del sistema de instrumentación.

1.5. Organización de la tesis

Este trabajo de tesis se encuentra dividido en 5 capítulos contemplando el capítulo presente de Introducción.

El Capítulo 2 contiene los antecedentes necesarios para entender la metodología y diseño de este trabajo. En él se presenta información concisa sobre conceptos previos para un posterior análisis y diseño, así como, algunos antecedentes de ingeniería mecánica para comprender los principios físicos del sistema a instrumentar.

En el Capítulo 3 se describe el análisis del sistema y el diseño de las diferentes etapas que conforman al sistema de instrumentación propuesto. Se presenta el diseño conceptual, los circuitos de acondicionamiento, los algoritmos para la descripción de *hardware* y los sistemas de control.

El Capítulo 4 muestra los resultados y pruebas obtenidas al integrar sistema diseñado. Igualmente, se describe la calibración del sistema, su evaluación y operación en una prueba real con un motor de 4 tiempos.

El Capítulo 5 está dedicado a las conclusiones obtenidas de este trabajo, así como a las perspectivas de éste. Se mencionan posibles modificaciones del sistema, tanto en lo referente al *hardware* como a los algoritmos de procesamiento.

CAPÍTULO 2

Antecedentes

En este capítulo se presentan los conceptos fundamentales para abordar el problema de instrumentación de un banco de ensayos para motores de combustión interna. Se exponen los elementos mecánicos y electrónicos que componen el diseño del sistema propuesto.

2.1. Motor de combustión interna

Un motor de combustión interna o también llamado endodérmico alternativo, es un tipo máquina térmica que transforma energía química proveniente de un proceso de combustión ocasionado por la mezcla de combustible con el aire o algún comburente, en trabajo mecánico.

En la Figura 2.1 se muestra un diagrama jerárquico de la clasificación de motores de combustión interna [6].

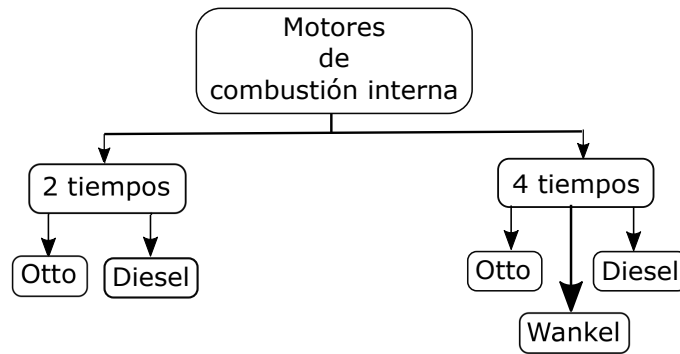


Figura 2.1: Diagrama jerárquico de tipos de motores de combustión interna.

Las tareas que realiza el motor dependen de los tiempos en los que éste trabaja. Un motor de 2 tiempos efectúa las tareas de: admisión-compresión y combustión-escape, mientras que uno de 4 tiempos realiza las tareas de: admisión, compresión, combustión y escape. En la parte inferior de la Figura 2.1 se muestran los tipos de motores que se diferencian por su aplicación y funcionamiento. El motor Otto se emplea para vehículos ligeros por su tamaño; el motor Diesel se usa en maquinaria pesada por la potencia que genera y el motor Wankel es usado para vehículos deportivos.

2.2. Dinamómetro automotriz

Un dinamómetro o también llamado banco dinamométrico, es un instrumento de medición generalmente usado con el fin de determinar par mecánico, velocidad y la potencia generada por una fuerza motriz de tipo rotatoria de un motor de combustión interna. Este instrumento es de gran utilidad para obtener curvas características y evaluar el desempeño de un motor, sus principales aplicaciones se encuentran en: investigación, desarrollo, mantenimiento, y verificación de motores de combustión interna y vehículos automotores.

2.2.1. Clasificación

Existen dos tipos de dinamómetros clasificados por su principio de operación.

- **Dinamómetro de inercia:** Es usado para estimar la potencia y par de torsión de un motor. Su principio de operación se basa en conocer la energía necesaria para acelerar una masa inercial conocida en un intervalo de tiempo. Así, es posible obtener la potencia del motor, y con ello, estimar el par de torsión. La principal desventaja de este tipo de dinamómetro es la incapacidad de realizar pruebas a

velocidad constante, ya que, es necesario modificar la velocidad de la masa inercial para así estimar la potencia.

- **Dinamómetro de freno:** Funciona con un acoplamiento mecánico entre el motor (dinamómetro de banco) o rodillos a las llanta del vehículo (dinamómetro de chasis) y un dispositivo capaz de oponerse al movimiento producido, es decir, un freno. Éste último, tiene dos partes fundamentales: rotor y estator, en donde el acoplamiento mecánico siempre es con el rotor, mientras que el frenado es por medio del estator.

El dinamómetro de freno permite realizar pruebas a velocidad constante ya que no depende de ésta. El freno se acopla de forma basculante, lo cual ocasiona oposición al movimiento del motor. La reacción de dicha oposición puede ser medida mediante un transductor de fuerza.

Por su aplicación los dinamómetros de freno se clasifican en:

- **Dinamómetro de banco:** Se encuentra acoplado mecánicamente a la flecha del motor y freno, adicionalmente, este tipo de dinamómetro necesita diversos sistemas mecánicos (sujeción, acople, enfriamiento, suministro de combustible, entre otros), para su correcto funcionamiento.

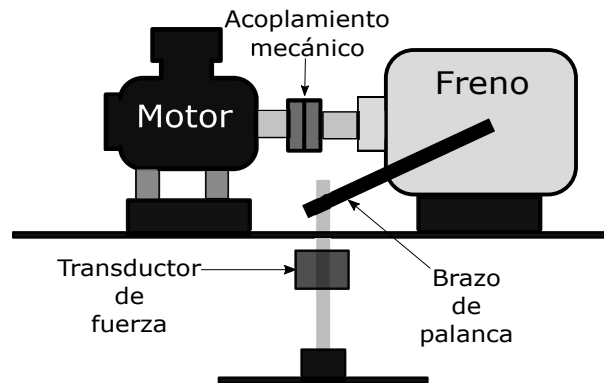


Figura 2.2: Diagrama de la estructura básica de un dinamómetro de banco.

Usando la configuración de la Figura 2.2 es posible estimar el par torsional τ , el cual es directamente proporcional al producto de la fuerza F ejercida sobre el transductor de fuerza y brazo de palanca de longitud l , de acuerdo a

$$\tau = Fl. \quad (2.2.1)$$

Y la potencia absorbida por el freno P_C se estima con el producto de τ y la velocidad angular medida ω de la siguiente manera

$$P_C = \tau\omega. \quad (2.2.2)$$

- **Dinamómetro de chasis:** Está diseñado para hacer pruebas directamente en un vehículo, para ello, se diseña con base en varios rodillos sobre los cuales recaen las ruedas del vehículo, las cuales, impulsan los rodillos acoplados al freno.

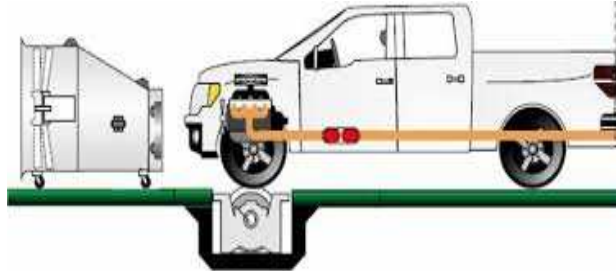


Figura 2.3: Esquema de un dinamómetro de chasis [42].

2.2.2. Unidad de absorción de potencia

La unidad de absorción de potencia (*PAU, Power Absorption Unit*) también conocida como freno, freno dinamométrico o *dyno*, es un elemento mecánico que se acopla por medio de su rotor a la flecha del motor, y genera una fuerza opuesta por medio de su estator. Los frenos se clasifican de acuerdo a su principio físico de operación en [7]:

- Prony
- Hidráulico
- Dinamofrenos
- De partículas magnéticas
- De corriente directa
- De corriente alterna
- De corrientes parásitas
- Entre otros

Sin embargo, para el desarrollo de esta tesis solo se detalla al freno de corrientes parásitas ya que fue el utilizado en este trabajo.

2.2.3. Freno de corrientes parásitas

Las **corrientes parásitas**, también conocidas como: corrientes de Foucault, de remolino o de *Eddy*, son un fenómeno eléctrico descubierto en 1851 por el físico francés *Leon Foucault*. Éstas, son corrientes inducidas en los conductores metálicos que se generan cuando un flujo magnético variante en el tiempo los atraviesa. Este flujo magnético es generado por electroimanes con campos magnéticos que se oponen al efecto del campo magnético aplicado.

Las corrientes de Foucault I_o y el campo magnético opositor \vec{B}_o que producen dependen del campo magnético aplicado \vec{B}_x , de la corriente inducida por el imán I_x , la conductividad del conductor y la velocidad relativa del movimiento del conductor \vec{v} . Entre mayores sean éstas, mayores serán las corrientes de Foucault y por consiguiente, el campo magnético opositor será mayor y producirá pérdidas de energía por efecto Joule.

En la Figura 2.4 se ilustra el fenómeno sobre un conductor C producido por un imán.

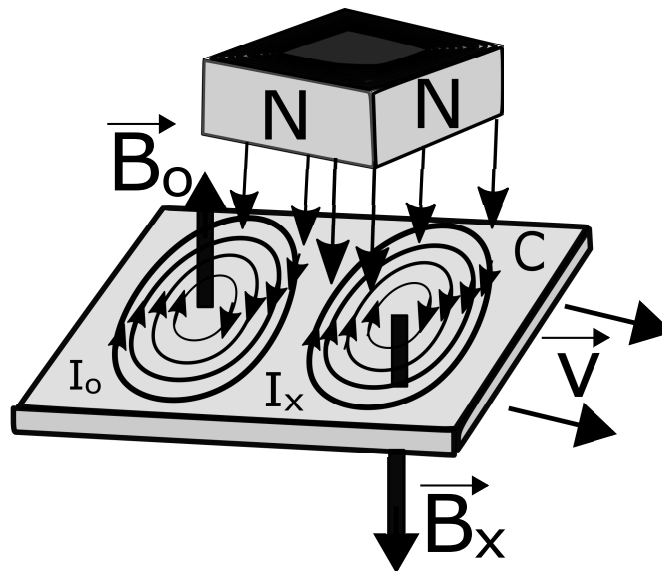


Figura 2.4: Fenómeno de corriente de Foucault sobre un conductor.

El freno de corrientes parásitas funciona por el principio físico antes mencionado. Este freno consiste en un rotor, generalmente metálico, y un estator con embobinados magnéticos. Las bobinas del estator se polarizan para inducir una corriente eléctrica en el rotor cuando está en movimiento.

En la Figura 2.5 se ilustra la configuración de un freno de corriente parásitas desde una vista frontal.

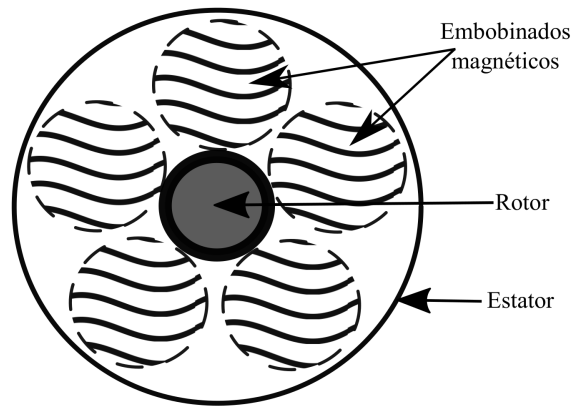


Figura 2.5: Freno de corrientes parásitas visto con un corte frontal.

Las corrientes inducidas en el rotor son las denominadas corrientes parásitas y poseen un campo magnético de polaridad inversa al que las induce. Esto, ocasiona una atracción mutua entre el rotor y las bobinas del estator, provocando así, que el estator intente moverse en la misma dirección del rotor evitando que el rotor gire libremente. El estator está fijo y colocado de forma basculante para poder medir la fuerza de oposición con un sensor o transductor de fuerza.

2.3. Conceptos de instrumentación

La instrumentación es una rama del área científica cuyo objetivo principal es la obtención de información de algún sistema o proceso, mediante la identificación y cuantificación de las variables que los caracterizan. [22]

Dentro de la rama de instrumentación se encuentra la instrumentación electrónica, cuyo objetivo es realizar instrumentación mediante tecnologías y dispositivos electrónicos.

Un sistema de instrumentación generalmente tiene la estructura mostrada en la Figura 2.6.

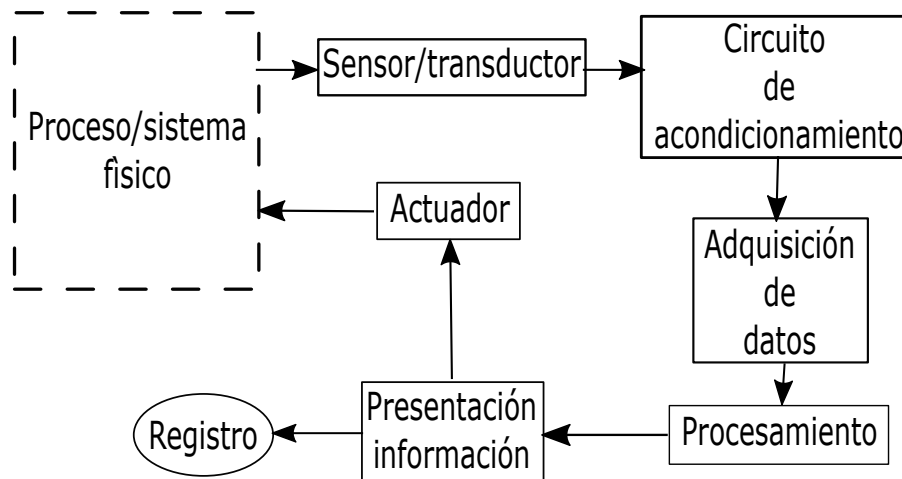


Figura 2.6: Estructura genérica de un sistema de instrumentación.

Un sensor es el dispositivo que interacciona directamente con las variables de un proceso o sistema, y produce algún tipo de señal eléctrica (voltaje o corriente), o modifica alguna variable eléctrica (resistencia, capacitancia y/o inductancia).

Por otra parte, un transductor es un dispositivo que genera una señal eléctrica, la cual, está en función de una magnitud de naturaleza diferente.

Los circuitos electrónicos de acondicionamiento son diseñados principalmente para: filtrar, amplificar, atenuar, suprimir ruido, acoplar impedancias, aislar, entre otras. La salida de este bloque de acondicionamiento es una señal de tipo analógica o digital que entra a la etapa de adquisición de datos (*DAQ, Data Acquisition*), en donde los datos son extraídos por algún dispositivo que cuenta con puertos digitales y/o analógicos. Existen varios dispositivos, para realizar dicha tarea, tales como: tarjetas *DAQ*, microcontroladores, dispositivos lógicos programables (*PLD, Programmable Logic Device*) y procesadores digitales de señales (*DSP, Digital Signal Processor*). El bloque de procesamiento permite realizar operaciones, conversiones o representación de los datos. El bloque de presentación de información muestra al usuario el resultado del proceso para que observe, analice e

interprete los datos con la opción de registrarlos. Finalmente, un actuador es un dispositivo que al recibir una indicación, generada por el usuario, estimula al proceso o sistema que se está instrumentando.

2.3.1. Sensor de proximidad inductivo

El principio físico de operación de este sensor es el fenómeno de corrientes parásitas.

Este sensor cuenta con una bobina incorporada para detectar la presencia de objetos metálicos conductores. En la Figura 2.7 se muestra la estructura de este sensor.

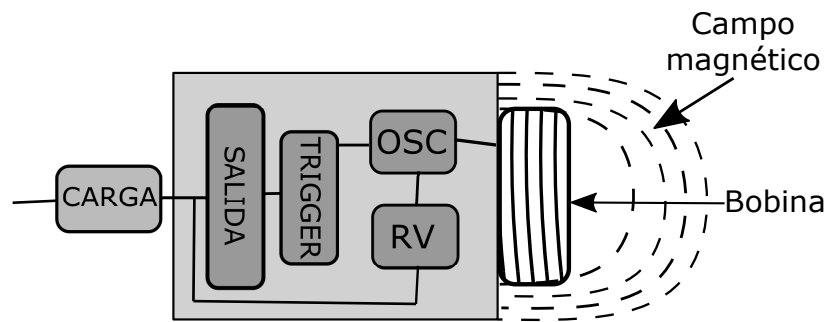


Figura 2.7: Estructura de un sensor de proximidad inductivo.

Cuando un objeto metálico entra al campo magnético que produce el sensor se generan corrientes parásitas, lo que ocasiona que aumente la carga en el sensor disminuyendo la amplitud del campo magnético. La amplitud del campo magnético es controlada por el oscilador (*OSC*) y el regulador de voltaje (*RV*). El circuito de disparo o *trigger* monitorea la amplitud de la señal generada por el oscilador y a un nivel predeterminado conmuta el estado de la salida del sensor. La amplitud de la señal del oscilador depende de la distancia del objeto, si el objeto se aleja del sensor la amplitud será mayor y ocasionará que la salida del sensor conmute a su estado inicial.

Para el desarrollo de esta tesis, el sensor inductivo se emplea para la estimación de *rpm*. Esta técnica consiste en usar un codificador. Éste se define como un generador de pulsos rotativos (*rotary pulse generators*) y físicamente es un disco con orificios calibrados distribuidos uniformemente, el cual se acopla al sensor de proximidad como se muestra en la Figura 2.8. Con base en la rotación del eje en que se encuentra acoplado el disco, se genera una señal de pulsos con una determinada frecuencia, la cual depende de los pulsos por revolución (*ppr, pulse per revolution*), equivalentes al número de orificios en el disco.

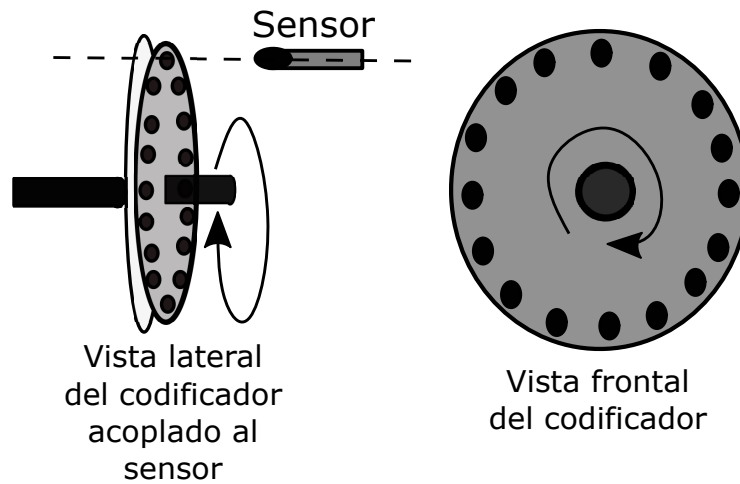


Figura 2.8: Estructura de la técnica de estimación de velocidad angular usando un codificador.

La velocidad angular ω en un movimiento rotacional es la relación de un giro (representado por la constante 2π) por la unidad de frecuencia f dada en Hz , de acuerdo a la relación lineal

$$\omega = 2\pi f. \quad (2.3.1)$$

La Ec. 2.3.1 se relaciona con la estimación de rpm mediante

$$rpm = \frac{60}{2\pi} \omega = 60f, \quad (2.3.2)$$

la cual indica el número de rotaciones completadas en cada minuto. Con base en Ec. 2.3.2 y la frecuencia de los ppr generados por el codificador, los rpm en función de la frecuencia de los ppr está dada por

$$rpm = \frac{60f}{ppr}; \quad (2.3.3)$$

en donde, los ppr dependen del número de orificios del codificador. Así, la frecuencia f depende de los ppr , ya que, a mayor número de orificios del codificador, mayor será la frecuencia f de los pulsos generados en una revolución.

2.3.2. Sensor de flujo volumétrico

El sensor de flujo volumétrico permite medir el caudal de un fluido en una tubería considerando el factor de conversión propio de cada fluido. Los sensores de este tipo pueden ser empleados para diferentes fluidos de baja viscosidad.

El sensor usado en el presente trabajo tiene un sensor de efecto *Hall* como mecanismo de transducción. Por ello, se explica brevemente el efecto *Hall*.

Considerando un conductor plano de dimensiones transversales a y b como se muestra en la Figura 2.9.

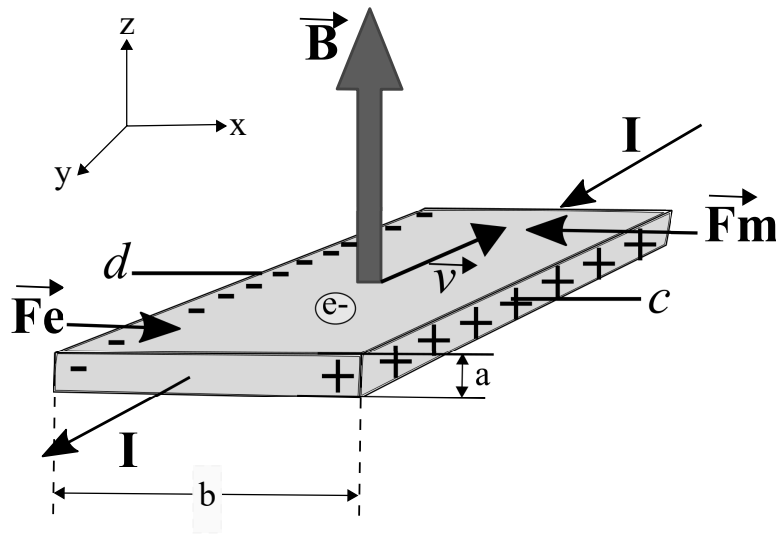


Figura 2.9: Conductor plano de dimensiones transversales a y b .

Considere una corriente eléctrica de intensidad I que fluye por el conductor en sentido del eje y y un campo magnético uniforme \vec{B} en el sentido del eje z . Los portadores de carga e^- se desplazan a velocidad \vec{v} en sentido contrario a la corriente eléctrica. Bajo estas condiciones, el campo magnético acumula a los electrones en el borde izquierdo (d), ocasionando que en el borde derecho (c) se genere una distribución de carga positiva, estableciendo una diferencia de potencial entre los extremos c y d (V_{cd}).

Cuando la fuerza eléctrica \vec{F}_e tiene la misma magnitud pero sentido opuesto a la fuerza magnética \vec{F}_m , se llega a la condición: $\vec{F}_e = \vec{F}_m$; conocida como condición de equilibrio, así, V_{cd} genera un campo eléctrico. El voltaje V_{cd} se le denomina voltaje *Hall* V_H sólo en condición de equilibrio. El voltaje V_H puede ser detectado cuando exista la presencia de un campo magnético.

Los sensores de efecto *Hall* detectan el voltaje V_H ante la presencia de un campo magnético generado por un imán. La amplitud del voltaje V_H es del orden del voltaje térmico (~ 26 mV), por lo cual, un sensor de efecto *Hall* necesita circuitos de acondicionamiento para detectar el voltaje V_H . Existen diferentes sensores de efecto *Hall*, pero, se hace énfasis en el mostrado en la Figura 2.10 por ser el utilizado en el presente trabajo.

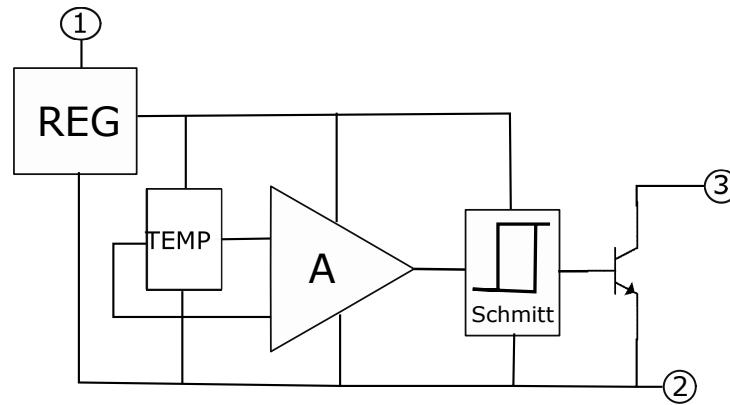


Figura 2.10: Estructura de un sensor digital de efecto *Hall*.

El sensor se compone por un regulador de voltaje (*REG*), un compensador de temperatura (*TEMP*) para compensar el voltaje térmico, un amplificador diferencial (*A*), un comparador *Schmitt – Trigger* (*Schmitt*) para prevenir el ruido, y un *TBJ* en configuración colector abierto. Las tres terminales típicas de estos sensores son:

- 1: polarización V_{CC}
- 2: tierra o referencia GND
- 3: salida OUT

El sensor de flujo volumétrico se emplea en esta tesis para estimar el flujo volumétrico de combustible en la entrada y en el retorno de la bomba de combustible. La bomba suministra combustible al motor de combustión interna. El sensor utilizado tiene la estructura mostrada en la Figura 2.11.

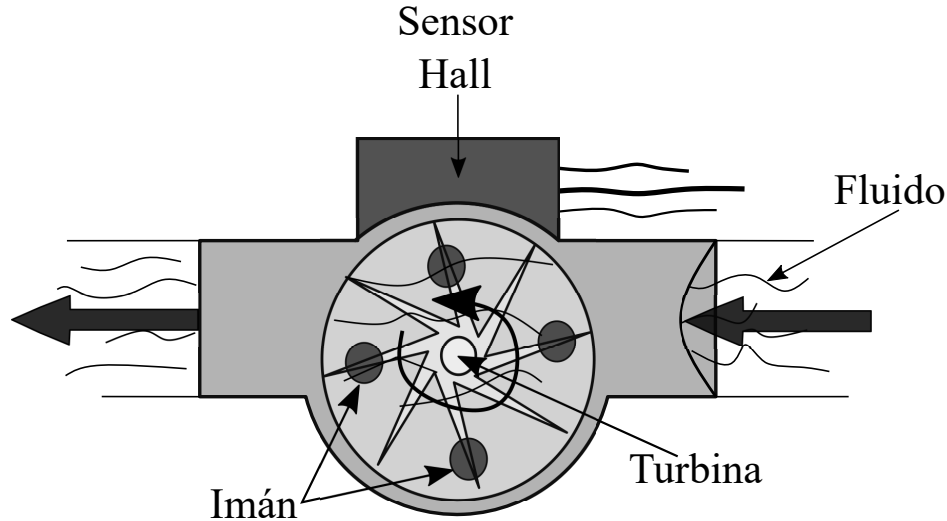


Figura 2.11: Estructura de un sensor de flujo volumétrico basado en un sensor de efecto *Hall*.

Este sensor tiene como mecanismo de transducción un sensor *Hall*, y una turbina con imanes para activar el sensor *Hall* mediante el movimiento de la turbina ocasionado por el flujo de combustible en el sensor.

La señal generada por el sensor es una señal cuadrada con una frecuencia f , la cual permite estimar el flujo volumétrico, de la siguiente manera

$$Q = \frac{f}{K}, \quad (2.3.4)$$

en donde el flujo volumétrico del combustible Q es directamente proporcional a la frecuencia f e inversamente proporcional al factor de conversión K . El factor de conversión depende del fluido bajo estudio, en este caso, del combustible.

El factor K del combustible se obtiene mediante una metodología empírica abordada en el Capítulo 4.

2.3.3. Celda de carga

Una celda de carga es un transductor que genera una señal eléctrica de voltaje a partir de una fuerza mecánica. Esta conversión se logra midiendo la variación de resistencia eléctrica de las galgas extensiométricas (*strain gauge*) que están embebidas en la celda de carga.

El principio de funcionamiento de una galga extensiométrica se basa en el efecto piezorresistivo de un conductor, según el cual, su resistencia eléctrica varía en función de la deformación causada por una fuerza mecánica.

En la Figura 2.12 se considera un conductor cilíndrico de longitud L , con diámetro D y área transversal A . Además, una galga extensiométrica sometida a una fuerza F .

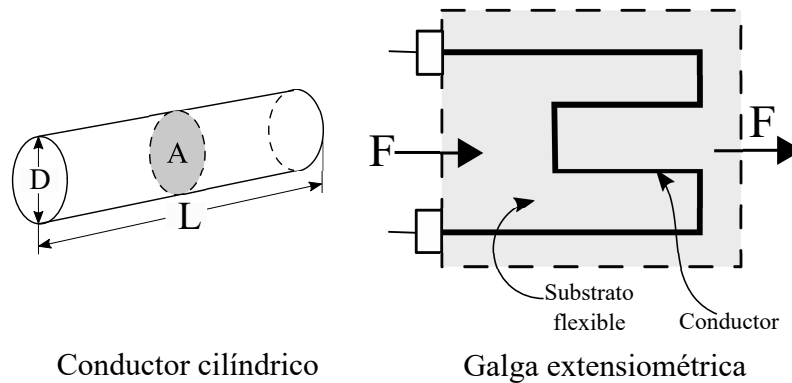


Figura 2.12: Conductor cilíndrico, y galga extensiométrica sometido a una fuerza.

La resistencia eléctrica R de un conductor cilíndrico es directamente proporcional al producto de su resistividad ρ y longitud L , e inversamente proporcional a su área transversal A , de acuerdo a

$$R = \rho \frac{L}{A}, \quad (2.3.5)$$

o expresado mediante una aproximación de incrementos, como

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - 2 \frac{\Delta D}{D}. \quad (2.3.6)$$

La razón de la deformación lateral a la deformación axial en el conductor se conoce como razón de *Poisson* (ν) definida como

$$\nu = - \frac{\frac{\Delta D}{D}}{\frac{\Delta L}{L}}, \quad (2.3.7)$$

ésta depende del material y se denomina como una constante elástica.

Con base en esto, la variación de la resistencia eléctrica ΔR debida a una fuerza en una galga extensiométrica formada por conductores embebidos en un substrato flexible (Figura 2.12) se puede estimar de acuerdo a

$$\Delta R = k \frac{\Delta L}{L} R. \quad (2.3.8)$$

La constante k se le denomina factor de galga y al cociente $\frac{\Delta L}{L}$ como la microdeformación unitaria. El factor de galga k depende de ν , del material de la galga y su piezorresistividad.

La variación de resistencia eléctrica ΔR de una galga extensiométrica se puede medir mediante un puente de *Wheatstone* como el que se muestra en la Figura 2.13, en donde R_1 es una galga extensiométrica.

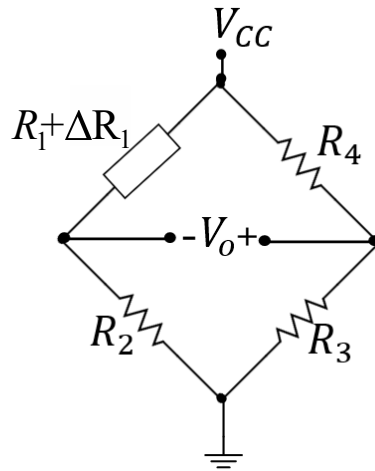


Figura 2.13: Circuito de puente de *Wheatstone* para medir cambio de resistencia eléctrica en una galga extensiométrica.

El voltaje de salida V_O es un voltaje diferencial que está en función ΔR_1 y del voltaje de polarización V_{CC} , de acuerdo a

$$V_O = \left(\frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) V_{CC}. \quad (2.3.9)$$

Esta relación no es lineal, y depende solo de ΔR_1 ya que los valores de R_2 , R_3 , R_4 y V_{CC} , son constantes.

En el trabajo presente se uso una celda de carga de tipo S para medir la fuerza ejercida en el freno y con ello, estimar el par torsional.

Las celdas de carga se clasifican por su geometría en:

- De un solo punto
- Tipo botón
- Tipo S

La celda de carga tipo S opera bajo compresión y/o tensión, además de ofrecer mayor capacidad de carga mecánica. La geometría de una celda de carga tipo S se muestra en la Figura 2.14.

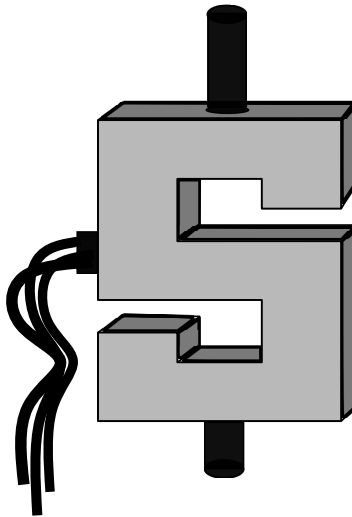


Figura 2.14: Geometría de una celda de carga tipo S.

La sensibilidad de la celda de carga es de la forma

$$Sensibilidad = \frac{voltaje}{fuerza}. \quad (2.3.10)$$

La sensibilidad es la pendiente de la curva de calibración de la celda de carga. Esto se puede observar en el Capítulo 4, en donde se encuentra la curva de calibración de la celda de carga de tipo S usada en este trabajo.

2.3.4. Amplificación de señales

Para este trabajo, se diseñaron circuitos de acondicionamiento con amplificadores operacionales.

Un amplificador operacional es un dispositivo electrónico que se aproxima al modelo de una fuente de voltaje controlada por voltaje (FVCCV) como se muestra en la Figura 2.15.

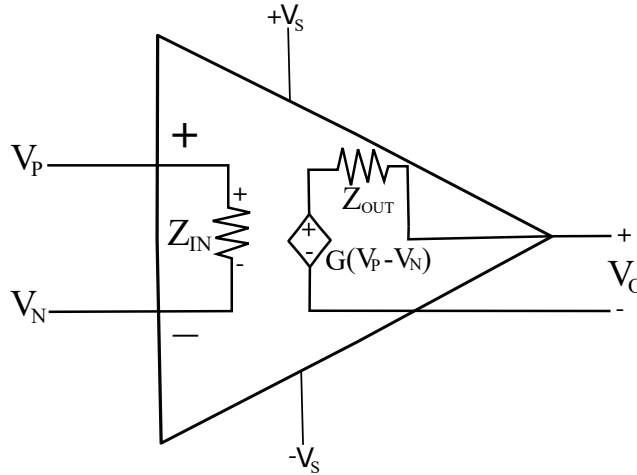


Figura 2.15: Modelo de un amplificador operacional.

* V_S : voltaje de polarización.

Este dispositivo puede amplificar señales de DC o AC con una determinada ganancia. Los amplificadores operacionales poseen las siguientes propiedades eléctricas:

- Alta impedancia de entrada $Z_{IN} \rightarrow \infty$
- Baja impedancia de salida $Z_{OUT} \rightarrow 0$
- Ganancia de voltaje alta $G \rightarrow \infty$

Con base en estas propiedades la salida V_O del amplificador operacional corresponde a

$$V_O = G(V_P - V_N), \quad (2.3.11)$$

en donde a V_P y V_N se les denomina terminal no inversora e inversora respectivamente.

Para el desarrollo de este trabajo se utilizó un amplificador de ganancia programable para amplificar la señal proveniente de la celda de carga. Además, un amplificador operacional configurado como comparador para limitar la amplitud de las señales de los sensores de proximidad inductiva y de flujo.

Los amplificadores de ganancia programable *PGA* (*Programmable Gain Amplifier*) poseen la capacidad de modificar su ganancia de voltaje por medio de señales digitales de control. La estructura de un *PGA* se muestra en la Figura 2.16.

