



Universidad de Valladolid



GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

MAYO 2018

DISEÑO Y MONTAJE DE UN ROBOT SEGWAY

Autor: ADRIÁN GARCÍA GONZÁLEZ.

Tutor: LUIS CARLOS HERRERO DE LUCAS.

Departamento de Tecnología Electrónica.

Escuela de Ingenierías Industriales. Universidad de Valladolid.



Universidad de Valladolid





RESUMEN

El transporte urbano representa uno de los grandes problemas del S.XXI. La masificación de la población en ciudades ha traído consigo un notable incremento del número de vehículos presentes en las mismas, generando serios problemas de contaminación por las emisiones de los motores de combustión interna y ruido. Además, la infrautilización de los turismos, que generalmente transportan a una o dos personas, se traduce en el colapso de las vías.

La necesidad de encontrar una solución eficiente y no contaminante a este tipo de desplazamiento urbano, generalmente de corta distancia, hace que surjan nuevos medios de transporte, como los vehículos segway.

En el presente trabajo de fin de grado se muestra el funcionamiento de los vehículos Segway, y el proceso que se lleva a cabo para diseñar y desarrollar un prototipo funcional. Para ello se diseña y construye tanto la estructura como la electrónica que consigue la movilidad del vehículo.



Universidad de Valladolid





AGRADECIMIENTOS

“A mi familia, con mención especial a mis padres y mi hermano Diego. De ellos aprendí que no hay que rendirse nunca ante las adversidades por muy difíciles que se pongan las cosas, y que con esfuerzo y perseverancia se puede conseguir cualquier cosa.

A mi tutor Luis Carlos, quien me sugirió la realización del proyecto y me brindó la oportunidad de hacerlo realidad. Gracias por la confianza depositada en mí y en el proyecto, la dedicación del tiempo, la paciencia y sobre todo los conocimientos adquiridos no solo durante la realización del proyecto, sino durante toda la carrera desde segundo curso en fundamentos de electrónica.

A todo el departamento de tecnología electrónica de la EII, cuya emoción y entusiasmo en el proyecto me animó a continuar, además de facilitar alternativas y soluciones a los distintos problemas. Quiero hacer especial mención a dos profesores: Pedro y Jose Antonio. Ambos con vocación por la enseñanza, siempre dispuestos a echar una mano y a transmitir su experiencia.

A todos mis amigos, desde los que conozco desde mi infancia hasta los que conozco de la universidad o la residencia. A Edgar, Arancha, Fran, Lucía, Javi, Edu, Mario, Rafa, Pablo, Jose, Javi, Diego, Alex... y algún otro que se queda sin nombrar. A todos ellos gracias por los buenos momentos vividos, por el apoyo en las situaciones complicadas y por aguantarme todos estos años y por los que quedan.

A ti, Marina. Gracias por enseñarme que lo importante en esta vida es ser feliz y estar a gusto contigo mismo. Gracias por enseñarme a valorar los pequeños momentos, y a apreciar los grandes aún más. Gracias por hacerme ver siempre que todo puede tener una parte positiva, y que si algo te importa de verdad debes luchar por ello. Gracias Niña.”



Universidad de Valladolid





Índice

1.	Introducción	17
2.	Objetivos del proyecto	20
3.	Diseño mecánico	22
3.1	Elección de los motores	22
3.2	Diseño de la estructura	26
3.2.1	Plataforma	26
3.2.2	Manillar	30
3.2.3	Conjunto completo.....	32
3.3	Construcción física del vehículo	35
4.	Diseño eléctrico	41
4.1	Planteamiento de la electrónica	45
4.2	Pruebas y problemas encontrados	54
4.3	Soluciones adoptadas	83
4.3.1	Solución a los fallos del primer diseño.....	83
4.3.2	Diseño y fabricación de los circuitos.....	93
4.3.3	Ensayos en la PCB.....	101
5.	Software.....	108
5.1	Simulink.....	108
5.2	Arduino.....	115
6.	Costes.....	117
7.	Conclusiones	120
8.	Líneas futuras de investigación	122
9.	Bibliografía	126
10.	Anexos.....	129
10.1	Planos	131
10.2	Esquemas electrónicos y diseños de PCB	139
10.3	Datasheet.....	147
10.4	Código de Arduino	341



Universidad de Valladolid





Índice de figuras

Figura 1.1: Dean Kamen en la demostración del Segway	17
Figura 1.2: Segway i2 SE.....	18
Figura 1.3: Segway x2 SE.....	18
Figura 1.4: Ninebot Elite+	19
Figura 1.5: Ninebot Mini Pro	19
Figura 1.6:Ninebot One Pro.....	19
Figura 3.1: Rueda de carretillo	22
Figura 3.2: Esquema simple del planteamiento físico	23
Figura 3.3: Ensayo de bloqueo.....	24
Figura 3.4: Motor 24v DC	26
Figura 3.5: Rueda de patinete	26
Figura 3.6: Ensayo de esfuerzo a flexión	28
Figura 3.7: Chasis básico del Segway	29
Figura 3.8: Chasis completo del Segway.....	30
Figura 3.9: Vista de frente del manillar	31
Figura 3.10: Vista en perspectiva del manillar	31
Figura 3.11: Detalle del acople del manillar	31
Figura 3.12: Perspectiva del acople del manillar	31
Figura 3.13: Eje que acopla desde la estructura.....	32
Figura 3.14: Vista desde arriba del montaje del segway	32
Figura 3.15: Vista en perspectiva del Segway	33
Figura 3.16: Detalle del acople del manillar	34
Figura 3.17: Montaje de la plataforma.....	34
Figura 3.18: Vista del Segway completo	34
Figura 3.19: Construcción del prototipo.....	35



Figura 3.20: Prototipo físico	35
Figura 3.21: Montaje de las ruedas	36
Figura 3.22: Vista interior de montaje.....	36
Figura 3.23: Vista exterior del montaje.....	36
Figura 3.24: Sujeciones del motor	37
Figura 3.25: Barras del centro de la estructura	37
Figura 3.26: Función de tope para manillar	38
Figura 3.27: Tuerca para evitar que el eje bascule y potenciómetro de medida de giro	38
Figura 3.28: Detalle del montaje del eje para el manillar.....	38
Figura 3.29: Vista del manillar de frente.....	39
Figura 3.30: Vista del manillar de perfil	39
Figura 3.31: Acople del manillar de frente	39
Figura 3.32: Acople del manillar en perspectiva.....	39
Figura 3.33: Acople del eje de frente.....	40
Figura 3.34: Acople del eje en perspectiva	40
Figura 4.1:ADXL335	42
Figura 4.2:MPU6050	42
Figura 4.3: Vistas del sensor de peso.....	42
Figura 4.4: Características del sensor de peso	42
Figura 4.5: Funcionamiento de un puente H	43
Figura 4.6: Batería para el Segway	44
Figura 4.7: Arduino Nano.....	45
Figura 4.8: Modulación del ancho de pulso	46
Figura 4.9: Esquema de la electrónica de control	46
Figura 4.10: Diseño de PCB	47
Figura 4.11: Placa de control.....	48



Figura 4.12: Esquema interno IR2110.....	49
Figura 4.13: Esquema de un puente H	50
Figura 4.14: Esquema de potencia en MicroSim	51
Figura 4.15: Diseño de la PCB de potencia.....	51
Figura 4.16: Papel de acetato.....	52
Figura 4.17: Eliminación del cobre con ácido	53
Figura 4.18: Enfriado de la placa	53
Figura 4.19: Resultado de la placa terminada	53
Figura 4.20: Placa de potencia con componentes.....	54
Figura 4.21: Conmutaciones de Arduino	55
Figura 4.22: Comparación de señales IR2110	56
Figura 4.23: Esquema de la prueba del polo inferior	56
Figura 4.24: Conmutaciones del polo inferior	57
Figura 4.25: Conmutaciones rama superior IR2110	58
Figura 4.26: Esquema de la prueba de la rama.....	58
Figura 4.27: Tensión por las conmutaciones de una rama.....	59
Figura 4.28: Esquema de pruebas con led.....	60
Figura 4.29: Prueba de puente con led.....	60
Figura 4.30: Estrategia de control del motor	61
Figura 4.31: Prueba de funcionamiento con motor.....	62
Figura 4.32: Esquema de un motor Brushed DC con imanes.....	63
Figura 4.33: Pinza amperimétrica.....	64
Figura 4.34: Gráfico de tensión-corriente del ensayo de cortocircuito	65
Figura 4.35: Límite de tensión del IR2110	68
Figura 4.36: Fuente + regulador LM7812	69
Figura 4.37: Esquema de protección de puerta con Zener	70



Figura 4.38: esquema de protección de puerta con zener y resistencia	71
Figura 4.39: Esquema de protección de IR.....	72
Figura 4.40: Tensión en baterías con PWM 20.....	73
Figura 4.41: Tensión en baterías con PWM 50.....	74
Figura 4.42: Tensión en baterías con electrolítico y PWM 20	75
Figura 4.43: Tensión en baterías con electrolítico y PWM 50	75
Figura 4.44: Tensión en baterías con electrolítico y tántalo y PWM 20	76
Figura 4.45: Tensión en baterías con electrolítico y tántalo y PWM 50.....	77
Figura 4.46: Tensión en baterías con electrolítico, tántalo y papel y PWM 20	78
Figura 4.47: Tensión en baterías con electrolítico, tántalo y papel y PWM 50	78
Figura 4.48: Evolución de la tensión en arranque a PWM 127 con acoplamiento CA. 79	
Figura 4.49: Evolución de la tensión en arranque a PWM 240 con acoplamiento CA. 80	
Figura 4.50: Evolución de la tensión en inversión desde -240 a +240 PWM con acoplamiento CA	81
Figura 4.51: Evolución de la tensión en inversión con acoplamiento CC.....	82
Figura 4.52: Esquema propuesto para la alimentación de los IR.....	82
Figura 4.53: Segunda solución para medición de potenciómetro	84
Figura 4.54: Solución para potenciómetro con elevador	85
Figura 4.55: Relé para la desconexión de la potencia	86
Figura 4.56: Esquema de manejo del relé de potencia para los puentes H.....	87
Figura 4.57: Esquema equivalente de un condensador real	89
Figura 4.58: Esquema de precarga de los condensadores del puente	89
Figura 4.59: Esquema del sensor de corriente	90
Figura 4.60: Comparador con histéresis: esquema y comportamiento.....	91
Figura 4.61: esquema de la electrónica de protección contra cortocircuitos	91
Figura 4.62: esquema definitivo de la electrónica.....	94
Figura 4.63: Plano del espacio interior del vano del chasis	95



Figura 4.64: situación de los componentes en la placa.....	96
Figura 4.65: rutado de la PCB.....	97
Figura 4.66: taladrado del cartón de prueba	98
Figura 4.67: insolación de la PCB fotosensible	99
Figura 4.68: cara superior de la PCB tras el proceso de insolado.....	99
Figura 4.69: cara inferior de la PCB tras el proceso de insolado	100
Figura 4.70: Cara superior de la placa tras el atacado	100
Figura 4.71: Cara inferior de la placa tras el atacado	101
Figura 4.72: Ensayos en un puente H	102
Figura 4.73: Ensayo de un puente H	103
Figura 4.74: PCB finalizada con todos los componentes	103
Figura 4.75: Ensayo simultáneo de los dos puentes H.....	104
Figura 4.76: Relación tensión - corriente diodo 1N4007	105
Figura 4.77: Monitorización del fallo en el osciloscopio.....	106
Figura 5.1: Arduino en tiempo real con simulink	109
Figura 5.2: Interacción con Arduino desde Simulink	109
Figura 5.3: Programa de medición de ángulo MPU6050 con Simulink	110
Figura 5.4: Ensayo de medición de ángulo con MPU6050	111
Figura 5.5: Subsistema del control de motores.....	112
Figura 5.6: Programa de pruebas de Simulink	113
Figura 5.7: Segunda versión del subsistema de control de motores	114
Figura 5.8: Error de carga de Simulink.....	115
Figura 8.1: Pantalla táctil con microcontrolador	122
Figura 8.2: Módulo bluetooth HC-05.....	123
Figura 8.3: Tira de LED	123
Figura 8.4: RFID-RC522.....	124



Figura 8.5: Arduino 101..... 124



Índice de tablas

Tabla 2.1: Características de los modelos comerciales	20
Tabla 4.1: Resultados del ensayo de cortocircuito.....	65
Tabla 6.1: Costes materiales	117

Índice de ecuaciones

Ecuación 3.1.....	23
Ecuación 3.2.....	23
Ecuación 3.3.....	23
Ecuación 3.4.....	24
Ecuación 3.5.....	25
Ecuación 3.6.....	25
Ecuación 4.1.....	66
Ecuación 4.2.....	71
Ecuación 4.3.....	71
Ecuación 4.4.....	87
Ecuación 4.5.....	87
Ecuación 4.6.....	88
Ecuación 4.7.....	96
Ecuación 4.8.....	105
Ecuación 4.9.....	105
Ecuación 4.10	105



Universidad de Valladolid



1. Introducción

En el presente Trabajo de Fin de Grado se diseña y desarrolla un robot segway o vehículo segway. Este tipo de vehículo es un sistema de transporte unipersonal destinado a cubrir las necesidades de movilidad en un entorno urbano, en el que la contaminación y el ruido generados por los motores de combustión interna suponen un problema serio para la salud de la población, y donde la concentración de vehículos provoca el colapso de las vías.