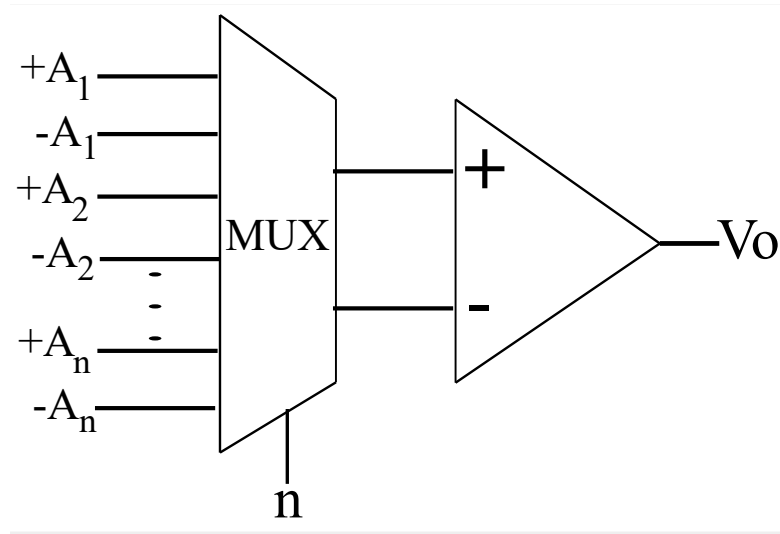


Figura 2.16: Estructura de un *PGA* con un multiplexor para selección de canal.

La entrada de un *PGA* es un voltaje diferencial que pasa por un multiplexor (*MUX*) de n canales. El canal seleccionado define la ganancia de voltaje, y así, la salida V_O del *PGA* se define como

$$V_O = G_i((+A_i) - (-A_i)) \quad (2.3.12)$$

Para $i = 1, 2, \dots, n$.

Las ganancias más comunes en los *PGA* son de 32, 64, 100, 128, 512, 1000 y 1024.

Un circuito comparador es una configuración del amplificador operacional que permite determinar cual de las dos señales a la entrada es mayor, y limitar la amplitud de la salida. El circuito comparador utilizado en este trabajo es un comparador con referencia a tierra (Figura 2.17).

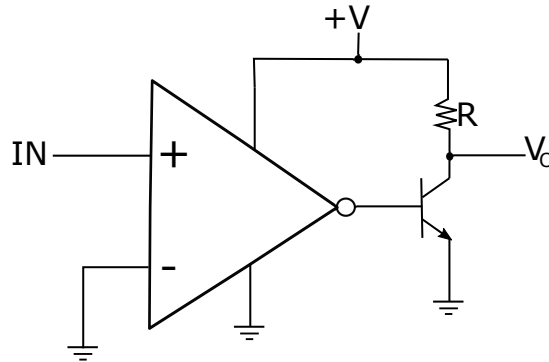


Figura 2.17: Circuito comparador con referencia a tierra.

La salida V_O es por un transistor en configuración emisor-común con una resistencia R de *pull-up*. Por ello, la salida V_O sólo puede tener dos valores como se muestra en la Figura 2.18.

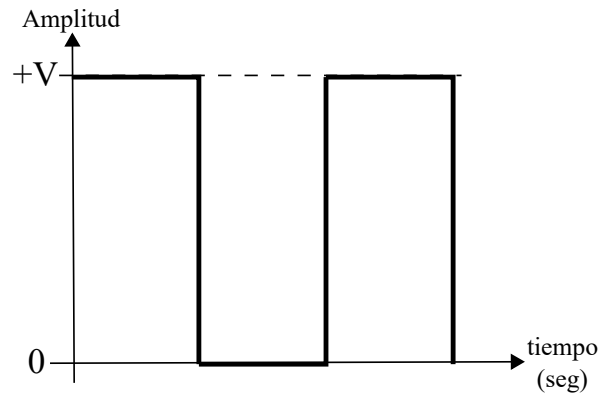


Figura 2.18: Señal digital de salida en un comparador con referencia a tierra.

La señal de salida V_O tiene la misma frecuencia de la señal de entrada IN . La salida V_O cambia de estado de acuerdo a las siguientes condiciones:

$$\text{Si } IN > 0 \rightarrow V_O = +V.$$

$$\text{Si } IN \leq 0 \rightarrow V_O = 0.$$

La señal de entrada IN puede ser analógica o digital, y tener cualquier forma de onda. Y la salida V_O siempre será una señal digital con forma de onda como la mostrada en la Figura 2.18.

2.3.5. Convertidor Analógico Digital

El proceso de conversión analógico digital de una señal involucra procesos explicados brevemente a continuación.

El muestreo digital es un proceso que discretiza una señal analógica $x(t)$ en tiempo y amplitud. Para evitar pérdidas de información de la señal $x(t)$ durante el muestreo se debe cumplir el *teorema del Nyquist*, éste establece que la frecuencia de muestreo f_s debe ser mínimo 2 veces la frecuencia de la señal $x(t)$ (f_x), es decir

$$f_s \geq 2f_x. \quad (2.3.13)$$

Si la frecuencia de muestreo no cumple esta condición, se presenta el fenómeno de *aliasing* (solapamiento). El fenómeno de *aliasing* provoca errores en la reconstrucción de una señal como se ejemplifica con la Figura 2.19.

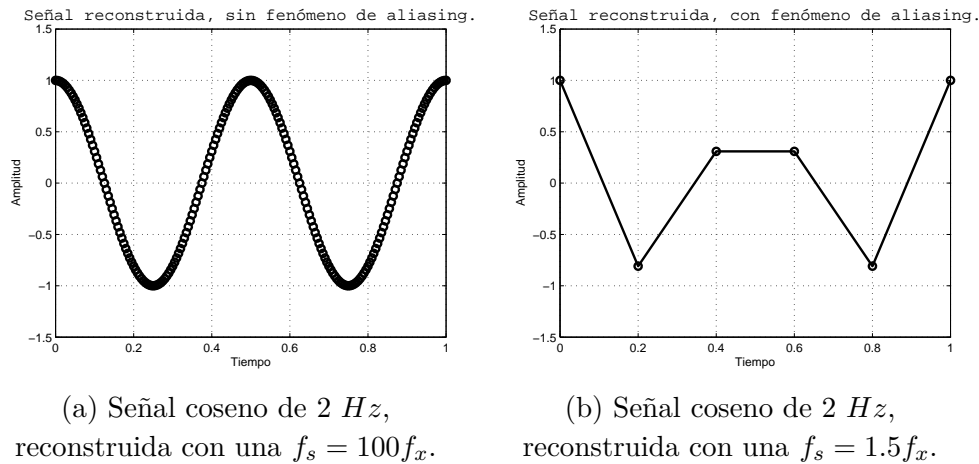


Figura 2.19: Fenómeno de *aliasing* en reconstrucción de una señal coseno.

En una conversión analógica digital después de el proceso de muestreo se debe efectuar un proceso de cuantización digital. La cuantización digital es la asignación de un nivel de voltaje finito al valor discreto de amplitud de una señal muestreada como se muestra en la Figura 2.20.

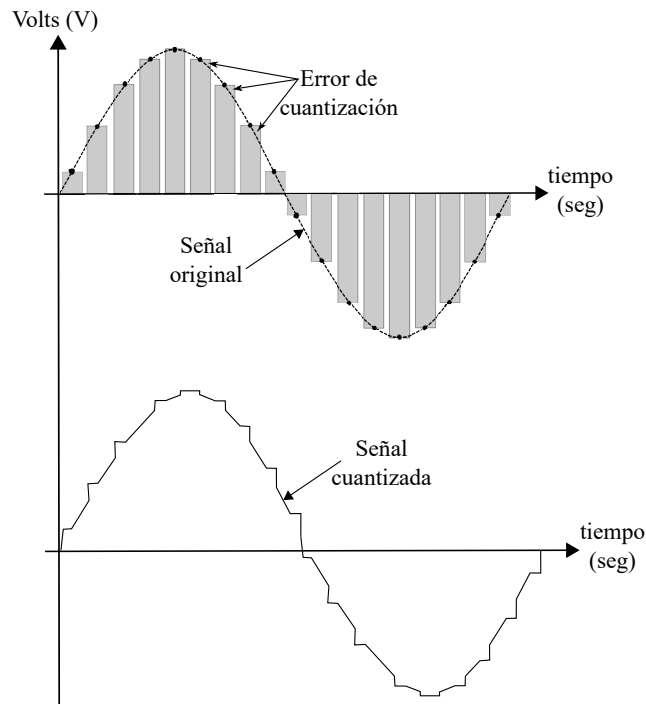


Figura 2.20: Cuantización en una señal analógica.

El error de cuantización representa pérdida de información en la señal cuantizada. Y la señal cuantizada tiende a la misma forma de onda de la señal original con algunas alteraciones causadas por el error de cuantización, pero, con la misma frecuencia de la señal original.

Finalmente, la codificación digital es el último proceso en una conversión analógica digital. La codificación digital es la asignación de un valor binario para cada nivel de voltaje asignado en la cuantización (Figura 2.21).

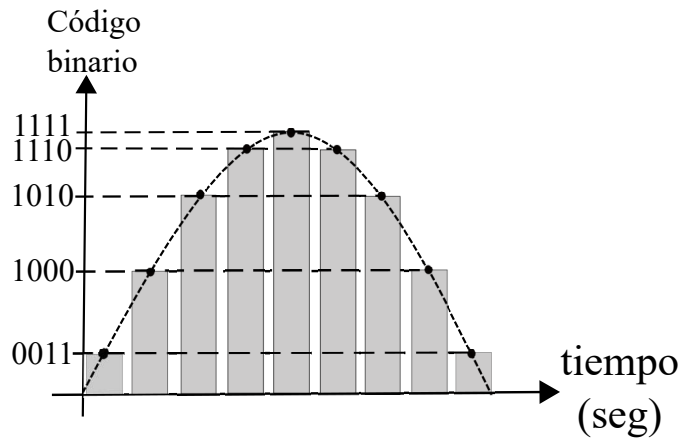


Figura 2.21: Codificación de una señal cuantizada.

Un *ADC* (*Analog Digital Converter*) es un dispositivo que realiza el proceso de conversión analógica digital de una señal mediante circuitos electrónicos. Un *ADC* tiene la estructura mostrada en la Figura 2.22.

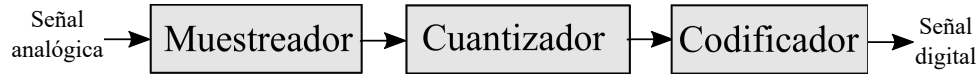


Figura 2.22: Estructura de un convertidor analógico digital.

Por los procesos involucrados en la conversión analógica digital, los *ADC* presentan errores de conversión, como:

- Error de cuantización
 - Error de 1 bit: puede tener 2 cambios
 - Error de $\frac{1}{2}$ bit: puede tener 1 cambio
- Error de histéresis
- Error de offset
- Error de cero
- Error de escala
- Error de no linealidad
- Tiempo de conversión

Otra característica de un *ADC* es su rapidez de conversión. Los tipos de *ADC* se pueden clasificar por su rapidez de conversión en [26]:

- Integrativos (Menor rapidez)
 - Una sola rampa
 - Doble rampa
- Aproximaciones sucesivas (*SAR*, *Successive Approximations Register*)
- Sigma-Delta
- Paralelos o Flash (Mayor rapidez)

En un *ADC*, la resolución es un parámetro que se relaciona con el error de cuantización. La resolución de un *ADC* es la cantidad mínima de voltaje analógico medida, y se puede estimar de acuerdo a

$$\text{Resolución} = \frac{V_{ref}}{2^n - 1}, \quad (2.3.14)$$

en donde n se refiere al número de *bits* del *ADC*, y V_{ref} el voltaje de referencia. Por ello, entre mayor sea el número de *bits* de un *ADC*, mayor será la resolución de la conversión, y menor el error de cuantización.

Por último, la relación entre el voltaje de la señal analógica V_{IN} y el valor digital VD en un ADC , se estima de acuerdo a

$$VD = \frac{V_{IN}}{V_{ref}} 2^n. \quad (2.3.15)$$

El ADC se utilizó para obtener el valor digital del voltaje de la celda de carga. El valor digital se procesa para estimar la fuerza y par torsional en el freno.

2.3.6. Motorreductor

Un motorreductor es un sistema electromecánico compuesto de un motor y un mecanismo de engranes. El utilizado en esta tesis usa un motor de DC .

Un motor de DC es una máquina que transforma una fuerza eléctrica en mecánica. Las dos partes principales de un motor de DC son el circuito de campo (estator) y la armadura (rotor) ilustradas en la Figura 2.23.

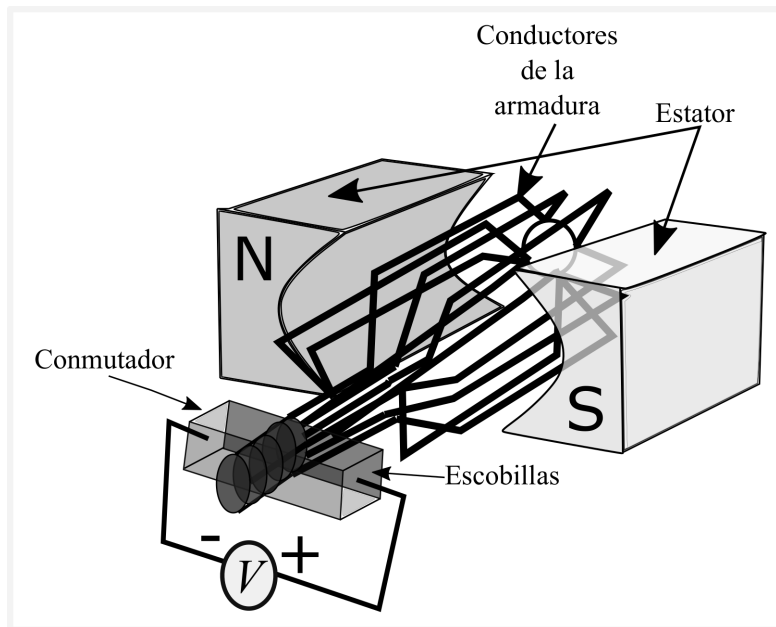


Figura 2.23: Características de un motor de DC .

El voltaje V es de DC , éste se suministra al rotor por medio de las escobillas y conmutador. El movimiento rotacional se genera por un par magnético producido por la fuerza magnética \vec{F}_m en los conductores.

Las consideraciones para demostrar la generación de un par magnético debido a una fuerza magnética en los conductores con base en la Figura 2.24 son: un campo magnético uniforme \vec{B} , una corriente constante en los conductores i , una

distancia radial x entre los conductores y el eje de rotación, y un ángulo entre el vector de longitud del conductor \vec{l} y \vec{B} de $\alpha = 90^\circ$.

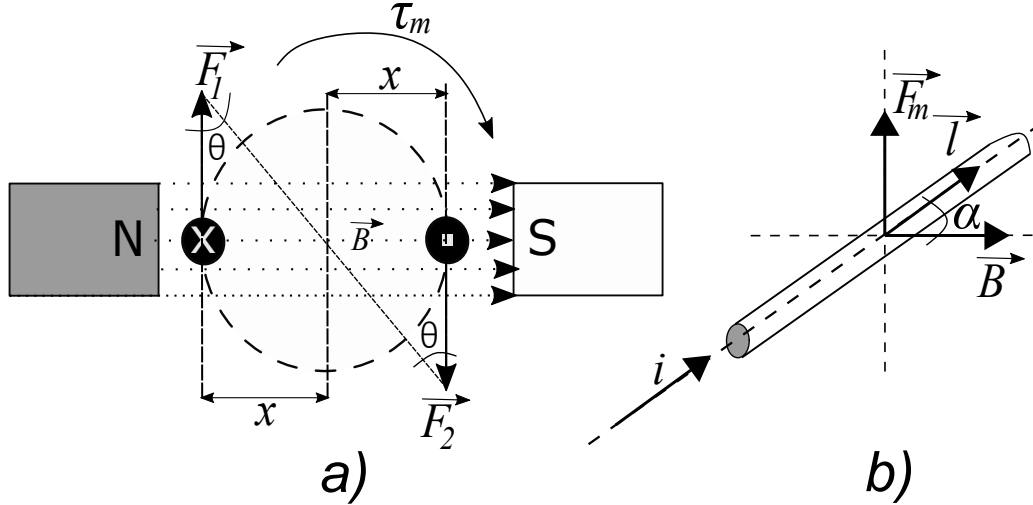


Figura 2.24: Generación del par magnético y fuerza en un conductor recto.

La fuerza magnética \vec{F}_m se estima como el producto vectorial $\vec{F}_m = i \vec{l} \times \vec{B}$. Considerando un conductor recto (Figura 2.24.b)), un campo magnético \vec{B} y un vector de longitud \vec{l} . En forma escalar, la expresión para la fuerza magnética considerando $\alpha = 90^\circ$ es

$$F_m = ilB. \quad (2.3.16)$$

La Figura 2.24.a) ilustra al par magnético τ_m generado por las fuerzas magnéticas en los conductores \vec{F}_1 y \vec{F}_2 , con un ángulo θ entre sí y el eje al eje x . Así, τ_m está dada por

$$\tau_m = F_1 x \sin\theta + F_2 x \sin\theta = F_m x \sin\theta. \quad (2.3.17)$$

Como segunda parte de un motorreductor, el mecanismo de engranes acoplado al motor mediante una transmisión mecánica, reduce la velocidad del motor y aumenta la potencia de éste.

Para estimar la reducción de velocidad del motor es necesario introducir un factor de transmisión, también llamado relación de reducción. En la Figura 2.25 se ilustra la relación de velocidad de rotación de dos engranes interconectados.

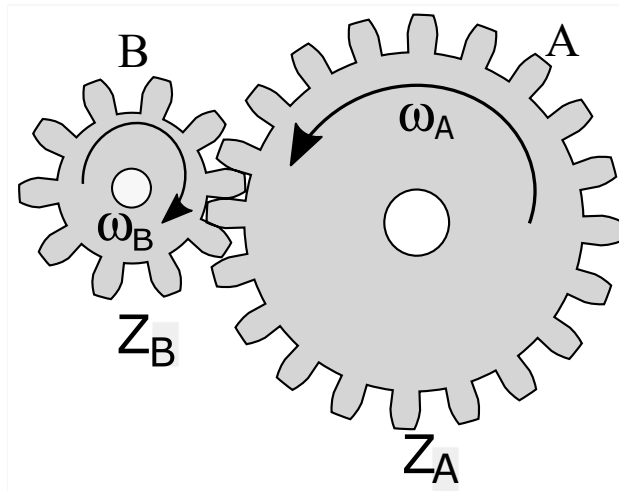


Figura 2.25: Mecanismo de 2 engranes conectados entre sí.

Los engranes A y B poseen una velocidad angular ω_A , ω_B , y un número definido de engranes Z_A , Z_B , respectivamente. La relación de transmisión k_τ se expresa como la relación entre Z_B y Z_A , o la relación de ω_A y ω_B , es decir

$$k_\tau = \frac{Z_B}{Z_A} = \frac{\omega_A}{\omega_B}. \quad (2.3.18)$$

La constante k_τ se expresa como $A:B$ lo cual se interpreta como un escalamiento de velocidad. Indica que por cada A revoluciones a la entrada, el dispositivo tiene B revoluciones a la salida.

El motorreductor utilizado tiene la estructura mostrada en la Figura 2.26.

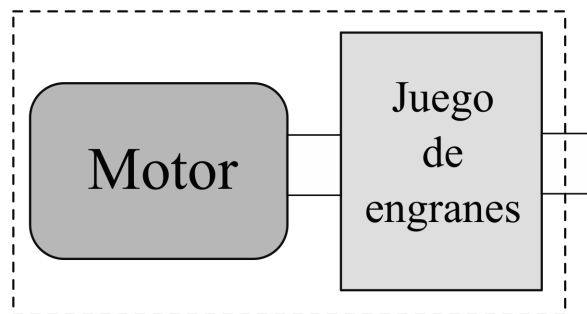


Figura 2.26: Estructura de un motorreductor.

El motorreductor se utilizó en este trabajo para controlar la posición de la válvula de mariposa del motor de combustión interna. La posición de la válvula de mariposa modifica la velocidad del motor de combustión interna.

2.3.7. Potencia eléctrica

La potencia eléctrica P_e es la relación de transferencia de energía eléctrica E_e a un elemento en un intervalo de tiempo t_0 , se expresa como

$$P_e = \left. \frac{dE_e}{dt} \right|_{t_0}. \quad (2.3.19)$$

La potencia en corriente alterna AC se denomina potencia instantánea $p(t)$, está es la potencia en un instante de tiempo determinado. En AC la corriente $i(t)$ y el voltaje $v(t)$ varían respecto al tiempo, por lo que, $p(t)$ se puede expresar como

$$p(t) = v(t)i(t). \quad (2.3.20)$$

El promedio de la potencia instantánea en un periodo de tiempo se denomina potencia promedio $\langle P \rangle$. Idealmente, la potencia promedio consumida en un circuito es igual a la potencia promedio suministrada a éste.

Para señales con un periodo T , la potencia promedio $\langle P \rangle$ se puede estimar de acuerdo a

$$\langle P \rangle = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} p(t) dt, \quad (2.3.21)$$

en donde t_0 es el tiempo de inicio. Además, $\langle P \rangle$ tiene un valor constante y único para el periodo T .

La relación entre la potencia instantánea y la promedio se observa en la Figura 2.27.

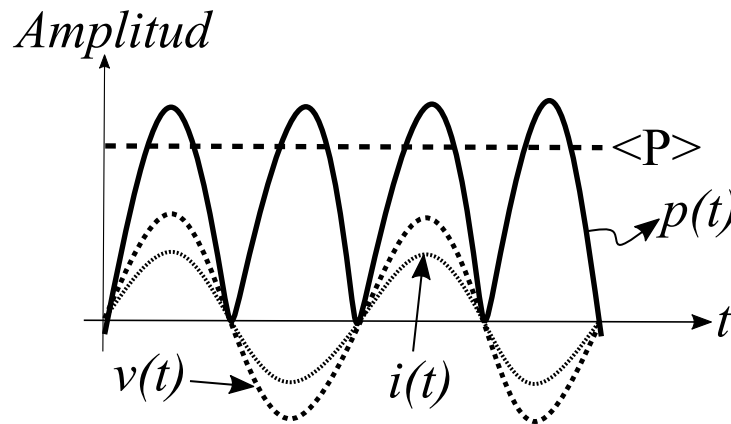


Figura 2.27: Gráfica de relación de potencia promedio e instantánea.

La potencia promedio de una señal periódica sólo puede variar, si la forma de onda de la potencia instantánea de dicha señal se ve interrumpida en cada periodo.

Esto último, se utilizó para diseñar un control electrónico de potencia que modifica la forma de onda de la potencia instantánea.

2.3.8. Interruptores electrónicos

Para modificar la forma de onda de la potencia promedio se usó un interruptor electrónico.

Un interruptor electrónico es un dispositivo que controla el suministro de energía para una carga. Los interruptores electrónicos se clasifican en:

No controlados

- Diodo

Semi-controlados

- TRIAC (*Triode Alternating Current*, Triodo para Corriente Alterna)
- SCR (*Silicon Controlled Rectifier*, Rectificador Controlado de Silicio)

Controlados

- Transistor
 - TBJ (*Bipolar Junction Transistor*, Transistor Bipolar de Juntura)
 - FET (*Effect Field Transistor*)
- MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*, Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor)
- IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, Transistor Bipolar de Puerta Aislada)

En la Figura 2.28 se muestra la estructura y aplicación de un relevador de estado sólido *SSR* (*Solid State Relay*). Un *SSR* es un dispositivo que tiene como elemento central un interruptor electrónico, para controlar el suministro de energía de una fuente de *AC* a una carga.

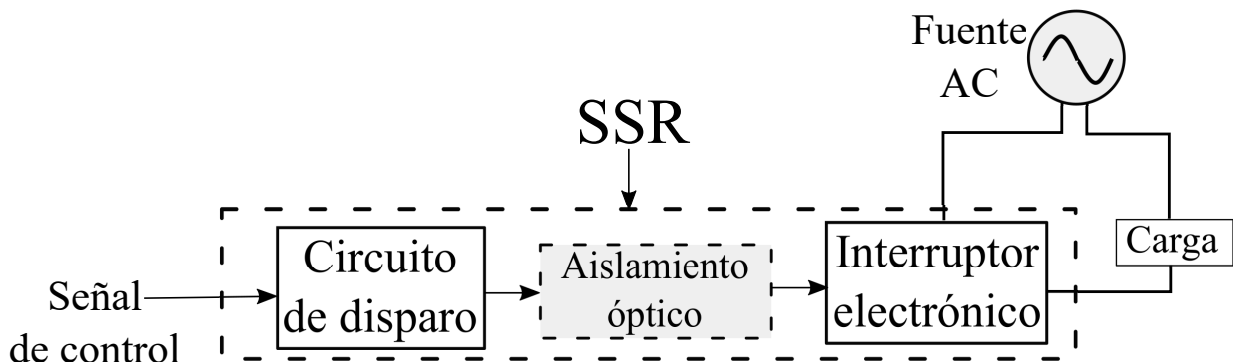


Figura 2.28: Diagrama y aplicación de un relevador de estado sólido.

El circuito de disparo se controla con una señal *PWM*. Por medio de un circuito de aislamiento óptico se activa el interruptor electrónico, este último conmuta dependiendo de la señal digital de control. El *SSR* usado en este trabajo tiene como interruptor electrónico un *TRIAC*.

2.3.9. Modulación por ancho de pulso

La modulación por ancho de pulso o *PWM* (*Pulse Width Modulation*) es una técnica que consiste en modificar el tiempo en estado alto de una señal cuadrada. La técnica *PWM* se clasifica en:

- Modulación *PWM* bipolar: la señal presenta ambas polaridades (positiva y negativa) dentro de un ciclo (Figura 2.29.a)).
- Modulación *PWM* unipolar: la señal solo tiene una polaridad en todos sus ciclos (Figura 2.29.b)).

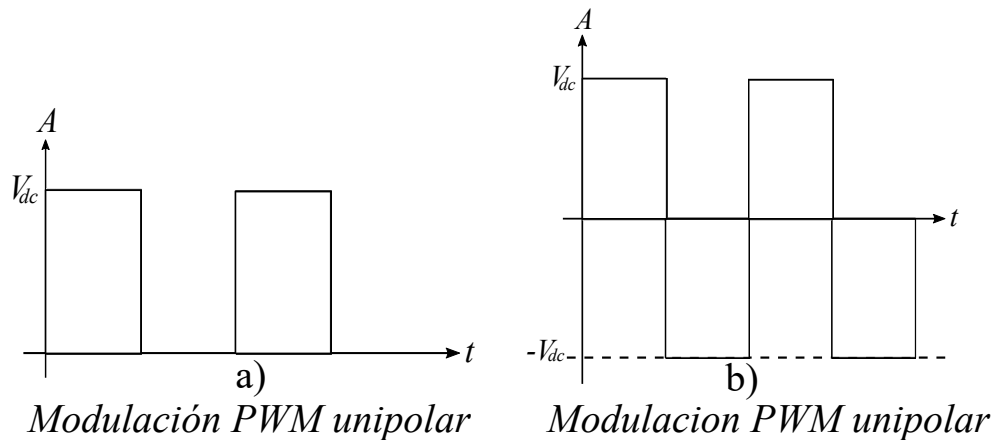
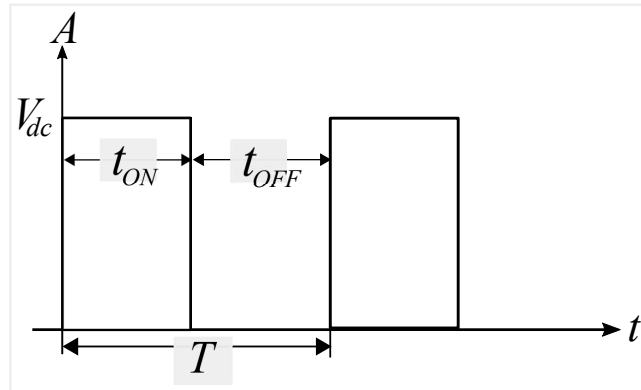


Figura 2.29: Tipos de modulación *PWM*.

Para el control del *SSR* se uso una señal *PWM* unipolar. En una señal *PWM* unipolar, el ciclo de trabajo *CT* es la relación del tiempo en alto con el periodo de la señal *PWM*. En la Figura 2.30 se muestra una señal cuadrada con amplitud V_{dc} , en un periodo T , con tiempo en alto t_{ON} y bajo t_{OFF} .

Figura 2.30: Señal de modulación *PWM*.

El ciclo de trabajo CT es directamente proporcional al tiempo en alto t_{ON} e inversamente proporcional al periodo T , es decir

$$CT = \frac{t_{ON}}{T}. \quad (2.3.22)$$

CT toma valor en el intervalo de 0 a 1, o representado porcentualmente de 0 % a 100 %. Con base en ello, cuando $CT = 100$ % se obtiene que $t_{ON} = T$, esto indica que en todo el periodo T el valor de la señal *PWM* será V_{dc} .

En el Capítulo 4 se encuentra la relación del tiempo t_{ON} de la señal *PMW* con la potencia promedio entregada al freno.

2.3.10. Puerto serie

Un puerto serie es un módulo de comunicación digital entre dos dispositivos, cuenta con una línea de recepción RX (*Receiver*) y una de transmisión TX (*Transmitter*). Los modos de comunicación que maneja un puerto serie son:

- *Full-Duplex*: recibe y envía información digital simultáneamente.
- *Duplex o half duplex*: envía o recibe información, pero no lo puede hacer simultáneamente.
- *Simplex*: la información sólo puede ser enviada o recibida.

La velocidad de envío y recepción en el puerto serie se conoce como baudaje, tasa de baudios o *baud rate*, y es el número de símbolos por segundo enviados o recibidos. Esta unidad de velocidad se conoce como *baudio*. Los baudajes estándares soportadas por la mayoría de los puertos serie son:

- | | | |
|--------|---------|----------|
| • 300 | • 9600 | • 74880 |
| • 1200 | • 19200 | • 115200 |
| • 2400 | • 38400 | • 230400 |
| • 4800 | • 57600 | • 250000 |

La trama de información en una transmisión serie requiere de:

- Bit de inicio (*start bit*)
- Bit de paridad (*parity bit*)
- Bit de parada (*stop bit*)

Para el desarrollo de esta tesis, se implemento un módulo *UART* para la transmisión de datos.

Un módulo *UART* (*Universal Asynchronous Receiver/Transmisor*) o por su traducción al español Transmisor-Receptor Asíncrono Universal es un módulo capaz de implementar transmisión serial en dispositivos electrónicos. Un módulo *UART* permite una comunicación *full – duplex*, y su trama de datos serie se muestra en la Figura 2.31.

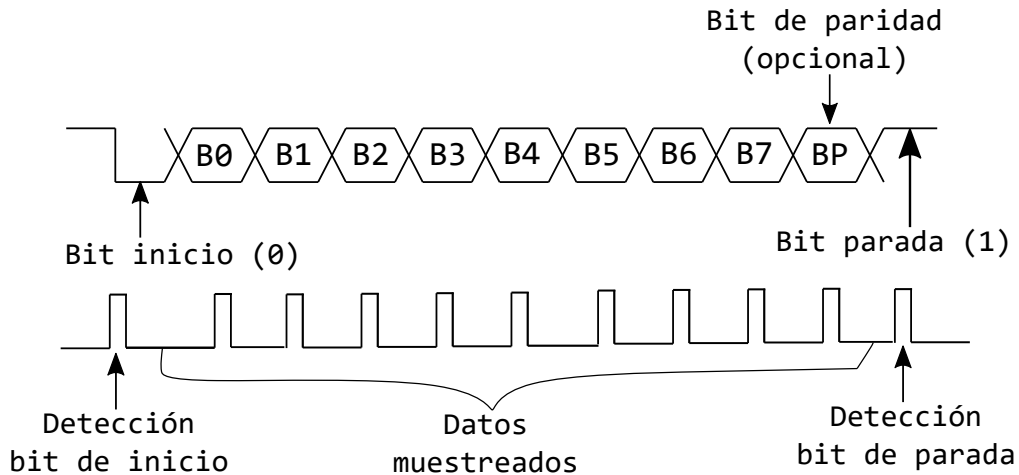


Figura 2.31: Trama de datos serie en puerto *UART*.

Existen diversas interfaces electrónicas de comunicación cuya función es modificar los niveles de voltaje asociados a los datos.

Algunos estándares recomendados son:

- *RS-232*: Para distancias de hasta 15 metros y una velocidad de comunicación baja, de no más de 20 kb/s.
- *RS-422*: Para distancias no mayores a 12 metros y una velocidad de comunicación de hasta 10 Mb/s.
- *RS-485*: Para distancias de hasta 1200 metros y una velocidad de comunicación máxima de 19 kb/s.

* *RS (Recommended Standar)*.

Por la aplicación del presente trabajo, se usó un módulo convertidor de estándar *RS – 232* a *USB* para la comunicación serie del dispositivo y la *PC*, como se muestra en la Figura 2.32.

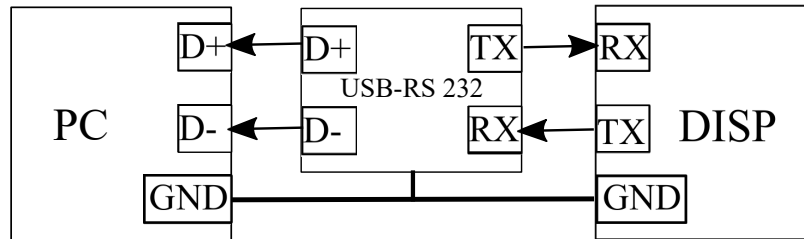


Figura 2.32: Comunicación serie con módulo convertidor de *RS – 232* a *USB*.

El estándar *RS – 232* es comúnmente utilizado para comunicación serie con una computadora personal. El *RS – 232* tiene las especificaciones de voltaje asociado

a los datos mostrados en la Figura 2.33.

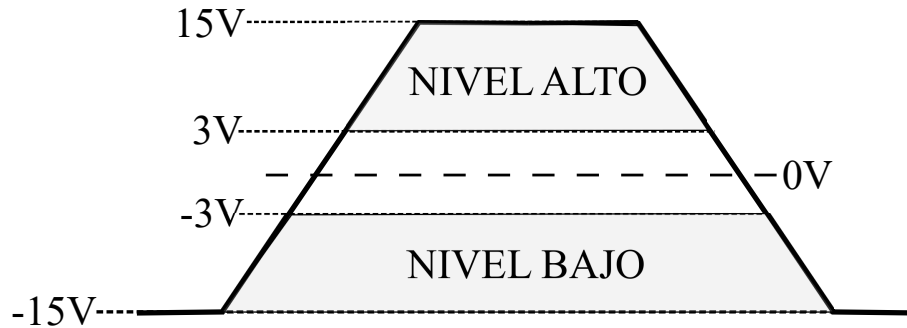


Figura 2.33: Especificaciones de voltaje para *RS – 232*.

El nivel de voltaje en alto es de 3 V a 15 V , y en nivel bajo entre -3 V y -15 V . La longitud de los cables de transmisión máxima es de 15 metros, sin embargo, se puede aumentar la distancia cumpliendo que la capacitancia máxima en los cables de transmisión sea de 2500 pF .