El segway representa una alternativa a los turismos, las motocicletas o el transporte público. Al tener un tamaño reducido, ocupando la superficie de una persona caminando, y no emplear motores de combustión, su uso solucionaría gran parte de la contaminación y el colapso en las ciudades, sobre todo en los desplazamientos cortos, que además son durante los que más contaminan los motores de combustión por no haber alcanzado la temperatura de servicio.

Este dispositivo fue inventado por el ingeniero y empresario estadounidense Dean Kamen, y presentado al público en diciembre de 2001 como un nuevo concepto de vehículo que revolucionaría el transporte en la ciudad. Consta de una plataforma sostenida sobre dos ruedas alineadas en el mismo eje en la que se mantiene de pie una persona. Además, también posee un manillar con el que dirigir el segway y que ayuda a mantener el equilibrio, [1].

La impulsión del vehículo presentado por Kamen es totalmente eléctrica, empleando dos motores (uno en cada rueda) para el desplazamiento y la estabilización. Esto último se consigue mediante un algoritmo de control que capta la información de cinco giróscopos y actúa en consecuencia sobre los motores. Asimismo, posee cuatro sensores en la base, justo bajo los pies del usuario, que permiten el avance o retroceso. Para procesar toda esta información se emplea un DSP (digital signal processor) desarrollado por Texas Instruments, [2].

El segway fue y aún es producido por la compañía Segway LLC. En su lanzamiento la oferta era de dos variantes: una variante destinada al público general, denominada como "p-series", y otra destinada a su uso en instituciones públicas y empresas denominada "i-series". Esta última tenía una mayor autonomía y alcanzaba mayor velocidad que la versión de público. La compañía también anunció que para la versión industrial se fabricarían dos remolques, uno arrastrado y otro autónomo que siguiera al segway, [3].



Figura 1.1: Dean Kamen en la demostración del Segway

Sin embargo, el éxito comercial no fue el esperado, ya que las primeras unidades costaban entre 8000 y 10000 dólares estadounidenses, una cantidad similar a lo que cuesta un turismo pequeño. A pesar de todo, la empresa se esforzó por ampliar su cuota de mercado, expandiendo su comercialización a Europa y algunos países de Asia. Hoy en día producen multitud de modelos, tanto para uso personal como para uso profesional. A continuación se pueden observar los dos modelos principales destinados a un uso personal, [4].



Figura 1.2: Segway i2 SE



Figura 1.3: Segway x2 SE

No es la única empresa que los comercializa actualmente, también Ninebot se dedica a su venta, en un acuerdo con la empresa Segway. Un ejemplo de ello es el modelo Elite+, que se puede observar en la Figura 1.4. Además, Ninebot comercializa también dispositivos similares pero controlados con las rodillas en vez de con las manos, o incluso con una sola rueda, como son el **NINEBOT MINI PRO** o el **NINEBOT ONE PRO**, de las figuras 1.5 y 1.6 respectivamente [5].



Figura 1.4: Ninebot Elite+



Figura 1.5: Ninebot Mini Pro



Figura 1.6: Ninebot One Pro

2. Objetivos del proyecto

Este proyecto está basado en el objetivo de demostrar la adquisición de unos conocimientos técnicos suficientes como para optar al título de graduado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática. Para ello se diseñará y construirá un prototipo físico de un segway lo más funcional posible, que pueda ser utilizado por una persona que no disponga de conocimientos específicos de electrónica, mecánica o ingeniería, es decir, un usuario común, pudiendo llegar a ser el prototipo un modelo comercial, e intentando en la medida de lo posible mejorar aspectos de los modelos comerciales actuales.

Con el objetivo de tener una referencia acerca de las características de los modelos presentes actualmente en el mercado, se muestra a continuación una tabla comparativa con los tres segways con manillar que se mostraron en el apartado anterior, [5], [6].

Tabla 2.1: Características de los modelos comerciales

	Segway i2 SE	Segway x2 SE	Ninebot Elite+
Dimensiones:			
Alto ¹	1170-1300mm	1190-1320mm	1100-1400mm
Ancho	650mm	840mm	586mm
Longitud	630mm	670mm	390mm
Peso	47.7Kg	54Kg	23.5Kg
Autonomía	40Km	35Km	30Km
Velocidad máxima	20Km/h	20Km/h	20Km/h
Pendiente máxima	-	-	20°
Altura libre al suelo	85mm	112mm	-
Motores	-	Brushless	-

Nota: los datos de la Tabla 2.1 se han obtenido de los correspondientes manuales de usuario proporcionados por el fabricante.

¹Todos ellos cuentan con altura regulable del manillar, por ello aparece un intervalo en este campo.

Por ser el más ligero, de tamaño más reducido y con una velocidad y autonomía similares a las del resto de modelos, se tomará como modelo de referencia el Ninebot Elite+. Este Segway es un vehículo versátil para el entorno urbano, que además de contar con las características mostradas en la Tabla 2.1 tiene las siguientes:

- Una pantalla de información que muestra los diversos parámetros, como la carga de batería, cuentakilómetros parcial y total, temperatura, etc.
- Una llave electrónica con mando que permite el control remoto del Segway, así como el bloqueo para evitar el robo
- Bluetooth, que permite visualizar en un smartphone, mediante la aplicación específica, toda la información de la pantalla del Segway, además de permitir el control remoto del mismo y modificar la velocidad máxima de avance, siendo esto especialmente útil cuando el usuario está aprendiendo a manejar el dispositivo.



Conocidas las características del Ninebot Elite+ es posible establecer una idea general para los objetivos del proyecto.

Como se ha explicado ya, a partir de las características del modelo de referencia se establecerán los objetivos para el proyecto. Estos serán:

- Diseñar y construir completamente un prototipo de vehículo tipo segway o autobalanceado, de manera que este pueda transportar gente y ser conducido por personas sin formación específica.
- Conseguir un diseño mecánico y estructural robustos, a la vez que se intenta lograr una estética atractiva y un peso contenido.
- Dimensionar y elegir adecuadamente unos motores eléctricos que permitan el balanceo y movimiento del vehículo.
- Diseñar e implementar una etapa de potencia que permita el control de los motores.
- Plantear y construir un sistema de control electrónico y un conjunto de sensores que permitan la estabilización del dispositivo.
- Incorporar una pantalla táctil en el manillar que muestre diversos parámetros del segway, y que permita ajustes al usuario.

Todos estos propósitos son los que se procurará satisfacer al realizar el proyecto, priorizando lógicamente el funcionamiento básico del segway sobre los objetivos secundarios, como pueden ser lograr una estética atractiva o la incorporación de la pantalla táctil.

En los siguientes capítulos se explica la manera en la que se ha desarrollado el proyecto, justificando los diseños de cada parte del segway y la implementación de los distintos elementos, así como su función.

3. Diseño mecánico

Para el diseño de la estructura es necesario tener presente multitud de factores, como el peso que debe soportar, la maniobrabilidad y la practicidad que se desea que tenga el dispositivo, la capacidad para superar obstáculos, el espacio necesario para situar todos los elementos que debe incorporar el segway, etc. Este conjunto de factores condicionará las dimensiones, la forma y los materiales empleados en el diseño y construcción de la estructura.

3.1 Elección de los motores

El segway se mantiene erguido gracias a dos motores eléctricos con sus respectivas reductoras, que transmiten el par a las ruedas. Con el objetivo de escoger unos motores apropiados a tal efecto es necesario conocer las necesidades de par y velocidad en el eje de las ruedas.

Para realizar los cálculos de estos parámetros es necesario tener en cuenta las siguientes hipótesis:

- La velocidad máxima del vehículo se sitúa en 20Km/h, tomando como referencia la velocidad punta de los modelos comerciales, pudiendo ser inferior en caso necesario.
- El diámetro de las ruedas es de 255mm. Este valor no es aleatorio, sino que se corresponde con el diámetro de la rueda mostrada en la figura 3.1, que por su ligereza y sus características de resistencia es una buena opción para emplear en el segway. Dicha rueda se corresponde con un recambio comercial de un carretillo, de forma que es una buena opción para minimizar costes y es fácil de encontrar en una ferretería en caso de necesitar recambios.
- La pendiente máxima que puede ascender el vehículo es de 45°. Este valor es significativamente superior al superable por los modelos comerciales, sin embargo no es un dato real, sino que está sobredimensionado para garantizar la seguridad.



Figura 3.1: Rueda de carretillo

De esta forma se procede a realizar los cálculos:

Ecuación 3.1

$$V = 2\pi R * n \rightarrow n = \frac{V}{2\pi R} = \frac{V}{\pi * D}$$
$$n = \frac{20 \text{ Km/h} * \frac{1000\text{m}}{1\text{Km}} * \frac{1\text{h}}{3600\text{s}}}{\pi * 0.255\text{m}} * \frac{60\text{rpm}}{2\pi \text{ rad/s}} = 66.28\text{rpm}$$

La velocidad de giro máxima necesaria en las ruedas es de 66.28 rpm. A continuación se calcula el par necesario, para lo que se supone un peso total de vehículo con conductor de 160Kg. El planteamiento, que se muestra en la figura 3.2, se realiza para el peor caso, que es ascendiendo la pendiente máxima.

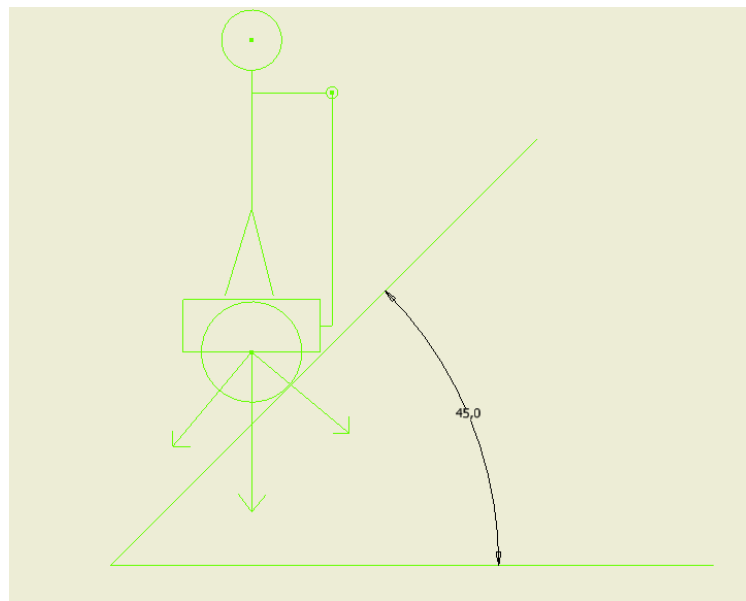


Figura 3.2: Esquema simple del planteamiento físico

Como se aprecia en la figura superior, la fuerza que deben vencer los motores es la paralela a la superficie de la rampa, que es la responsable de la tendencia a descender del segway. Puesto que son dos motores los que impulsan al segway, cada uno será responsable de vencer la mitad de la fuerza, por lo que los cálculos resultan de la siguiente manera:

Ecuación 3.2

$$2F = m * g * \sin \theta = 160\text{Kg} * 9.81 \text{ m/s}^2 * \sin 45^\circ = 1110\text{N} \rightarrow F = 555\text{N}$$

Ecuación 3.3

$$M_{\text{rueda}} = F * R = 555\text{N} * \frac{0.255\text{m}}{2} = 70.76\text{N} * \text{m}$$

Una vez conocidos los parámetros de par y velocidad se procede a buscar unos motores con sus respectivas reductoras capaces de proporcionar dichos valores. Para aprovechar que se dispone de unos motores DC con escobillas se les realiza un ensayo de bloqueo con el objetivo de determinar el par máximo disponible y concluir su validez para el proyecto.

Este ensayo, que se puede observar en la figura 3.3, consiste en sujetar firmemente el motor a una determinada altura. A continuación se enrolla una cuerda en una polea de radio conocido, y en el otro extremo de la cuerda se ata una masa conocida. Dicha masa se incrementa progresivamente hasta que el motor no sea capaz de levantarla, momento en el que es posible determinar el par máximo.

Como masa conocida se empleará una garrafa en la que se añade agua por volúmenes conocidos, permitiendo así controlar de manera aproximada el peso durante el ensayo. Tras realizar diversas pruebas incrementando la masa, el motor termina por bloquearse. Así se concluye que la masa máxima que es capaz de levantar es de 21Kg medido con una báscula.

Puesto que el diámetro de la polea utilizada durante el ensayo es de 78mm y que el motor posee una reductora de tipo tornillo sin fin con una relación de reducción 75:1, el par máximo se expresa mediante la siguiente operación.



Figura 3.3: Ensayo de bloqueo

Ecuación 3.4

$$M_{motor} = F * R * i = m * g * R * i = 21Kg * 9.81 \frac{m}{s^2} * \frac{0.078m}{2} * \frac{1}{75} = \dots = 107.13mN * m$$

Es necesario redimensionar la reductora por dos motivos fundamentales:

- Alcanzar el par necesario en las ruedas, puesto que esta reductora aplicaría un par máximo de 8.03N*m, siendo el par necesario de 70.76N*m.
- Modificar el tipo de reductora, ya que los tornillos sin fin mantienen bloqueada la rueda cuando el motor no gira, complicando en gran medida el control durante los descensos de pendientes o las inversiones de sentido.



La nueva relación de reducción se calcula a continuación:

Ecuación 3.5

$$i = \frac{M_{rueda}}{M_{motor}} = \frac{70.76N * m}{107.13mN * m} = \dots = \frac{660.51}{1}$$

Es una reducción muy importante, que implica una velocidad máxima para el segway:

Ecuación 3.6

$$V = 2\pi R * n_{rueda} = 2\pi R * n_{motor} * \frac{1}{i} = \pi * 0.255m * 6000rpm * \frac{2\pi rad/s}{60rpm} * \frac{1}{660.51} = \dots = 2.74 Km/h$$

Dicha velocidad es excesivamente reducida para un uso práctico del dispositivo. Además, tras contactar con diversas empresas ninguna fue capaz de realizar una reducción con las especificaciones de par y tamaño requeridos, ya que el paso de los engranajes era excesivamente reducido.