Finalmente, el puerto *USB* (*Universal Serial Bus*) es el puerto serie más común en las *PC* para comunicación con otro dispositivo. Un puerto *USB* permite conexión de hasta 127 dispositivos, pero, el número de dispositivos conectados reduce la velocidad de transmisión de datos. La velocidad de transmisión depende de la versión del puerto *USB* como se muestra en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1: Tabla de calibración de la celda de carga.

Versión del puerto	Velocidad de transmisión [Mb/s]
USB 1.0	1.5
USB 1.1	12
USB 2.0	480
USB 3.0	5000
USB 3.1	10000

La comunicación serie implementada en este trabajo, envía y recibe los datos del sistema de instrumentación diseñado para procesarlos y mostrarlos en la interfaz de usuario.

2.4. Dispositivos Lógicos Programables

La unidad central de procesamiento del sistema de instrumentación diseñado es un dispositivo lógico programable (*FPGA*), por lo cual, se abordan las siguientes definiciones.

Un dispositivo lógico programable (*PLD*, *Programmable Logic Device*), es una herramienta para desarrollar sistemas digitales reconfigurables, es decir, que no tiene una función fija y su comportamiento lo define el diseñador. Los *PLD's* se clasifican por la capacidad de recursos lógicos internos, en:

- **Dispositivos lógicos programables simples** *SPLD* (*Simple Programmable Logic Device*)
 - **Arreglo lógico programable** *PLA* (*Programmable Logic Array*): Consiste en dos matrices programables, una *AND* y una *OR*. Solo puede programarse una vez por usar memoria *PROM*.
 - **Matriz lógico programable** *PAL* (*Programmable Array Logic*): Similar a la *PLA*, pero, sólo la matriz *AND* es programable, y tiene mayor velocidad de ejecución que una *PLA*.
 - **Matriz lógica genérica** *GAL* (*Generic Array Logic*): Contiene una matriz *AND* programable y una macrocelda programable. Se puede configurar el dispositivo muchas veces por usar memoria *EEPROM*.
- **Dispositivos lógicos programables complejos** *CPLD* (*Complex Programmable Logic Device*): Esta formada por bloques de entrada/salida, interconexiones programables y bloques lógicos en una macrocelda y un *PLA* o *PAL*. Su memoria de programación es no volátil, es decir, su programación se guarda al quitar la alimentación.
- **Arreglos de compuertas programables en campo** *FPGA* (*Field-Programmable Gate Array*): Consiste en arreglos de bloques lógicos, interconexiones programables y bloques de entrada/salida programables. Un *FPGA* tiene funciones de alto nivel embebidas en la matriz de interconexiones y bloques de memoria. Con la desventaja de tener memoria de programación volátil.

Para la configuración de estos dispositivos es necesario especificar su comportamiento. Para ello existen los llamados Lenguajes Descriptivos de *Hardware* (*HDL*, *Hardware Description Language*), los cuales son una herramienta estandarizada por el *IEEE* (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*). Algunas ventajas de los *HDL* son el uso de módulos de propiedad intelectual (*IP*), bibliotecas ya diseñadas, sintaxis estándar para el diseñador, entre otras.

Existen diferentes tipos de lenguajes de descripción de *hardware*, por ejemplo:

- VHDL

- Verilog
- ABEL
- SystemC

La configuración o respuesta del circuito no depende del lenguaje usado, por lo cual, el diseñador puede elegir el lenguaje con el que tenga mayor familiaridad, y el resultado dependerá de la descripción correcta y conocimientos de lógica digital.

2.4.1. *Field-Programmable Gate Array*

Un *FPGA* es un dispositivo semiconductor que contiene bloques lógicos cuya interconexión y funcionalidad puede ser configurada por medio de un *HDL*. El diagrama esquemático de un *FPGA* se muestra en la Figura 2.34. Éste se compone de bloques lógicos que contienen memoria para su configuración, bloques de entrada/salida e interconexiones programables.

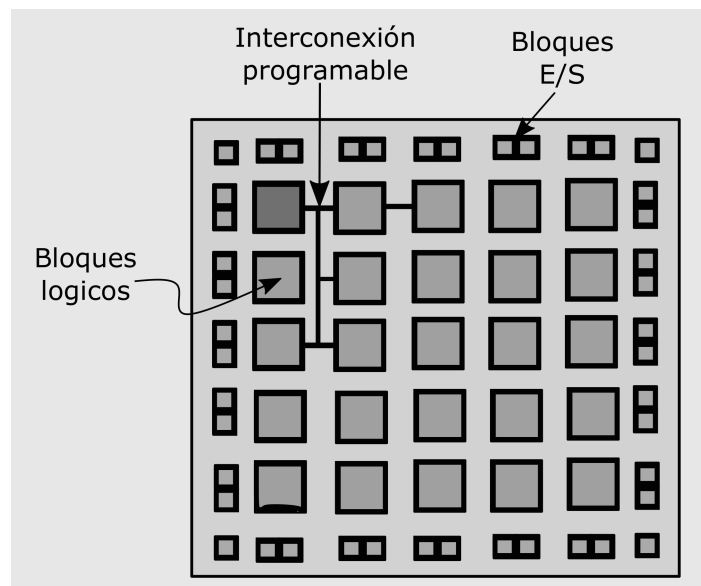


Figura 2.34: Diagrama de una *FPGA*.

La elección de un *FPGA* como dispositivo central de procesamiento en el diseño fue por sus principales ventajas respecto a otros dispositivos convencionales, las cuales son: reconfigurabilidad, ejecución concurrente de procesos, velocidad de ejecución y configuración por descripción de *hardware*.

2.4.2. Lenguajes de Descripción de *Hardware*

Son aquellos que permiten definir la funcionalidad de un dispositivo lógico digital. Existen dos metodologías de diseño dentro de la filosofía de descripción de *hardware*:

- Diseño *Bottom-Up*
- Diseño *Top-Down*

El diseño *Bottom – Up* consiste en un diseño de lo particular a lo general; es decir, se generan submódulos y se interconectan para lograr el funcionamiento de un sistema. Por el contrario, el diseño *Top-Down*, es el proceso de capturar una idea en su máximo nivel de abstracción e implementarlo a partir de esa idea abstracta, e ir hacia abajo aumentando el nivel de detalle de la descripción.

El lenguaje de descripción usado en el desarrollo de esta tesis es el *VHDL* por la familiaridad que se tiene con éste. Es un lenguaje de descripción de muy alta velocidad; con una sintaxis muy amplia y flexible. Algunas de las ventajas que ofrece son:

- Los diseños realizados bajo este lenguaje pueden ser utilizados por diversas herramientas de síntesis para el desarrollo de nuevos circuitos.
- Los módulos desarrollados se pueden usar en diferentes diseños.
- La misma descripción puede utilizarse para diferentes tecnologías sin tener que rediseñar.
- No tiene problemas de compatibilidad, ya que esta basado en un estándar (*IEEE Std 1076-1987, IEEE Std 1076-1993*).
- Permite el diseño *Top-Down*, y permite dividir o descomponer una descripción de diseño en unidades mas pequeñas.

El lenguaje *VHDL* contiene elementos sintácticos, tipos de datos y estructuras [23]. Para entender mejor el diseño, se describen los componentes de un programa en este lenguaje.

La **entidad** es la parte de la descripción que define el símbolo del circuito; es decir, es en donde se definen las entradas y salidas del circuito. La **arquitectura** es la parte donde se define el funcionamiento del módulo que se define en la entidad, la arquitectura siempre debe estar referida a una entidad específica.

La estructura general de la declaración de una entidad y su arquitectura se muestra a continuación, en donde, la entidad se define como **ENTITY** y arquitectura como **ARCHITECTURE**.

```
LIBRARY: Bibliotecas;  
ENTITY nombre.entidad IS  
    GENERIC: Lista de parámetros;  
    PORT: Puertos;  
END nombre.entidad;  
  
ARCHITECTURE nombre.arq OF nombre.entidad IS  
    BEGIN  
        Sentencias concurrentes;  
END nombre.arq;
```

Las bibliotecas **LIBRARY** son usadas para describir funciones ya establecidas que complementan al diseño.

La instrucción **GENERIC** se usa para declaración de constantes o propiedades del módulo que se declara en la entidad.

Con **PORT** se definen las entradas y salidas de la entidad diseñada, que pueden ser de tipo:

- *IN*: señal de entrada (*input*), se puede leer pero no asignar un valor.
- *OUT*: señal de salida (*output*), se le puede asignar valor, pero no leer; es decir, no puede ser argumento asignado en otro elemento descrito.
- *INOUT*: señal de entrada-salida, se puede leer o escribir.
- *BUFFER*: es equivalente al *OUT* con la diferencia que este tipo si se puede leer.

En la parte de sentencias concurrentes, se hace uso de la sintaxis y estructuras necesarias para describir el comportamiento que requiere el diseño, algunas son:

— *Condición IF*

```
IF condición_1 THEN  
    Sentencias;  
ELSIF condición_2 THEN  
    Sentencias;  
ELSE  
    Sentencias;  
END IF;
```

— *Bloque de ejecución serie*

```
PROCESS (Lista_sencible.) IS  
    Declaraciones;  
BEGIN  
    Instrucciones;  
END PROCESS;
```

— *Asignación con selección*
 CASE expresión **IS**
 WHEN caso => sentencias;
 WHEN caso => sentencias;
 WHEN OTHERS => sentencias;
 END CASE;

— *Bucle FOR*
 FOR indicador **IN** rango
 LOOP
 sentencias;
 END LOOP;

2.4.3. Interfaz de usuario

Una interfaz de usuario es la parte de un sistema interactivo que proporciona información y permite el control al usuario para operar el sistema. La norma *ISO 9241-110* [27] establece que una interfaz de usuario debe ser de fácil uso, eficiente y recomendablemente intuitiva.

Las funciones principales de una interfaz de usuario son:

- Encendido y apagado.
- Control de las funciones manipulables.
- Manipulación de archivos.
- Información de estado.
- Gráficos o indicadores numéricos.

Además, una interfaz de usuario se clasifica en 3 tipos:

- **Interfaz de *hardware***: Son dispositivos que se utilizan para ingresar, procesar y entregar los datos.
- **Interfaz de *software***: Su función es entregar información de los procesos, y herramientas de control.
- **Interfaz de *software – hardware***: Establece un puente entre la máquina y el usuario. La máquina atiende las instrucciones del usuario, y el usuario recibe la información de los procesos mediante la máquina.

Para el sistema de instrumentación diseñado, se desarrolló una interfaz de usuario del tipo *software* para adquirir la información, visualizar gráficas y registrar los datos en archivos de texto. Y controlar los actuadores desde la *PC*.

Los conceptos abordados en este capítulo servirán como referencia al lector. Se exponen las definiciones más importantes de bancos de ensayos para motores de combustión interna, los principios físicos de operación de algunos dispositivos y conceptos particulares de instrumentación. En el siguiente capítulo, se describe el sistema de instrumentación propuesto.

CAPÍTULO 3

Diseño del sistema de instrumentación

Se presenta el sistema de instrumentación desarrollado para un banco de ensayos para motores de combustión interna. Se muestran las etapas más importantes que lo conforman, el análisis de éstas y las consideraciones de diseño para el correcto funcionamiento del sistema.

3.1. Descripción funcional

El sistema de instrumentación diseñado tiene un dispositivo reconfigurable *FPGA* como unidad de procesamiento central. Este sistema de instrumentación cuenta con 6 etapas, 3 para medición de revoluciones por minuto, par torsional y flujo de combustible. Dos etapas de control para la potencia en el freno y la posición de la válvula de mariposa del motor de combustión interna. Y una etapa para una comunicación serie con la *PC*. La adquisición y control se hace mediante una interfaz de usuario en la *PC*. La interfaz de usuario desarrollada permite adquisición y registro de datos en archivos de texto, y el control de parámetros. En la Figura 3.1 se muestra el diagrama funcional del sistema de instrumentación.

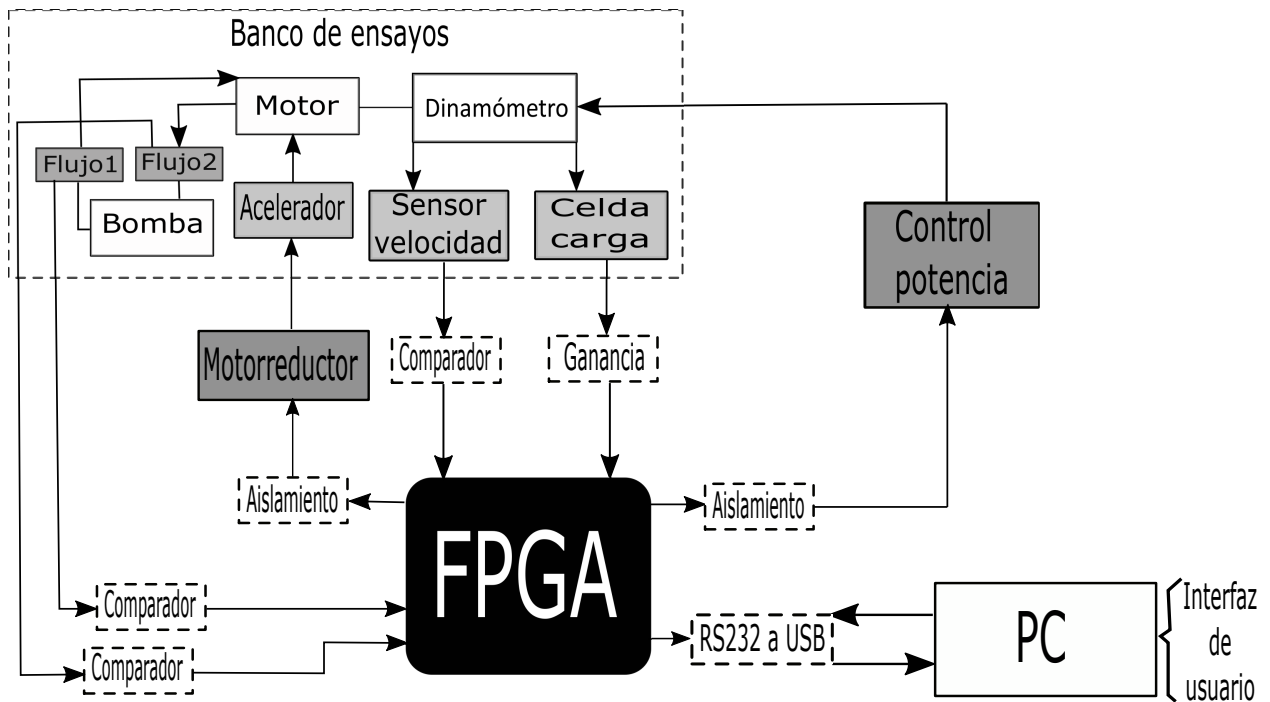


Figura 3.1: Diagrama funcional del sistema de instrumentación para un banco de ensayos de motor de combustión interna.

El elemento central es el *FPGA* para adquisición y procesamiento de datos. La etapa para medición de revoluciones por minuto está formada por un sensor de proximidad inductivo y un circuito comparador. La medición de par torsional es con una etapa conformada por una celda de carga, un amplificador y un *ADC*. Para medir el flujo de combustible se usan sensores de flujo de efecto *Hall* con un circuito comparador. Por otro lado, el control de potencia tiene un aislamiento para evitar daños en el *FPGA* en caso de una falla, y para control del acelerador se usa un motorreductor. Por último, para establecer la comunicación serie entre el *FPGA* y la *PC* se usa un convertidor *RS – 232 a USB*, en la *PC* se desarrolló una interfaz de usuario para adquisición y control de los datos.

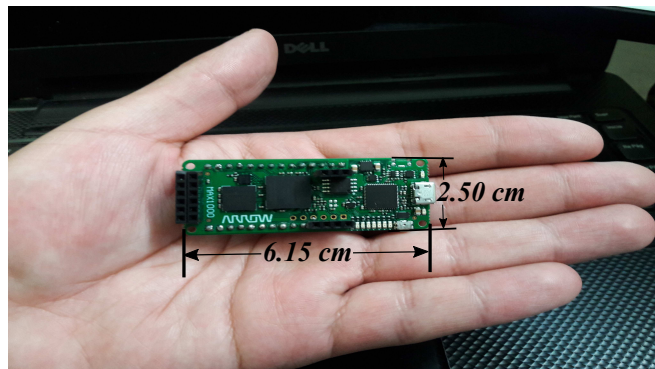
3.2. Unidad central de procesamiento

El dispositivo lógico programable elegido para el diseño es un *FPGA*. Con base en el análisis de requerimientos para el diseño, se optó por la tarjeta de desarrollo *MAX1000 IoT Maker Board* [30]. Esta tarjeta contiene un *FPGA* *10M08SAU169C8G* de la familia *MAX 10* de *Intel*. Las características del *FPGA* se muestran en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Características principales del *FPGA 10M08SAU169C8G*.

MAX 10 10M08SAU169C8G	
Elementos lógicos	8000
ADC	1
PLLs	2
Voltaje externo nominal de polarización	5 V
Rango de voltaje de señales I/O	0 – 3.3 V
Oscilador MEMS	12 MHz

La tarjeta de desarrollo *MAX1000 IoT Maker Board* cuenta con 15 puertos digitales, es un dispositivo de bajo consumo, no requiere de un programador externo ni de elementos adicionales para su puesta en operación, y tiene dimensiones compactas (Figura 3.2) por lo cual cumple con la característica necesarias para formar parte del sistema a diseñar.

Figura 3.2: Dimensiones de la *MAX1000 IoT Maker Board*.

3.3. Medición de revoluciones por minuto

Para la medición de revoluciones por minuto rpm se usó un sensor de proximidad inductivo modelo XS608B1PAL2 de la marca *Schneider*. La Tabla 3.2 muestra las características de mayor relevancia de éste. Este sensor en conjunto con un codificador permiten medir la velocidad angular para estimar las rpm como se muestra en la Figura 3.3.

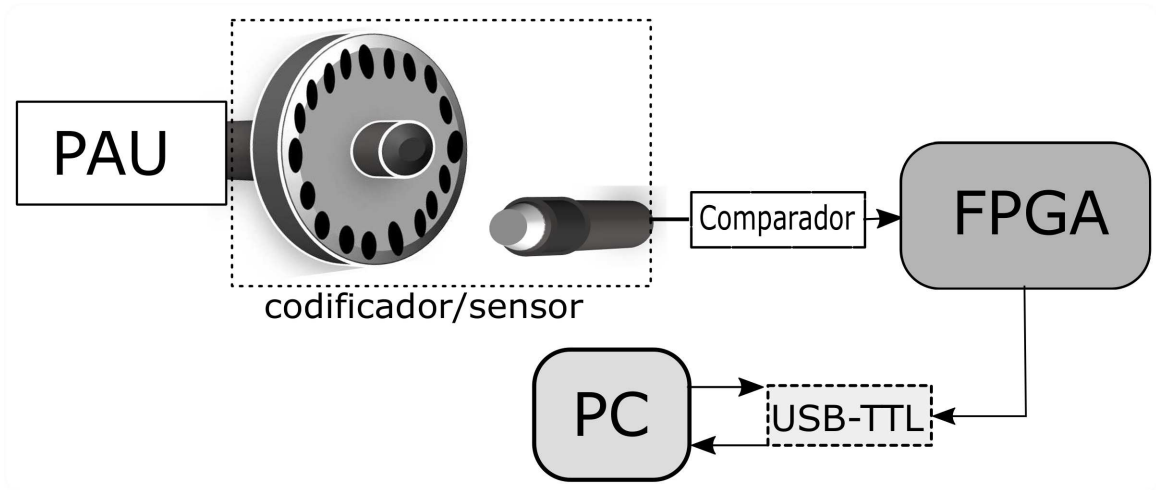


Figura 3.3: Estructura de la etapa de medición de rpm .

Tabla 3.2: Características principales del sensor XS608B1PAL2.

Sensor de proximidad inductivo XS608B1PAL2	
Tamaño	2.5 mm
Tipo de salida del circuito	DC
Distancia nominal de detección	2.5 mm
Conmutador de salida tipo	PNP
Número de hilos	3
Voltaje nominal de polarización	12 – 48 V_{DC}
Voltaje de polarización limite	10 – 58 V_{DC}
Consumo de corriente (sin carga)	10 mA
Frecuencia de conmutación	2.5 kHz
Caída de voltaje (Voltage drop)	2 V

La salida del sensor inductivo es una señal cuadrada de frecuencia f . Los rpm se estiman con la frecuencia f y el número de orificios del codificador que son 36, de acuerdo a

$$rpm = \frac{60f}{36}. \quad (3.3.1)$$

Por ello, la señal de salida del sensor es procesada en el *FPGA*. La amplitud de la señal del sensor es de $\sim 10\text{ V}$, y los puertos del *FPGA* manejan 3.3 V como rango de voltaje máximo. Para ajustar la amplitud de la señal del sensor se utilizó el circuito integrado *LM339* configurado como comparador respecto a tierra con una resistencia de *pull-up* a la salida con referencia de 3.3 V (Figura 3.4).

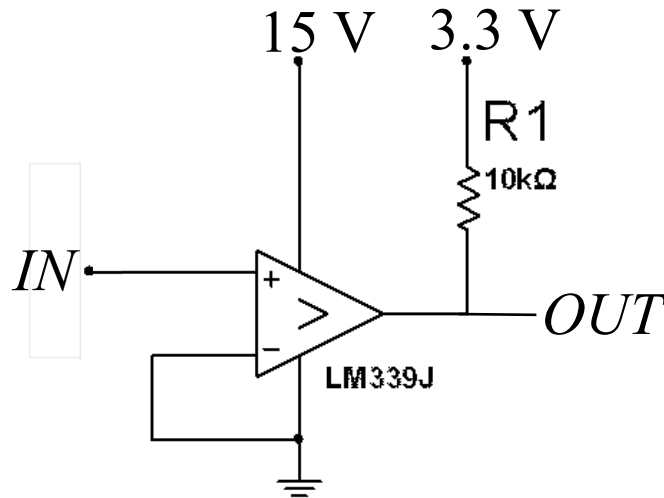
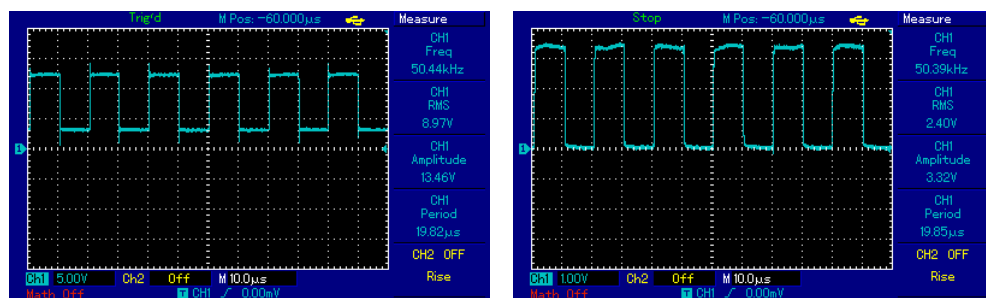


Figura 3.4: Configuración del circuito integrado *LM339* como comparador con referencia a tierra.

La salida del comparador *OUT* tiene la misma frecuencia que la señal de entrada *IN* y una amplitud de 3.3 V . En la Figura 3.3 se muestra la aplicación del circuito comparador.



(a) Señal de entrada al comparador con amplitud de 13.46 V y frecuencia de 50.4 kHz .

(b) Señal de salida del comparador con amplitud de 3.3 V y frecuencia de 50.4 kHz .

Figura 3.5: Aplicación del circuito comparador para ajustar la amplitud de una señal.

El único parámetro que se modifica es la amplitud, la frecuencia se mantiene en la señal de salida del comparador.

Descripción de *hardware*

Se diseñó un algoritmo para cuantificar la frecuencia de la señal f_x que entra por un puerto digital de la *FPGA*. La frecuencia máxima de la señal f_x es de 2.5 kHz , ya que es la frecuencia de conmutación máxima del sensor de proximidad inductivo. El planteamiento principal es, comparar la frecuencia de la señal f_x con una frecuencia conocida que corresponde a la frecuencia del oscilador del *FPGA* (12 MHz). Para realizar la comparación, se emplea un circuito contador para obtener el dato f_rpm que corresponde al valor de frecuencia de la señal f_x en Hz . La entidad a diseñar se muestra en la Figura 3.6.

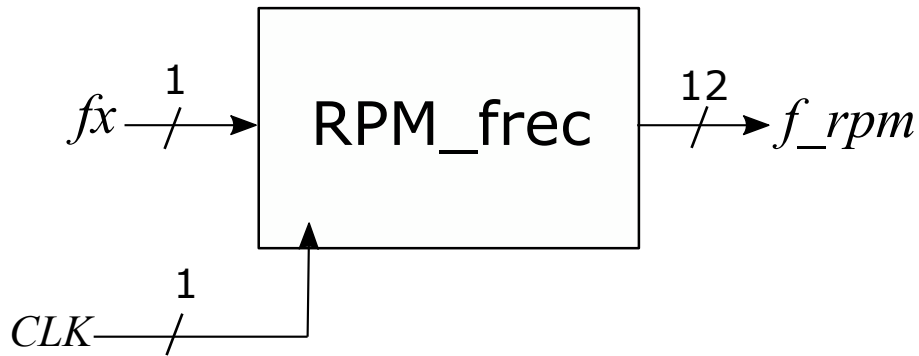


Figura 3.6: Entidad a diseñar para medición de frecuencia.

El diagrama de estados mostrado en la Figura 3.7 describe a la entidad *RPM_freq*. La descripción genera dos contadores, uno dependiente de la señal de salida del sensor inductivo (*COUNT_fx*), el cual realiza un conteo entre los valores de 0 a 3000 (dando una tolerancia de $+500\text{ Hz}$ a la señal de salida). Tiene una habilitación (*HAB_fx*) para iniciar y detener el conteo. Además, una señal de *reset* (*RST_fx*) que pone el valor de *COUNT_fx* en 0. El resultado de la cuenta es guardado en un registro, este valor, corresponde a f_rpm . El segundo contador (*COUNT_12MHz*), realiza un conteo descendente de 11999999 a 0, ya que el pulso reloj de la entidad (*CLK*) es de 12 MHz , este conteo se da en aproximadamente 1 segundo, lo cual, sirve para comparar la frecuencia de la señal f_x con una frecuencia de 1 Hz .

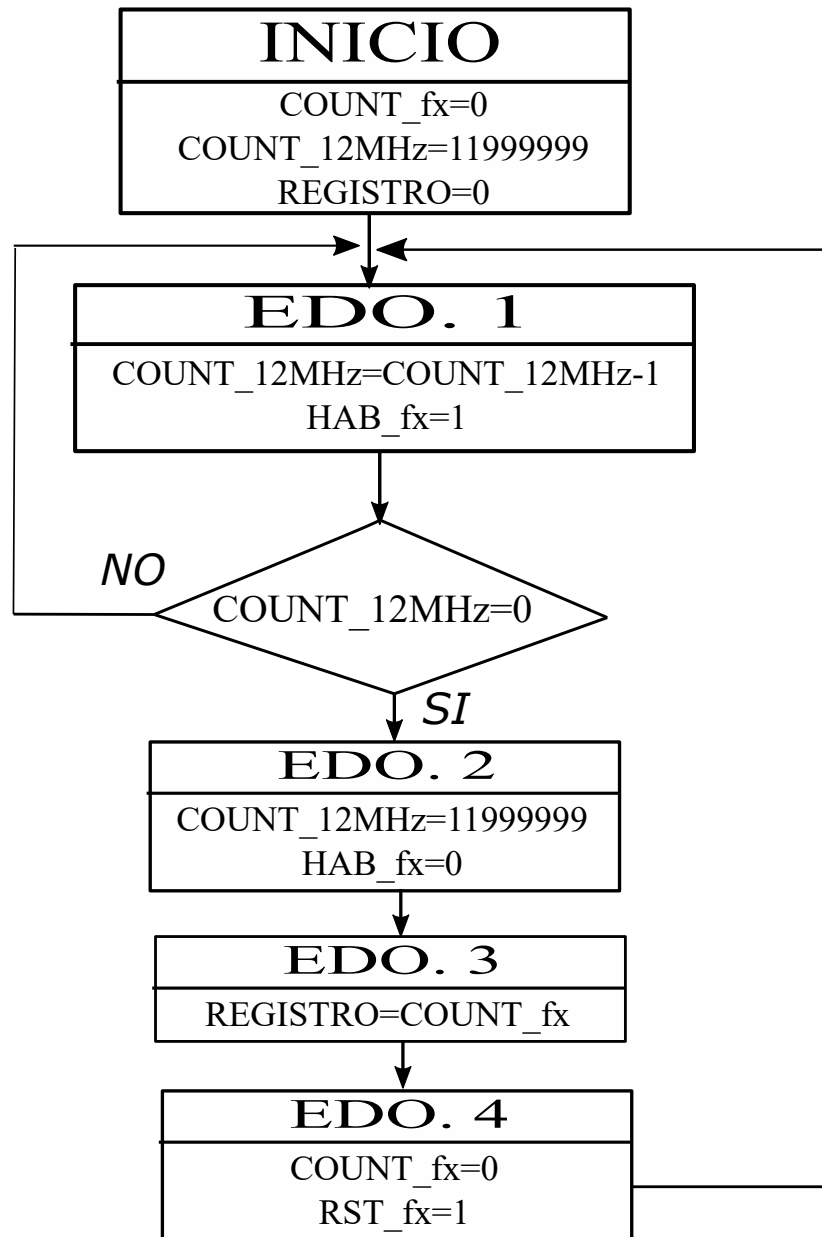


Figura 3.7: Algoritmo para medición de frecuencia.

El valor de conteo del contador $COUNT_{12MHz}$ de 11999999 se modificó a 11983000, ya que al variar el dato empíricamente, en éste último se obtienen lecturas más exactas de la frecuencia de la señal f_x .

3.4. Medición de par

El par mecánico se estima empleando una celda de carga para medir la fuerza F mediante una viga metálica (brazo de palanca l), y así estimar el par torsional como $\tau = Fl$. La estructura de la etapa de medición de par se muestra en la Figura 3.8.

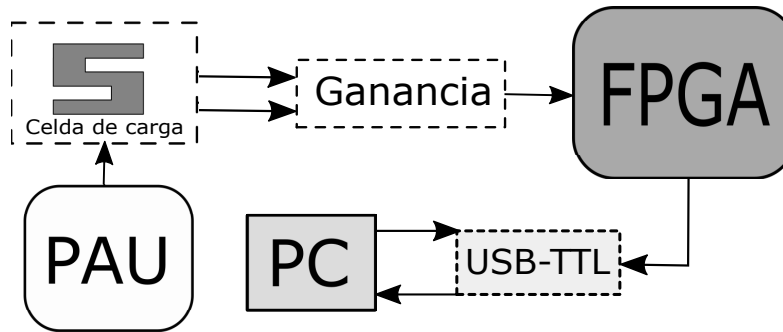


Figura 3.8: Estructura de la etapa de medición de par.

La celda de carga utilizada es una de tipo S modelo 60001 de la marca *Sensortronics* cuyas características se muestran en la Tabla 3.4.

Tabla 3.3: Características principales de la celda de carga Modelo 60001.

Celda de carga tipo S Modelo 60001	
Sensibilidad	$3.0 \frac{mV}{V}$
Voltaje de polarización recomendado	$10 V_{DC}$ o $10 V_{RMSAC}$
Voltaje de polarización máximo	$15 V_{DC}$ o $15 V_{RMSAC}$
Impedancia de entrada	$343-450 \Omega$
Impedancia de salida	$349-355 \Omega$
Consumo de corriente	35 mA

La celda de carga entrega un voltaje diferencial en función de la fuerza, este voltaje es amplificado y digitalizado para procesarlo en el *FPGA*, empleando el módulo *HX711* [31]. Este módulo tiene un *PGA* con ganancia programable de 32, 64 o 128, y un *ADC* de 24 *bits* como se observa en la Figura 3.9.

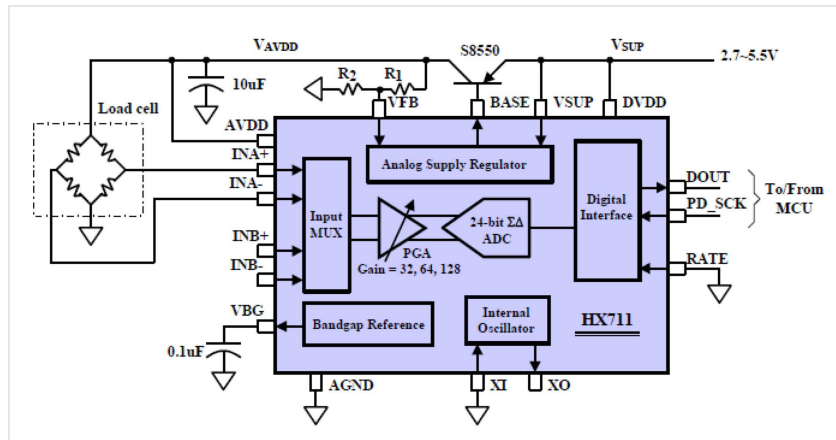


Figura 3.9: Diagrama de bloques de estructura del módulo *HX711* [31].

El valor digital de la conversión se envía al *FPGA* por medio de una comunicación serie.

Descripción de *Hardware*

Para la adquisición del dato, se implementó un protocolo de comunicación serial. El diseño se planteó al analizar el diagrama de tiempos (Figura 3.10). El protocolo de comunicación cuenta con dos líneas de comunicación:

- *PD_SCK*: control de apagado y entrada del reloj serie
- *DOUT*: salida serie de datos

La señal *PD_SCK* debe ser generada con una entidad en el *FPGA*.

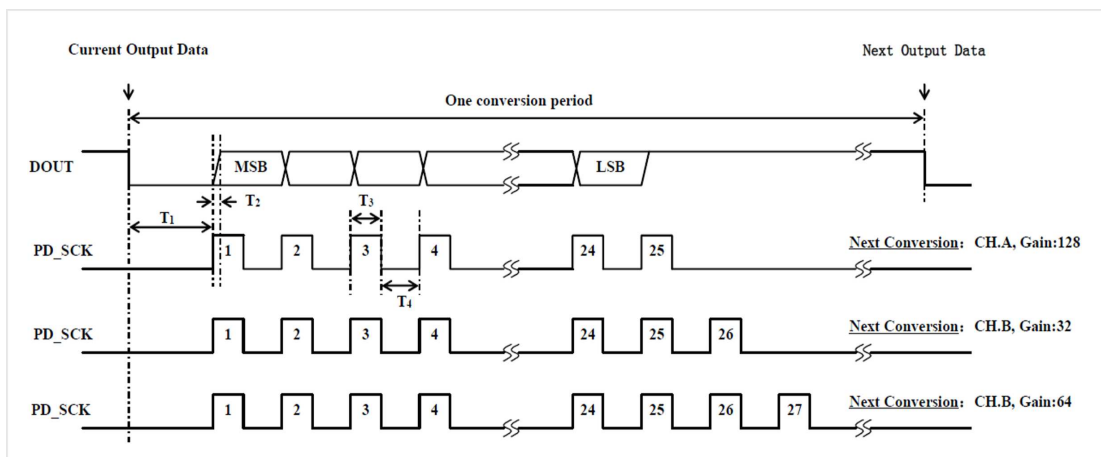


Figura 3.10: Diagrama de tiempos y control de la comunicación serie del módulo *HX711* [31].

Como se observa en la Figura 3.10, la ganancia del amplificador se define por el número de pulsos de la señal PD_SCK , para este diseño la señal PD_SCK es de 25 pulsos para tener una ganancia de 128.

Otra consideración para el diagrama de tiempos corresponde a los siguientes intervalos de tiempo.

Tabla 3.4: Valores de los intervalos de tiempo para la comunicación serie [31].

Intervalos de tiempos para comunicación					
Tiempo	Nota	MIN	TYP	MAX	Unidad
T_{11}	Sincronización de $DOUT$ y PD_SCK	0.1			μseg
T_2	Preparación de envío de datos			0.1	μseg
T_3	Tiempo en alto de PD_SCK	0.2	1	50	μseg
T_4	Tiempo en bajo de PD_SCK	0.2	1		μseg

Por lo tanto, para este módulo se necesita describir una entidad que genere la señal PD_SCK y capture los datos de $DOUT$ en un registro. La entidad diseñada se muestra en la Figura 3.11.

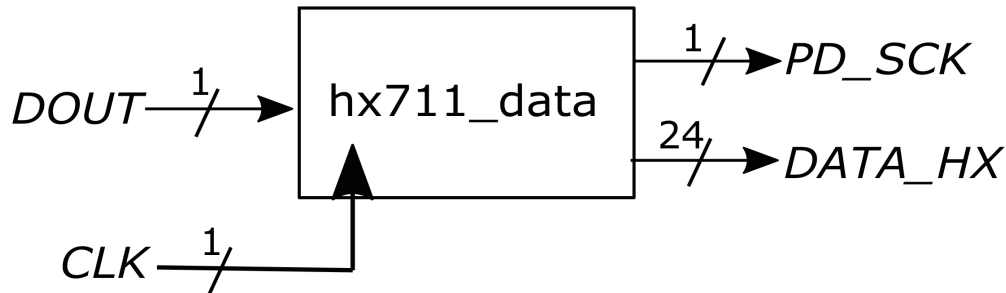


Figura 3.11: Entidad a diseñar para medición de fuerza.

Dado que, para el correcto funcionamiento del protocolo de comunicación requiere una señal CLK de 10 MHz se usó un módulo de propiedad intelectual referente a un PLL (*Phase Loop Locked*), el cual, se configuró para 10 MHz. Un PLL es un sistema de lazo cerrado capaz de sincronizar la fase de un oscilador controlado por voltaje con la fase de una señal de entrada. La estructura básica de un PLL se muestra en la Figura 3.12.

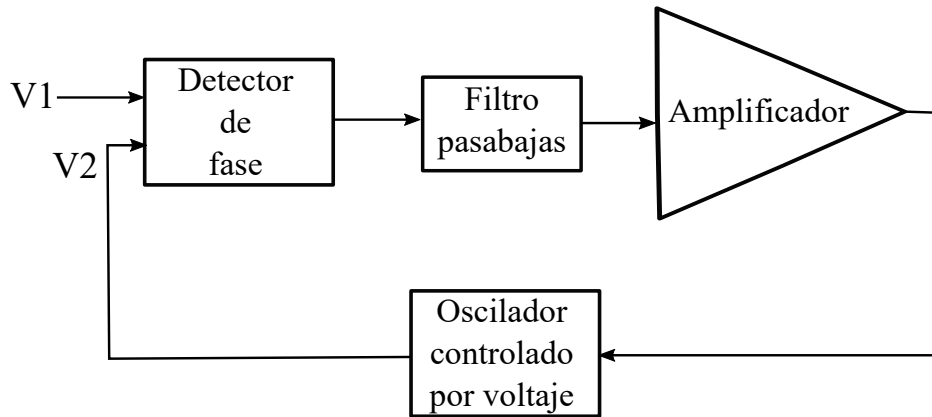


Figura 3.12: Estructura básica de un *PLL*.

Para este diseño el *PLL* se utilizó sincronizar la frecuencia de 12 MHz a 10 MHz . La entidad diseñada agregando el *PLL* corresponde a la Figura 3.13.

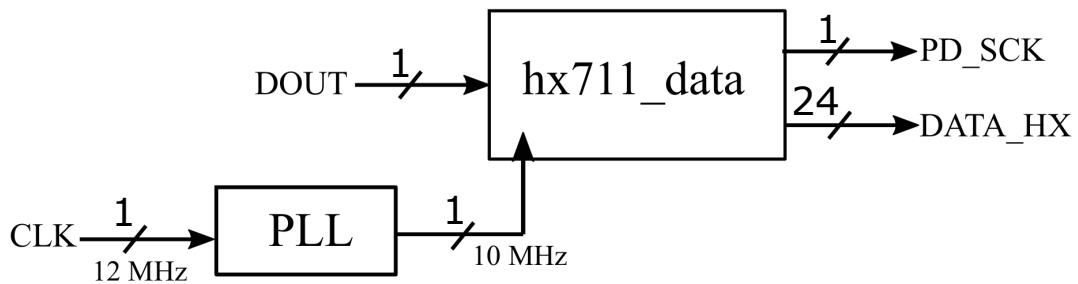


Figura 3.13: Entidad a diseñar para medición de fuerza agregando el *PLL*.

La descripción genera 3 contadores y un registro donde almacena el dato. El funcionamiento es el siguiente, cada que una trama de datos finaliza, el registro se limpia para poder guardar el dato siguiente. Uno de los contadores (*COUNT_SCK*) generara el tiempo en alto de la señal *PD_SCK*, y otro contador (*COUNT_SCKL*) genera el tiempo en bajo; un tercer contador se encarga del control de los 25 pulsos para la ganancia de 128 del *PGA*. Una trama de datos se guarda en un registro (*DATA_HX*) de 24 *bits*. Después de los 25 pulsos, la señal *PD_SCK* debe permanecer en estado bajo hasta recibir un flanco de bajada de la señal *DOUT* en cada periodo de conversión. El algoritmo mostrado en la Figura 3.14 describe funcionalmente a la entidad para la medición de fuerza.

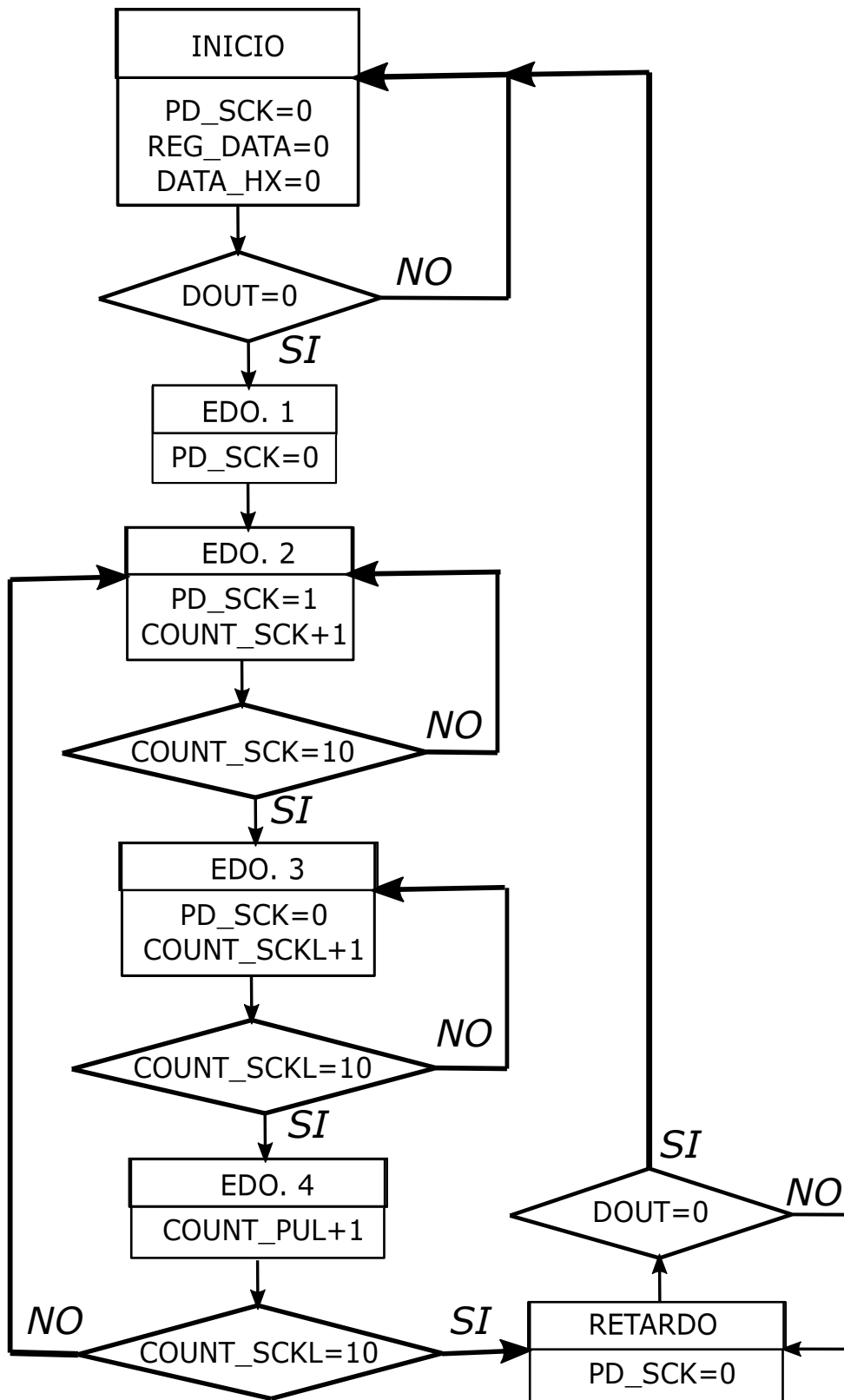


Figura 3.14: Algoritmo para comunicación serial con el módulo HX711.

El oscilograma de la Figura 3.15 muestra la señal *DOUT* y la señal generada *PD_SCK*.

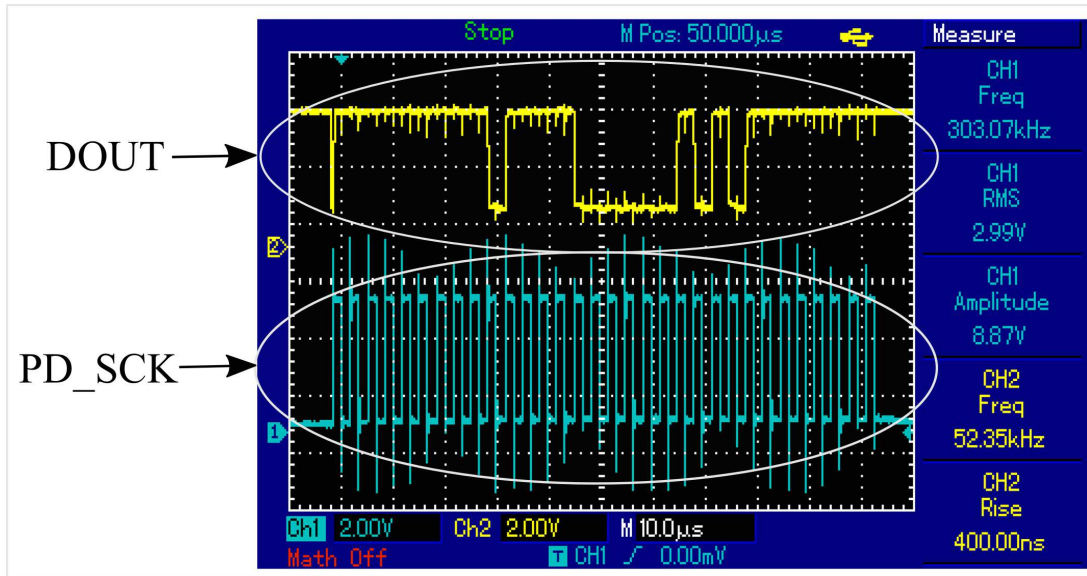


Figura 3.15: Oscilograma de las señales *DOUT* y *PD_SCK* del protocolo de comunicación del módulo *HX711*.

La frecuencia de las señales *PD_SCK* y *DOUT* es de 303 *kHz* y el tiempo de duración, tanto en el estado alto como en el bajo de la señal *PD_SCK* es de 1.6 μ seg, por lo que cumple con las especificaciones mencionadas en la Tabla 3.4.

3.5. Medición de flujo de combustible

Para la medir flujo de combustible se usan dos sensores $YF - S201$ de efecto *Hall* previamente calibrados. Para medir la frecuencia f de la señal de salida del sensor, el diseño es el mismo que se menciona en la sección 3.3. Se usan circuitos comparadores para limitar la amplitud de la señal y se describe un medidor de frecuencia en el *FPGA*, para qué por último, solo se realice la estimación de flujo volumétrico Q de acuerdo a

$$Q = \frac{f}{K}. \quad (3.5.1)$$

El esquema de la Figura 3.16 ilustra la etapa de medición de flujo de combustible.

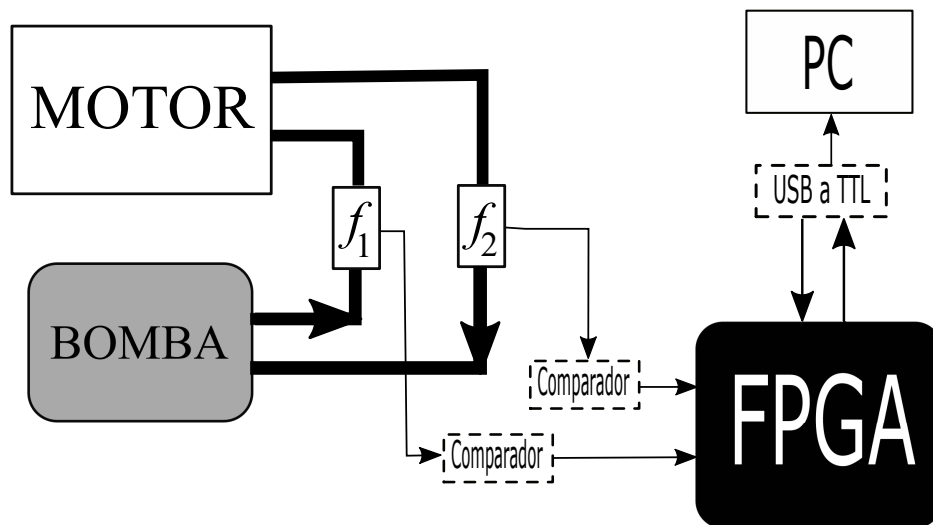


Figura 3.16: Estructura de la medición de flujo volumétrico para estimar consumo de combustible.

La Figura 3.16 presenta los dos sensores de flujo f_1 y f_2 , los cuales, son usados para medir el flujo de combustible que llega a la cámara de combustión desde la bomba y el flujo de combustible que regresa a la bomba después del proceso de combustión, respectivamente. Siguiendo la ley de conservación de la materia, idealmente debe cumplir que

$$f_{comb} = f_1 - f_2, \quad (3.5.2)$$

en donde f_{comb} es el flujo de combustible que no se quema en el proceso de combustión en un cierto intervalo de tiempo. En la Figura 3.17 se observa la bomba de combustible y los sensores de flujo.

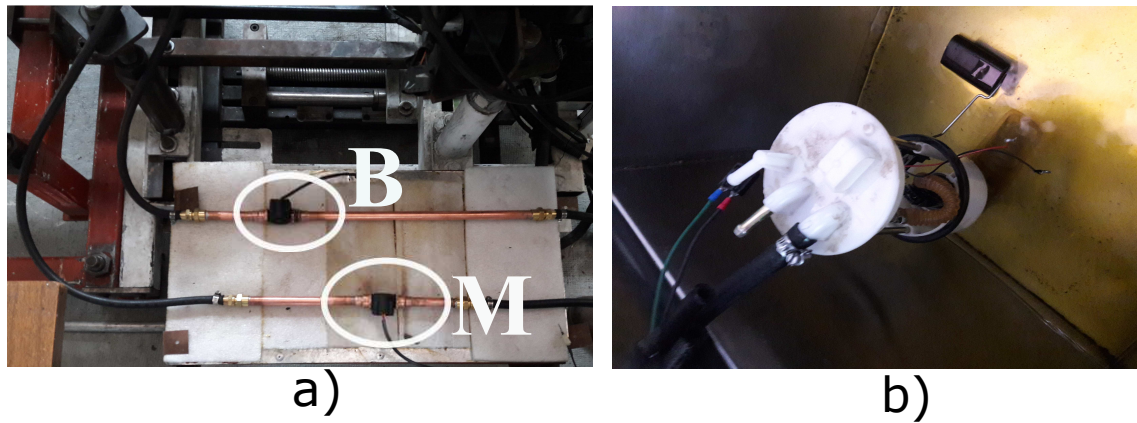


Figura 3.17: Sensores de flujo adaptados al motor y bomba de combustible.

Se visualiza el sensor que mide el flujo de combustible que pasa de la bomba a la cámara de combustión del motor M , y el sensor que mide el flujo de combustible que no se quema en el proceso de combustión y retorna a la bomba (B).

3.6. Control de potencia del freno

El control de potencia promedio se diseñó considerando que la *PAU* es alimentada con $20 V_{DC}$, por lo cual, se usó un transformador con relación 127:20 y un rectificador de onda completa como se muestra en la Figura 3.18.

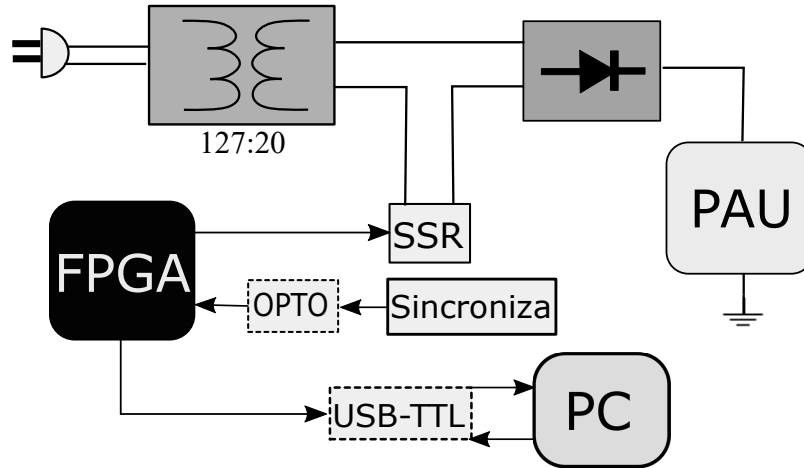


Figura 3.18: Estructura del control de potencia de la *PAU*.

No se empleó un capacitor como elemento filtrador, ya que la capacitancia parásita de la *PAU* C_x filtra la señal rectificada (Figura 3.19.a)). Adicionalmente, la *PAU* se considera como una carga puramente resistiva cuando se polariza como se muestra en la Figura 3.19.b).

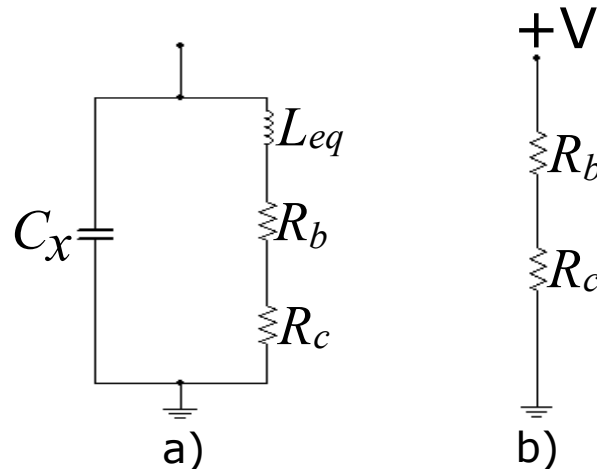


Figura 3.19: Circuito eléctrico equivalente de la *PAU* sin y con polarización.

La L_{eq} es la inductancia equivalente de las bobinas de la *PAU*. Con polarización,

sólo se consideraron los efectos resistivos debidos a las bobinas R_b y los debidos al circuito R_c . La R_T considerada para el diseño es de 1.8Ω .

El control de potencia debe ser sincronizado a la línea eléctrica regional de $127 V_{RMS}$ con $60 Hz$. La sincronización permite la correcta operación del control de potencia para modificar la forma de onda de la línea eléctrica de $60 Hz$ en cada periodo, y así, variar la potencia promedio. Para sincronizar se implementó el circuito detector de cruce por cero de la Figura 3.20.

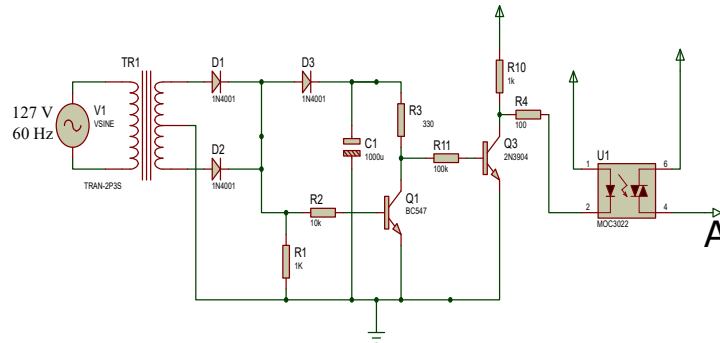


Figura 3.20: Circuito detector de cruce por cero.

Este circuito funciona con un transformador para reducir el voltaje, un rectificador de onda completa, y un transistor controlado por la señal rectificada. El transistor esta configurado en emisor-común y opera en la región de corte cuando la señal rectificada es menor a $0.7 V$ y en la región de saturación cuando la señal es mayor a $0.7 V$. Posteriormente, tiene circuito para aislar ópticamente el circuito detector de cruce por cero con el *FPGA*. La señal *A* se muestra en la Figura ??.

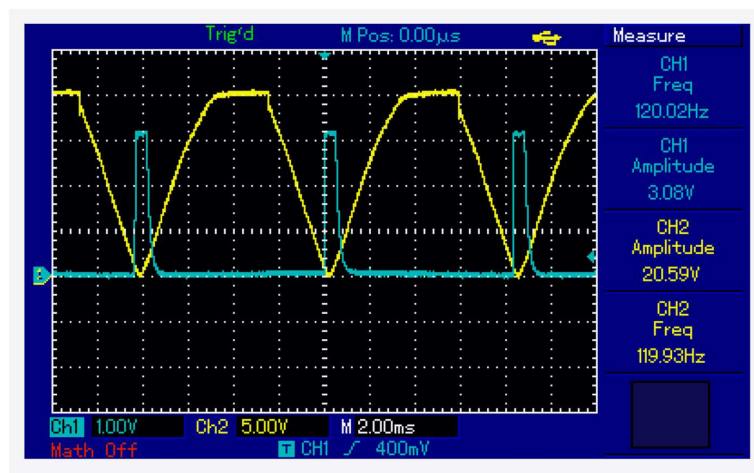


Figura 3.21: Señal *A* del circuito detector de cruce por cero de la línea eléctrica de $60 Hz$.

Para modificar la forma de onda de la línea eléctrica de 60 Hz se usó como interruptor un relevador de estado sólido (*SSR*). El *SSR* es controlado por una señal *PWM* generada en el *FPGA*. La señal *PWM* tiene un periodo T de 8.333 *mseg* y está sincronizada como se muestra en la Figura 3.22.

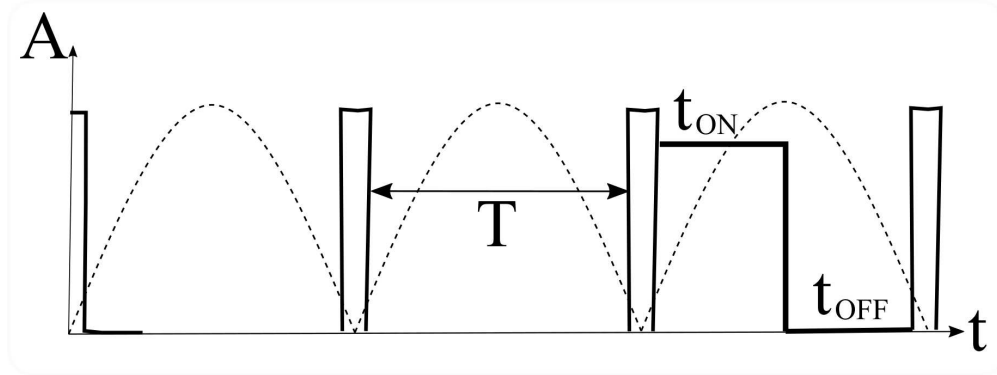


Figura 3.22: Señal de circuito detector por cruce por cero y señal *PWM*.

Para modificar el tiempo en alto t_{ON} de la señal *PWM* se definió un ángulo de disparo α . El ángulo de disparo es un intervalo de tiempo en un ciclo, en donde el *SSR* mantendrá un estado de conducción. Además, el ángulo de disparo tiene relación con el tiempo t_{ON} de acuerdo a

$$t_{ON} = \alpha \frac{T}{180}. \quad (3.6.1)$$

Finalmente, la potencia promedio $\langle P \rangle$ en la *PAU* se puede estimar como

$$\langle P \rangle = \frac{1}{T} \frac{V_{RMS}^2}{R_T} t_{ON}. \quad (3.6.2)$$

Y el valor máximo de $\langle P \rangle$ suministrada a la *PAU* es de 1.54 *kW*.

Descripción de *Hardware*

Para generar la señal *PWM* se diseñó la entidad mostrada en la Figura 3.23.

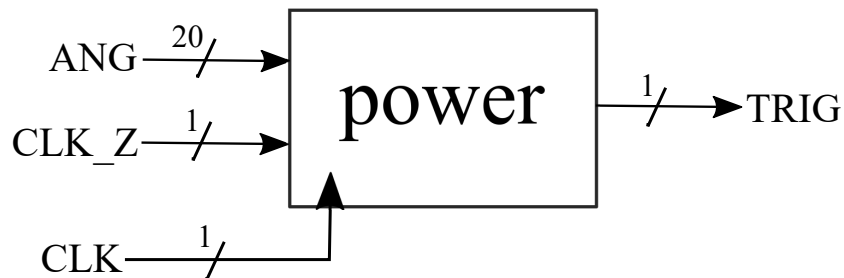


Figura 3.23: Entidad a diseñar para control de potencia.

Esta entidad genera un contador con señal de *reset* y un valor de carga paralela relacionada con t_{ON} . El *reset* se controla con la señal de sincronización CLK_Z , cuando CLK_Z esta en alto el contador se *resetea*. Y el valor de carga paralela ANG usando una señal CLK con una f_{osc} de 12 MHz esta dado por

$$ANG = f_{osc} T \frac{\alpha}{180}. \quad (3.6.3)$$

El tiempo t_{ON} está en estado alto cuando el valor de la cuenta del contador es menor a ANG .

El algoritmo mostrado en la Figura 3.24 describe el funcionamiento de la entidad para el control de potencia.

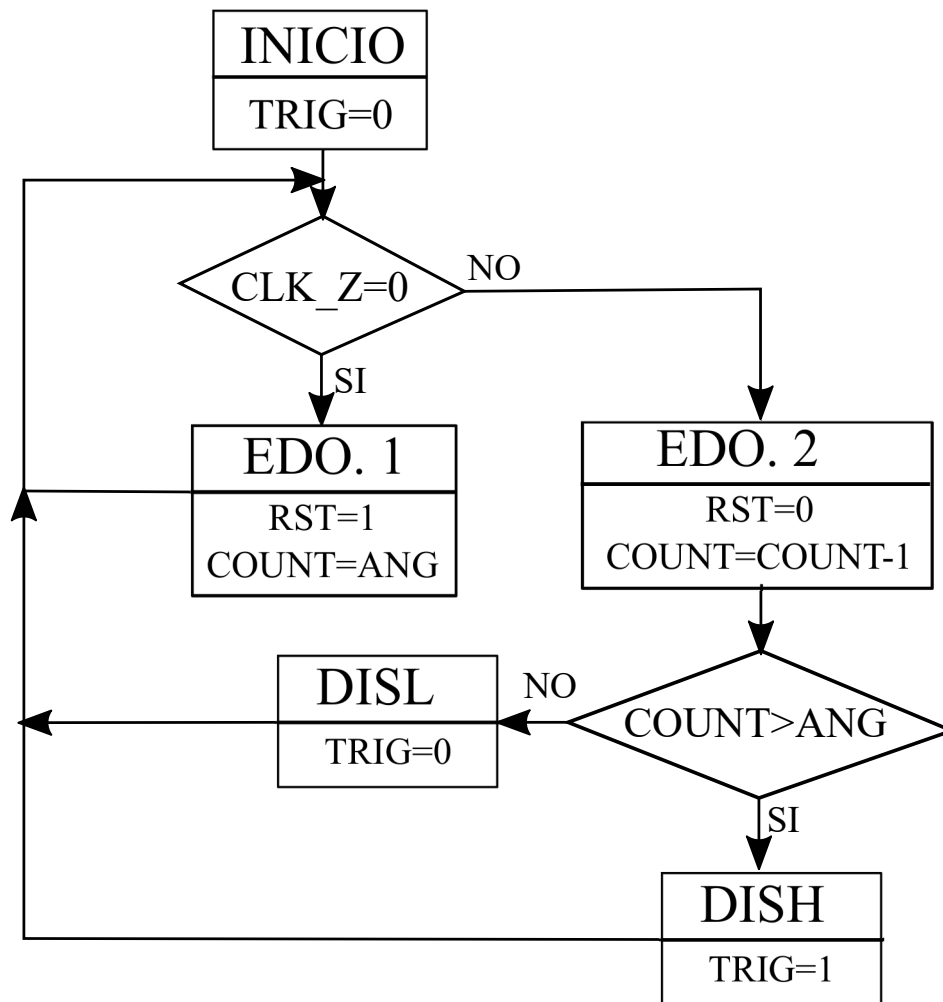


Figura 3.24: Algoritmo para control de potencia.

Finalmente, en la Figura 3.25 se muestran diferentes señales *PWM* generadas por la entidad con diferentes tiempo t_{ON} .

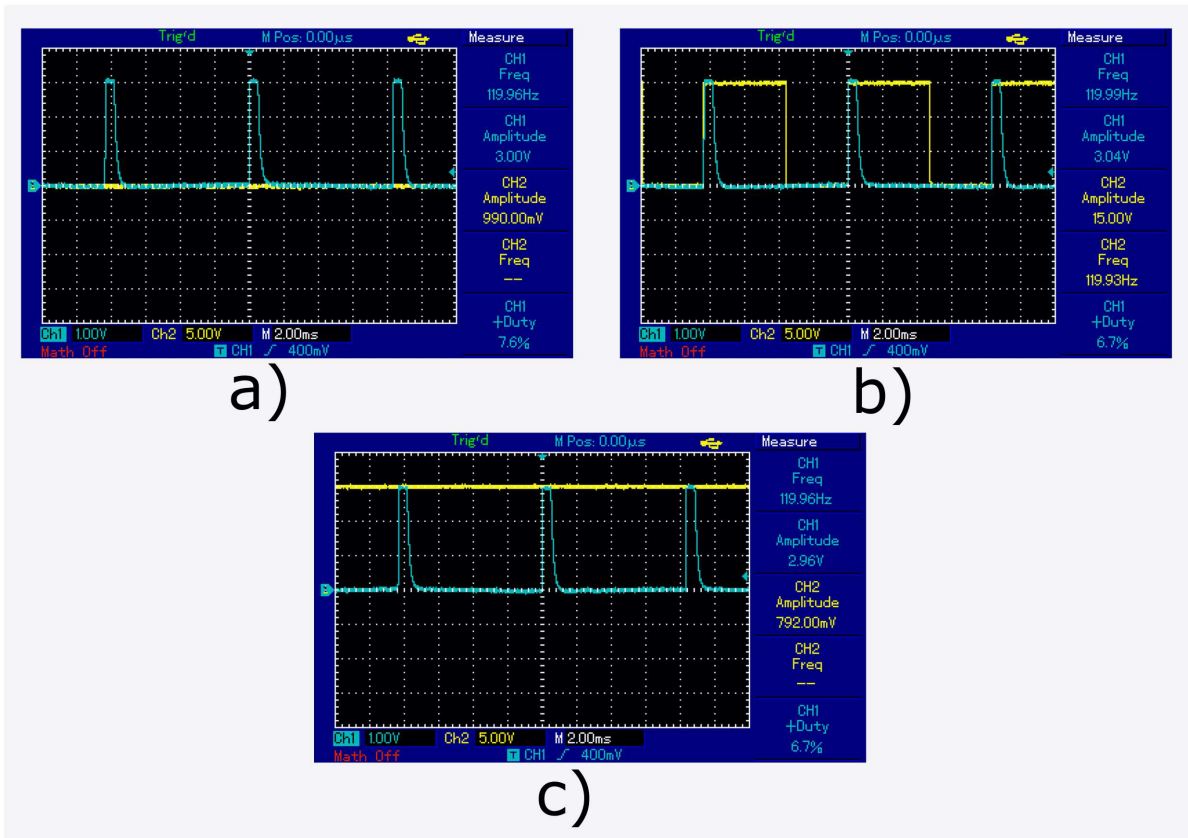


Figura 3.25: Oscilogramas de diferentes señales *PWM* dependientes del ángulo de disparo.

En a) una señal *PWM* para $\alpha = 0^\circ$, en b) para $\alpha = 90^\circ$ y en c) para $\alpha = 180^\circ$.

3.7. Control del acelerador

La etapa para el control del acelerador se ilustra la Figura 3.26.

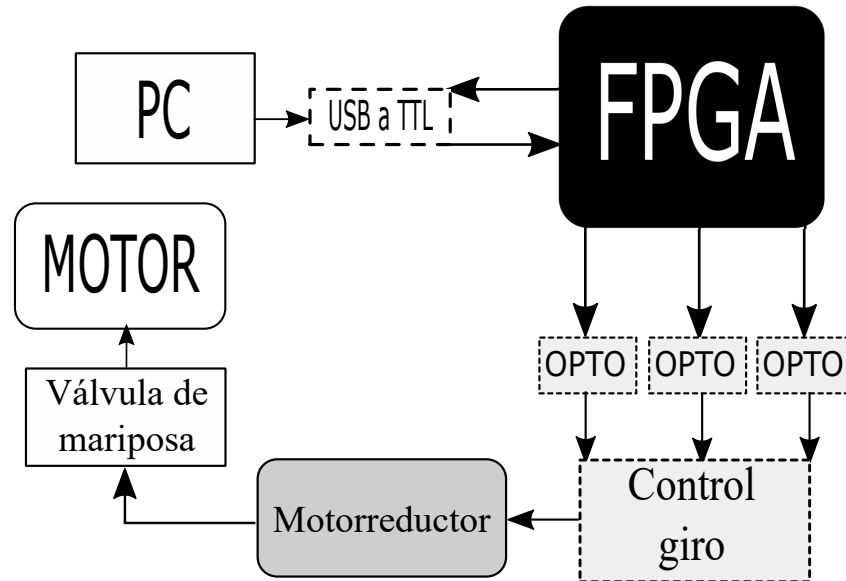


Figura 3.26: Estructura para el control del acelerador.

La aceleración se controla con la posición del chicote, el cual, modifica la posición de la válvula de mariposa para regular el flujo de la mezcla aire-combustible en el proceso de combustión interna del motor. La posición del chicote se controla con un motorreductor, mediante una pieza metálica que funciona como guía (Figura 3.27).