Tras comprobar que la opción inicialmente contemplada no es válida, es necesario realizar una búsqueda de unos motores lo suficientemente potentes como para cubrir las características de par y velocidad requeridos.

Después de una investigación exhaustiva se encontró un proyecto similar de un segway casero (véase bibliografía, [7]) fabricado de forma muy sencilla. Es un modelo muy simple que emplea como chasis un tablero de contrachapado, y como manillar un tubo de pcv de fontanería.

Sin embargo, el aspecto interesante de este proyecto reside en el sistema de propulsión que emplea. Este consta de dos motores que, por las características que poseen, son capaces de cubrir las necesidades anteriormente especificadas. Además, también se toma como modelo el sistema de tracción, compuesto por una rueda que lleva acoplada un engranaje, y una cadena que une este con el piñón del motor.

Los motores son de corriente continua de excitación por imanes permanentes con escobillas, que funcionan a una tensión de 24V y desarrollan una potencia de 250W. Son recambios comerciales de patinetes eléctricos (véase figura 3.4), lo que permite reducir costes de producción al no tener que diseñarlo específicamente para este vehículo.

Las ruedas son de tamaño similar a las contempladas inicialmente, por lo que es posible realizar la sustitución sin apenas modificaciones en el planteamiento, con la ventaja de que están diseñadas específicamente para los motores mencionados, incorporando una corona para transmitir el par (véase figura 3.5). Este cambio simplifica en gran medida la fabricación del segway, ya que se evita diseñar y producir un acople entre un posible engranaje y la rueda.

*Figura 3.4: Motor 24v DC**Figura 3.5: Rueda de patinete*

La corona que incorpora la rueda tiene el inconveniente de que no es fija, sino que posee una carraca que permite el giro libre en un sentido. Esto se debe a que, en un patinete eléctrico, existe la necesidad de que no se frene al soltar el acelerador, y como no se desliza marcha atrás esto se puede hacer mediante una carraca.

Sin embargo, en un segway es imperativo que la rueda pueda girar en ambos sentidos, no sólo por el movimiento, sino por la estabilidad. Por ello se bloquea la carraca con unos puntos de soldadura, con lo que se consigue transmitir movimiento a la rueda en ambos sentidos.

A la hora de incorporar la rueda al segway será necesario eliminar el freno situado en la parte izquierda (como se ve en la figura 3.5), ya que es un elemento que no cumpliría ninguna función en el segway y sólo añadiría peso.

El movimiento se transmite desde el motor a la rueda mediante una cadena, con una relación 55:10.

3.2 Diseño de la estructura

Una vez se ha escogido los motores, conociendo las dimensiones y peso de los mismos, se comienza con el diseño de la estructura. Esta consta de dos partes: la plataforma, sobre la que se sitúa el usuario, y el manillar. Ambos elementos deben ser resistentes, pero en especial la plataforma, ya que debe soportar el peso de la persona, baterías, motores y otros elementos.

3.2.1 Plataforma

La plataforma es el cuerpo del vehículo. Debe ser especialmente resistente, puesto que es la que soportará todos los esfuerzos, como el par de los motores, el peso del usuario, las inercias del vehículo, baches en la vía... Además, debe albergar los distintos elementos que harán funcionar al segway, como baterías, componentes electrónicos, etc.



Como ya se ha comentado en el capítulo 2, se toma como referencia en Ninebot Elite+, en el que las dimensiones de la plataforma son 590mm de ancho y 390mm de largo. Es necesario tener en cuenta que estas medidas incluyen el manillar y las ruedas, por lo que para una primera aproximación se pueden establecer unas dimensiones de la plataforma del prototipo de 500mm de ancho y 350mm de largo. Para esta decisión se ha tenido en cuenta que el espacio fuese suficiente para las baterías y los motores, y que quedase un vano suficientemente grande para la electrónica.

En el modelo comercial el chasis está compuesto por aleaciones de magnesio y aluminio. Sin embargo, esto no es viable para la construcción del prototipo con los medios disponibles, por lo que se plantean una serie de opciones que, aun no siendo las óptimas, son viables para una construcción sin medios industriales:

- Chasis en barra maciza de hierro con recubrimiento de aluminio o plástico con el fin de mejorar la estética.
- Chasis en barra hueca de hierro con el mismo recubrimiento que en el caso anterior.
- Chasis en barra maciza de aluminio, con las mismas opciones de revestimiento.
- Chasis en barra hueca de aluminio, idénticas posibilidades de envoltura.
- Chasis directamente en chapa de aluminio, moldeada adecuadamente para conseguir las formas adecuadas.
- Chasis construido en plástico mediante la unión de piezas creadas por impresora 3D.

Para poder tomar una decisión correcta sobre el material a emplear se realizaron ensayos de esfuerzos a flexión, como el observado en la figura 3.6, con muestras de 0.5m de cada uno de los materiales anteriormente citados. El tamaño de las muestras se fundamenta en que es la dimensión mayor del chasis, y por tanto es la que más riesgo presenta de sufrir deformaciones plásticas ante los distintos esfuerzos. Cabe señalar que las distintas secciones de los materiales escogidos se han seleccionado intentando no comprometer la estética del dispositivo o reducir en exceso el espacio interior de la estructura.

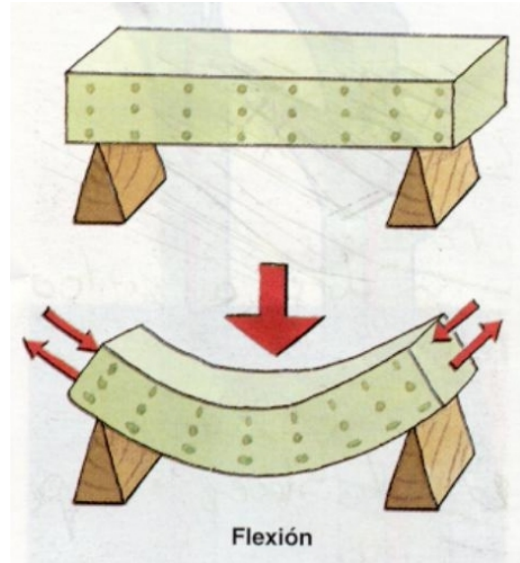


Figura 3.6: Ensayo de esfuerzo a flexión

Las conclusiones obtenidas tras el ensayo se detallan a continuación:

- En barra maciza de hierro de sección 10x10mm la resistencia a flexión fue muy elevada, soportando el peso de una persona sin apenas deformación. Sin embargo, el peso de la misma es excesivo.
- En la barra hueca de hierro de sección 20x20mm y 1mm de pared la deformación también fue mínima ante el peso de una persona. La masa de dicha barra fue significativamente menor a la anterior.
- En barra maciza de aluminio de sección 8x8mm la deformación impedía su uso para el proyecto.
- En barra hueca de aluminio de sección 20x20mm y 2mm de pared la deformación era aceptable, aunque no buena como en las de hierro. El peso era reducido.
- En plástico mediante impresión 3D: fue el único material en el que no se hizo comprobación con una barra de 50cm, sino que la experiencia con este tipo de material y la lentitud de la impresión hicieron que descartase esta opción.

La sección de la barra maciza de aluminio no se aumentó para otra prueba debido a la indisponibilidad en el momento de la construcción de una soldadora de aluminio. Por este mismo motivo tampoco se aumentó la pared de la barra hueca de aluminio. La chapa de aluminio resultó ser inviable por su baja resistencia y las dificultades para moldearla de forma manual.

A la vista de los resultados obtenidos se decidió que la mejor opción en cuanto a su compromiso entre resistencia y peso era la barra hueca de hierro.

Una vez escogido el material y las dimensiones se realiza el diseño de la estructura en Autodesk Inventor, [8].

Como se puede observar en la figura 3.7 el diseño del chasis es muy sencillo, con forma de cubo irregular consiguiendo un espacio interior amplio. Las dimensiones de ancho

y largo se han justificado anteriormente con el espacio disponible para las baterías, que se visualizarán en el capítulo siguiente. Sin embargo queda por razonar la altura.

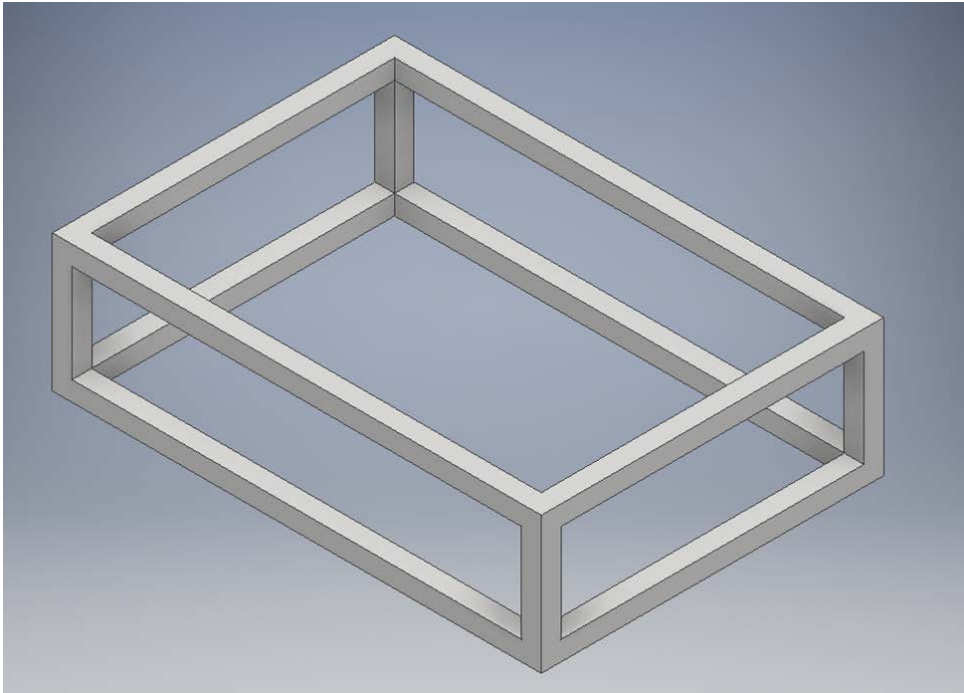


Figura 3.7: Chasis básico del Segway

Puesto que se pretendía colocar los motores en el chasis de tal forma que quedasen lo más sujetos y lo mejor integrados posible, se decidió que la altura debía ser tal que pudieran quedar los motores alojados entre dos barras a presión, mejorando su sujeción y restando menos espacio. Se puede observar su montaje en la figura 3.14.

Como el diámetro de los motores es de 102mm, se dejó una altura interior (entre dos barras superpuestas) de 100mm, siendo la altura total del chasis de 140mm.

Posteriormente se añadió al diseño los anclajes de sujeción de las ruedas, cuyo resultado se puede observar en la figura inferior.

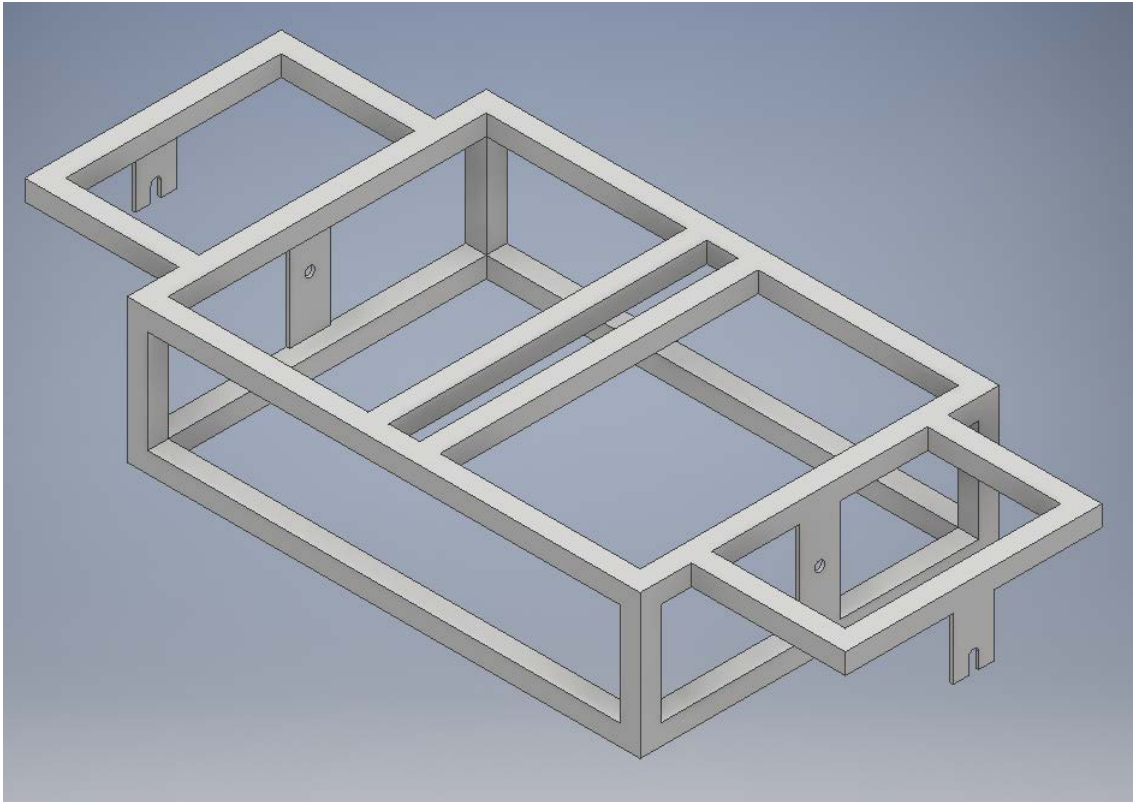


Figura 3.8: Chasis completo del Segway

Las ruedas quedan montadas en las estructuras laterales, pasando su eje por el taladro de la pletina vertical situada en el lateral del chasis, y por el agujero de la pletina vertical paralela a la anterior situada en la estructura de sujeción de la rueda.