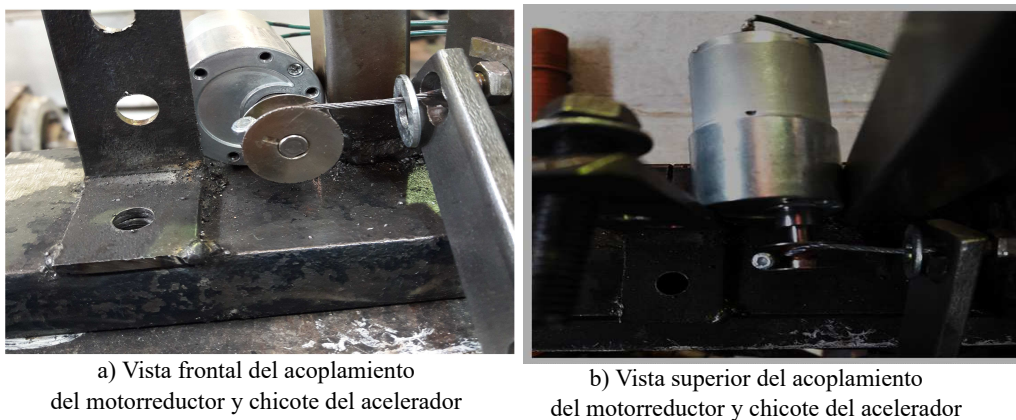


Figura 3.27: Vistas del acoplamiento del motorreductor y chicote del acelerador del motor.

El motorreductor usado es de la marca *Pololu* con una relación de transmisión de 131:1 [34], consume una corriente máxima de 5 A, se polariza con 12 V_{DC} y tiene un torque máximo de 18 $kg - cm$.

El sentido de giro del motorreductor se controla con un circuito puente H mediante el circuito integrado *L298N*. Este circuito está compuesto de 4 interruptores (*S1*, *S2*, *S3*, *S4*). Su estructura se muestra en la Figura 3.28, en donde se puede observar que el puente H controla el sentido de giro del motor invirtiendo la polarización de éste.

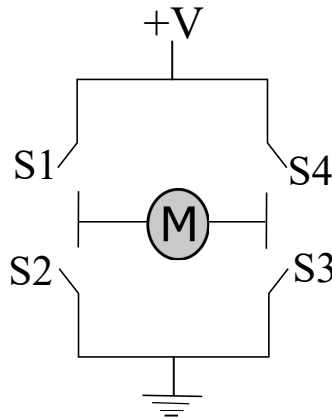


Figura 3.28: Estructura general de un puente H completo.

El control de sentido de giro se controla con la siguiente tabla de verdad mostrada en la Tabla 3.5, mediante 3 entradas digitales: *IN1*, *IN2* y *ENA*.

Tabla 3.5: Tabla de verdad para control del giro de motor con el circuito *L298N* [35].

<i>IN1</i>	<i>IN2</i>	<i>ENA</i>	Descripción
*	*	0	Motor apagado
0	0	1	Motor se detiene
1	0	1	Motor girando sentido horario
0	1	1	Motor girando sentido anti horario
1	1	1	Motor se detiene

*: hace referencia al estado *don't care*.

El *FPGA* genera el valor de las entradas digitales para el módulo *L298N*. El *FPGA* y el módulo *L298N* están aislados ópticamente por medio del circuito mostrado en la Figura 3.29.

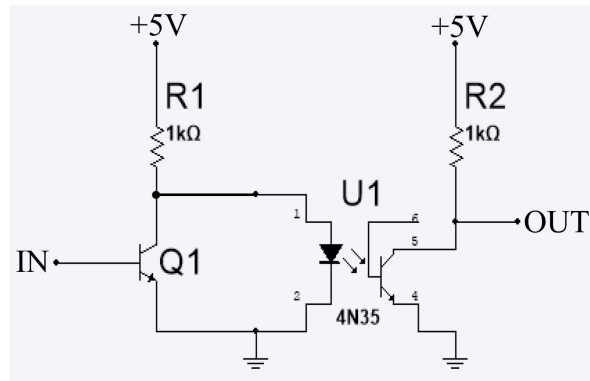


Figura 3.29: Circuito optoacoplador con el circuito integrado *L4N35* [36].

Este circuito es para cada entrada del módulo *L298N*, es decir, se replicó 3 veces.

Descipcion de *Hardware*

Considerando la Tabla 3.5 se diseñó la entidad mostrada en la Figura 3.30.



Figura 3.30: Entidad a diseñar para control del acelerador.

La señal *EDO* es un dato que recibe de la *PC* y puede tomar los valores de 0, 1 y 2. Los valores de las señales digitales *IN1*, *IN2* y *ENA*, cambian según el valor de *EDO* como se muestra en la Tabla 3.6.

Tabla 3.6: Tabla de verdad para diseño de la entidad *acelera*.

EDO	IN1	IN2	ENA
0	*	*	0
1	1	0	1
2	0	1	1

Este diseño es asíncrono, y su lógica se comprueba en la simulación mostrada en la Figura 3.31.

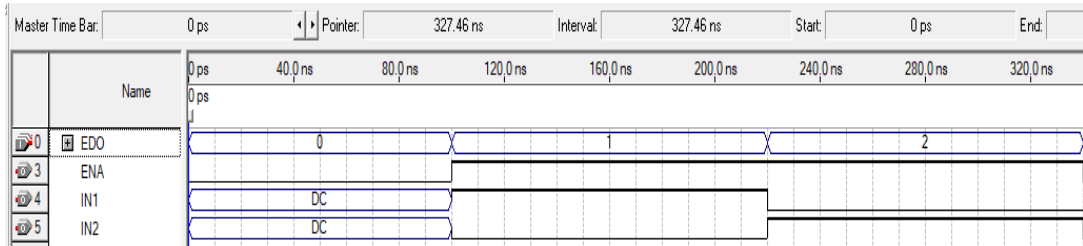


Figura 3.31: Simulación del diseño correspondiente al control del motorreductor.

En donde la simbología *DC* es el estado *don't care*.

3.8. Envío y recepción de datos

El intercambio de datos entre la *FPGA* y la *PC*, se lleva acabo por una comunicación *half duplex* por medio de un puerto serie como se muestra en la Figura 3.32.

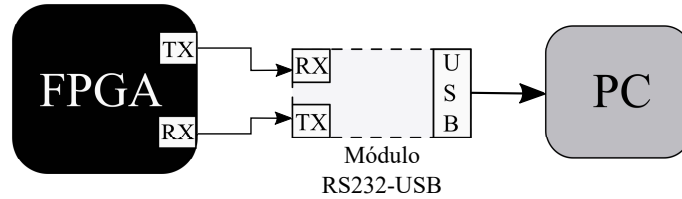


Figura 3.32: Estructura del envío y recepción de datos.

Para implementar la comunicación serie se utilizó un convertidor *RS232 – USB* basado en el circuito *PL2303* por su arquitectura simple y funcionalidad, éste se muestra en la Figura 3.33.

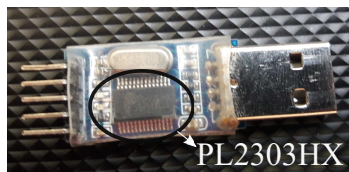


Figura 3.33: Módulo *RS2323* a *USB* en base al circuito *PL2303*.

Descripción de *Hardware*

Los datos para la comunicación serie se generan con una trama de datos de tipo *UART*. La entidad diseñada se muestra en la Figura 3.34.

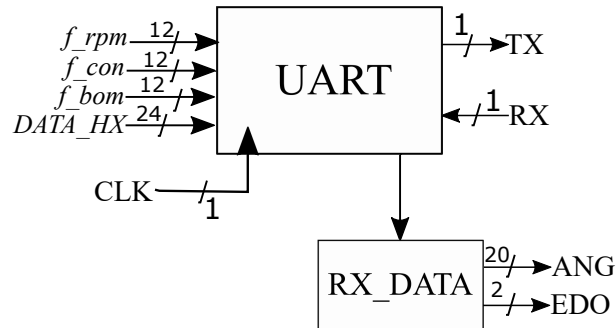


Figura 3.34: Entidades a diseñar para envío y recepción de datos por puerto *UART*.

La entidad nombrada *RX_DATA* es un decodificador con la tarea de separar los datos recibidos por *RX* para asignarlos a la variable del ángulo de disparo *ANG* para el control de potencia del freno o a la de estado *EDO* para el control del acelerador.

La entidad *UART* genera los arreglos de datos y los envía hacia la *PC*. El arreglo se genera con los datos: *f_rpm*, *f_com*, *f_bom* y *DATA_HX*. Estos datos provienen de las respectivas etapas de medición.

Los valores de los datos del arreglo son enviados en representación hexadecimal correspondiente a un carácter bajo el código *ASCII* como se muestra en la Tabla 3.7.

Tabla 3.7: Código *ASCII* de los números del 0 al 9.

Carácter	Hexadecimal
0	30
1	31
2	32
3	33
4	34
5	35
6	36
7	37
8	38
9	39

La entidad funciona de acuerdo al algoritmo mostrado a manera de diagrama de bloques en la Figura 3.35.

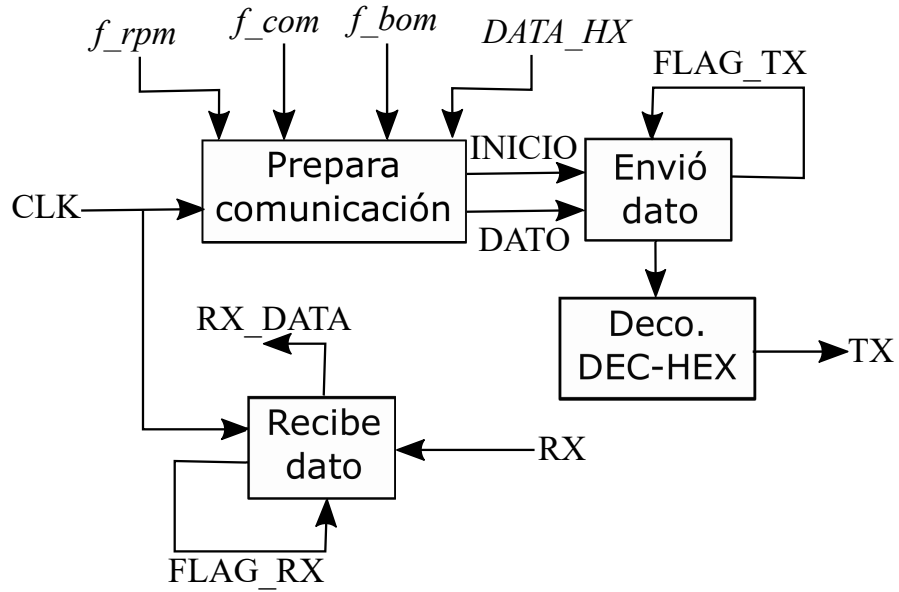


Figura 3.35: Algoritmo en diagrama de bloques de puerto *UART*.

El bloque nombrado prepara comunicación genera el arreglo de datos, la señal de *INICIO* genera el *bit* de inicio. La señal *DATO* ingresa dato por dato al arreglo. El arreglo de datos es decodifica de decimal a hexadecimal por la etapa *Deco. DEC-HEX* y finalmente enviarlo por la salida digital *TX*.

Por otra parte, la entrada digital *RX* se guarda en *RX_DATA*.

Las banderas $FLAG_{TX}$ y $FLAG_{RX}$ son un indicador de finalización del envío y recepción de un arreglo de datos.

La Figura 3.36 muestra arreglos de datos enviados a la *PC* y visualizados en una consola de un puerto serie.

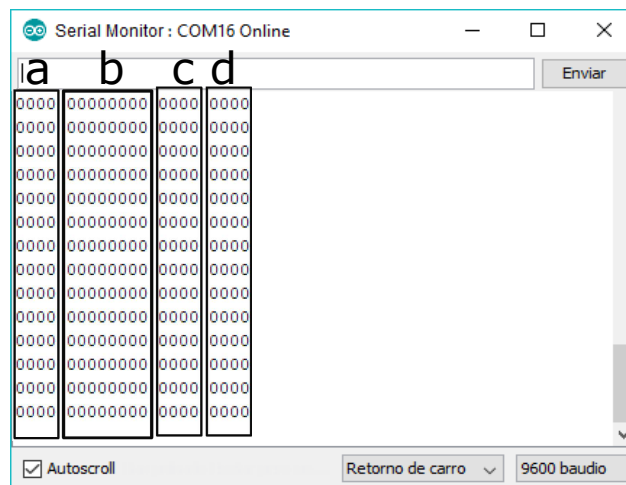


Figura 3.36: Arreglo de datos recibido por puerto serie en la *PC*.

El arreglo de datos separa cada dato con un espacio en blanco, el dato “a” corresponde al valor de la etapa de medición de *rpm*, el dato “b” al valor de la etapa de medición de par torsional, los datos “c” y “d” son los valores de la etapa de flujo de combustible.

3.9. Interfaz de usuario

La interfaz de usuario se desarrolló en un *software* de código abierto. Esta interfaz muestra los parámetros de *rpm*, par torsional, *potencia absorbida por la PAU*, flujo de combustible, y permite controlar la potencia suministrada a la *PAU* y el acelerador. Además, puede generar archivos de texto para registrar los datos. La interfaz funciona de acuerdo al diagrama de flujo mostrado en la Figura 3.37.

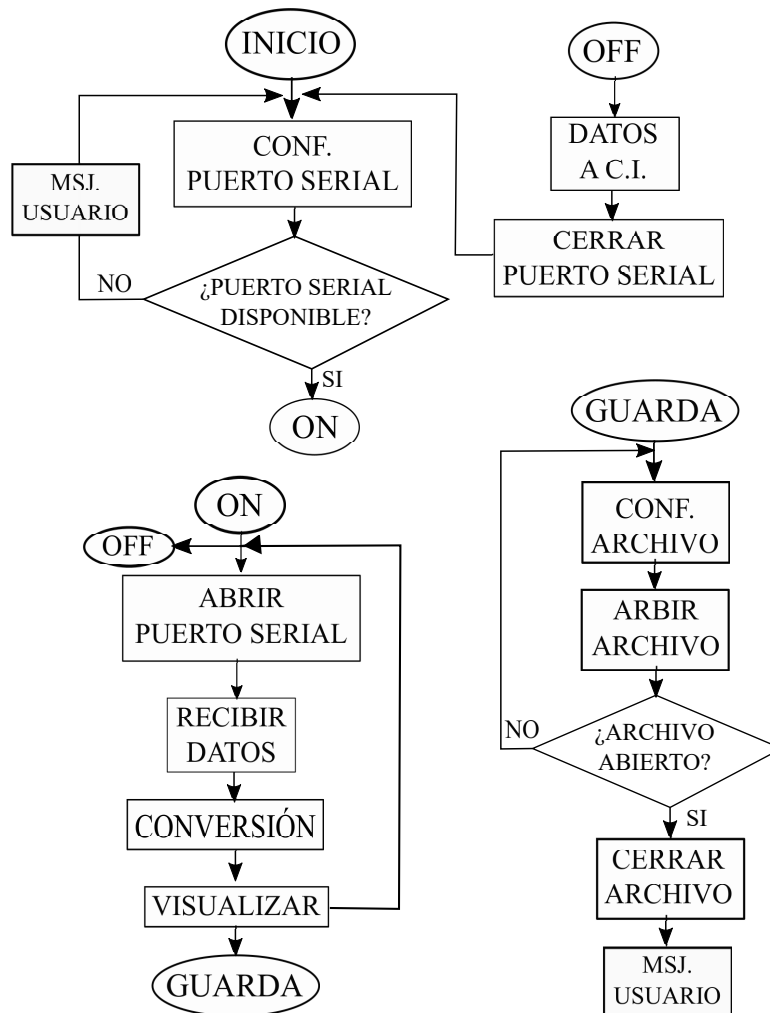


Figura 3.37: Diagrama de flujo de la interfaz de usuario diseñada.

Gráficamente, la interfaz de usuario tiene la estructura mostrada en la Figura 3.38.

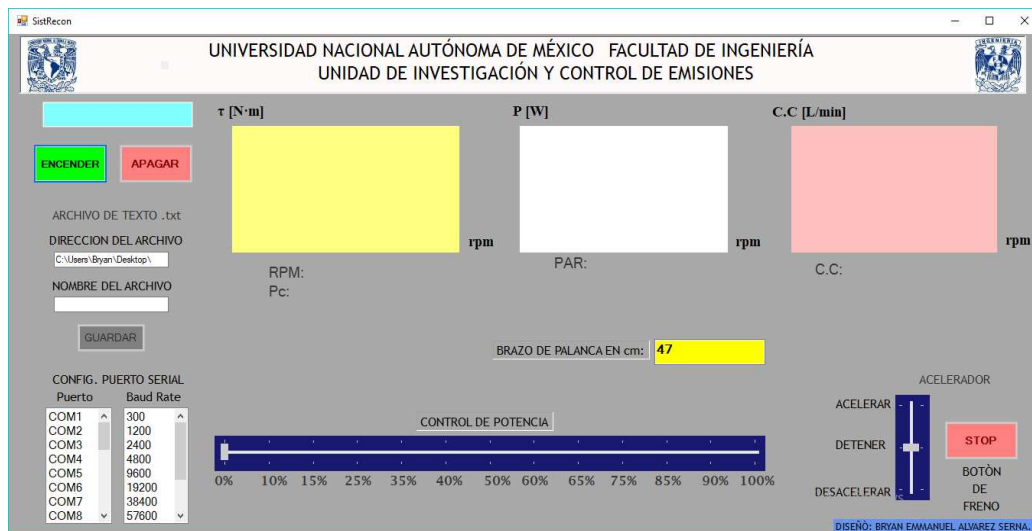


Figura 3.38: Interfaz de usuario desarrollada.

El registro de datos se hace mediante un archivo de texto de extensión *.txt* que se genera por petición del usuario. Los archivos con extensión *.txt* tiene la ventaja de no necesitar programas adicionales para leerlos. La interfaz permite al usuario nombrar el archivo y elegir su dirección de almacenamiento. Adicionalmente, la interfaz genera un cuadro de texto con la dirección y nombre del archivo guardado como se observa en la Figura 3.39.

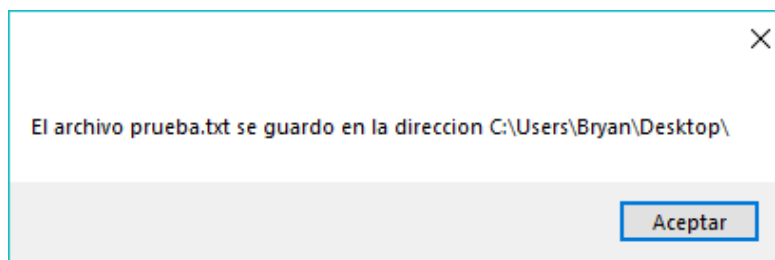


Figura 3.39: Mensaje con dirección y nombre del archivo de texto guardado.

Para la configuración del puerto serie de la *PC* para enviar y recibir datos se implementó el manejo de excepciones, para señalar el error de configuración al usuario mediante un mensaje como se muestra en la Figura 3.40.

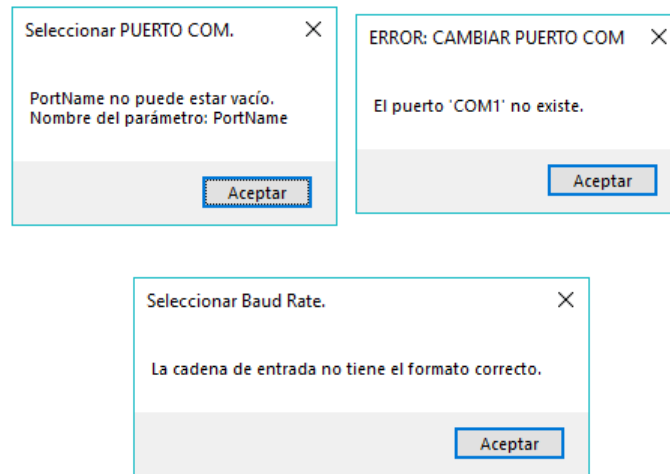


Figura 3.40: Mensajes de usuario en caso de error de configuración del puerto serie.

El arreglo de datos recibido por el puerto serie es una cadena de tipo *String*, se separa y almacena en una variable para finalmente hacer las conversiones necesarias para mostrar al usuario las variables por medio de la interfaz. Finalmente, en la Figura 3.41 se observa la interfaz de usuario en operación.

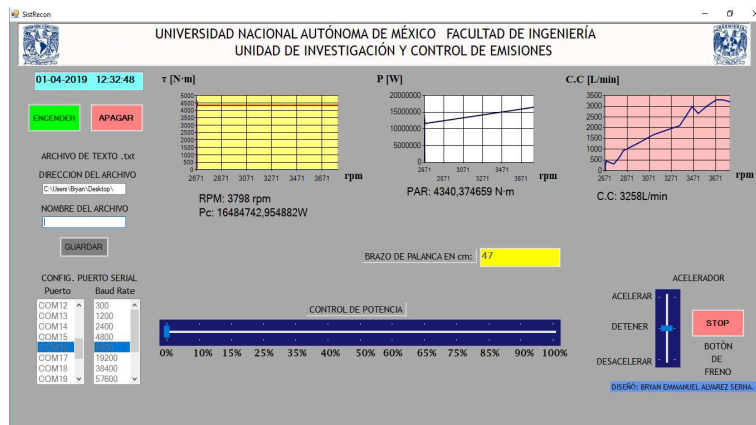


Figura 3.41: Interfaz de usuario en ejecución.

En pruebas experimentales, el funcionamiento de la interfaz desarrollada fue el esperado. Para validar su funcionamiento se hicieron pruebas de generación de archivos, control de potencia, control de acelerador y adquisición de datos.

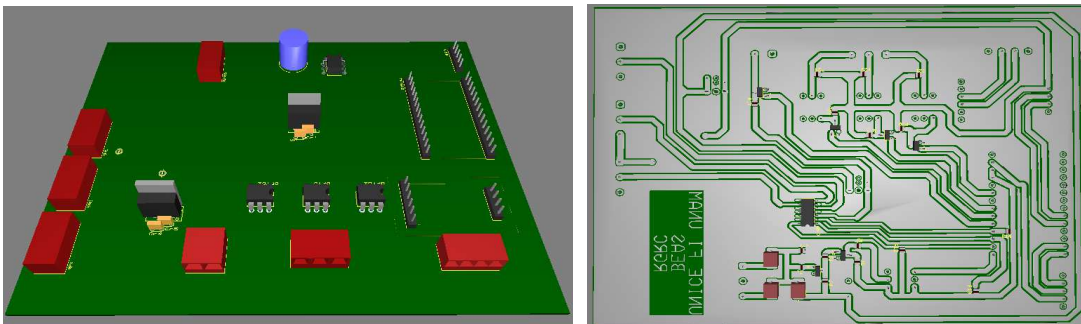
3.10. Circuito impreso

Para el prototipo final se diseñó un circuito impreso *PCB* (*Printed Circuit Board*). El diseño se hizo con un *software* especializado y se diseñó para que los elementos electrónicos en el circuito final sean de montaje superficial *SMD* (*Surface Mount Devices*) y de tecnología de agujeros pasantes *THT* (*Through Hole Technology*). Esta combinación reduce el tamaño del circuito impreso. El diseño con *SMD* es de tipo *bottom*, por lo cual, la *PCB* diseñada es de una sola cara.

Las características consideradas para la fabricación de la *PCB* son:

- Las pistas deben ser lo más cortas posibles
- Las pistas no deben formar ángulos de 90°
- Tener un orden en la distribución de componentes
- Evitar usar cables como *puentes* para evitar falsos contactos o cortocircuitos
- Usar conectores que ofrezcan rigidez y seguridad

Finalmente, el diseño se simuló para observar una vista *3D* del mecánico de la *PCB* tal como se muestra en la Figura 3.10.



(a) Vista superior de la *PCB* en simulación

(b) Vista inferior de la *PCB* en simulación

Figura 3.42: Vistas *3D* del circuito impreso en simulación.

En resumen, en este capítulo se abordó lo referente al diseño de las etapas que conforman el sistema de instrumentación. Exponiendo las diferentes etapas de medición y de control que lo componen, la interfaz de usuario desarrollada y el diseño del circuito impreso. En el siguiente capítulo se muestran las pruebas realizadas con el sistema de instrumentación diseñado.

CAPÍTULO 4

Pruebas y resultados

Este capítulo muestra la calibración, desempeño, integración del sistema de instrumentación y pruebas en el banco de ensayos. Se exponen las metodologías y técnicas adoptadas. Por último, se muestran curvas características del motor de combustión interna, resultado de las pruebas experimentales realizadas en el banco de ensayos.

4.1. Calibración

Dado que se usan 3 medidores de frecuencia, la calibración de los medidores de frecuencia se verifica en sólo uno de estos, ya que, una de las ventajas de la descripción de *hardware* es la capacidad de replicar el circuito.

4.1.1. Medición de frecuencia

Para calibrar el proceso de medición de frecuencia se usó un generador de funciones y una señal cuadrada. El procedimiento consiste en variar la frecuencia de la señal, y medir su valor con un osciloscopio. Para así, comprar el dato que mide el sistema diseñado con el dato del osciloscopio.

La metodología para la calibración fue: hacer 31 mediciones en un intervalo de 100 Hz a 3 kHz , tomar 10 muestras de cada una de las mediciones, promediar las 10 muestras tomadas y estimar el error relativo. El error relativo $\%E_r$ se estimó como

$$\%E_r = \frac{|V_{nom} - V_{exp}|}{V_{nom}}, \quad (4.1.1)$$

en donde V_{nom} es el valor nominal (lectura osciloscopio) y V_{exp} el valor experimental o medido (lectura medidor de frecuencia). En la Tabla 4.1 se muestran los valores nominales medidos con el osciloscopio, el valor promedio obtenido con el sistema diseñado, y el error relativo porcentual.

Tabla 4.1: Valores para calibración del medidor de frecuencia diseñado.

Valor nominal [Hz]	Valor promedio [Hz]	Error (%)
100.04	99.70	0.33
200.29	200.40	0.04
300.04	299.30	0.24
400.28	398.50	0.44
500.55	499.60	0.18
540.15	539.00	0.21
600.45	600.20	0.04
700.77	698.60	0.30
800.61	798.20	0.30
900.51	900.20	0.04
1030.00	1027.40	0.25
1110.00	1108.60	0.12
1200.00	1202.20	0.18
1300.00	1301.00	0.07
1410.00	1408.00	0.14
1520.00	1520.40	0.04
1620.00	1617.60	0.14
1730.00	1723.20	0.39
1810.00	1808.70	0.07
1900.00	1896.60	0.17
2010.00	2006.00	0.19

2120.00	2106.20	0.50
2200.00	2196.30	0.16
2300.00	2294.20	0.25
2400.00	2392.40	0.31
2520.00	2513.80	0.24
2610.00	2604.30	0.21
2720.00	2714.70	0.19
2800.00	2796.30	0.13
2910.00	2898.00	0.41
3000.00	3003.40	0.11

En la Figura 4.1 se observa la correlación entre la variable del valor promedio y valor nominal.

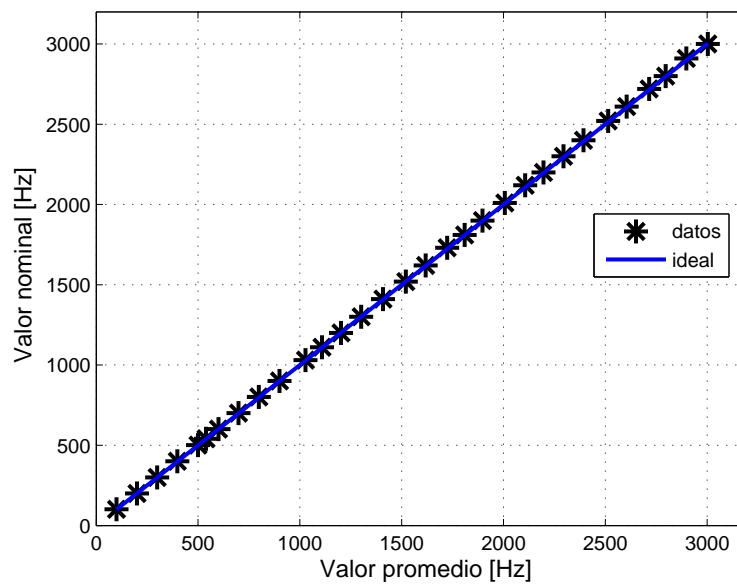


Figura 4.1: Gráfica de dispersión el valor nominal y valor promedio.

En dicha gráfica se observa que no existe dispersión considerable entre los valores nominales (ideal) y los valores promedio (datos), por lo que, el sistema diseñado presenta características de exactitud y precisión.

La Tabla 4.2 contiene la distribución de frecuencias para los datos de $\%E_r$ agrupados en 6 clases.

Tabla 4.2: Tabla de frecuencias para el error $\%E_r$.

Clase	Intervalo de clase	No. de veces	Fronteras
1	0.01-0.09	6	0.005-0.095
2	0.10-0.18	6	0.095-0.185
3	0.19-0.27	5	0.185-0.275
4	0.28-0.36	6	0.275-0.365
5	0.37-0.45	6	0.365-0.455
6	0.46-0.54	2	0.455-0.545

En la Figura 4.2 se muestra el histograma correspondiente a la distribución de frecuencias de los valores de $\%E_r$.

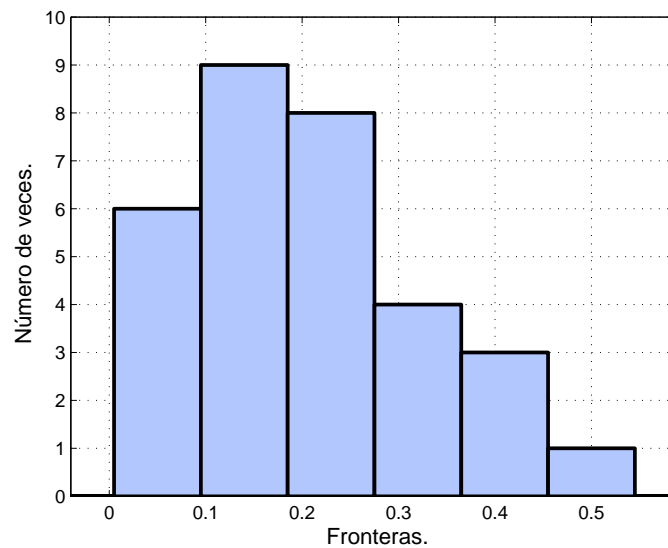


Figura 4.2: Histograma de los valores de $\%E_r$.

Los valores de $\%E_r$ tienden a aproximarse a al valor 0 %. Esto indica que la etapa de medición de frecuencia diseñada tiene baja incertidumbre, por lo cual, las lecturas de frecuencia son confiables y exactas.

4.1.2. Medición de fuerza

La calibración de la celda de carga para obtener la relación del voltaje en función del peso y así estimar la fuerza, se realizó: tomando 10 lecturas sin colocar peso sobre la celda de carga y con el motor de combustión interna apagado. Después, se tomaron 10 lecturas con peso conocido y con el motor de combustión interna apagado. Finalmente, se promediaron las lecturas para cada valor de peso.

Las lecturas corresponde a las cuentas, que son equivalente al voltaje en la celda de carga. Las cuentas son resultado de una conversión analógica digital con resolución para 24 *bits*. La Tabla 4.3 contiene los valores de peso y valor promedio de las cuentas correspondiente a cada peso.

Tabla 4.3: Tabla de calibración de la celda de carga.

Valor promedio	Peso [kg]
1721383.40	0
1717413.40	2.150
1713190.60	4.480

Con base en dicha tabla se obtiene la curva de calibración de la celda de carga, empleando un ajuste de mínimos cuadrados. La ecuación de la curva de calibración esta dada como

$$CUENTAS = 1827W + 1.713^6, \quad (4.1.2)$$

en donde W corresponde al peso. La curva de calibración tiene una pendiente positiva de valor 1827, una ordenada al origen de 1.713^6 , y un coeficiente de correlación de $r^2 = 0.9983$. Lo que indica que la curva tiene un relación directa entre la variable de cuentas y el peso como se observa en la Figura 4.3.

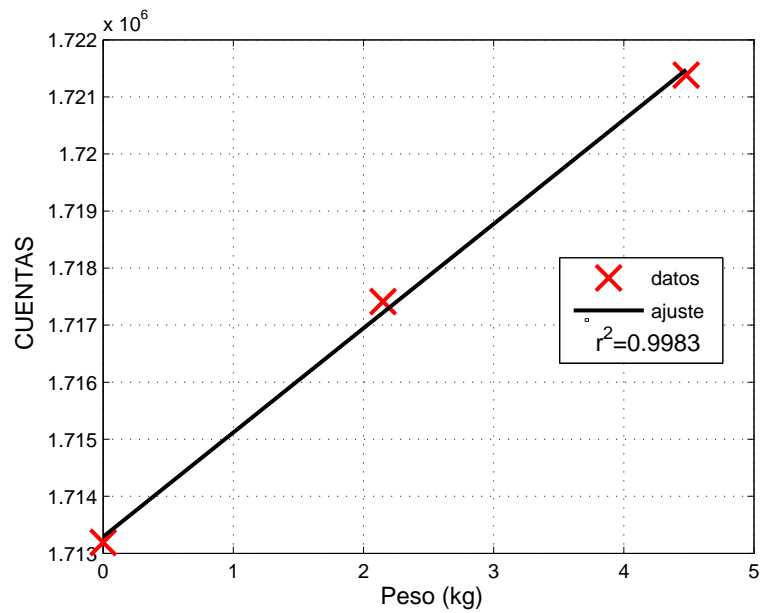


Figura 4.3: Curva de calibración de la celda de carga.

La longitud del brazo de palanca se obtuvo midiendo con un flexómetro desde el centro de la *PAU* hasta la línea de fuerza que actúa sobre la celda de carga. La longitud del brazo de palanca es de $l = 0.47 [m]$.

4.1.3. Medición de flujo volumétrico

Los sensores de flujo volumétrico requieren ser calibrados para obtener la constante de conversión de la gasolina. Se considera al sensor del flujo de la bomba al motor como S_1 y al sensor de retorno de combustible de la cámara de combustión a la bomba como S_2 . La metodología usada para la calibración fue: colocar los sensores en una posición fija. Posteriormente, se encendió la bomba para comenzar el flujo de combustible hasta tener 1 litro de gasolina en un vaso de precipitado graduado, se tomo el tiempo de este proceso con un cronómetro. Se registraron las lecturas y se realizó un promedio de éstas para estimar el flujo y con ello la constante de conversión K . Esta metodología se repitió con el motor de combustión interna apagado y encendido. Para el sensor S_1 con el motor apagado se obtuvieron los siguientes datos para 1 litro de combustible.

Tabla 4.4: Tabla de registro del sensor S_1 .

Frecuencia [Hz]	Tiempo [seg]	Flujo Vol. [$\frac{L}{seg}$]
16.000	25.120	0.040
17.000	24.600	0.041

Para el sensor S_2 , bajo las mismas condiciones se obtuvo.

Tabla 4.5: Tabla de registro del sensor S_2 .

Frecuencia [Hz]	Tiempo [seg]	Flujo Vol. [$\frac{L}{seg}$]
17.000	25.450	0.039
16.000	24.510	0.039

Con el motor apagado, los sensores presentaron un comportamiento semejante; sin embargo, con el motor encendido el sensor de retorno S_2 mostró un comportamiento diferente. Esta situación puede ser debida a las vibraciones en el motor y al proceso de combustión, ya que aumenta la presión en el sensor, lo que hace que el flujo de retorno a la bomba se modifique. En el caso del flujo en el sensor S_1 , éste se mantiene constante tanto con el motor apagado como en funcionamiento, ya que la presión de la bomba hacia el motor es constante.

Para el motor en funcionamiento, se colocó en 3 velocidades diferentes para registrar el flujo en el sensor S_2 , y así obtener la constante de conversión para dicho sensor.

Tabla 4.6: Tabla de registro del sensor S_2 con el motor en funcionamiento.

Velocidad [<i>rpm</i>]	Frecuencia [Hz]	Tiempo [seg]	Flujo Vol. [$\frac{L}{seg}$]
<i>Ralentí</i>	39.000	34.010	0.029
<i>Ralentí</i>	40.000	33.000	0.030
2000	34.000	34.020	0.029
2000	36.000	34.110	0.029
3000	36.000	33.000	0.030
3000	39.000	33.090	0.030

Con base en los resultados de la Tabla 4.6, se observa que, el flujo volumétrico y frecuencia mantienen un comportamiento cuasiconstante para diferentes velocidades del motor de combustión interna. El flujo promedio estimado es de $\bar{Q}_{S2} = 0.0295 \frac{L}{seg}$ y su respectiva frecuencia es $\bar{f}_{S2} = 37.3333 Hz$.

Así, la constante de conversión del sensor K_{S_i} se obtiene de acuerdo a

$$K = \frac{\bar{f}_{S_i}}{\bar{Q}_{S_i}}, \quad (4.1.3)$$

en donde $i=1,2$, para cada sensor respectivamente.

La constante del sensor S_2 es

$$K_{S_2} = 1.2655 \left(\frac{pulsos}{mL} \right), \quad (4.1.4)$$

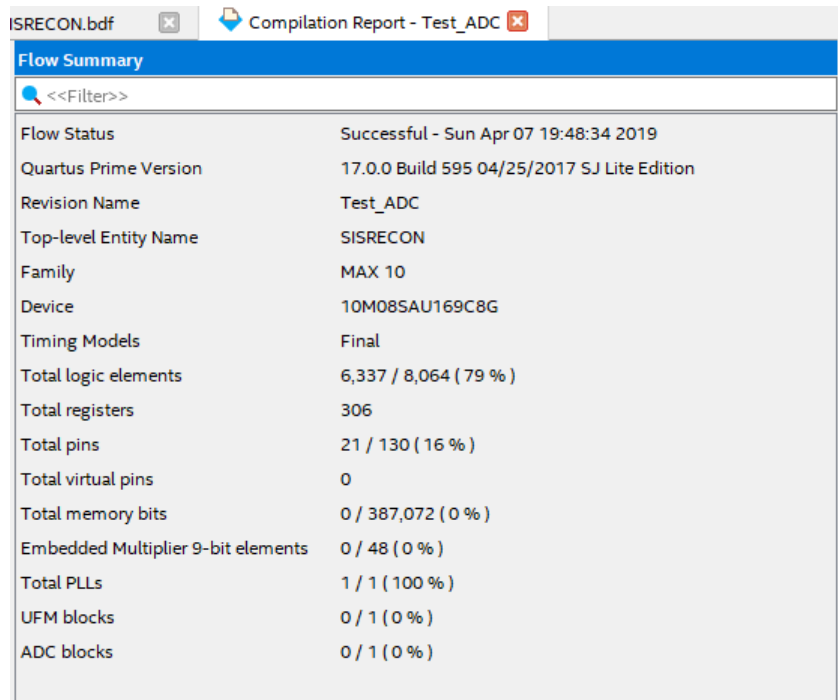
y la constante del sensor S_1 es

$$K_{S_1} = 0.4074 \left(\frac{pulsos}{mL} \right). \quad (4.1.5)$$

El inverso de estas constantes representa la cantidad mínima en mililitros que puede generar un pulso.

4.2. Desempeño de *hardware*

Los resultados de desempeño de la descripción de *hardware* se obtuvieron en un reporte de compilación que ofrece el *software* de diseño. El reporte de compilación se muestra en la Figura 4.4.



The screenshot shows a window titled 'Compilation Report - Test_ADC'. The main content is a table with the following data:

Flow Summary	
Flow Status	Successful - Sun Apr 07 19:48:34 2019
Quartus Prime Version	17.0.0 Build 595 04/25/2017 SJ Lite Edition
Revision Name	Test_ADC
Top-level Entity Name	SISRECON
Family	MAX 10
Device	10M08SAU169C8G
Timing Models	Final
Total logic elements	6,337 / 8,064 (79 %)
Total registers	306
Total pins	21 / 130 (16 %)
Total virtual pins	0
Total memory bits	0 / 387,072 (0 %)
Embedded Multiplier 9-bit elements	0 / 48 (0 %)
Total PLLs	1 / 1 (100 %)
UFM blocks	0 / 1 (0 %)
ADC blocks	0 / 1 (0 %)

Figura 4.4: Reporte de compilación en el *software* de diseño *Quartus*.

De dicho reporte es importante observar el número de elementos lógicos que se usan en el diseño final, el total de terminales de la tarjeta de desarrollo usadas. El número de elementos lógicos usados fue de 6337 de los 8064 disponibles. La arquitectura final del sistema de instrumentación propuesto se muestra en la Figura 4.5. El diseño final tiene 7 entidades desarrolladas y una entidad de propiedad intelectual correspondiente al *PLL*. Tiene 6 terminales de entrada y 6 de salida, todas éstas de tipo digital.

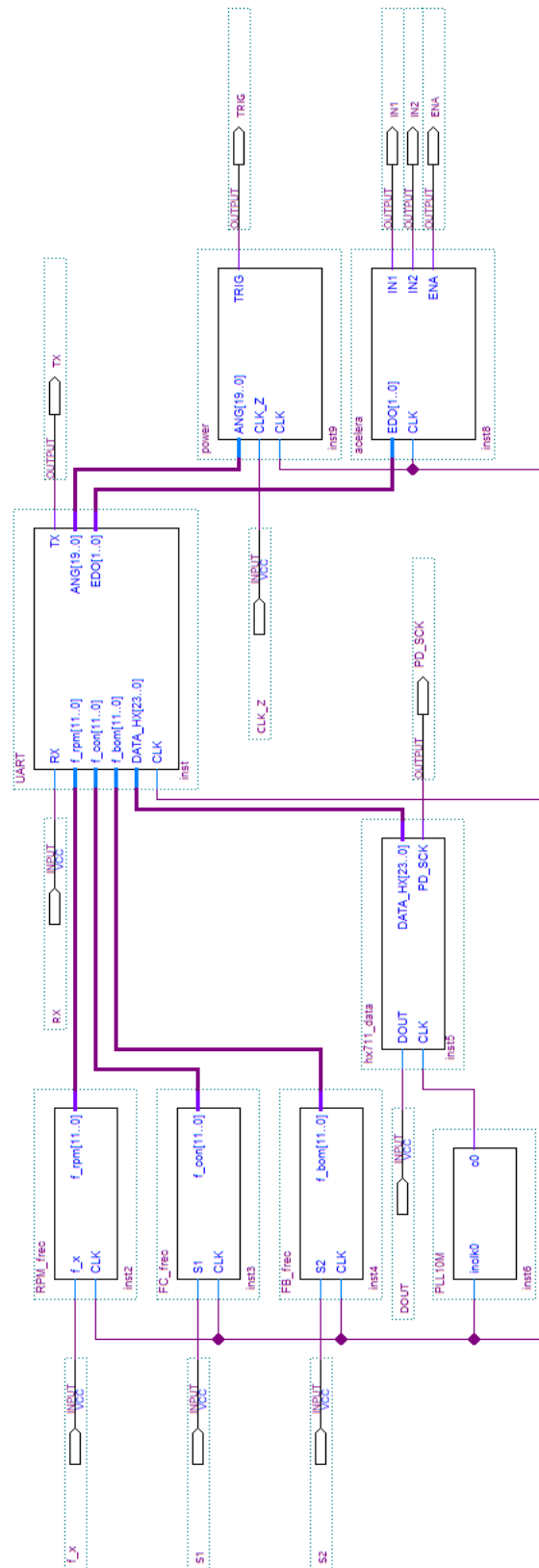


Figura 4.5: Arquitectura final del sistema de instrumentación propuesto.

4.3. Integración del sistema al banco de ensayos

El primer prototipo experimental del sistema diseñado se fabricó en una tarjeta perforada, a fin de verificar su correcto funcionamiento. La Figura 4.6 muestra una fotografía con los elementos más importantes involucrados en el sistema.

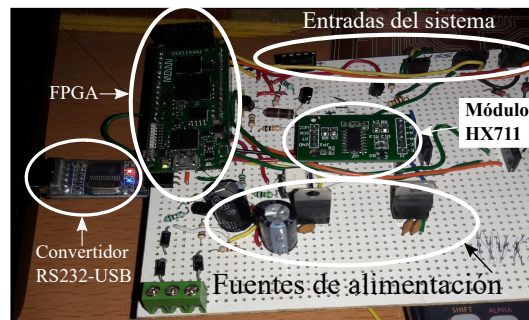


Figura 4.6: Primer prototipo del sistema de instrumentación en tarjeta perforada.

Posteriormente, con las modificaciones necesarias y definiendo los circuitos y componentes, se elaboró el circuito impreso en una placa fenólica por medio de herramientas de diseño y manufactura asistidos por computadora.

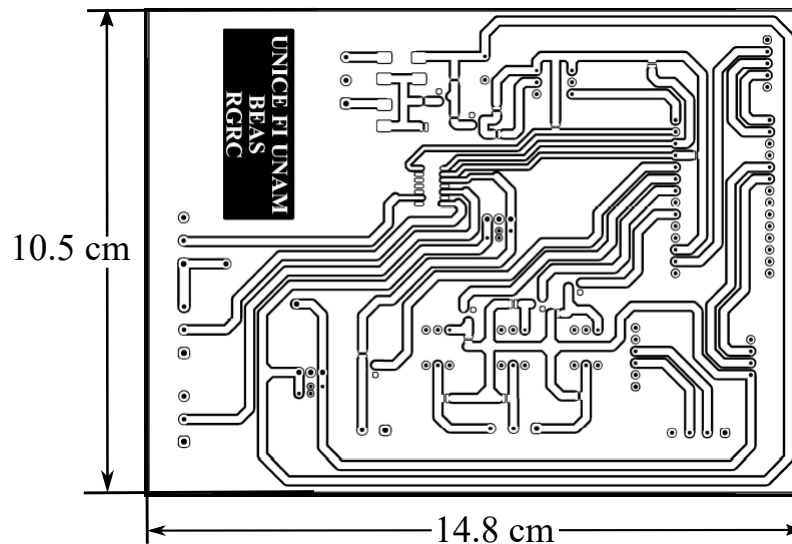


Figura 4.7: Mecánico del circuito impreso diseñado.

El circuito mostrado en la Figura 4.7 contempla componentes de montaje superficial *SMD*, así como de tecnología de agujeros pasantes con la finalidad de optimizar su geometría y reducir interferencias electromagnéticas.

4.4. Pruebas del sistema en el banco de ensayos

La Figura 4.8 muestra la interfaz de usuario en funcionamiento con el motor operando en *ralentí*. *Ralenti* es cuando el motor esta encendido pero no está acelerando.

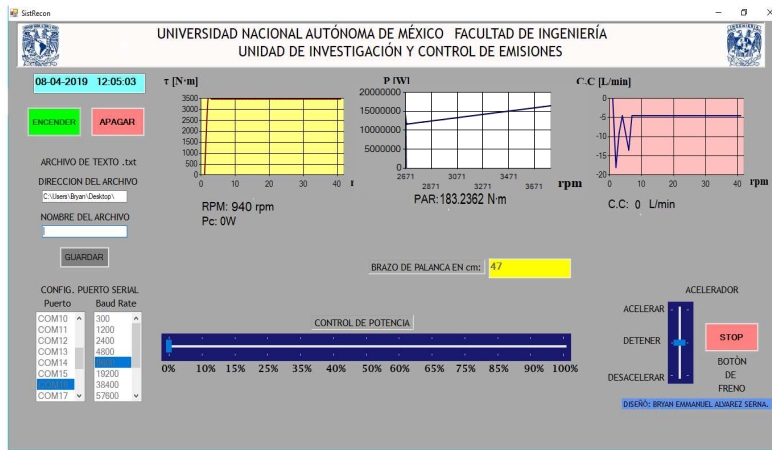


Figura 4.8: Interfaz de usuario en funcionamiento con el motor en estado de *ralentí*.

Las pruebas se efectuaron variando la velocidad y controlando la potencia de la PAU. Los datos registrados se guardaron en archivos de texto, para fines prácticos los archivos se guardaron en la misma dirección con diferentes nombres (Figura 4.9).

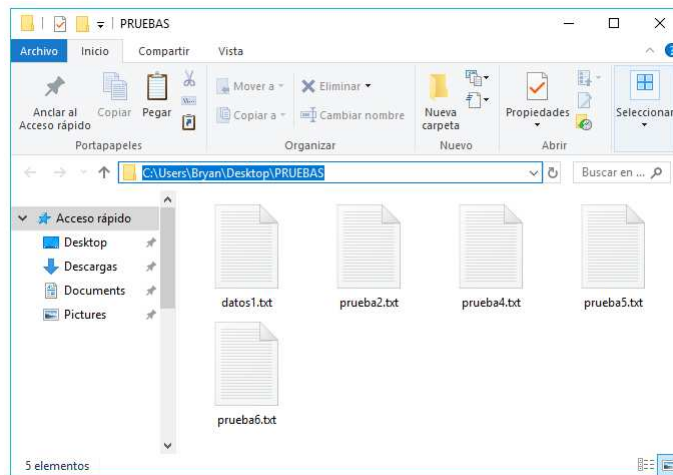


Figura 4.9: Archivos generados por la interfaz de usuario diseñada.

En la Figura 4.11 se muestra la organización de los datos en el archivo de texto generado.

Fecha	Hora	Par torsional	Potencia en la PAU	Flujo de combustible	Posición de control de potencia	Brazo de palanca
08-04-2019	13:01:59	940 rpm	112,58297355 N·m	105280,995137 W	0,66 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:01:59	940 rpm	115,52355635 N·m	108300,142969 W	0,60 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:01:59	940 rpm	113,96009355 N·m	107222,407937 W	0,66 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:01:59	940 rpm	113,31050675 N·m	107222,876345 W	0,66 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:00	940 rpm	112,41907595 N·m	105284,931393 W	0,60 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:00	940 rpm	112,65474355 N·m	105330,458937 W	0,66 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:00	940 rpm	243,58914995 N·m	3988973,800953 W	-0,51 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:00	1081 rpm	222,70389555 N·m	4586362,91108955 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:00	1081 rpm	220,23281955 N·m	4512878,67793355 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:00	1081 rpm	251,55643955 N·m	4595932,51115355 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:00	1081 rpm	244,17931955 N·m	4587957,8444355 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:01	1081 rpm	251,55643955 N·m	4595932,51115355 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:01	1081 rpm	248,01542195 N·m	4592104,67112795 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:01	1081 rpm	240,63830195 N·m	4584130,00440795 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:01	1093 rpm	241,52355635 N·m	4635985,24709055 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:01	1093 rpm	240,90067635 N·m	4644048,43925055 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:01	1093 rpm	250,08101555 N·m	4645338,54999615 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:01	1093 rpm	251,55643955 N·m	4646951,18842815 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:02	1093 rpm	246,53999795 N·m	4641468,21775935 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:02	1093 rpm	241,81864115 N·m	4636307,77477695 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:02	1093 rpm	245,65474355 N·m	4640500,63470015 W	0,78 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:02	1038 rpm	240,49084595 N·m	4410971,49880951 W	0,67 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:02	1038 rpm	242,11372595 N·m	4403314,0475361 W	0,67 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:02	1038 rpm	240,93799745 N·m	4402093,6413531 W	0,68 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:02	1038 rpm	243,29406515 N·m	4404539,2396257 W	0,69 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:02	1038 rpm	245,00002415 N·m	4406310,0250677 W	0,71 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:03	1038 rpm	244,17931955 N·m	4405458,1336929 W	0,70 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:03	1038 rpm	240,85048055 N·m	4411344,7988109 W	0,71 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:03	1031 rpm	243,88423475 N·m	4375444,64602725 W	0,71 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:03	1031 rpm	242,75922395 N·m	4374284,75989245 W	0,72 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:03	1031 rpm	248,90067635 N·m	4380616,59731685 W	0,77 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:03	1031 rpm	251,15069795 N·m	4382936,36958645 W	0,75 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:03	1031 rpm	242,99898035 N·m	4374531,94874085 W	0,75 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:04	1031 rpm	267,52790435 N·m	4390821,26930485 W	0,68 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:04	1031 rpm	248,31050675 N·m	4380008,13245925 W	0,67 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:04	1031 rpm	245,35965875 N·m	4376965,80817125 W	0,67 L/min	Potencia de freno: 0%
08-04-2019	13:02:04	1031 rpm	245,65474355 N·m	4377270,04060005 W	0,67 L/min	Potencia de freno: 0%

Figura 4.10: Archivo de texto generado por el sistema.

En *ralentí* se obtuvo el registro de *rpm* mostrado en la Tabla 4.7.

Tabla 4.7: Revoluciones por minuto en estado de *ralentí*.

Muestra	Velocidad [<i>rpm</i>]
1	940
2	948
3	976
4	942
5	965

El intervalo de *rpm* del motor de combustión interna en *ralenti* es entre 900 y 1100 *rpm* [32]. Los datos registrados están dentro del intervalo mencionado, por lo cual, el sistema está operando correctamente.

4.5. Caracterización experimental

Finalmente, se realizó una caracterización del motor de 4 tiempos del banco de ensayos, obteniendo curvas de: par torsional aplicado al motor τ en función de las rpm , par torsional aplicado al motor τ respecto a la potencia eléctrica promedio $\langle P \rangle$ y potencia absorbida en la PAU P_C en función de la potencia eléctrica promedio $\langle P \rangle$.

4.5.1. Curva τ - rpm

Sin polarizar la PAU y acelerando el motor hasta su máxima velocidad, se obtuvo la curva de la Figura

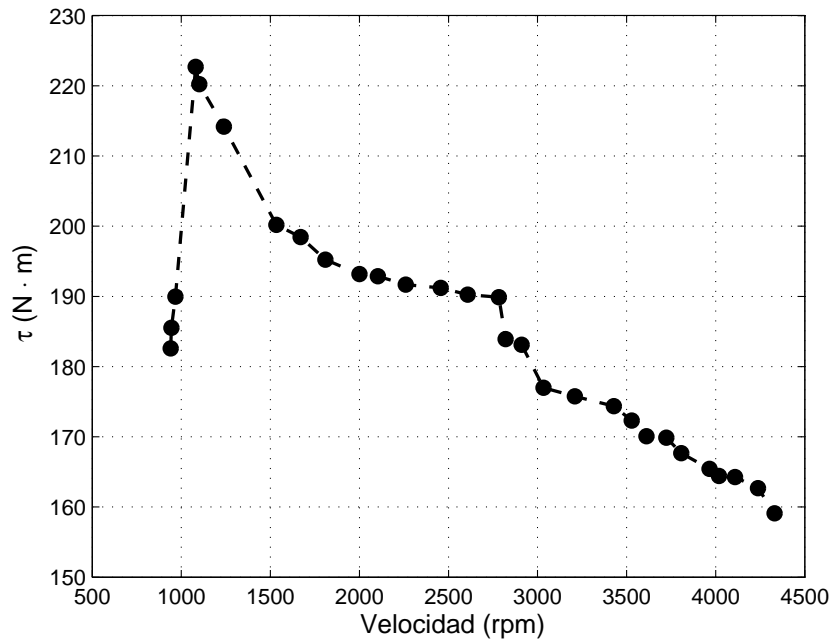


Figura 4.11: Curva experimental de τ - rpm .

Esta curva es independiente de la potencia eléctrica, sólo depende de las rpm y de τ .

El comportamiento de la curva es correcto, y se justifica con la operación de un motor de combustión interna. El par τ indica la fuerza que es capaz de producir un motor de combustión interna para mover los mecanismos (pistones, biela y cigüeñal) que producen el movimiento de la flecha del motor. Con base en ello, se interpreta que a mayor rpm en un motor de combustión interna, menor será el

par τ que éste genere.

La curva de la Figura 4.11 tiene un valor máximo de 220 Nm cuando esta operando a ~ 1100 rpm . Este valor máximo de τ puede ser debido a la operación del motor, ya que el motor está empezando a operar fuera de la zona de *ralenti*, es decir, está siendo acelerado y necesita generar un par τ mayor para aumentar la velocidad.

4.5.2. Curva τ - $\langle P \rangle$

Para esta curva se realizó la Tabla 4.8 que muestra la relación de la potencia eléctrica promedio $\langle P \rangle$ con el ángulo de disparo α y el tiempo en alto t_{ON} . Estos últimos dos, son parámetros de la etapa de control de potencia.

Esta relación se estimo de acuerdo a

$$\langle P \rangle = \frac{V_{RMS}^2}{TR} t_{ON}, \quad (4.5.1)$$

y conociendo la relación entre α y t_{ON} dada por

$$t_{ON} = \alpha \frac{T}{180^\circ}. \quad (4.5.2)$$

Finalmente, sustituyendo Ec. 4.5.2 en Ec. 4.5.1 se obtiene

$$\langle P \rangle = \frac{\alpha V_{RMS}^2}{180^\circ R}. \quad (4.5.3)$$

Usando estas expresiones se obtuvieron los valores mostrados en la Tabla 4.8.

Tabla 4.8: Relación de $\langle P \rangle$ con α y t_{ON} .

α [°]	t_{ON} [mseg]	$\langle P \rangle$ [kW]
0	0	0
15	0.69	0.12
30	1.38	0.25
45	2.08	0.38
60	2.77	0.51
75	3.47	0.64
90	4.16	0.77
105	4.85	0.89
120	5.55	1.03
135	6.24	1.15
150	6.94	1.28
165	7.63	1.41
180	8.33	1.54

Es necesario obtener esta relación, ya que en la interfaz de usuario el control de potencia se hace en función del ángulo de disparo.

Las 3 curvas que se muestran en la Figura 4.12 son para 3 diferentes valores de rpm .

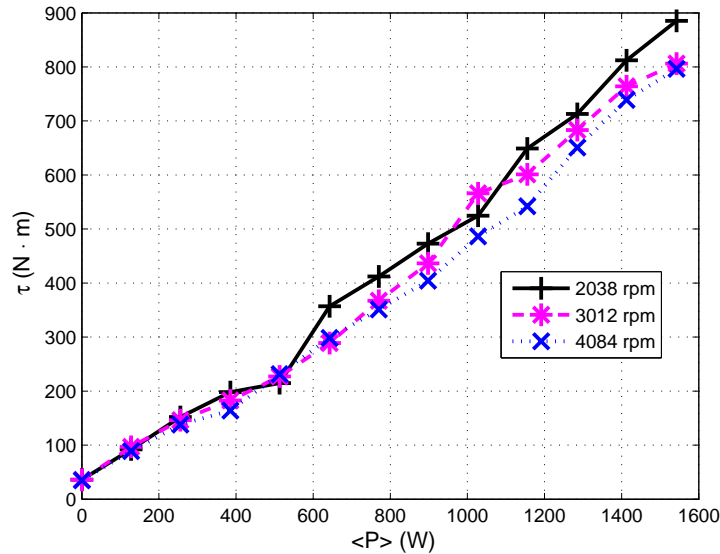


Figura 4.12: Curvas experimental τ - $\langle P \rangle$ respecto a 3 velocidades.

Aunque el comportamiento de las 3 curvas es semejante, los valores de τ cuando aumenta $\langle P \rangle$ cambian para su respectivo valor de rpm . El comportamiento mostrado en las 3 curvas es correcto, ya que, a mayor potencia $\langle P \rangle$, mayor será potencia de frenado en la PAU y el motor generará mayor par torsional.

Considerando el valor máximo de $\langle P \rangle = 1.54 kW$ se verificó que la corriente máxima demandada ($I_{m\acute{a}x}$), es de

$$I_{m\acute{a}x} = \sqrt{\frac{1.54kW}{1.8\Omega}} = 29.27A, \quad (4.5.4)$$

El transformador utilizado en el circuito de control de potencia soporta una corriente máxima de 35 A.

4.5.3. Curva P_C - $\langle P \rangle$

Para obtener la curva de potencia en la PAU P_C en función de la potencia eléctrica promedio $\langle P \rangle$ se utilizaron las curvas de la Figura 4.12 de la sección anterior. La potencia P_C se estimó como

$$P_C = \tau\omega. \quad (4.5.5)$$

La Figura 4.13 muestra las curvas de $P_C-\langle P \rangle$ para 3 diferentes velocidades.

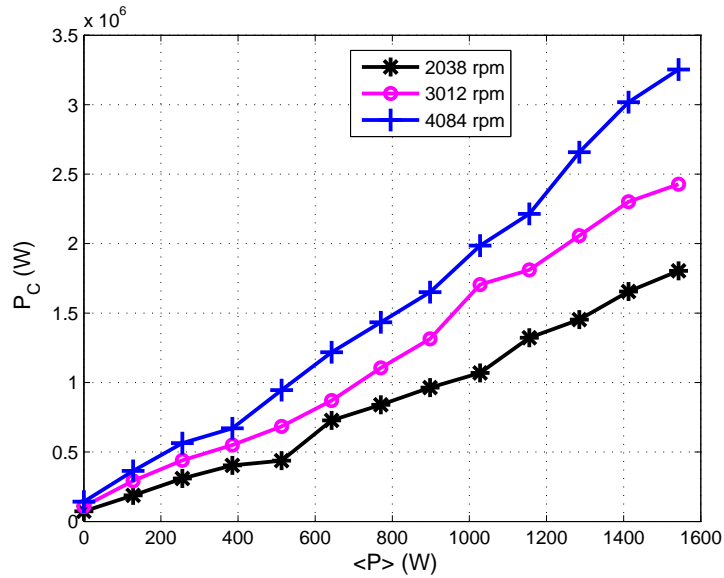


Figura 4.13: Curva $P_C-\langle P \rangle$ respecto a 3 velocidades.

La pendiente de las curvas aumenta conforme aumentan las *rpm*. Conociendo la relación de τ con P_C , y la relación de P_C con $\langle P \rangle$. Se puede obtener indirectamente la relación de τ con P_C gráficamente, pero, se necesitarían obtener más curvas, ya que, con las mostradas en este trabajo sólo se puede hacer estas relaciones para 3 valores de *rpm*.

Este capítulo presenta las metodologías de calibración de las etapas de medición que conforman el sistema de instrumentación diseñado. Aborda el desempeño e integración del sistema de instrumentación diseñado puesto en marcha en el banco de ensayos. Por último, muestra los resultados de las pruebas experimentales.

CAPÍTULO 5

Conclusiones y trabajo a futuro

En este trabajo, se abordó la instrumentación de un banco de ensayos para motores de combustión interna mediante el diseño de un sistema de instrumentación reconfigurable. Este sistema permite realizar mediciones de 3 variables fundamentales para la caracterización de un motor: revoluciones por minuto, par torsional y flujo de combustible.

Las revoluciones por minuto, se miden mediante un sensor de proximidad inductivo y un codificador acoplado a la flecha del motor de combustión interna. Este sensor genera una señal digital con amplitud de 10 V y una frecuencia que depende de las revoluciones por minuto. La señal del sensor es acondicionada con un circuito comparador con referencia a tierra para modificar su amplitud a 3.3 V, y así poder ser procesada en el *FPGA*. En el *FPGA* se diseñó un módulo para cuantificar la frecuencia de la señal del sensor, dicho módulo permite realizar lecturas de frecuencia con resolución de 1 Hz en un rango de hasta 3 kHz. Estas características del medidor de frecuencia permiten poder estimar revoluciones por minuto con una resolución de ~ 1 rpm en un intervalo de 0 rpm a 5000 rpm.

El par torsional, se estima realizando mediciones de fuerza con una celda de carga tipo S y la longitud de la viga metálica que acopla la celda de carga con la *PAU*. Dado que, la celda de carga es un transductor de fuerza su salida es un voltaje diferencial de baja amplitud, por lo cual, este voltaje diferencial se acondiciona con un módulo electrónico formado por un amplificador de ganancia programa-

ble y un convertidor analógico-digital de 24 *bits*. Para adquirir el resultado de la conversión analógica digital se diseñó un módulo en el *FPGA* para recibir el dato mediante una comunicación serie. Esta etapa permite realizar mediciones de voltaje con una resolución de $\sim 298 \text{ nV}$ en un rango de hasta 5 V . Esto permite estimar la fuerza con una resolución de $\sim 1.28 \text{ N}$ y un valor máximo de $\sim 8245 \text{ N}$.

El flujo de combustible no quemado en el proceso de combustión interna del motor se estima con la diferencia de dos flujos. Los cuales se pueden medir empleando dos sensores de flujo volumétrico de efecto *Hall* que tienen como salida una señal digital con una determinada frecuencia que está en función del flujo volumétrico. Por lo cual el acondicionamiento y procesamiento de estas señales, son similares a los usados para estimar revoluciones por minuto. Las características de los contadores de frecuencia diseñados en el *FPGA* para estos sensores de flujo son las mismas que las del módulo usado para estimar revoluciones por minuto, esto es por la ventaja de replicación que ofrece la descripción de *hardware*. Las características de estos módulos permiten realizar mediciones del flujo de combustible de la bomba al motor con una resolución de $\sim 2.5 \frac{\text{ml}}{\text{seg}}$ en un rango de hasta $\sim 73.6 \frac{\text{ml}}{\text{seg}}$. Así, como del flujo de combustible de retorno del motor a la bomba con resolución de $\sim 0.8 \frac{\text{ml}}{\text{seg}}$ y un valor de rango máximo de $\sim 23.7 \frac{\text{ml}}{\text{seg}}$.

Además, el sistema diseñado permite modificar la potencia disipada por la *PAU* mediante un circuito de control que regula el flujo de corriente con un relevador de estado sólido. Para realizar esta regulación de corriente el circuito diseñado se sincroniza a la línea eléctrica regional de 60 Hz . La señal de sincronización se obtiene de un circuito detector de cruce por cero, y tiene una amplitud de 3.3 V para ser ingresada como entrada digital en el *FPGA* mediante un circuito de aislamiento óptico. El control del relevador se realizó con un algoritmo en el *FPGA* que permite modificar el ángulo de disparo del relevador de 0° a 180° en incrementos de 15° . El ángulo de disparo equivale a una potencia disipada por la *PAU* de 0 kW a $\sim 1.5 \text{ kW}$. También, se puede modificar la posición de la válvula de mariposa para controlar la aceleración del motor de combustión interna. Para esto se utilizó un motorreductor acoplado mecánicamente al chicote del acelerador. El sentido de giro del motorreductor se controla con un circuito puente H y un algoritmo diseñado en el *FPGA*. Con ello, se logra controlar la aceleración del motor equivalente a una velocidad de $\sim 1000 \text{ rpm}$ hasta $\sim 4500 \text{ rpm}$.

Para determinar el correcto funcionamiento del sistema se observó el comportamiento de los circuitos electrónicos diseñados, y se calibró mediante emulación de los parámetros físicos con herramientas como: generador de funciones, pesas y vasos de precipitados.

Adicionalmente, se desarrolló una interfaz de usuario que permite la adquisición de datos en un intervalo de 100 *mseg*. En esta interfaz se pueden visualizar las variables de: revoluciones por minuto, par torsional, potencia absorbida en la *PAU* y flujo de combustible que no se quema en el proceso de combustión interna del motor. Además, permite el control de potencia y control de aceleración, desde la computadora personal por medio de indicadores gráficos, así como, un registro de datos en un archivo *.txt* compatible con diversos sistemas de procesamiento.

Se hicieron pruebas experimentales con el sistema diseñado en un banco de ensayos con un motor de combustión interna de 4 tiempos. Con estas pruebas experimentales se obtuvieron tres curvas características de dicho motor: par torsional en función de las revoluciones por minuto, par torsional respecto a potencia eléctrica promedio disipada por la *PAU*, y por último, potencia de frenado absorbida en la *PAU* en función de la potencia eléctrica promedio disipada por la *PAU*. Estas curvas fueron analizadas y validadas por los expertos en ingeniería mecánica de la UNICE.

La curva de par torsional respecto a las revoluciones por minuto, tiene un comportamiento que puede ser justificado con el principio mecánico de operación de un motor de combustión interna, en donde se puede establecer que, a mayor número de revoluciones por minuto, menor es el par torsional generado por el motor.

Las curvas correspondientes al par torsional respecto a potencia eléctrica promedio disipada por la *PAU*, permiten observar el comportamiento del par torsional cuando se aumenta la potencia eléctrica con el control de potencia diseñado. Se muestran 3 curvas con diferentes valores de revoluciones por minuto, y se concluye que, a mayor potencia eléctrica disipada el par torsional aumenta. Igualmente, la pendiente de esta curva aumenta a menor número de revoluciones por minuto.

En las últimas curvas obtenidas de potencia de frenado absorbida en la *PAU* en función de la potencia eléctrica promedio disipada por la *PAU* se puede observar el comportamiento cuasilineal de esta relación para 3 distintas velocidades. En donde se concluye que a menor número de revoluciones por minuto, menor es la pendiente de estas curvas. Así, estas curvas mencionadas en conjunto con las curvas de par torsional respecto a la potencia eléctrica promedio disipada por la *PAU*, permiten tener la relación indirecta del par torsional en función de la potencia de frenado absorbida en la *PAU*.

Finalmente, el presente trabajo pretende ser la base de un futuro diseño de una unidad de control de motor *ECU* (*Engine Control Unit*). Esto implicaría añadir funcionalidades al sistema ya diseñado, por ejemplo, implementar un protocolo de comunicación automotriz como el *CAN* (*Controller Area Network*) y un sistema de diagnóstico a bordo *OBD* (*On Board Diagnostics*), bajo los estándares establecidos.

Por otra parte, por usar un dispositivo reconfigurable como unidad de procesamiento, el sistema permite aumentar el número de dispositivos y/o parámetros, al igual que expandirse para la instrumentación múltiple de diferentes bancos de ensayos.

Anexos

Especificaciones técnicas de los componentes principales del sistema diseñado en este trabajo de tesis:

- *FPGA, 10M08SAU169C8G.*
- Motor de combustión interna *LJ465QE1.*
- Freno de corrientes parásitas *AD 50-90 Retarder.*
- Sensor de proximidad inductivo *XS608B1PAL2.*
- Circuito integrado comparador *LM339.*
- Celda de carga *Sensortronics Modelo 60001.*
- Circuito integrado *HX711.*
- Sensor de flujo *YF – S201.*
- Puente rectificador de estado solido *KBPC35.*
- Relevador de estado sólido *Crydom.*
- Motorreductor *Pololu* de relación 131:1.
- Circuito integrado *L298N.*
- Circuito integrado para conversión *RS232 a USB.*



Core Performance Specifications

Clock Tree Specifications

Table 26. Clock Tree Specifications for Intel MAX 10 Devices

Device	Performance					Unit
	-I6	-A6, -C7	-I7	-A7	-C8	
10M02	450	416	416	382	402	MHz
10M04	450	416	416	382	402	MHz
10M08	450	416	416	382	402	MHz
10M16	450	416	416	382	402	MHz
10M25	450	416	416	382	402	MHz
10M40	450	416	416	382	402	MHz
10M50	450	416	416	382	402	MHz

PLL Specifications

Table 27. PLL Specifications for Intel MAX 10 Devices

V_{CCD_PLL} should always be connected to V_{CCINT} through decoupling capacitor and ferrite bead.