Queda por añadir el acople para poder montar el manillar en la estructura. Este es simplemente un rodamiento atornillado al chasis, por el que pasa un eje. Todo esto se explica en el apartado siguiente.

3.2.2 Manillar

El manillar es el elemento que controla la dirección de avance, de forma que con su inclinación el segway pueda girar. También sirve de agarre y apoyo a la persona que vaya subida en el dispositivo.

Al igual que el chasis, el manillar debe ser ligero y resistente, y tendrá que incorporar un acople que permita su separación. Por consistencia con el chasis, el material del cual se fabricará también será tubo hueco de hierro, pero será redondo en vez de cuadrado, lo que facilita el agarre con las manos, aumentando la ergonomía.

Como se explicó en el capítulo 2: "Objetivos del proyecto", el manillar incorpora una pantalla táctil en su parte superior, permitiendo una lectura rápida y cómoda de la misma. Esto también se implementa en el diseño 3D, que se puede observar en las imágenes inferiores.



Figura 3.9: Vista de frente del manillar



Figura 3.10: Vista en perspectiva del manillar

En la zona inferior del manillar se puede observar el acople. Este consta de una arandela de gran grosor que va soldada al tubo del manillar (figura 3.11), y de un eje que lleva soldada una arandela a la que se le han practicado dos taladros por los que pasan los correspondientes tornillos (figura 3.13). Este sistema permite dar una gran robustez a la unión, a la vez que es sencillo de fabricar y de fácil montaje.

Para simplificar aún más el ensamblado de ambas piezas se utilizan palometas en lugar de tuercas para aprisionar las piezas, evitando así emplear llaves.

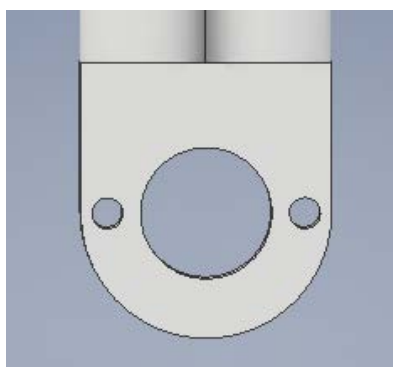


Figura 3.11: Detalle del acople del manillar

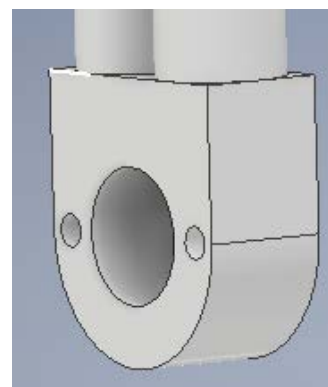


Figura 3.12: Perspectiva del acople del manillar

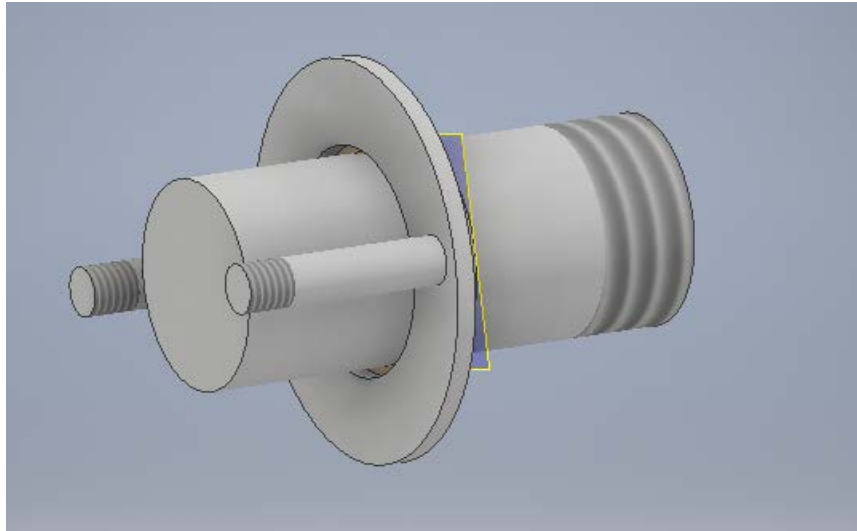


Figura 3.13: Eje que acopla desde la estructura

La zona de la derecha del eje es la que va encajada en el rodamiento situado en el chasis, quedando así fija a este.

3.2.3 Conjunto completo

En las siguientes figuras se puede visualizar el montaje completo de la estructura del segway.

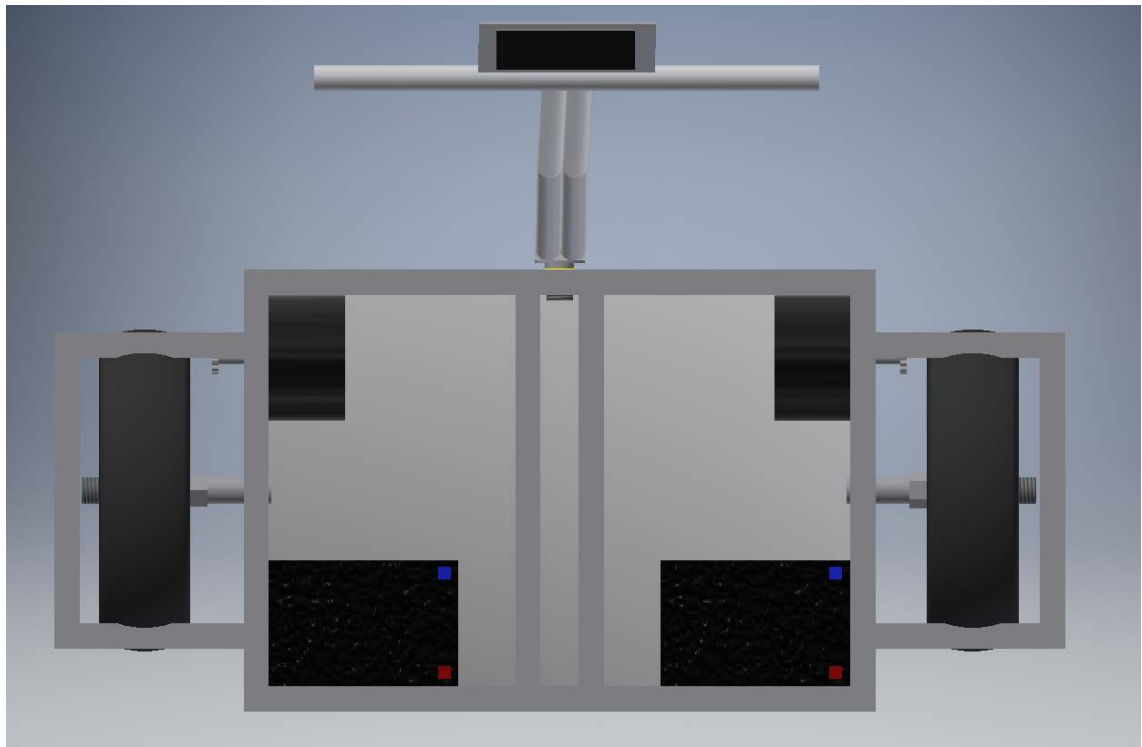


Figura 3.14: Vista desde arriba del montaje del segway

Como se puede apreciar en la figura 3.14 las dimensiones escogidas para la estructura son adecuadas para albergar todos los elementos y aun así dejar espacio para la electrónica. Las baterías, cuya elección y procedencia se justifican en el apartado siguiente, están incluidas a escala en el diseño. Se sitúan en la parte posterior para compensar el peso de los motores y del manillar.



Figura 3.15: Vista en perspectiva del Segway

Las dos barras que se sitúan en el centro de la zona superior de la estructura cumplen dos objetivos. El primero es la sujeción de un sensor de peso que permitirá saber si el usuario se encuentra encima del dispositivo, esto se explicará con mayor detalle en el capítulo siguiente. El segundo es proporcionar una mayor rigidez al conjunto, sujetando mejor la plataforma o base cuando el usuario se encuentre encima. En la figura 3.18 se puede ver el Segway con su cubierta.

El sistema de acople del manillar al segway se puede observar en detalle en la figura 3.16. El eje mostrado en la figura 3.13 pasa a través del rodamiento, que va atornillado a la estructura. En este eje encaja la pieza especialmente diseñada para el manillar, y aunque en la imagen no estén presentes lleva dos palometas que aseguran la unión.

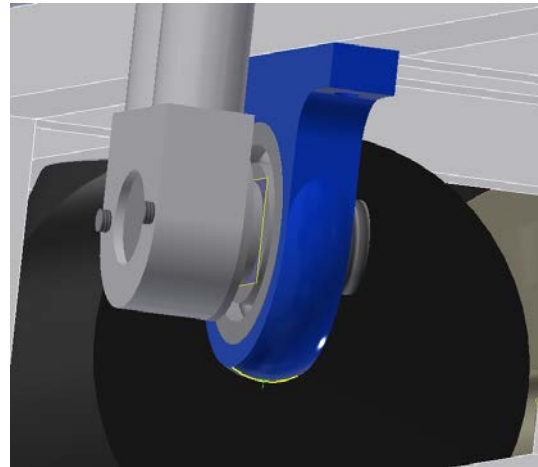


Figura 3.16: Detalle del acople del manillar

Por último, únicamente queda por añadir lo que hemos denominado plataforma, una carcasa fabricada en aluminio que cubre el chasis por completo, tanto la zona inferior como la superior. Esto le da un mejor aspecto al vehículo, haciéndolo más atractivo, a la vez que impide el acceso de cualquier persona no cualificada a los distintos elementos que hacen funcionar el segway. También le proporciona cierto aislamiento de las condiciones externas, protegiéndolo del agua, polvo, viento... Por último y más importante, proporciona una base sobre la que situar los pies a la hora de manejar el dispositivo.

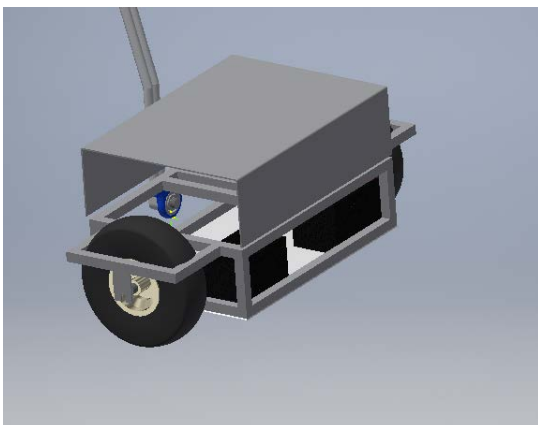


Figura 3.17: Montaje de la plataforma



Figura 3.18: Vista del Segway completo

3.3 Construcción física del vehículo

Una vez se han realizado los diseños en 3D (planos adjuntos en anexos) de todas las piezas de la estructura, da comienzo la construcción física del prototipo. Como se ha mencionado ya, la estructura se fabrica con barras de hierro huecas, que se cortan a las medidas requeridas por el diseño. Posteriormente se sueldan mediante arco con electrodo.



Figura 3.19: Construcción del prototipo

Tras algunas complicaciones para conseguir que las piezas encajasen, puesto que no se dispone de máquinas de corte de control numérico ni soldadura robotizada, se logró un prototipo bastante similar al diseñado. Se puede observar en la imagen inferior.

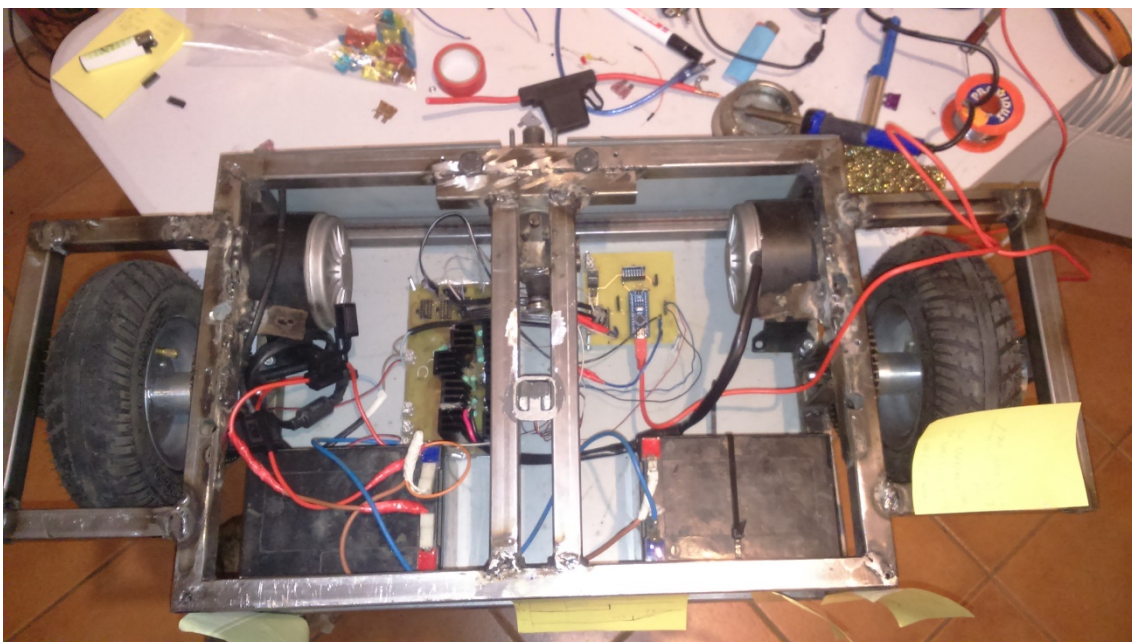


Figura 3.20: Prototipo físico

Las ruedas se sujetan pasando el eje por los taladros de las pletinas y apretando dicho eje. Se puede ver en detalle en la figura 3.21.