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Unit
$f_{IN}^{(28)}$	Input clock frequency	—	5	—	472.5	MHz
f_{INPFD}	Phase frequency detector (PFD) input frequency	—	5	—	325	MHz

continued...

(28) This parameter is limited in the Intel Quartus Prime software by the I/O maximum frequency. The maximum I/O frequency is different for each I/O standard.



Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Unit
f_{VCO} ⁽²⁹⁾	PLL internal voltage-controlled oscillator (VCO) operating range	—	600	—	1300	MHz
f_{INDUTY}	Input clock duty cycle	—	40	—	60	%
$t_{INJITTER_CCJ}$ ⁽³⁰⁾	Input clock cycle-to-cycle jitter	$F_{INPFD} \geq 100$ MHz	—	—	0.15	UI
		$F_{INPFD} < 100$ MHz	—	—	±750	ps
f_{OUT_EXT} ⁽²⁸⁾	PLL output frequency for external clock output	—	—	—	472.5	MHz
f_{OUT}	PLL output frequency to global clock	–6 speed grade	—	—	472.5	MHz
		–7 speed grade	—	—	450	MHz
		–8 speed grade	—	—	402.5	MHz
$t_{OUTDUTY}$	Duty cycle for external clock output	Duty cycle set to 50%	45	50	55	%
t_{LOCK}	Time required to lock from end of device configuration	—	—	—	1	ms
t_{DLOCK}	Time required to lock dynamically	After switchover, reconfiguring any non-post-scale counters or delays, or when <code>areset</code> is deasserted	—	—	1	ms
$t_{OUTJITTER_PERIOD_IO}$ ⁽³¹⁾	Regular I/O period jitter	$F_{OUT} \geq 100$ MHz	—	—	650	ps
		$F_{OUT} < 100$ MHz	—	—	75	mUI
$t_{OUTJITTER_CCJ_IO}$ ⁽³¹⁾	Regular I/O cycle-to-cycle jitter	$F_{OUT} \geq 100$ MHz	—	—	650	ps
		$F_{OUT} < 100$ MHz	—	—	75	mUI

continued...

- (29) The VCO frequency reported by the Intel Quartus Prime software in the PLL summary section of the compilation report takes into consideration the VCO post-scale counter K value. Therefore, if the counter K has a value of 2, the frequency reported can be lower than the f_{VCO} specification.
- (30) A high input jitter directly affects the PLL output jitter. To have low PLL output clock jitter, you must provide a clean clock source, which is less than 200 ps.
- (31) Peak-to-peak jitter with a probability level of 10^{-12} (14 sigma, 99.9999999974404% confidence level). The output jitter specification applies to the intrinsic jitter of the PLL, when an input jitter of 30 ps is applied.



Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Unit
t _{PLL_PSERR}	Accuracy of PLL phase shift	—	—	—	±50	ps
t _{ARESET}	Minimum pulse width on areset signal.	—	10	—	—	ns
t _{CONFIGPLL}	Time required to reconfigure scan chains for PLLs	—	—	3.5 ⁽³²⁾	—	SCANCLK cycles
f _{SCANCLK}	scanclk frequency	—	—	—	100	MHz

Table 28. PLL Specifications for Intel MAX 10 Single Supply Devices

For V36 package, the PLL specification is based on single supply devices.

Symbol	Parameter	Condition	Max	Unit
t _{OUTJITTER_PERIOD_DEDCLK} ⁽³¹⁾	Dedicated clock output period jitter	F _{OUT} ≥ 100 MHz	660	ps
		F _{OUT} < 100 MHz	66	mUI
t _{OUTJITTER_CCJ_DEDCLK} ⁽³¹⁾	Dedicated clock output cycle-to-cycle jitter	F _{OUT} ≥ 100 MHz	660	ps
		F _{OUT} < 100 MHz	66	mUI

Table 29. PLL Specifications for Intel MAX 10 Dual Supply Devices

Symbol	Parameter	Condition	Max	Unit
t _{OUTJITTER_PERIOD_DEDCLK} ⁽³¹⁾	Dedicated clock output period jitter	F _{OUT} ≥ 100 MHz	300	ps
		F _{OUT} < 100 MHz	30	mUI
t _{OUTJITTER_CCJ_DEDCLK} ⁽³¹⁾	Dedicated clock output cycle-to-cycle jitter	F _{OUT} ≥ 100 MHz	300	ps
		F _{OUT} < 100 MHz	30	mUI

(32) With 100 MHz scanclk frequency.



Embedded Multiplier Specifications

Table 30. Embedded Multiplier Specifications for Intel MAX 10 Devices

Mode	Number of Multipliers	Power Supply Mode	Performance			Unit
			-I6	-A6, -C7, -I7, -A7	-C8	
9 × 9-bit multiplier	1	Single supply mode	198	183	160	MHz
		Dual supply mode	310	260	210	MHz
18 × 18-bit multiplier	1	Single supply mode	198	183	160	MHz
		Dual supply mode	265	240	190	MHz

Memory Block Performance Specifications

Table 31. Memory Block Performance Specifications for Intel MAX 10 Devices

Memory	Mode	Resources Used		Power Supply Mode	Performance			Unit
		LEs	M9K Memory		-I6	-A6, -C7, -I7, -A7	-C8	
M9K Block	FIFO 256 × 36	47	1	Single supply mode	232	219	204	MHz
				Dual supply mode	330	300	250	MHz
	Single-port 256 × 36	0	1	Single supply mode	232	219	204	MHz
				Dual supply mode	330	300	250	MHz
	Simple dual-port 256 × 36 CLK	0	1	Single supply mode	232	219	204	MHz
				Dual supply mode	330	300	250	MHz
	True dual port 512 × 18 single CLK	0	1	Single supply mode	232	219	204	MHz
				Dual supply mode	330	300	250	MHz



Internal Oscillator Specifications

Table 32. Internal Oscillator Frequencies for Intel MAX 10 Devices

You can access to the internal oscillator frequencies in this table. The duty cycle of internal oscillator is approximately 45%–55%.

Device	Frequency			Unit
	Minimum	Typical	Maximum	
10M02	55	82	116	MHz
10M04				
10M08				
10M16				
10M25				
10M40	35	52	77	MHz
10M50				

UFM Performance Specifications

Table 33. UFM Performance Specifications for Intel MAX 10 Devices

Block	Mode	Interface	Device	Frequency		Unit
				Minimum	Maximum	
UFM	Avalon®-MM slave	Parallel ⁽³³⁾	10M02 ⁽³⁴⁾	3.43	7.25	MHz
			10M04, 10M08, 10M16, 10M25, 10M40, 10M50	5	116	MHz
		Serial ⁽³⁴⁾	10M02, 10M04, 10M08, 10M16, 10M25	3.43	7.25	MHz
			10M40, 10M50	2.18	4.81	MHz

⁽³³⁾ Clock source is derived from user, except for 10M02 device.

⁽³⁴⁾ Clock source is derived from 1/16 of the frequency of the internal oscillator.

Chapter 1 Performance and structural parameters of the petrol engine

Section 1 Performance and structural parameters of the petrol engine

Table 1 Technical characteristics and structural parameters of the petrol engine

Type	LJ465QE1	LJ465Q-1AE1
Model	Electronically controlled MPI gasoline engine with 4 cylinder, 4 stroke, forced water-cooling, in-line cylinder and overhead camshaft	
Bore dia.	65.5mm	65.5mm
Stroke	72mm	78mm
Compression Ratio	8.8 : 1	9.0 : 1
Displacement	995cc	1051cc
Rated power	35.5/31kW	38.5/34kW
Max. torque	74/68N&m (3000~3500r/min)	83/76N&m (3000~3500r/min)
Min. fuel consumption	275/300g/kW&h	275/300g/kW&h
Rated speed	5000r/min	5200r/min
Idle speed	850 ± 50r/min	850 ± 50r/min
Emission	At idle speed	CO ≤ 0.5% HC ≤ 100PPm DB11/044-1999
	At high idle speed	CO ≤ 0.3% HC ≤ 100PPm DB11/044-1999
	In NEDC cycle	CO ≤ 2.2 g/km HC+NO _x ≤ 0.5g/km ECE96
Sense of rotation	Counter clockwise (viewed from backside)	
Ignition sequence	1-3-4-2	
Oil pressure	0.294~0.539MPa (3.0~5.5kgf/cm ²) 3000r/min	
Fuel	Lead-free gasoline RON90 (GB19730-1999) or higher	
Oil	Selected according to the temperature of the region where the engine is operated (GB11121-1995)	
Coolant	Glycol water solution or soft water	
Clutch	Model	Single-leaf spring, diaphragm spring
	Overall dimension	(Clutch housing): 217×63mm
	Weight	2.8 kg
Gear box	gear ratio	Gear 1: 3.505
		Gear 2: 2.043
		Gear 1: 3.652
		Gear 2: 1.948

		Gear 3: 1.383	Gear 3: 1.424
		Gear 4: 1.000	Gear 4: 1.000
		Gear 5: 0.806	Gear 5: 0.795
		Reverse gear: 3.505	Reverse gear: 3.466
	Type	Gear meshing type, all with synchronizer , 1 reverse gear.	
		5 forward gears	5 forward gears
	Overall dimension	(L×W×H) 477.5×270×287.4mm	(L×W×H) 535.5×390.4×276.3mm
	Weight	16kg	28kg
	Lubrication oil	Gear oil to be selected according to the temperature of the region where the engine is operated GL-4 or GL-5 gear oil (GB13895-92) or No.18 hypoid gear oil	

△ The Rated power, Max Torque and Min. fuel consumption index of the petrol engine is “gross power/net power” .

△ △ : The emission standard for petrol engine is a mandatory national regulation that is subject to continuous modification. The MPI series engine made by Liuji Company will be improved continuously to meet the up-to-date national regulation.



Main

Range of product	OsiSense XS
Series name	General purpose
Sensor type	Inductive proximity sensor
Device application	-
Sensor name	XS6
Sensor design	Cylindrical M8
Size	51 mm
Body type	Fixed
Detector flush mounting acceptance	Flush mountable
Material	Stainless steel
Type of output signal	Discrete
Wiring technique	3-wire
[Sn] nominal sensing distance	2.5 mm
Discrete output function	1 NO
Output circuit type	DC
Discrete output type	PNP
Electrical connection	Cable
Cable length	2 m
[Us] rated supply voltage	12...48 V DC with reverse polarity protection
Switching capacity in mA	<= 200 mA DC with overload and short-circuit protection
IP degree of protection	IP67 conforming to IEC 60529

Complementary

Thread type	M8 x 1
Detection face	Frontal
Front material	PPS
Enclosure material	Stainless steel 303

LM339, LM239, LM139, LM2901 Quad Differential Comparators

1 Features

- Wide Supply Ranges
 - Single Supply: 2 V to 36 V (Tested to 30 V for Non-V Devices and 32 V for V-Suffix Devices)
 - Dual Supplies: ± 1 V to ± 18 V (Tested to ± 15 V for Non-V Devices and ± 16 V for V-Suffix Devices)
- Low Supply-Current Drain Independent of Supply Voltage: 0.8 mA (Typical)
- Low Input Bias Current: 25 nA (Typical)
- Low Input Offset Current: 3 nA (Typical) (LM139)
- Low Input Offset Voltage: 2 mV (Typical)
- Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground
- Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage: ± 36 V
- Low Output Saturation Voltage
- Output Compatible With TTL, MOS, and CMOS
- On Products Compliant to MIL-PRF-38535, All Parameters Are Tested Unless Otherwise Noted. On All Other Products, Production Processing Does Not Necessarily Include Testing of All Parameters.

2 Applications

- Industrial
- Automotive
 - Infotainment and Clusters
 - Body Control Modules
- Power Supervision
- Oscillators
- Peak Detectors
- Logic Voltage Translation

3 Description

The LMx39x and the LM2901x devices consist of four independent voltage comparators that are designed to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from dual supplies also is possible, as long as the difference between the two supplies is 2 V to 36 V, and V_{CC} is at least 1.5 V more positive than the input common-mode voltage. Current drain is independent of the supply voltage. The outputs can be connected to other open-collector outputs to achieve wired-AND relationships.

The LM139 and LM139A devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$. The LM239 and LM239A devices are characterized for operation from -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$. The LM339 and LM339A devices are characterized for operation from 0°C to 70°C . The LM2901, LM2901AV, and LM2901V devices are characterized for operation from -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM139x	CDIP (14)	21.30 mm x 7.60 mm
	LCCC (20)	8.90 mm x 8.90 mm
	CFP (14)	9.20 mm x 6.29 mm
LM139x, LM239x, LM339x, LM2901x	SOIC (14)	8.70 mm x 3.90 mm
LM239, LM339x, LM2901	PDIP (14)	19.30 mm x 6.40 mm
LM239, LM2901	TSSOP (14)	5.00 mm x 4.40 mm
LM339x, LM2901	SO (14)	10.20 mm x 5.30 mm
LM339x	SSOP (14)	6.50 mm x 5.30 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic



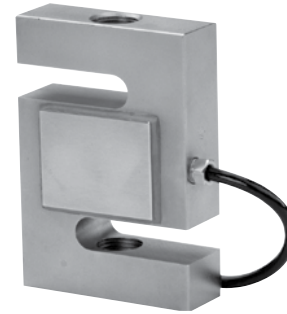
S-Beam Load Cell

FEATURES

- Rated capacities of 25 to 20,000 pounds
50 kilograms to 10 metric tonnes
- Designed for single or multiple load cell applications
- Constructed of high quality alloy tool steel
- Nickel plated for outstanding corrosion resistance
- *Sensorgage™* sealed to IP67 standards
- Trade certified for NTEP Class III: 5000d, IIIIL: 10000d and OIML R-60 3000d available
- Factory Mutual System Approved for Classes I, II, III; Divisions 1 and 2; Groups A through G. Also, non-incendive ratings (No barriers!).
- **Optional**
 - Stainless steel version is Model 60050

APPLICATIONS

- Tank, bin and hopper weighing
- Level and inventory monitoring
- Truck scale conversions
- Tension and compression measurements



DESCRIPTION

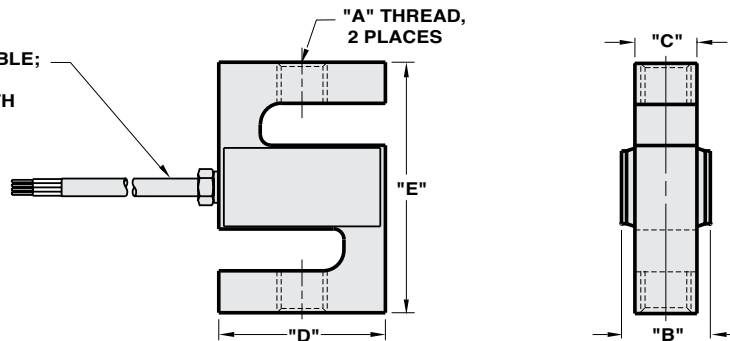
Model 60001 is a tension-compression load cell with a humidity-resistant coating and shielded cables, which enable use in harsh environments while maintaining operating specifications. Additional sense wires compensate for changes in lead resistance due to temperature change and/or cable extension.

Ideally suited for lever conversions, hanging scales, force measurement and a wide range of other industrial applications. Nickel-plated for outstanding corrosion resistance.

OUTLINE DIMENSIONS in inches (millimeters)

4 CONDUCTOR, 22 AWG CABLE;
SHIELDED & JACKETED;
20 FOOT STANDARD LENGTH
OR PER SALES ORDER.

Wiring
+ Excitation Red
- Excitation Black
+ Output Green
- Output White



CAPACITY	A	B	C	D	E	DEFLECTION	WEIGHT
25-200	1/4-28 UNF-2B	0.65	0.50	2.00	2.50	0.015-0.010	4.0
250-300	3/8-24 UNF-2B	0.75	0.50	2.00	3.00	0.010	4.0
500-2k	1/2-20 UNF-2B	1.00	0.75	2.00	3.00	0.010-0.012	6.5
2.5k-4k	1/2-20 UNF-2B	1.25	1.00	2.00	3.00	0.012	6.5
5k	3/4-16 UNF-2B	1.25	1.00	3.00	4.25	0.017	6.5
10k	3/4-16 UNF-2B	1.25	1.00	3.50	4.75	0.025	6.5
15k	1-14 UNF-2B	1.50	1.25	4.00	5.50	0.025	9.0
20k	1-1/4-12 UNF-2-B	2.25	2.00	5.00	7.00	0.025	9.0
(50-100 kg)	M8.0 x 1.25-6H	(16.5)	(12.7)	(50.8)	(63.5)	(0.03-0.004)	(0.8)
(250 kg-1 t)	M12 x 1.75-6H	(25.4)	(19.1)	(50.8)	(76.0)	(0.004)	(1.8)
(2.5 t)	M20 x 1.5-6H	(31.8)	(25.4)	(76.2)	(108.0)	(0.008)	(2.9)
(5 t)	M20 x 1.5-6H	(31.8)	(25.4)	(88.9)	(120.7)	(0.011)	(2.9)
(10 t)	M30 x 2.0-6H	(57.2)	(50.8)	(127.0)	(177.8)	(0.011)	(4.0)

Capacities are in pounds (kg/t). Deflection is ±10%. Certified drawings are available.

24-Bit Analog-to-Digital Converter (ADC) for Weigh Scales

DESCRIPTION

Based on Avia Semiconductor's patented technology, HX711 is a precision 24-bit analog-to-digital converter (ADC) designed for weigh scales and industrial control applications to interface directly with a bridge sensor.

The input multiplexer selects either Channel A or B differential input to the low-noise programmable gain amplifier (PGA). Channel A can be programmed with a gain of 128 or 64, corresponding to a full-scale differential input voltage of $\pm 20\text{mV}$ or $\pm 40\text{mV}$ respectively, when a 5V supply is connected to AVDD analog power supply pin. Channel B has a fixed gain of 32. On-chip power supply regulator eliminates the need for an external supply regulator to provide analog power for the ADC and the sensor. Clock input is flexible. It can be from an external clock source, a crystal, or the on-chip oscillator that does not require any external component. On-chip power-on-reset circuitry simplifies digital interface initialization.

There is no programming needed for the internal registers. All controls to the HX711 are through the pins.

FEATURES

- Two selectable differential input channels
- On-chip active low noise PGA with selectable gain of 32, 64 and 128
- On-chip power supply regulator for load-cell and ADC analog power supply
- On-chip oscillator requiring no external component with optional external crystal
- On-chip power-on-reset
- Simple digital control and serial interface: pin-driven controls, no programming needed
- Selectable 10SPS or 80SPS output data rate
- Simultaneous 50 and 60Hz supply rejection
- Current consumption including on-chip analog power supply regulator:
 - normal operation $< 1.5\text{mA}$, power down $< 1\mu\text{A}$
- Operation supply voltage range: 2.6 ~ 5.5V
- Operation temperature range: $-40 \sim +85^\circ\text{C}$
- 16 pin SOP-16 package

APPLICATIONS

- Weigh Scales
- Industrial Process Control

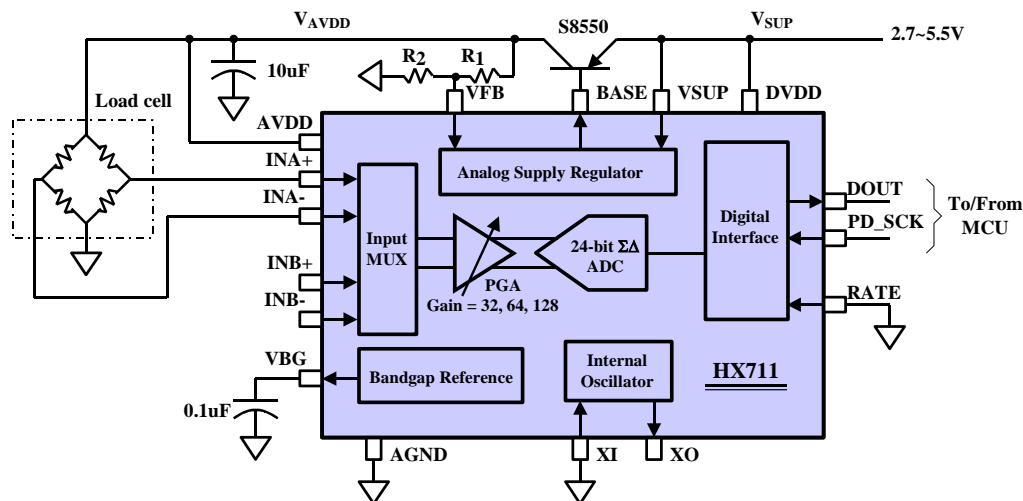


Fig. 1 Typical weigh scale application block diagram

MODEL: YF-S201

Description:

Water flow sensor consists of a plastic valve body, a water rotor, and a hall-effect sensor. When water flows through the rotor, rotor rolls. Its speed changes with different rate of flow. The hall-effect sensor outputs the corresponding pulse signal. This one is suitable to detect flow in water dispenser or coffee machine. We have a comprehensive line of water flow sensors in different diameters. Check them out to find the one that meets your need most.

Features:

- Compact, Easy to Install
- High Sealing Performance
- High Quality Hall Effect Sensor
- RoHS Compliant

Specifications:

- Working Voltage: DC 4.5V~24V
- Normal Voltage: DC 5V~18V
- Max. Working Current: 15mA (DC 5V)
- Load capacity: ≤ 10 mA (DC 5V)
- Flow Rate Range: 1~30L/min
- Load Capacity: ≤10mA (DC 5V)
- Operating Temperature: ≤80°C
- Liquid Temperature: ≤120°C
- Operating Humidity: 35%~90%RH
- Allowing Pressure: ≤1.75MPa
- Storage Temperature: -25~+ 80°C
- Storage Humidity: 25%~95%RH
- Electric strength 1250V/min
- Insulation resistance ≥ 100MΩ
- External threads: 1/2"
- Outer diameter: 20mm
- Intake diameter: 9mm
- Outlet diameter: 12mm



Application:

Water heaters, credit card machines, water vending machine, flow measurement device!

Cercuit:

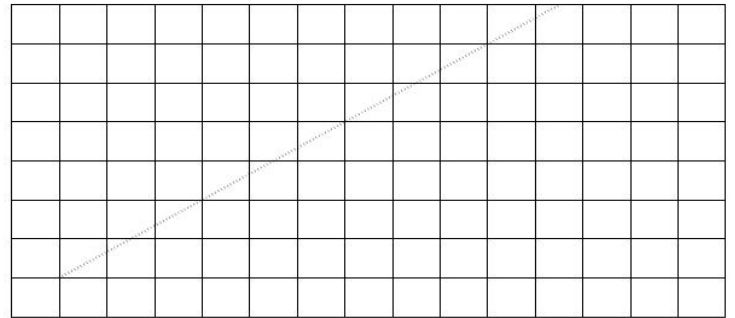
- Red: Positive
- Black: GND
- Yellow: Output signal

Flow Range: 100L/H-/1800H-L/H

Flow (L/H)	Frezq.(Hz)	Erro range
120	16	±10 5%
240	32.5	
360	49.3	
480	65.5	
600	82	
720	90.2	

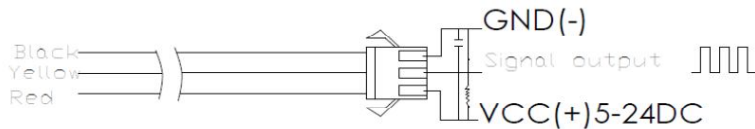
L/H

840
720
600
480
360
240
120
0

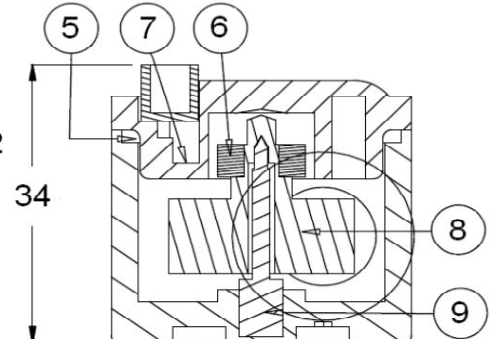
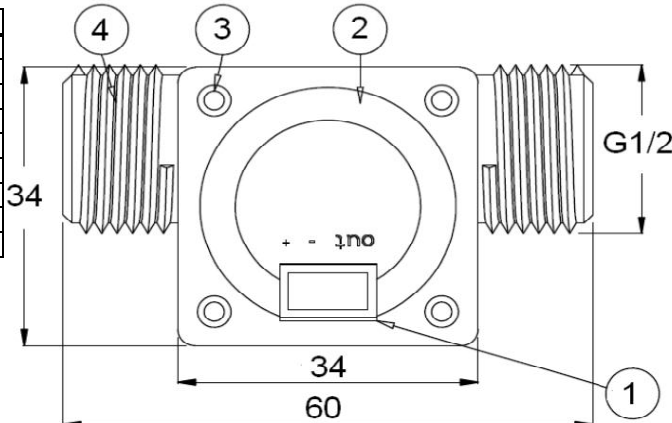


16 32.5 49.5 65.5 82 90.2 Freq.(HZ)

Connection method:



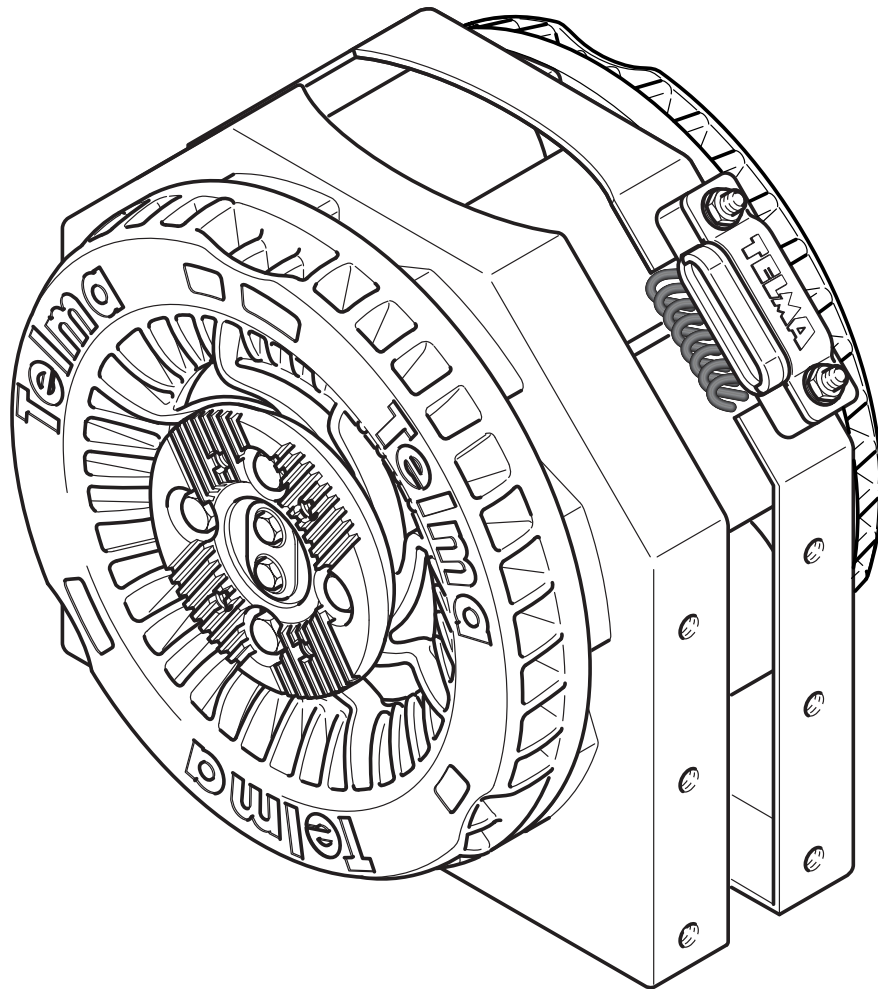
N°	Item	Material
1	Wire	PVC
2	Bonnet	PA
3	Screw	Zinc Plated
4	Valve Body	PA
5	Press Valve	
6	Magnet	
7	Hall	
8	Impeller	POM
9	Steel Sharft	SUS304



Closed



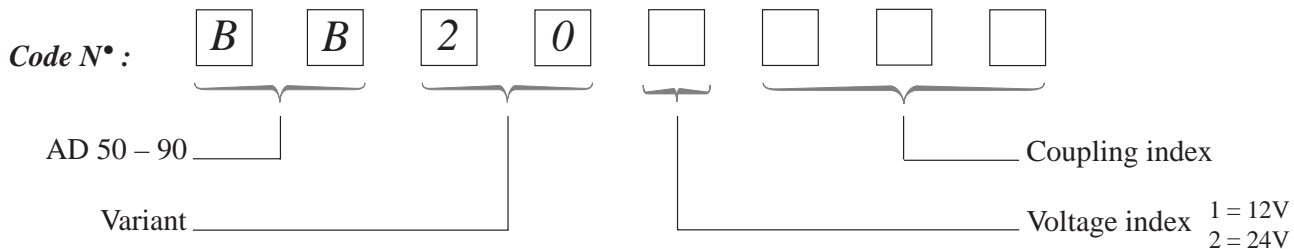
TECHNICAL SPECIFICATIONS



AD 50 – 90 Retarder



Identification



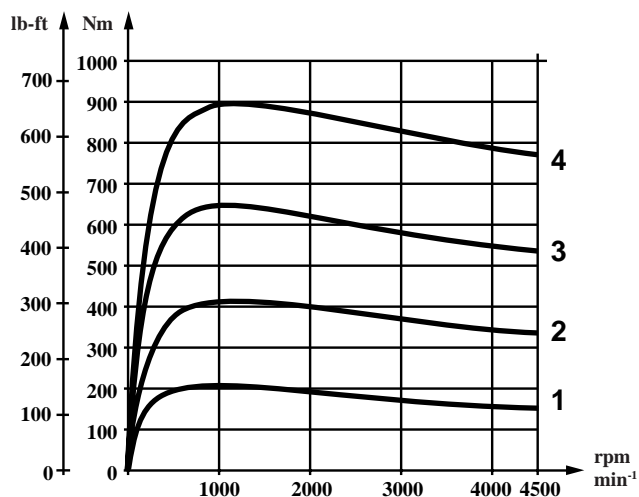
Specifications

MASS	Total : 125 kg/275 lb	Rotors : 39 kg/86 lb	Stator : 86 kg/189 lb
Application RANGE* G.C.W.	6 / 11 t		
Maximum BRAKING TORQUE	900 Nm/663 lb-ft		
Rotors INERTIA	0,64 kgm ² /15 lb-ft ²		
Maximum bearing R.P.M.	4500 tr/min		
Max. TRANSMISSIBLE TORQUE	10 000 Nm/7370 lb-ft		

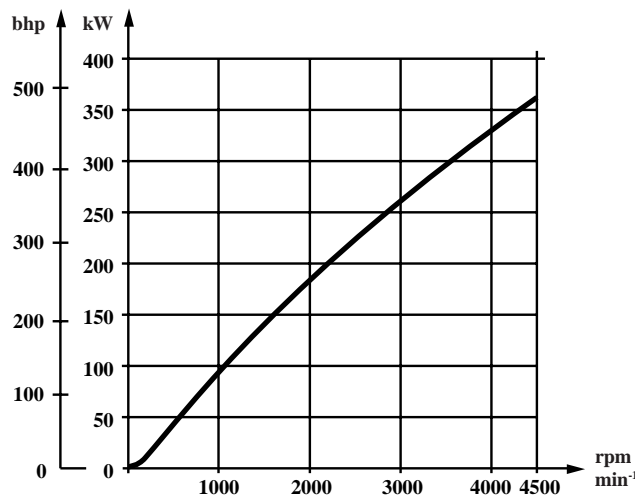
* for specific applications, consult our Technical Department

Performance curves (versus rotor speed)

TORQUE
Control stages : 1–2–3–4



POWER



Chapter 1 Performance and structural parameters of the petrol engine

Section 1 Performance and structural parameters of the petrol engine

Table 1 Technical characteristics and structural parameters of the petrol engine

Type	LJ465QE1	LJ465Q-1AE1
Model	Electronically controlled MPI gasoline engine with 4 cylinder, 4 stroke, forced water-cooling, in-line cylinder and overhead camshaft	
Bore dia.	65.5mm	65.5mm
Stroke	72mm	78mm
Compression Ratio	8.8 : 1	9.0 : 1
Displacement	995cc	1051cc
Rated power	35.5/31kW	38.5/34kW
Max. torque	74/68N&m (3000~3500r/min)	83/76N&m (3000~3500r/min)
Min. fuel consumption	275/300g/kW&h	275/300g/kW&h
Rated speed	5000r/min	5200r/min
Idle speed	850 ± 50r/min	850 ± 50r/min
Emission	At idle speed	CO ≤ 0.5% HC ≤ 100PPm DB11/044-1999
	At high idle speed	CO ≤ 0.3% HC ≤ 100PPm DB11/044-1999
	In NEDC cycle	CO ≤ 2.2 g/km HC+NO _x ≤ 0.5g/km ECE96
Sense of rotation	Counter clockwise (viewed from backside)	
Ignition sequence	1-3-4-2	
Oil pressure	0.294~0.539MPa (3.0~5.5kgf/cm ²) 3000r/min	
Fuel	Lead-free gasoline RON90 (GB19730-1999) or higher	
Oil	Selected according to the temperature of the region where the engine is operated (GB11121-1995)	
Coolant	Glycol water solution or soft water	
Clutch	Model	Single-leaf spring, diaphragm spring
	Overall dimension	(Clutch housing): 217×63mm
	Weight	2.8 kg
Gear box	gear ratio	Gear 1: 3.505
		Gear 2: 2.043
		Gear 1: 3.652
		Gear 2: 1.948

		Gear 3: 1.383	Gear 3: 1.424
		Gear 4: 1.000	Gear 4: 1.000
		Gear 5: 0.806	Gear 5: 0.795
		Reverse gear: 3.505	Reverse gear: 3.466
	Type	Gear meshing type, all with synchronizer , 1 reverse gear.	
		5 forward gears	5 forward gears
	Overall dimension	(L×W×H) 477.5×270×287.4mm	(L×W×H) 535.5×390.4×276.3mm
	Weight	16kg	28kg
	Lubrication oil	Gear oil to be selected according to the temperature of the region where the engine is operated GL-4 or GL-5 gear oil (GB13895-92) or No.18 hypoid gear oil	

△ The Rated power, Max Torque and Min. fuel consumption index of the petrol engine is “gross power/net power” .

△ △ : The emission standard for petrol engine is a mandatory national regulation that is subject to continuous modification. The MPI series engine made by Liuji Company will be improved continuously to meet the up-to-date national regulation.

Section 2 Full load performance curve of the gasoline engine.

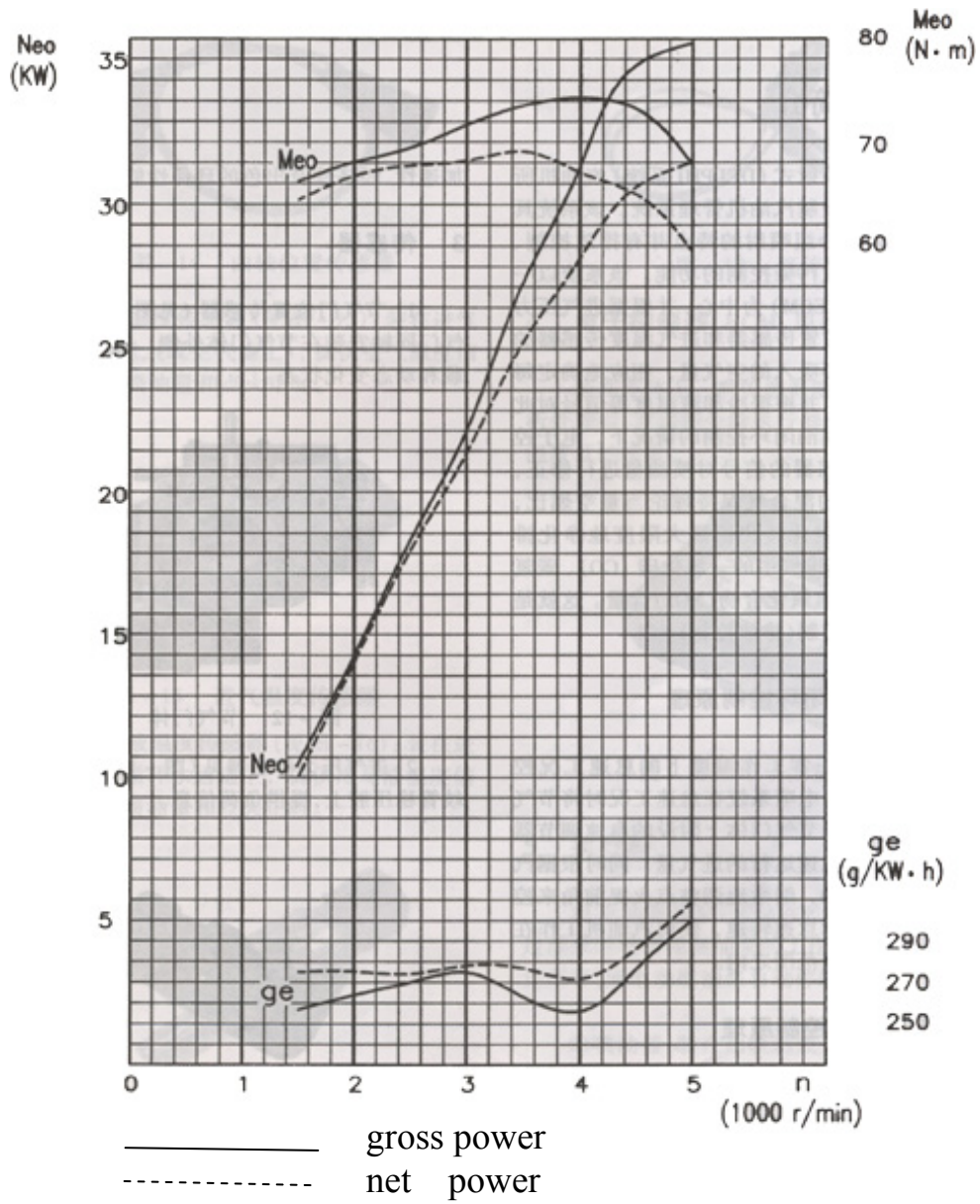


Fig.10 Full load performance curve of the DA465Q gasoline engine.

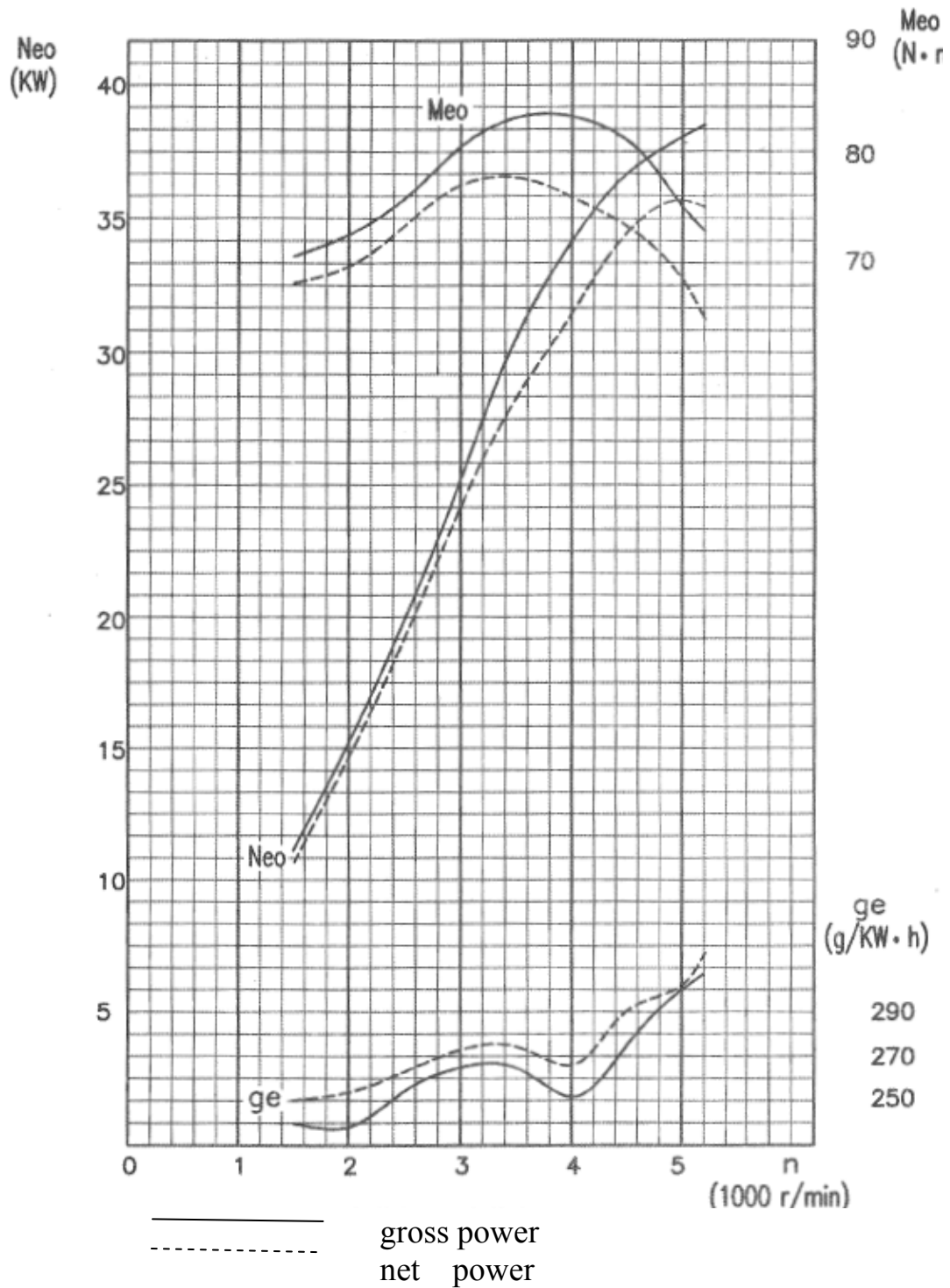


Fig.11 Full load performance curve of the DA465Q-1A gasoline engine.

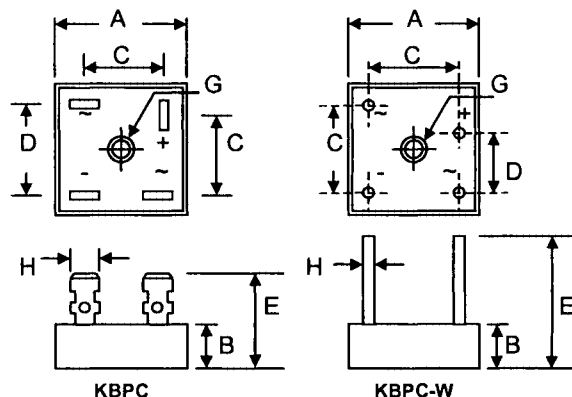


KBPC35 SERIES

35A SINGLE-PHASE BRIDGE RECTIFIER

Features

- Diffused Junction
- Low Reverse Leakage Current
- Low Power Loss, High Efficiency
- Electrically Isolated Metal Case for Maximum Heat Dissipation
- Case to Terminal Isolation Voltage 2500V



Mechanical Data

- Case: KBPC (Metal Case with Faston Lugs) or KBPC-W (Metal Case with Wire Leads)
- Terminals: Plated Faston Lugs or Wire Leads, Add "W" Suffix to Indicate Wire Leads
- Polarity: As Marked on Case
- Mounting: Through Hole with #10 Screw
- Mounting Torque: 23 cm-kg (20 in-lbs) Max.
- Weight: 30 grams (KBPC); 28 grams (KBPC-W)
- Marking: Type Number
- **Lead Free: For RoHS / Lead Free Version, Add "LF" Suffix to Date Code**

Dim	KBPC		KBPC-W	
	Min	Max	Min	Max
A	27.94	28.96	27.94	28.96
B	10.97	11.23	10.97	11.23
C	15.50	17.60	17.10	19.10
D	17.50	18.50	10.90	11.90
E	22.86	25.40	30.50	—
G	Hole for #10 screw, 5.08Ø Nominal			
H	6.35 Typical		0.97Ø	1.07Ø

All Dimension in mm

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @T_A=25°C unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load. For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	KBPC35										Unit
		05	01	02	04	06	08	10	12	14	16	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{RWM} V _R	50	100	200	400	600	800	1000	1200	1400	1600	V
RMS Reverse Voltage	V _{R(RMS)}	35	70	140	280	420	560	700	840	980	1120	V
Average Rectified Output Current @T _A = 60°C	I _O	35										A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I _{FSM}	400										A
Forward Voltage per leg @I _F = 17.5A	V _{FM}	1.2										V
Peak Reverse Current @T _C = 25°C At Rated DC Blocking Voltage @T _C = 125°C	I _{RM}	10 1.0										µA mA
I ² t Rating for Fusing (t < 8.3ms)	I ² t	664										A ² s
Typical Junction Capacitance (Note 1)	C _J	300										pF
Typical Thermal Resistance per leg (Note 2)	R _{θJC}	2.1										°C/W
RMS Isolation Voltage from Case to Leads	V _{ISO}	2500										V
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{STG}	-65 to +150										°C

Note: 1. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V D.C.
2. Thermal resistance junction to case, mounted on heatsink.



Series 1 240 VAC

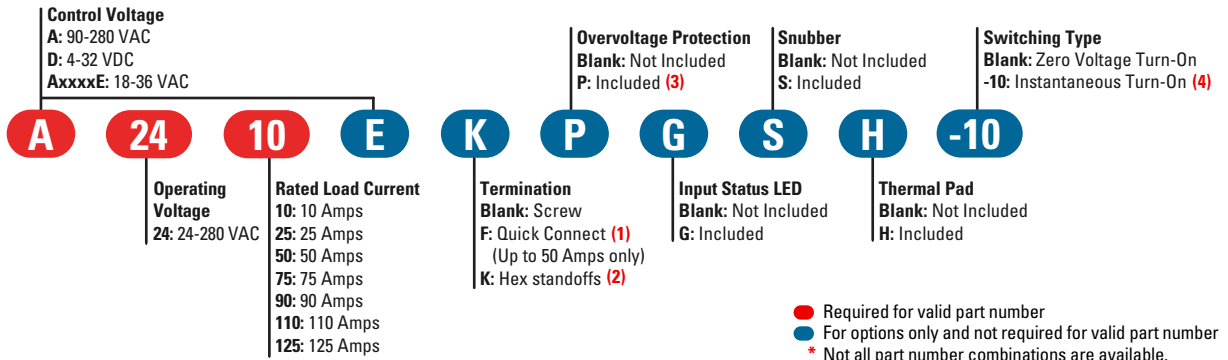
- Ratings from 10A to 125A @ 24-280 VAC
- SCR output for heavy industrial loads
- Zero voltage or instantaneous turn-on outputs
- UL/CSA/VDE Approved, CE Compliant to EN60950-1
- Improved SEMS screw and washer
- Redesigned housing with anti-rotation barriers
- AC or DC control
- Direct bond copper substrate
- EMC compliant to Level 3
- Direct power lead frame
- Epoxy free design

For **Generation 3** datasheet [click here](#)

PRODUCT SELECTION

Control Voltage	10A	25A	50A	75A	90A	110A	125A
3-32 VDC	D2410	D2425	D2450	D2475	D2490	D24110	D24125
90-280 VAC	A2410	A2425	A2450	A2475	A2490	A24110	A24125
18-36 VAC	A2410E	A2425E	A2450E	A2475E	A2490E	A24110E	A24125E

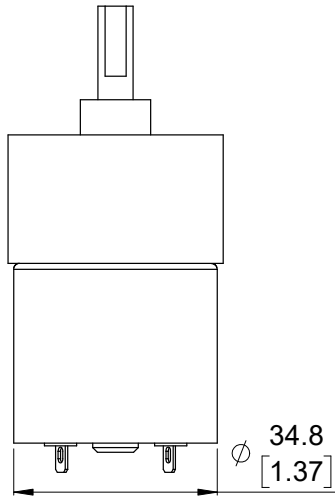
AVAILABLE OPTIONS



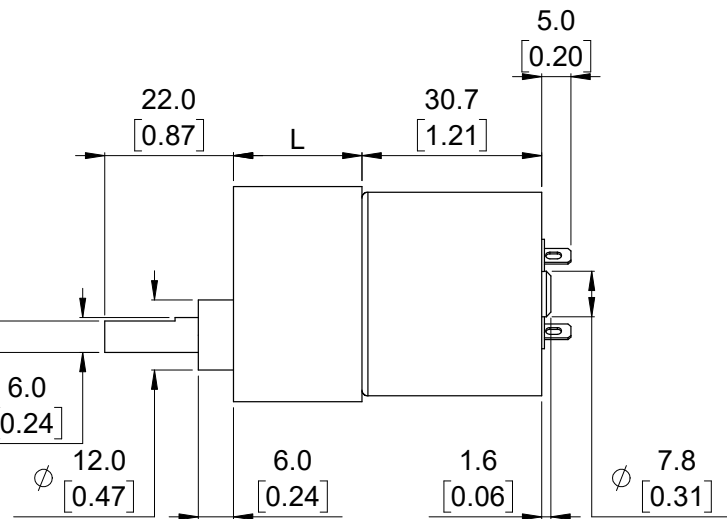
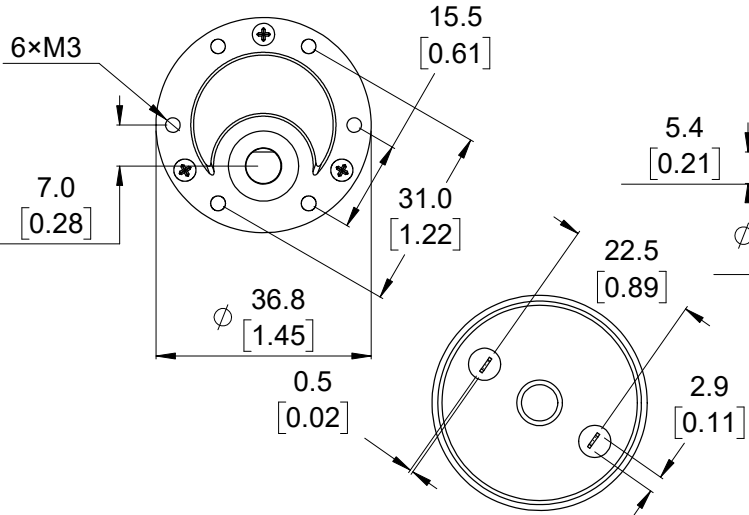
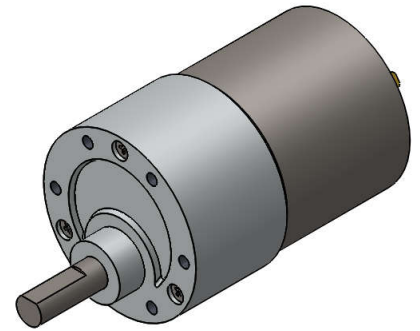
- Required for valid part number
- For options only and not required for valid part number
- * Not all part number combinations are available. Contact Crydom Technical support for information on the availability of a specific part number.

OUTPUT SPECIFICATIONS (5)

Description	10A	25A	50A	75A	90A	110A	125A
Operating Voltage (47-440Hz) [Vrms] (6)	24-280	24-280	24-280	24-280	24-280	24-280	24-280
Transient Overvoltage [Vpk] (3)	600	600	600	600	600	600	600
Maximum Off-State Leakage Current @ Rated Voltage [mArms] (7)	1	1	1	1	1	1	1
Minimum Off-State dv/dt @ Maximum Rated Voltage [V/μsec]	500	500	500	500	500	500	500
Maximum Load Current [Arms] (2)(8)	10	25	50	75	90	110	125
Minimum Load Current [mArms]	150	150	150	150	150	250	250
Maximum 1 Cycle Surge Current (50/60Hz) [Apk]	115/120	239/250	597/625	954/1000	1145/1200	1432/1500	1670/1750
Maximum On-State Voltage Drop @ Rated Current [Vrms]	1.15	1.15	1.30	1.15	1.15	1.15	1.15
Thermal Resistance Junction to Case (Rjc) [°C/W]	1.03	0.8	0.45	0.3	0.27	0.25	0.22
Maximum 1/2 Cycle I ² t for Fusing (50/60Hz) [A ² sec]	66/60	285/259	1770/1621	4555/4150	6560/5976	10249/9338	13950/12709
Minimum Power Factor (at Maximum load) (3)	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5



Gear ratio	L
19:1	22 mm [0.87 in]
30:1	22 mm [0.87 in]
50:1	24 mm [0.94 in]
70:1	24 mm [0.94 in]
100:1	26.5 mm [1.04 in]
131:1	26.5 mm [1.04 in]
150:1	26.5 mm [1.04 in]

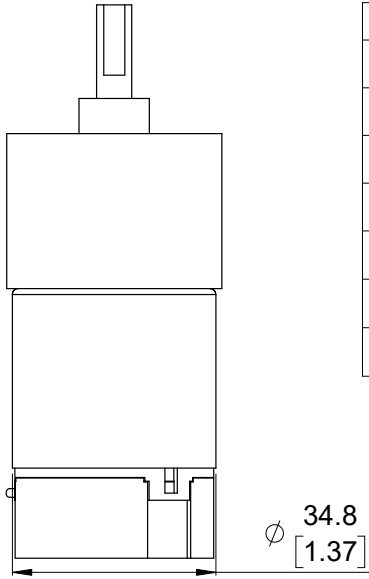


<https://www.pololu.com/category/116/37d-mm-gearmotors>

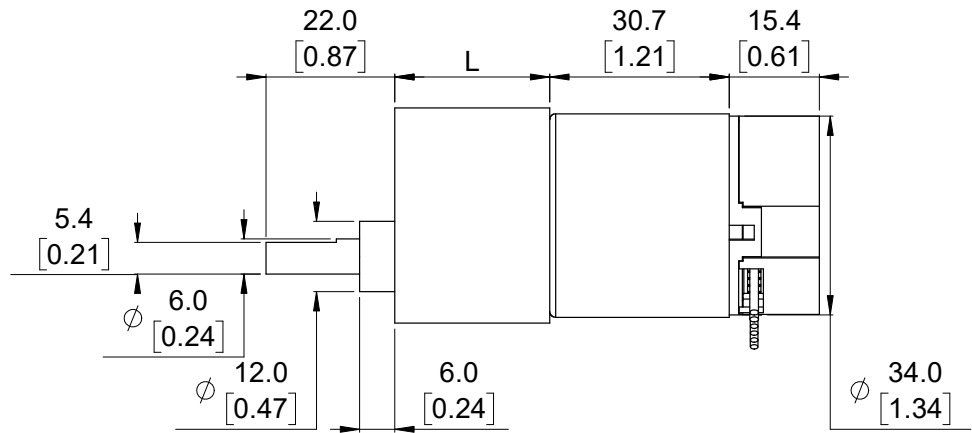
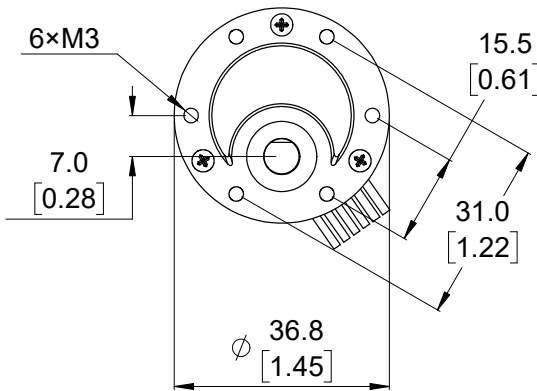
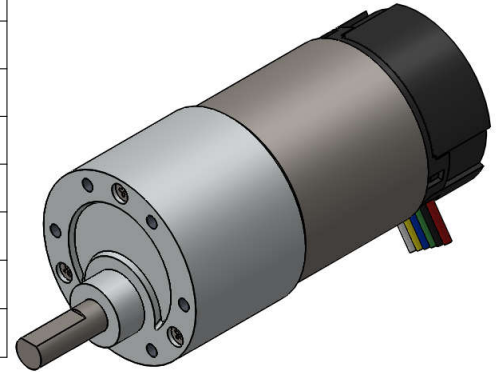
Name: 37D mm Metal Gearmotors		Item number: 1102-1107, 2829
Drawing date: 17 December 2018	Dev code: —	 © 2018 Pololu Corporation
Units: mm [in]	Material: Mixed	

1. To get the specified scale, select 100% in print settings.

Scale: 1:1



Gear ratio	L
19:1	22 mm [0.87 in]
30:1	22 mm [0.87 in]
50:1	24 mm [0.94 in]
70:1	24 mm [0.94 in]
100:1	26.5 mm [1.04 in]
131:1	26.5 mm [1.04 in]
150:1	26.5 mm [1.04 in]



<https://www.pololu.com/category/116/37d-mm-gearmotors>

Name: 37D mm Metal Gearmotors		Item number: 2822-2828
Drawing date: 17 December 2018	Dev code: —	 © 2018 Pololu Corporation
Units: mm [in]	Material: Mixed	

1. To get the specified scale, select 100% in print settings.

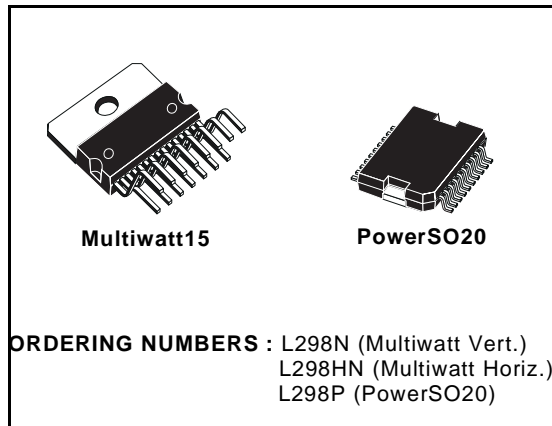
Scale: 1:1

DUAL FULL-BRIDGE DRIVER

- OPERATING SUPPLY VOLTAGE UP TO 46 V
- TOTAL DC CURRENT UP TO 4 A
- LOW SATURATION VOLTAGE
- OVERTEMPERATURE PROTECTION
- LOGICAL "0" INPUT VOLTAGE UP TO 1.5 V (HIGH NOISE IMMUNITY)

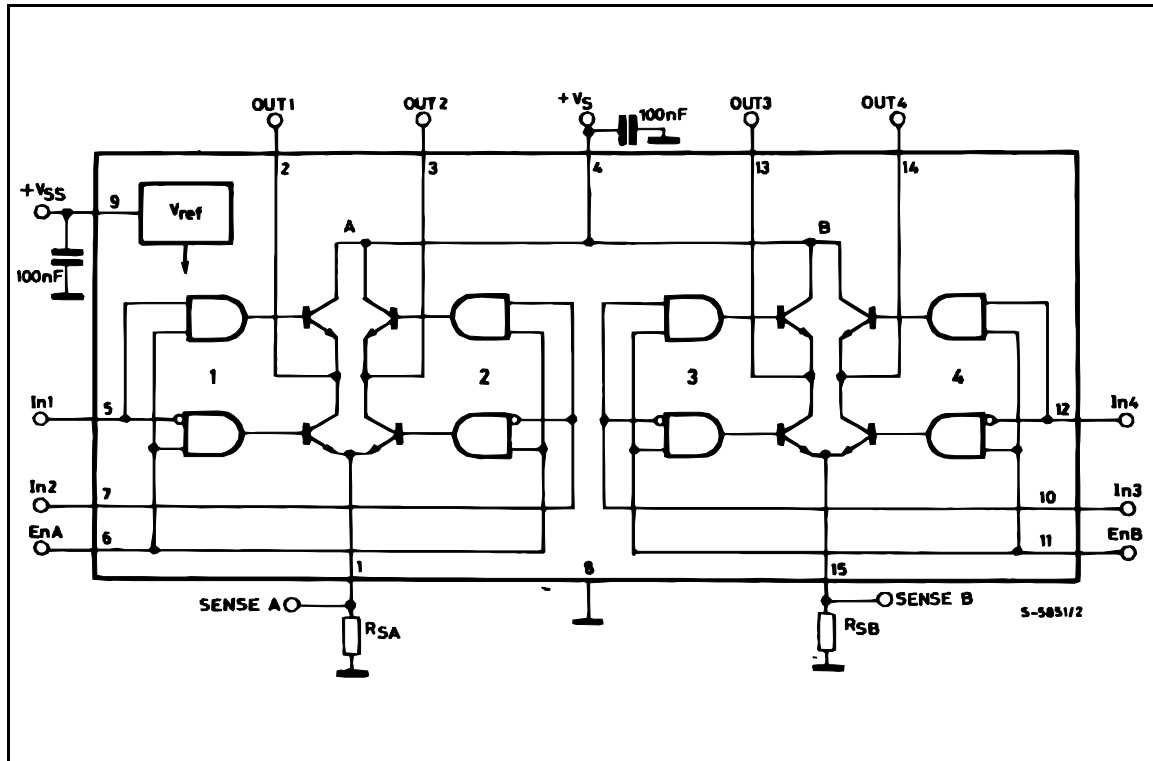
DESCRIPTION

The L298 is an integrated monolithic circuit in a 15-lead Multiwatt and PowerSO20 packages. It is a high voltage, high current dual full-bridge driver designed to accept standard TTL logic levels and drive inductive loads such as relays, solenoids, DC and stepping motors. Two enable inputs are provided to enable or disable the device independently of the input signals. The emitters of the lower transistors of each bridge are connected together and the corresponding external terminal can be used for the con-



nection of an external sensing resistor. An additional supply input is provided so that the logic works at a lower voltage.

BLOCK DIAGRAM

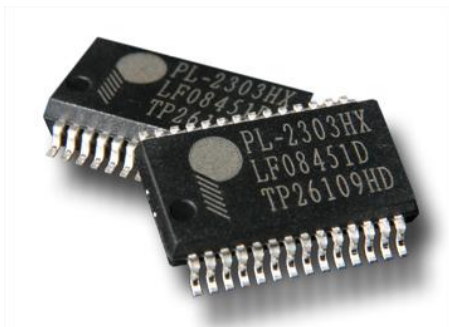




PL-2303HX Edition (Chip Rev D) USB to Serial Bridge Controller Product Datasheet

Document Revision: 1.4.4

Document Release: March 20, 2013



Prolific Technology Inc.

7F, No. 48, Sec. 3, Nan Kang Rd.
Nan Kang, Taipei 115, Taiwan, R.O.C.

Telephone: +886-2-2654-6363

Fax: +886-2-2654-6161

E-mail: sales@prolific.com.tw

Website: <http://www.prolific.com.tw>

Bibliografía

- [1] Asad U., Kumar R., Han X., Zheng M., *Precise instrumentation of a diesel single-cylinder research engine*, Meas. J. Int. Meas. Confed., 2011.
- [2] INEGI (2017). *Vehículos de motor registrados en circulación*. Recuperado de: http://www.inegi.org.mx/sistemas/olap/consulta/general_ver4/MDXQueryDatos.asp?#Regreso&c=
- [3] Gamiño González J. (2018) *De la complejidad genética a la complejidad urbana: el pronóstico del parque vehicular en la CDMX*. [Página Web, C3-UNAM]. Dirección: <https://www.c3.unam.mx/boletines/boletin12.html>
- [4] Michelsen H.A., Schulz C., Smallwood G.J., Will S., *Laser-induced incandescence: Particulate diagnostics for combustion, atmospheric, and industrial applications*, Progress in Energy and Combustion Science, 2015.
- [5] Brunetti, F. (2012) *Motores de combustão interna*. Brasil: Blucher.
- [6] Martinez Villegas, A. (2007) *Motores de combustión interna*. [PDF]. Recuperado de: <http://www.kimerius.com/app/download/5783856817/Motores+de+combustión+interna.pdf>
- [7] Obert, F.E. (1999) *Motores de combustión interna análisis y aplicaciones Segunda edición*. México: Continental.
- [8] *Road vehicles - Brake lining assemblies - Inertia dynamometer test method, International Organization for Standardization, ISO 11157:2005*, 2005.

-
- [9] *Motorcycles - Engine test code - Net power*, International Organization for Standardization, ISO 4106:2004, 2004.
- [10] *Motorcycles and mopeds - Pollution tests - Chassis dynamometer bench*, International Organization for Standardization, ISO 6970:1994, 1994.
- [11] *Passenger Car - Braking Device - Dynamometer Test Procedures*, Japanese Automotive Standards Organization, JASO C406, 2000.
- [12] *Parking Brake Structural Integrity Dynamometer Test Procedure*, Japanese Automotive Standards Organization, JASO C442, 1977.
- [13] *Engine Power Test Code-Spark Ignition and Compression Ignition-Net Power Rating*, SAE International Standard J1349,1980
- [14] Sousa G.C.D, Errera D.R., *A high performance dynamometer for drive systems testing*, Int. Confed. on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1997, pp.500-504.
- [15] Mera R., Campeanu R., *Test bench for fractional horse power single phase induction motors using virtual instrumentation*, Int. Confed. on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), 2012, pp. 1-6.
- [16] Shafi S., Vinoth Kumar S., Sengolrajan T., *Pressure and Torque control in Brake Inertia Dynamometer*, Int. Confed. ICIIIECS, 2015, pp. 1-5.
- [17] Jiang Fachao, Liu Entuo, Wang Molin, Li Lin, *Design of an Engine Test Bench Based on Virtual Instrument Technology*, Int. Confed. on Intelligent Computation Technology and Automation, 2011, pp. 624-626.
- [18] Naserimojarad M.M., Safavi A.A., Tadayoninejad A., Bahmani Koukhdan A., *Online torque estimation of internal combustion engines using neural networks*, Int. Confed. on Control, Instrumentation and Automation, 2011, pp. 253-257.
- [19] Umesh Mohankumar, Balakrishnan Shankar, Krishnashree Achuthan, *Remote triggered wind turbine dynamometer*,Int. Confed. TAP Energy, 2017, pp. 1-6.
- [20] Johnson C.E., Foskett R.D., *New Optical Torque Transducer and Dynamometer*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, vol. 17, pp. 71-77, 1970.
- [21] Instituto Mexicano del Transporte, (2014) *CARACTERIZACIÓN DE UN MOTOR DE COMBUSTIÓN INTERNA CON DOS TIPOS DE COMBUSTIBLE* (Publicación técnica No.417) Recuperado de: <https://www.imt.mx/archivos/Publicaciones/PublicacionTecnica/pt417.pdf>
- [22] Pérez García, M.A. (2014). *Instrumentación electrónica*. España: Paraninfo.
-

- [23] Pardo F., Boluda J.A. (1999). *VHDL Lenguaje para síntesis y modelado de circuitos*. España: RA-MA.
- [24] Hart D.W (2001) *Power Electronics*. New York: McGraw-Hill.
- [25] Sensata Technologies, *crydom Solid State Relay Series 1*, [PDF]. Recuperado de: <http://www.crydom.com/en/products/catalog/1-dc-series-dc-panel-mount.pdf>, 2018.
- [26] Hambley A.R. (2000) *Electronics*. Segunda edición: Pearson.
- [27] *Ergonomics of human-system interaction, ISO 9214-110*, 2006.
- [28] Jaramillo Morales, G.A. (1997) *Electricidad y Magnetismo*. México: Trillas.
- [29] Serway R.A., Jewett, Jr. J.W. (2010) *Physics for Scientists and Engineers with Modern Physics*. USA, Novena Edición: Brooks Cole.
- [30] TREZ ELECTRONIC, *MAX1000 User Guide*, [PDF]. Recuperado de: https://www.trenz-electronic.de/fileadmin/docs/Trenz_Electronic/Modules_and_Module_Carriers/2.5x6.15/TEI0001/User_Guide/MAX100020User20Guide.pdf, 2017.
- [31] AVIA SEMICONDUCTOR *24 Bit Analog to Digital Converter (ADC) for Weigh Scales*, [PDF]. Recuperado de: https://www.mouser.com/ds/2/813/hx711_english-1022875.pdf, 2013.
- [32] VANTAGE VEHICLE INT'L, INC. *ENGINE SERVICE MANUAL*, [PDF]. Recuperado de: <https://es.scribd.com/doc/315825906/Vantage-Engine-Service-Manual>.
- [33] Telma *TECHNICAL SPECIFICATIONS AD 50-90 Retarder*, [PDF]. Recuperado de: <https://www.telmausa.com/Downloads/0C442066.pdf>, 2000.
- [34] Pololu *131:1 Metal Gearmotor 37Dx57L mm*, [PDF]. Recuperado de: <https://www.pololu.com/product/1107>, 2019.
- [35] Sparkfun *DUAL FULL-BRIDGE DRIVER*, [PDF]. Recuperado de: https://www.sparkfun.com/datasheets/Robotics/L298_H_Bridge.pdf, 2000.
- [36] VISHAY *Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection*. [PDF]. Recuperado de: <https://www.vishay.com/docs/81181/4n35.pdf>, 2010.
- [37] Prolific *PL-2303HX Edition (Chip Rev D) USB to Serial Bridge Controller*. [PDF]. Recuperado de: http://images.100y.com.tw/pdf_file/35-Prolific-PL2303HXD.pdf, 2013.

- [38] WS *PL2303 USB UART Board Schematic*, [PDF]. Recuperado de: <https://www.waveshare.com/w/upload/a/ac/PL2303-USB-UART-Board-Schematic.pdf>, 2015.
- [39] Texas Instruments *Quad Differential Comparators*, [PDF]. Recuperado de: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm339.pdf>, 2018.
- [40] Troelsen A., Japikse P. (2017) *Pro C 7: With .Net and .Net Core*. APRESS.
- [41] Nakov S., Co. (2013). *FUNDAMENTALS OF COMPUTER PROGRAMMING WITH C*, Bulgarian Association Of Software Developers.
- [42] Cerecero Olivera, M.A. (s.f) *Diseño de un Dinamómetro de Chasis Para Vehículos de hasta 3500 kg de Peso Bruto Vehicular (Tesis UNAM)[Figura]*. Recuperado de: <http://www.ptolomeo.unam.mx:8080/jspui/bitstream/132.248.52.100/1784/1/Tesis.pdf>