Figura 3.21: Montaje de las ruedas



Figura 3.22: Vista interior de montaje



Figura 3.23: Vista exterior del montaje

También se puede apreciar en la figura 3.21 la ubicación del motor, que transmite el movimiento a la rueda mediante una cadena. La complicación de esta parte residió en conseguir que los engranajes quedasen enfrentados y a una distancia adecuada, dejando así la cadena tensa, pero con una relativa facilidad de giro.

La sujeción de los motores se realiza de tres formas: encajados a presión en el chasis, soldados mediante electrodo a la estructura y atornillados a una pletina. Se puede apreciar en la figura 3.24.



Figura 3.24: Sujeciones del motor

Por último, las dos barras soldadas en el centro de la parte superior de la estructura (figura 3.25) cumplen cuatro funciones:

- Sostener el sensor de peso (rodeado en rojo en la figura 3.25), situado en la mitad inferior de dichas barras.
- Actuar como tope para el manillar, evitando que éste gire libremente. (Figura 3.26)
- Impedir que el rodamiento bascule sobre el buje, soldando una tuerca a las barras que vaya roscada en el eje. (Figuras 3.27 y 3.28).
- Sostener el potenciómetro que lee la posición del manillar (Figuras 3.27 y 3.28).

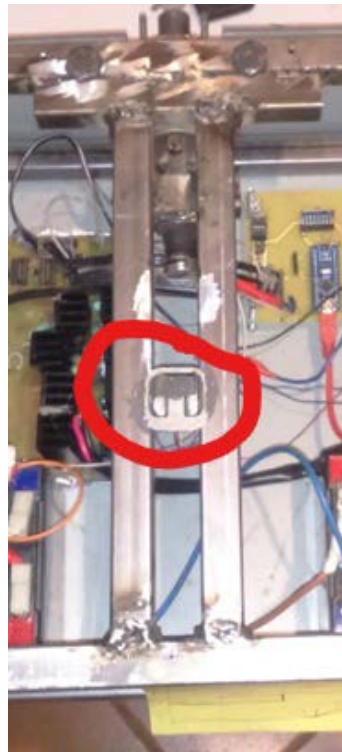


Figura 3.25: Barras del centro de la estructura



Figura 3.26: Función de tope para manillar



Figura 3.27: Tuerca para evitar que el eje bascule y potenciómetro de medida de giro

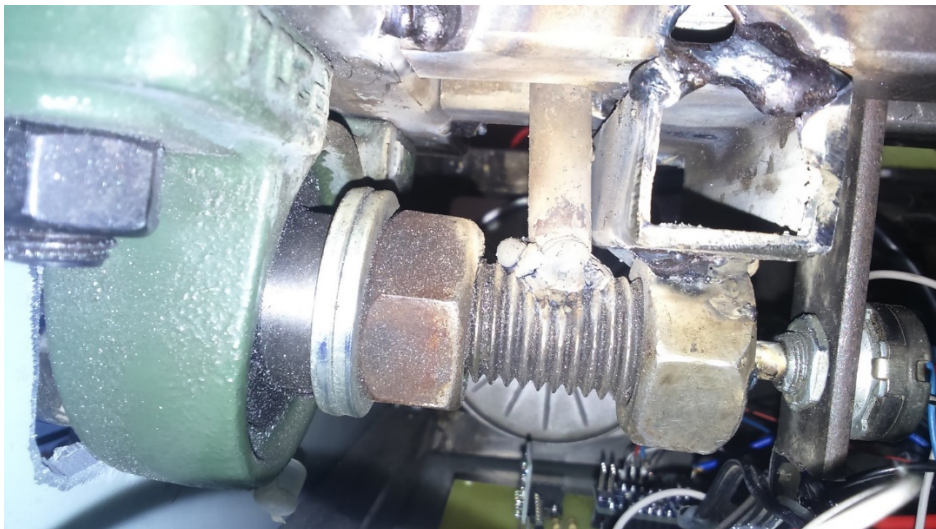


Figura 3.28: Detalle del montaje del eje para el manillar

Respecto al manillar, se utilizaron dos tubos de hierro iguales de 20mm de diámetro y 1 mm de espesor soldados de forma paralela, que posteriormente fueron doblados para darle una cierta separación e inclinación, aumentando la distancia al usuario. Esto permite un manejo más cómodo al no encontrarse tan pegado al cuerpo.

Posteriormente se le soldó una barra horizontal a la que se agarrará la persona. Se puede observar en las figuras 3.29 y 3.30.



Figura 3.29: Vista del manillar de frente

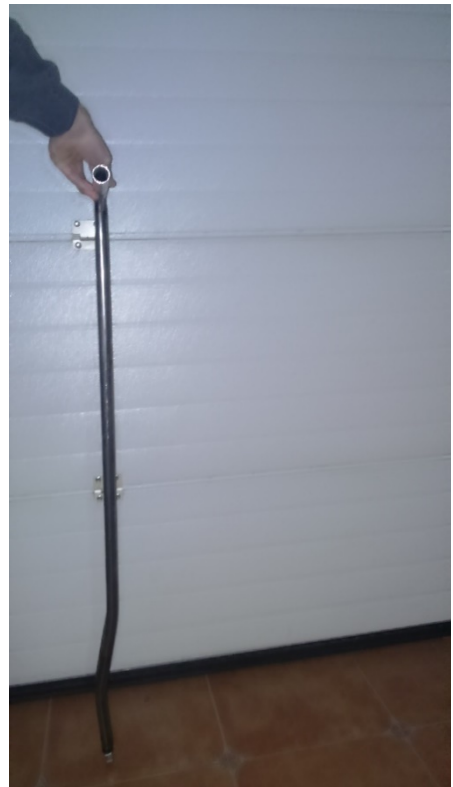


Figura 3.30: Vista del manillar de perfil

En las imágenes inferiores se puede ver en detalle la pieza para el acople del manillar al eje, así como la pieza que va acoplada en el eje.



Figura 3.31: Acople del manillar de frente



Figura 3.32: Acople del manillar en perspectiva



Figura 3.33: Acople del eje de frente



Figura 3.34: Acople del eje en perspectiva

Justo detrás de la arandela de acople (figura 3.34) se puede observar el buje del rodamiento en el que va soportado el eje.

En este punto del proyecto ya se dispone de un prototipo físico capaz de soportar una persona encima y con tracción autónoma mediante el movimiento de sus motores. El siguiente paso es diseñar y construir toda la circuitería electrónica que controle dichos motores, lo que se explicará en el capítulo siguiente.



4. Diseño eléctrico

Como se ha descrito en los objetivos del proyecto, el Segway debe incorporar una serie de sistemas electrónicos que garanticen el autoequilibrado y el movimiento controlado mediante las instrucciones del usuario.

Dichos sistemas se pueden clasificar en dos grandes grupos:

- Electrónica de control: es la encargada de recabar información mediante sensores, procesarla y proporcionar una respuesta a uno de los otros grupos.
- Electrónica de potencia: su función es proporcionar la tensión y corriente suficientes para los motores en función de lo que marque la electrónica de control.

A continuación se lista, de manera general, los componentes necesarios en cada uno de los grupos.

Electrónica de control

Este grupo se basa en un elemento fundamental: el microcontrolador. Este componente será el encargado de gestionar todos los procesos y realizar los cálculos necesarios para el equilibrado del vehículo. Se ha escogido el microcontrolador por los conocimientos y la familiaridad poseídos con este tipo de componentes en el momento del desarrollo del proyecto, y por la incorporación de periféricos como conversores analógico-digital que simplifican en gran medida el diseño de la circuitería al no tener que incorporarlos de manera externa.

El modelo concreto de microcontrolador se especificará más adelante, cuando se hayan descrito las necesidades de comunicación, lo que condicionará el tipo y número de pines. No obstante, el microcontrolador escogido será de la familia de Arduino, ya que dispone de una gama muy amplia y extendida con su propio entorno de desarrollo, además de haber trabajado anteriormente con ellos y tener experiencia en su uso.

Al microcontrolador irán conectados los siguientes sensores:

- Un acelerómetro con giróscopo, que permita conocer la inclinación del Segway y poder así equilibrarse. Existen dos opciones principalmente, que destacan sobre el resto en el mercado: el acelerómetro analógico ADXL335 (figura 4.1) y el digital MPU6050 (figura 4.2). Tras realizar algunas pruebas con ambos se decidió que el que mejor se adaptaba a las necesidades del proyecto era el MPU6050, ya que la comunicación digital proporciona mayor precisión en la lectura. Además, al ser un chip de seis grados de libertad incorpora el giróscopo, permitiendo leer las aceleraciones angulares.



Figura 4.1:ADXL335

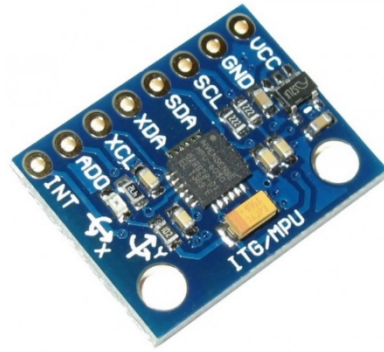


Figura 4.2:MPU6050

- Un potenciómetro (se ha visto montado en las figuras 3.27 y 3.28) que mida la posición del manillar, de forma que sea conocida la inclinación del mismo. Esto permite controlar la trayectoria del vehículo.
- Un sensor de peso que detecte al usuario cuando se suba, de forma que, si este se cae del dispositivo, pare. Dicho sensor es un elemento comercial empleado en las básculas, es un recambio de coste reducido. Se ha observado montado en la figura 3.25 y se puede ver en detalle en las figuras 4.3 y 4.4.



Figura 4.3: Vistas del sensor de peso

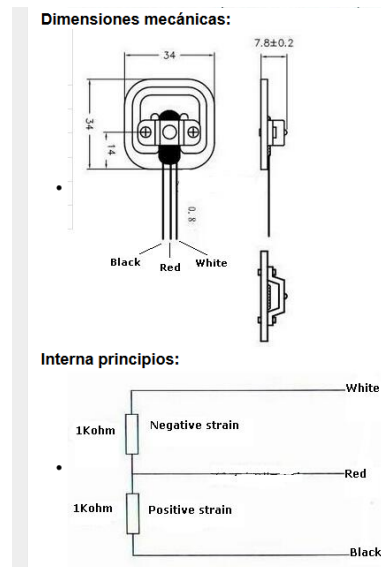


Figura 4.4: Características del sensor de peso

Posteriormente se concretará en el esquema electrónico la forma de conectar dichos sensores.

Electrónica de potencia

La función de este circuito es la de transformar la información proporcionada por el microcontrolador en señales adecuadas para los motores de corriente continua. Básicamente está compuesta por dos puentes H de gran amperaje.

Un puente H es un conjunto de cuatro interruptores o polos electrónicos que se cierran o abren en función de lo que se desee, permitiendo variar la tensión media o incluso la polaridad de la tensión aplicada al elemento controlado, en este caso motores.

En la figura 4.5 se puede visualizar el funcionamiento esquemático de un puente H.

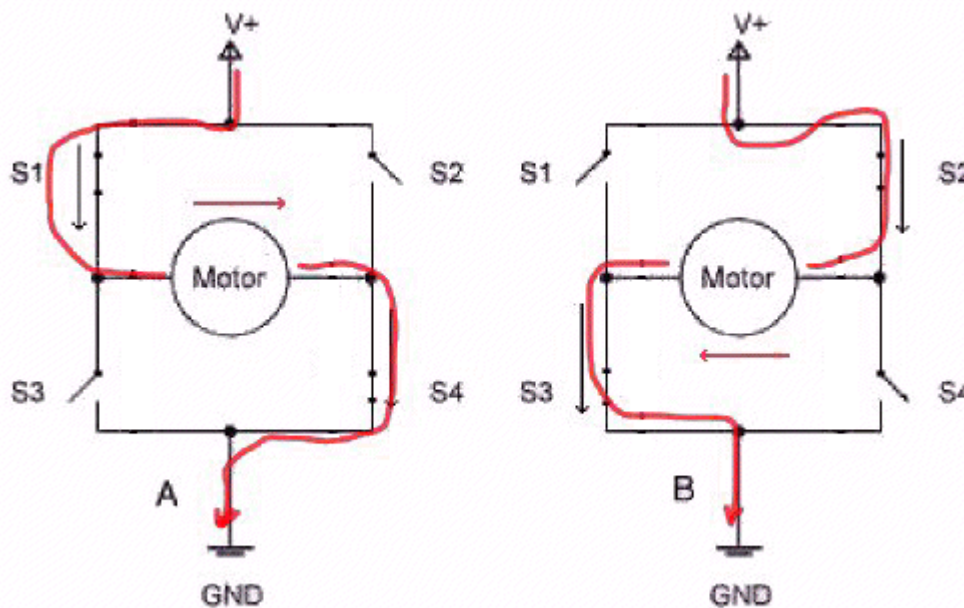


Figura 4.5: Funcionamiento de un puente H

Los polos se cierran cruzados para aplicar tensión al motor, ya sea con una polaridad u otra. El cambio de polaridad, al tratarse de motores de corriente continua de excitación por imanes permanentes, provoca un cambio en el sentido de giro.

Si se cierran los dos polos inferiores (S3 y S4) o los dos superiores (S1 y S2), el devanado del motor queda cortocircuitado, frenándose el eje del mismo. Esto implica que, ante cualquier intento de movimiento externo en el eje del motor, este responderá oponiéndose a dicho movimiento por la corriente que se crea al estar en cortocircuito.

Cuando se quedan los cuatro polos abiertos no se aplica ninguna tensión al motor, pudiendo este girar libremente sin oponer resistencia.

Es necesario poner especial atención en no cerrar dos polos de la misma rama de manera simultánea, ya que esto provocaría un cortocircuito en la fuente de alimentación (en este caso baterías) dañando seriamente tanto los equipos electrónicos como la fuente.

Posteriormente se explicará cómo se diseñan y construyen dichos puentes.

Además de estos dos grupos existe un elemento fundamental que no se ha descrito: la alimentación. Como el dispositivo es un vehículo que se debe poder desplazar, no es posible implementar un sistema de alimentación conectado a la red, por ello se emplearán baterías. Las baterías escogidas son baterías de tecnología plomo-ácido, que es una tecnología económica y con una capacidad de energía adecuada al uso que se les va a dar. Se emplearán dos baterías de doce voltios y doce amperios hora como la mostrada en la figura 4.6.



Figura 4.6: Batería para el Segway

Un elemento que se ha mencionado en los objetivos propuestos para el proyecto es una pantalla táctil situada en el manillar según se puede observar en las figuras 3.9, 3.10, 3.14, 3.15 y 3.18. La profundización que se ha hecho en el uso de dicha pantalla y su incorporación se detalla en el capítulo 8.

Una vez se han definido los grupos que componen la electrónica del vehículo, se comienza con el diseño del esquema electrónico y posteriormente con la placa de circuito impreso.

Primeramente se realizará el diseño, por separado, de los dos grupos fundamentales. Esto se hace así con el objetivo de comprobar si los diseños son correctos, probando cada uno de ellos antes de juntarlos. Con esto se consigue detectar y corregir fallos en los circuitos, ya sea en esquemas, diseño de pcb, etc.

Una vez se hayan detectado los posibles errores cometidos en el primer diseño, se corregirán y se realizará un segundo diseño que se incorpore al prototipo para su funcionamiento.

4.1 Planteamiento de la electrónica

El enfoque que prospera para el desarrollo de la electrónica consiste en diseñar dos placas: una para la parte de control y otra para la parte de potencia.

En la parte de control se empleará como microcontrolador el Arduino Nano (figura 4.7), escogido por su reducido tamaño y por su número de pines, suficiente para realizar las pruebas. De dichos pines se sacarán conectores en la placa a los que enganchar los distintos elementos, como el potenciómetro o el sensor de peso. También son necesarios ocho pines digitales, cuatro por cada puente H o uno por cada polo del puente, de los que al menos la mitad debe disponer de modulación del ancho de pulso o PWM.

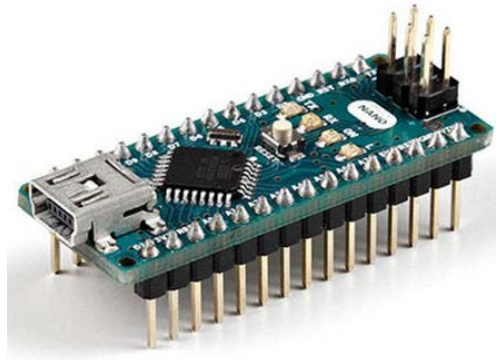


Figura 4.7: Arduino Nano

La modulación del ancho de pulso es una técnica mediante la que se modifica el ciclo de servicio de una señal periódica (ver figura 4.8). Esto permite enviar información a través de un canal, o bien modificar la cantidad de energía que se proporciona a una carga. El uso que se le dará en el proyecto es este último.

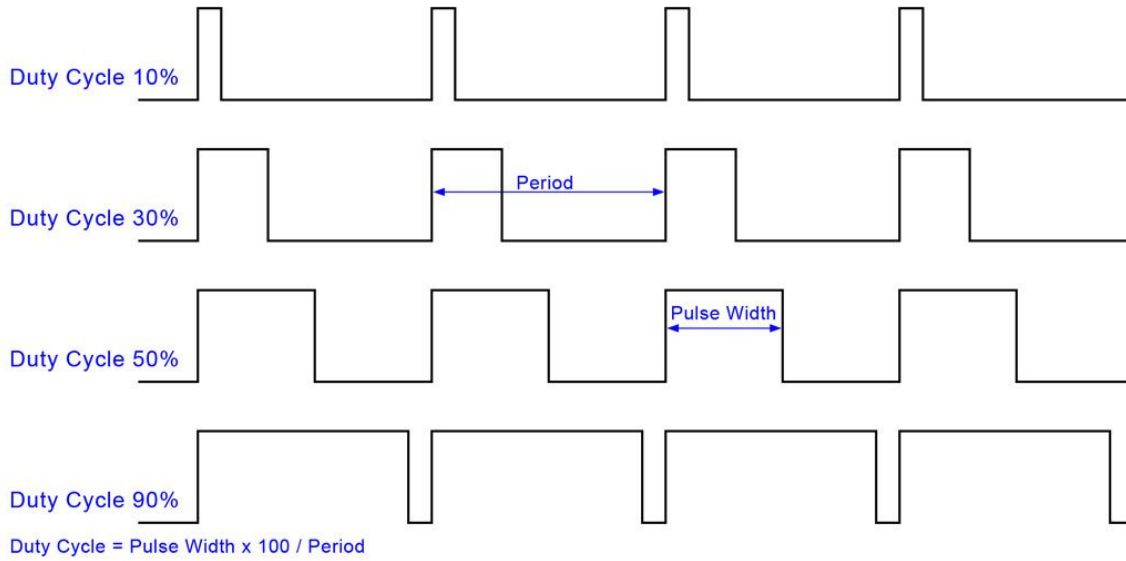


Figura 4.8: Modulación del ancho de pulso

El Arduino Nano dispone de seis pines con función PWM, por lo que es apto para realizar las pruebas con él. También posee ocho pines de lectura analógica, dos interrupciones digitales y comunicación serie, entre otros. Con estas características es posible conectar los elementos citados en el apartado de electrónica de control.

En la figura 4.9 se muestra el esquema electrónico empleado en las pruebas. Se realiza con el programa MicroSim v8.

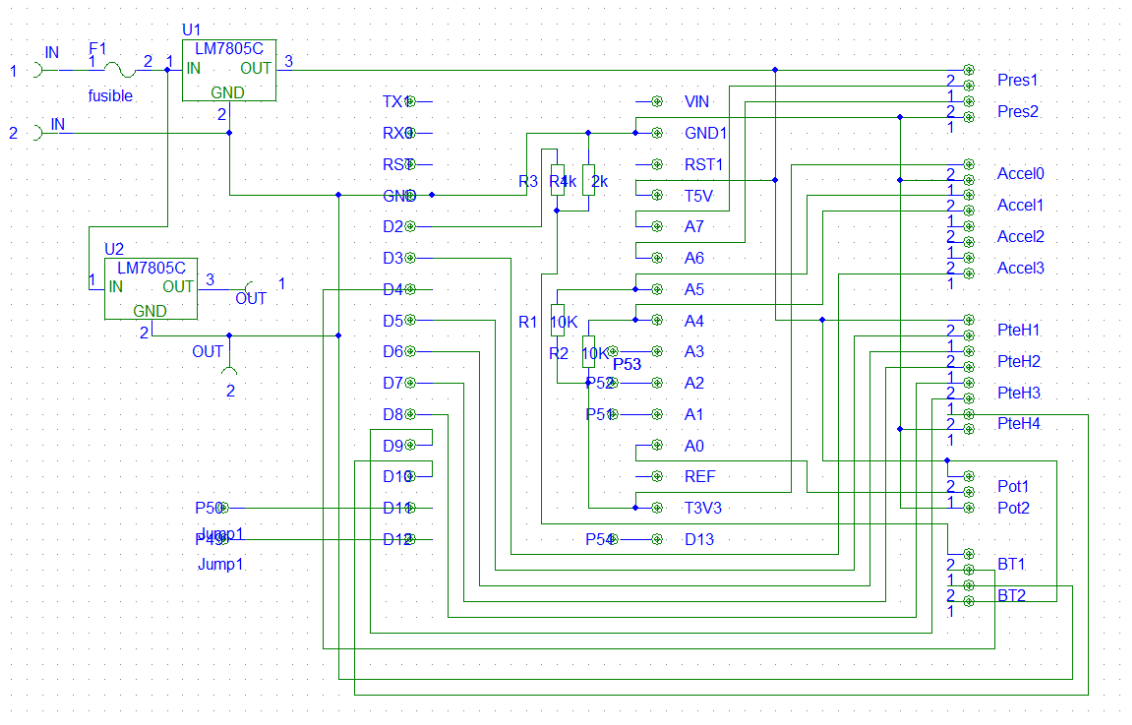


Figura 4.9: Esquema de la electrónica de control

Al no disponer de los componentes en MicroSim, se utilizan los denominados “jump”. Estos son conectores nombrados de igual manera que los pines de los componentes a los que sustituyen para mantener el orden. Posteriormente en la PCB se alinean físicamente de manera que coincidan en la forma en la que están dispuestos los pines de los componentes.

El Arduino Nano va alimentado a 5V, por lo que se emplean reguladores de tensión lineales para disminuir la tensión de las baterías hasta los 5V ya citados. Dichos reguladores se pueden ver en la parte superior izquierda del esquema, denominados comercialmente como LM7805.

Tras haber realizado el esquema, se procede a pasar todos los componentes con sus respectivas conexiones a un diseño de circuito impreso a doble cara. Dicho diseño se puede observar en la imagen inferior (figura 4.10), [9].

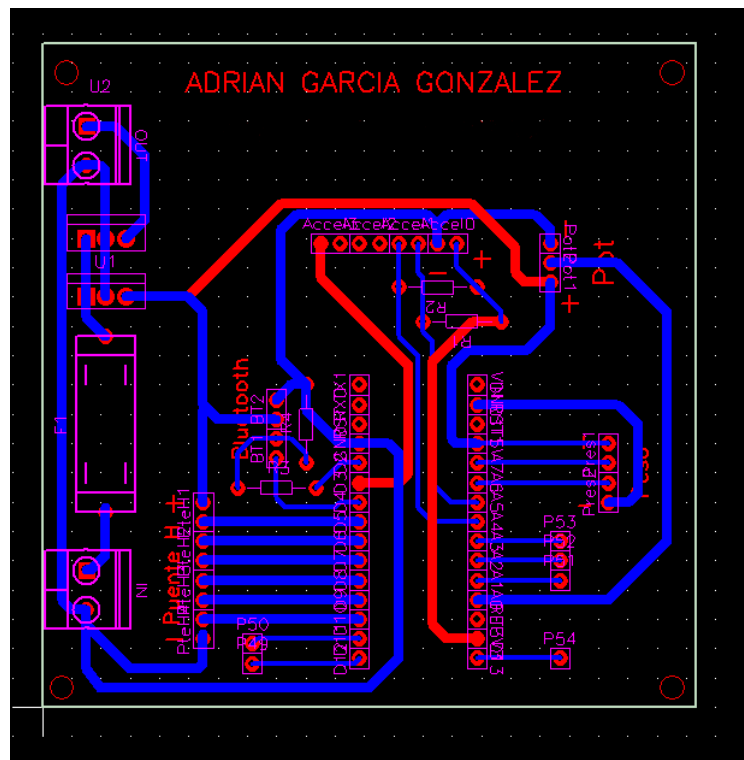


Figura 4.10: Diseño de PCB

En el diseño se aprecia en morado la huella de los componentes, en rojo está la capa de cobre superior, y el azul representa la capa de cobre inferior.

La placa se realiza físicamente en el laboratorio de Métodos y Herramientas de Diseño Electrónico de la universidad, [9]. Tras soldar los componentes el resultado final se muestra en la figura 4.11.

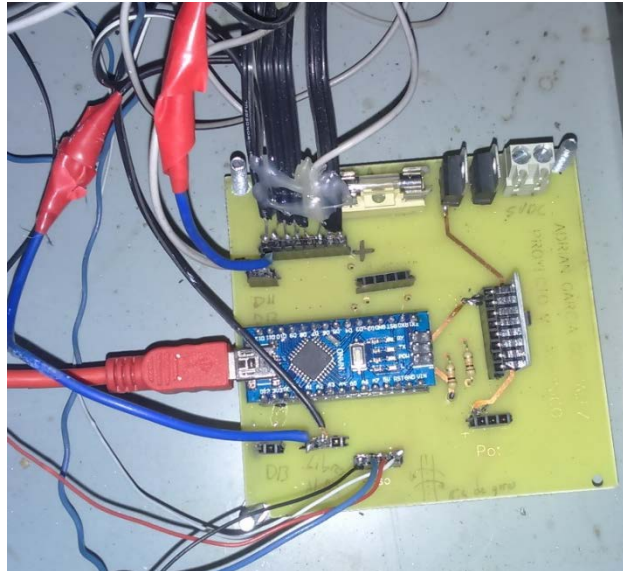


Figura 4.11: Placa de control

La placa de potencia está constituida por dos puentes H, como ya se ha comentado. Para la fabricación de dichos puentes es necesario escoger polos de potencia aptos para alimentar los motores durante las pruebas, pudiendo ser redimensionados posteriormente. Los polos escogidos son transistores MOSFET, concretamente el modelo IRF3710Z. Este transistor es capaz de conducir 59A de manera permanente y soportar tensiones drenador-surtidor de 100V (ver datasheet en anexo). También incorporan diodos de libre circulación que conducen 59A.

Para el control de la puerta de los MOSFET se plantearon tres opciones diferentes:

- Utilizar un puente H de pequeña capacidad de corriente, del orden de un amperio, cuyas salidas irían conectadas a las puertas de los transistores. Una posibilidad era emplear el L293D.
- Realizar un circuito lógico empleando puertas, de forma que se imposibilitara hacer un cortocircuito en el puente aunque fallase el control. Las salidas de las puertas irían conectadas a la base de transistores pequeños, gobernando estos la puerta de los MOSFET.
- Emplear circuitos integrados específicamente diseñados para controlar los MOSFET. Este tipo de circuitos incorpora el hardware necesario para el gobierno de los transistores, así como diferentes protecciones.

Después de analizar las alternativas se decidió que emplear controladores de MOSFET era lo más adecuado por ser específicos para esa función. El circuito integrado elegido es el IR2110, que posee una capacidad de corriente de dos amperios y una tensión de control de hasta 25V (ver datasheet), características más que suficientes para gobernar las puertas.

A continuación se muestra el esquema interno del IR2110 (figura 4.12).

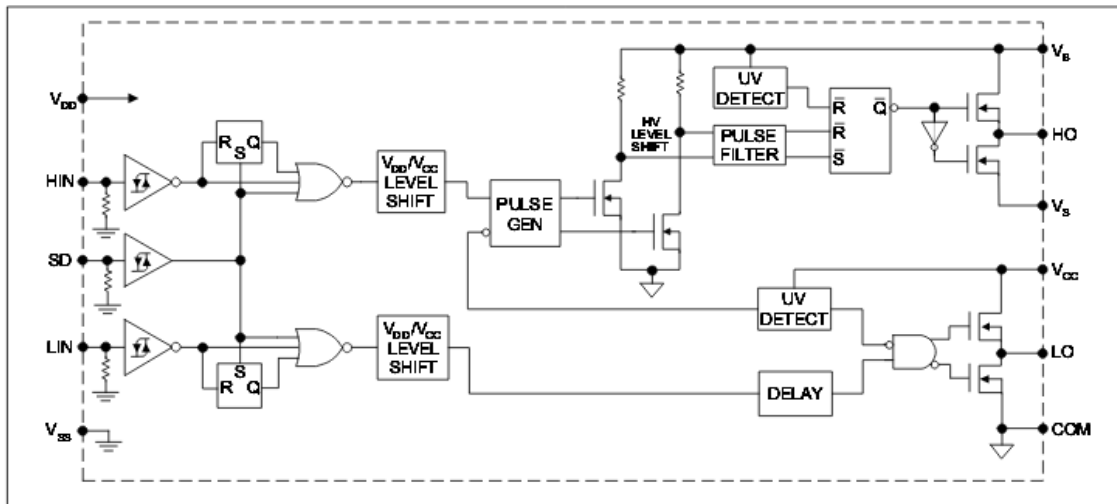


Figura 4.12: Esquema interno IR2110

Este posee tres entradas digitales, cada una de ellas con su resistencia pull-down y su báscula de Schmitt. HIN es la entrada lógica para controlar la salida HO, que controlará el transistor superior del puente. LIN cumple la misma función pero para el transistor inferior. La entrada SD es “shutdown”, y si está activa pone las salidas HO y LO a cero, independientemente de las demás entradas. Los pines V_{dd} y V_{ss} son la alimentación digital del circuito, que se corresponden con +5V y GND respectivamente, [10].

Las salidas para el disparo de los MOSFET son HO y LO respectivamente. V_{cc} y COM son la alimentación de la rama inferior, cuya diferencia de potencial será la tensión de disparo de los MOSFET. V_b y V_s constituyen la alimentación flotante de la rama superior, que se explicará posteriormente.

Hay que destacar que dispone de dos detectores “UV DETECT”, que se encargan de controlar que la tensión de alimentación sea correcta. Si esta cae por debajo de un cierto nivel, el control de los MOSFET se bloquea.

Una vez explicados los elementos que constituyen la electrónica de potencia, se procede a realizar el esquema. En la figura 4.13 se puede observar el esquema para un puente H, similar al recomendado por el fabricante del IR2110.

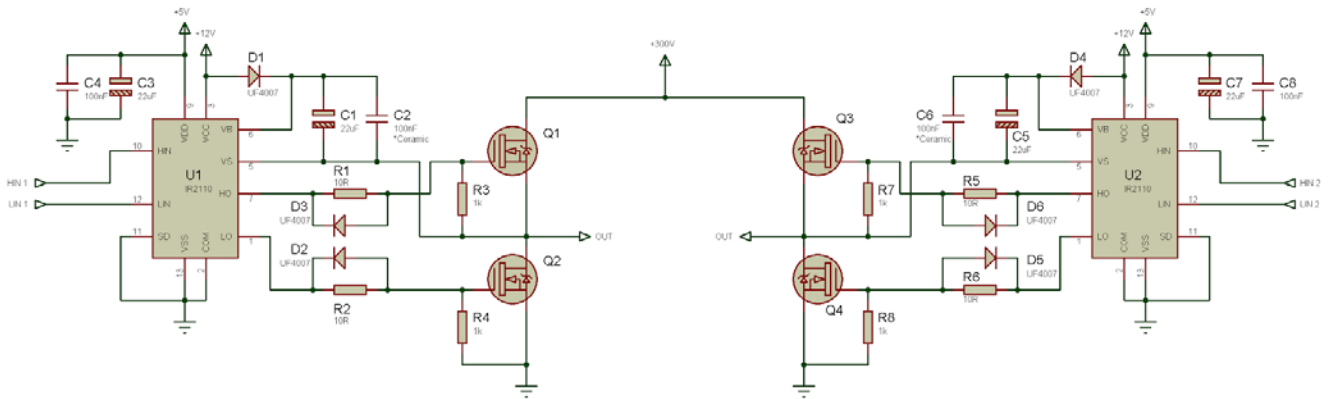


Figura 4.13: Esquema de un puente H

Repasando el esquema se puede ver que el IR2110 es un controlador con Bootstrap, es decir, que necesita de condensadores (C1, C2, C7 y C8 en el esquema) que actúan como fuente flotante temporal para poder disparar el MOSFET superior, siendo la referencia de tensión de esta fuente el surtidor del transistor superior (punto medio de cada rama). Dichos condensadores se cargan a través de los diodos D1 y D4 cuando en el punto medio de cada rama (V_s en el IR2110) la tensión es 0V, es decir, Q2 y/o Q4 están conduciendo. Los diodos evitan que los condensadores se descarguen.

Esto tiene un inconveniente, y es que no es válido para un funcionamiento continuo a máxima potencia del motor, ya que de ser así el condensador de una rama no se cargaría y se perdería el control sobre el transistor superior. Para evitar esto hay que hacer que el transistor superior deje de conducir en algún momento para pasar a hacerlo el inferior, o bien el diodo que incorpora ya el MOSFET.

Una vez se conoce de forma clara el esquema a emplear, se pasa el diseño al programa MicroSim, con el que se ha realizado la otra placa. Se puede observar a continuación (figura 4.14).

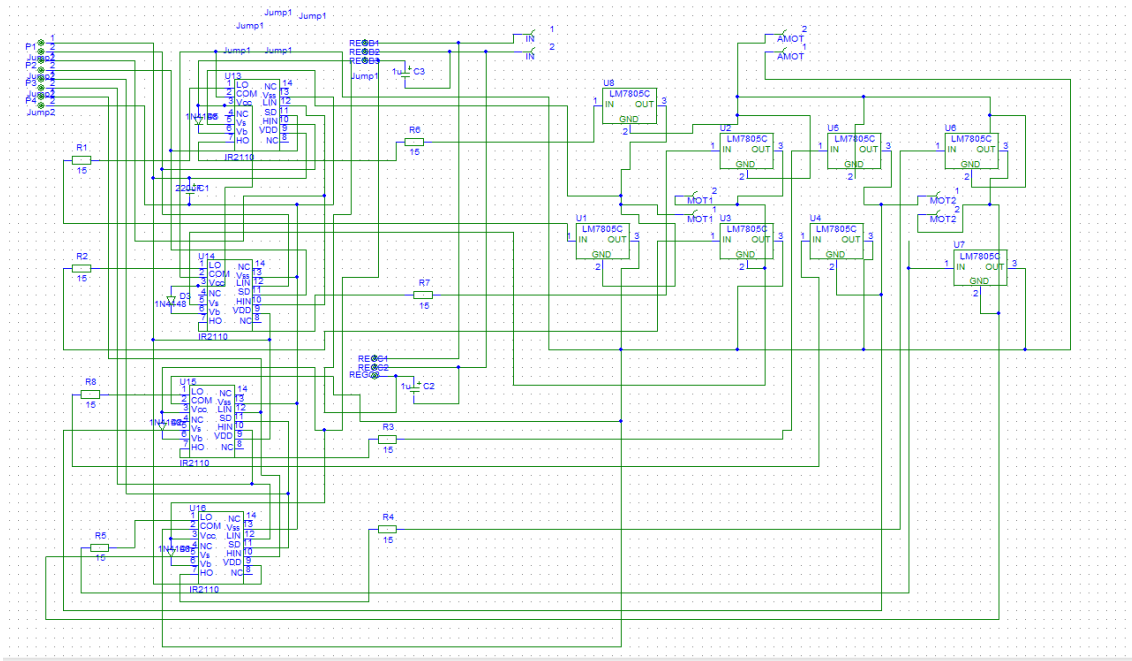


Figura 4.14: Esquema de potencia en MicroSim

En dicho esquema se han implementado los dos puentes H. Como la tensión de disparo de los MOSFET es de 12V (soportan 20V máximo de disparo, ver datasheet en anexo), se han añadido dos convertidores BUCK que reducen la tensión desde las baterías a la de disparo.

Tras rutar la placa prestando especial atención a no cruzar pistas de señal y de potencia, separándolas lo más posible, el diseño de la placa se puede observar en la figura 4.15.

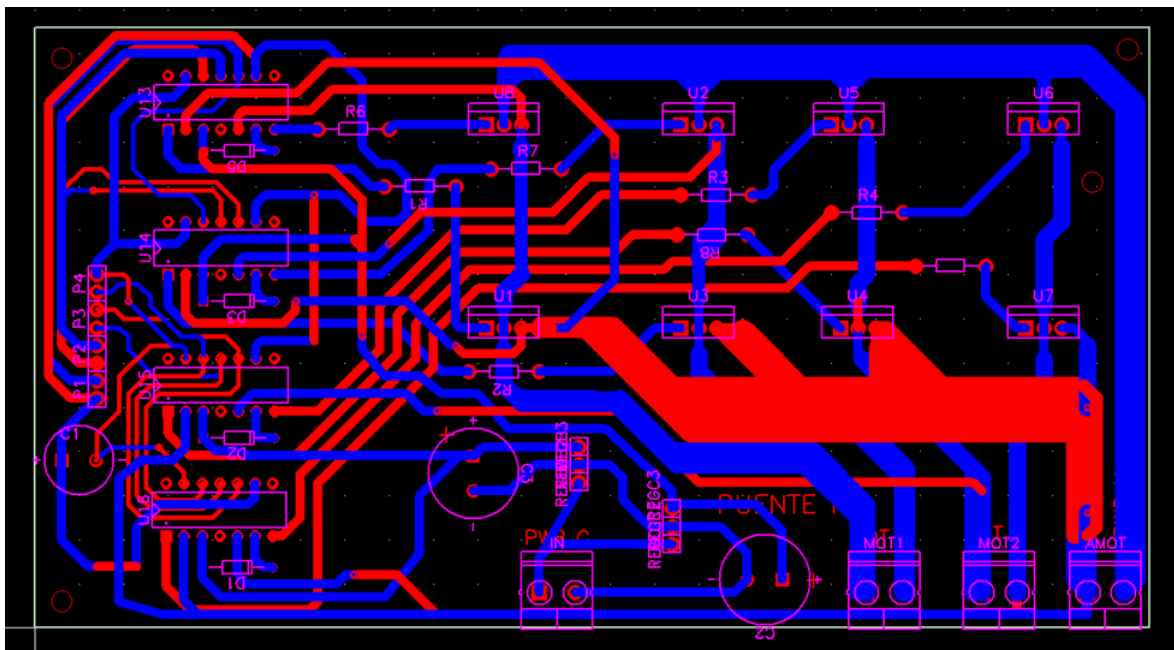


Figura 4.15: Diseño de la PCB de potencia

Al igual que en la placa de control, en morado se aprecia la huella de los componentes, en rojo es visible la capa de cobre superior y el azul representa la capa de cobre inferior.

Debido a que las pistas de la placa de potencia tendrán que conducir grandes corrientes para alimentar a los motores, no se emplea una placa estándar con $35\mu\text{m}$ de espesor de cobre, sino que se utiliza una placa de $105\mu\text{m}$ de espesor. Esto mejorará en gran medida la conductividad de las pistas y reducirá su calentamiento, [9].

Sin embargo, las placas de este espesor no están disponibles con resina fotosensible, por lo que es necesario emplear otro método de fabricación. Se utiliza la técnica del planchado, que consiste en imprimir el diseño de la placa en una hoja especial no porosa que aguante el calor, como las hojas de acetato. Una vez impreso se sitúa sobre la placa y se le aplica calor con una plancha, de manera que se transfiera el tóner de la impresora a la placa. En la figura 4.16 se puede observar cómo queda el papel tras el proceso.

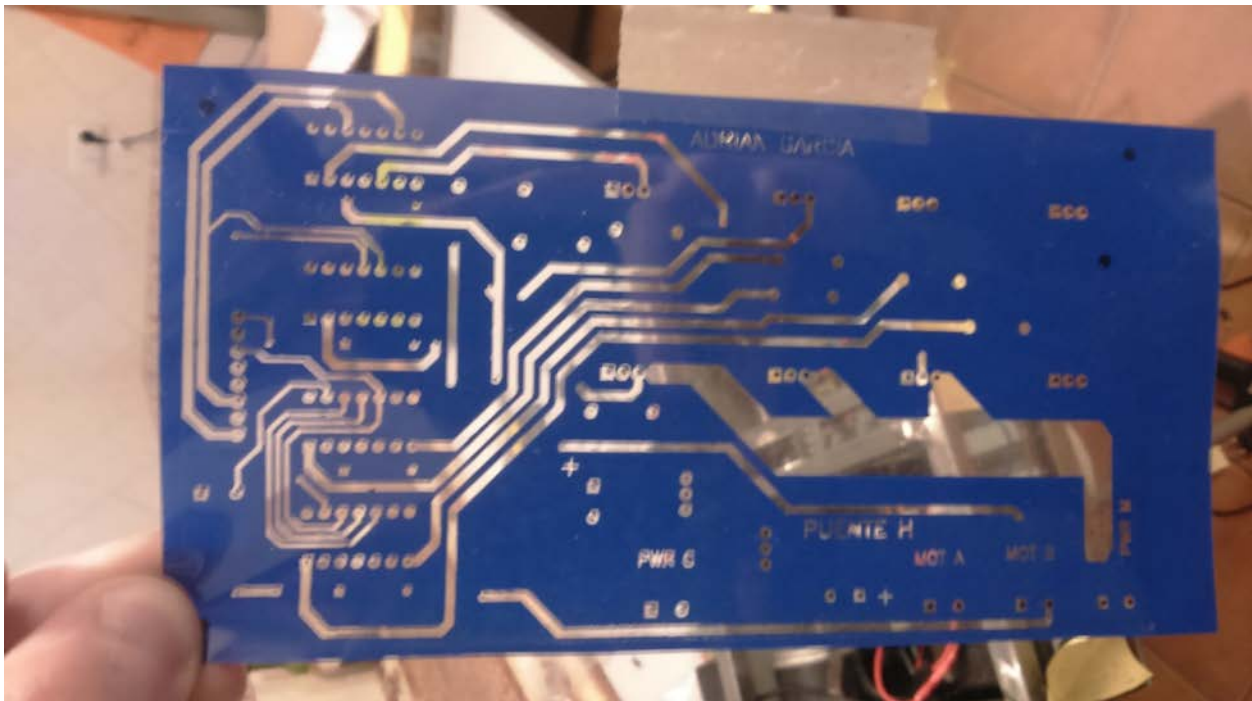


Figura 4.16: Papel de acetato

A continuación se sumerge en ácido la placa para eliminar el cobre sobrante (figuras 4.17, 4.18 y 4.19).

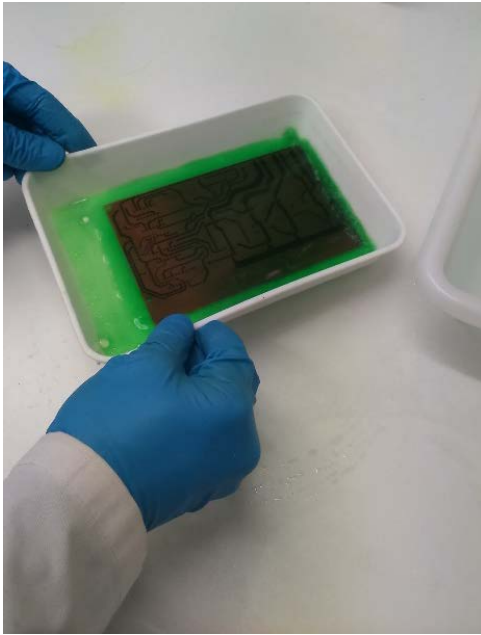


Figura 4.17: Eliminación del cobre con ácido



Figura 4.18: Enfriado de la placa

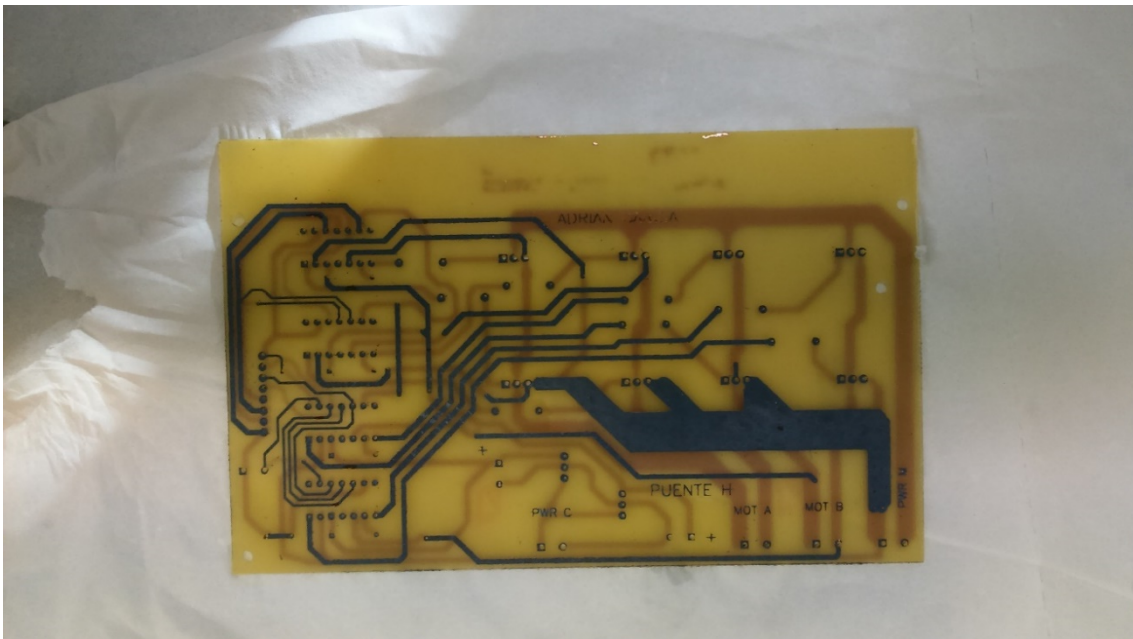


Figura 4.19: Resultado de la placa terminada

Una vez el ácido ha eliminado todo el cobre sobrante, se limpia el tóner con acetona y alcohol y se sueldan los componentes, siendo el resultado final el de la figura 4.20.

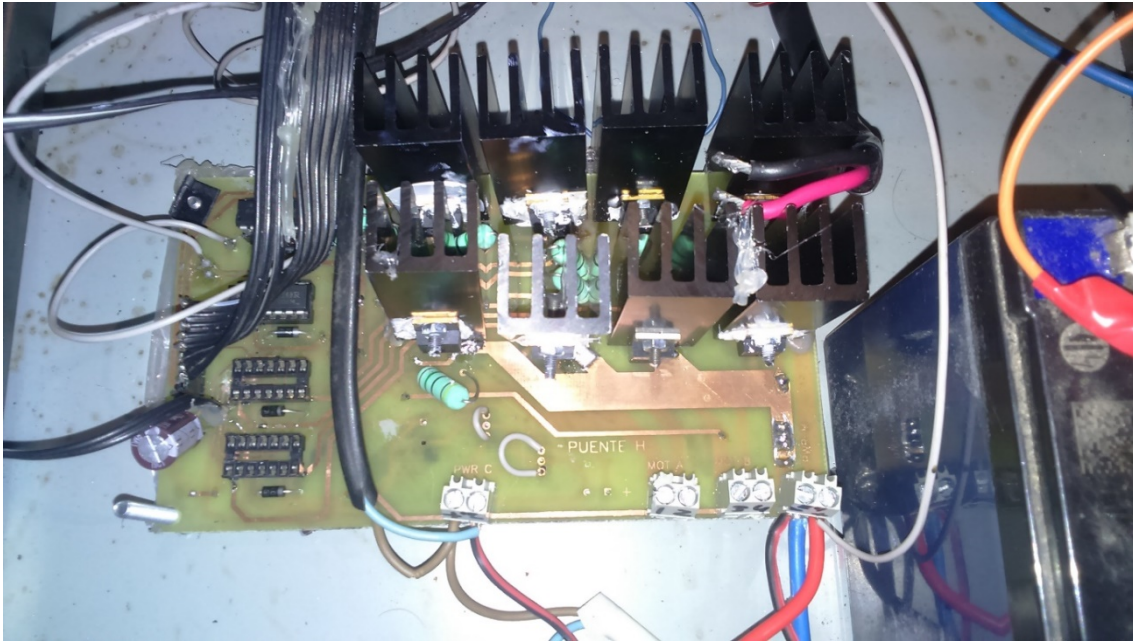


Figura 4.20: Placa de potencia con componentes

Tras haber fabricado las dos placas con los elementos necesarios para que sean funcionales, se procede a realizar las pruebas para confirmar el buen funcionamiento del equipo.

4.2 Pruebas y problemas encontrados

Para poder obtener un diseño fiable y robusto del sistema electrónico, es necesario verificar el funcionamiento del puente H inicialmente diseñado. A partir del estudio de su comportamiento será posible corregir los fallos e incluir las mejoras necesarias para evitar errores o defectos.

Se comienzan las pruebas con la placa de control, que al ser más pequeña es más sencilla de revisar. Para ello se conecta el Arduino Nano al ordenador y se carga en él un programa muy sencillo que hace conmutar las salidas utilizadas para el control de los IR2110.

Con un osciloscopio se mide, en el conector que comunica las dos placas, la salida proporcionada por Arduino (figura 4.21).

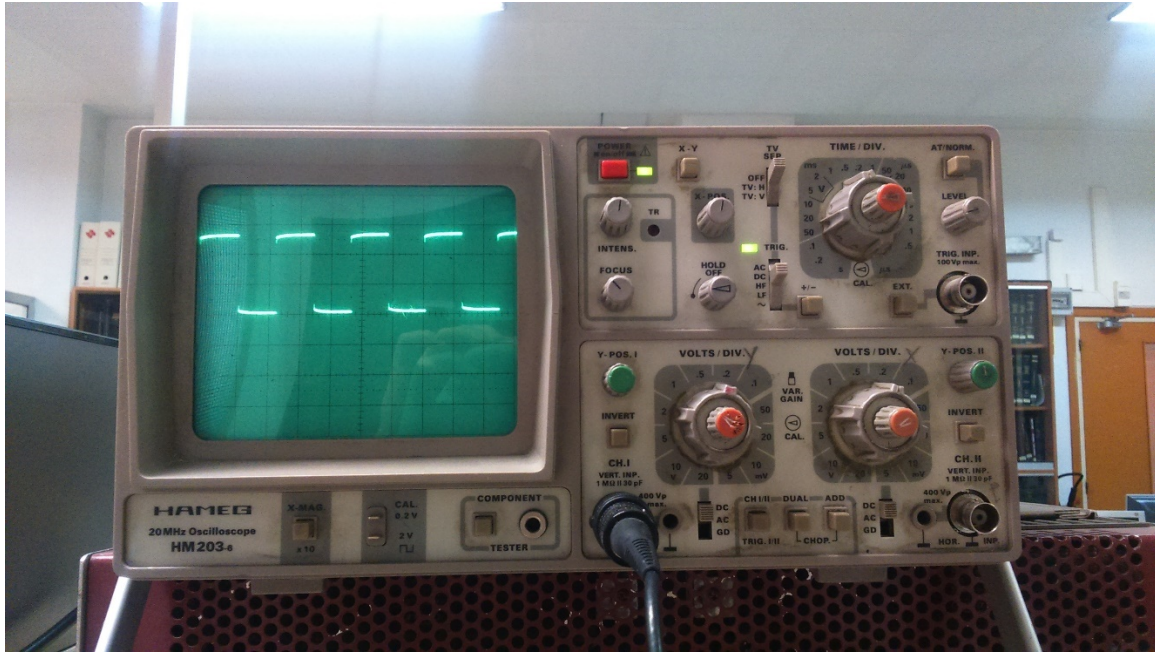


Figura 4.21: Conmutaciones de Arduino

Viendo que estas conmutaciones son correctas, se conectan ambas placas y se miden las mismas señales en la placa de potencia, obteniendo idéntico resultado. Esto significa que las conexiones digitales están correctamente realizadas y que no existe ninguna capacidad o inductancia parásita significativa, lo que cobra especial importancia teniendo en cuenta que el resto de pruebas dependen, lógicamente, de la correcta conexión entre ambas placas.

El siguiente paso es aplicar tensión a la alimentación de los IR2110, que como se ha nombrado es de 12V para el disparo de los MOSFET. Para ello se utiliza una fuente de laboratorio, que permite ajustar la tensión y limitar la corriente, evitando daños en el supuesto de que se produjese un fallo.

Tras aplicar la tensión de disparo, se programa Arduino para que conmute únicamente los polos inferiores. En el osciloscopio se compara la señal de entrada al IR2110 (señal procedente de Arduino) con la de salida, que es la de disparo del MOSFET (figura 4.22).

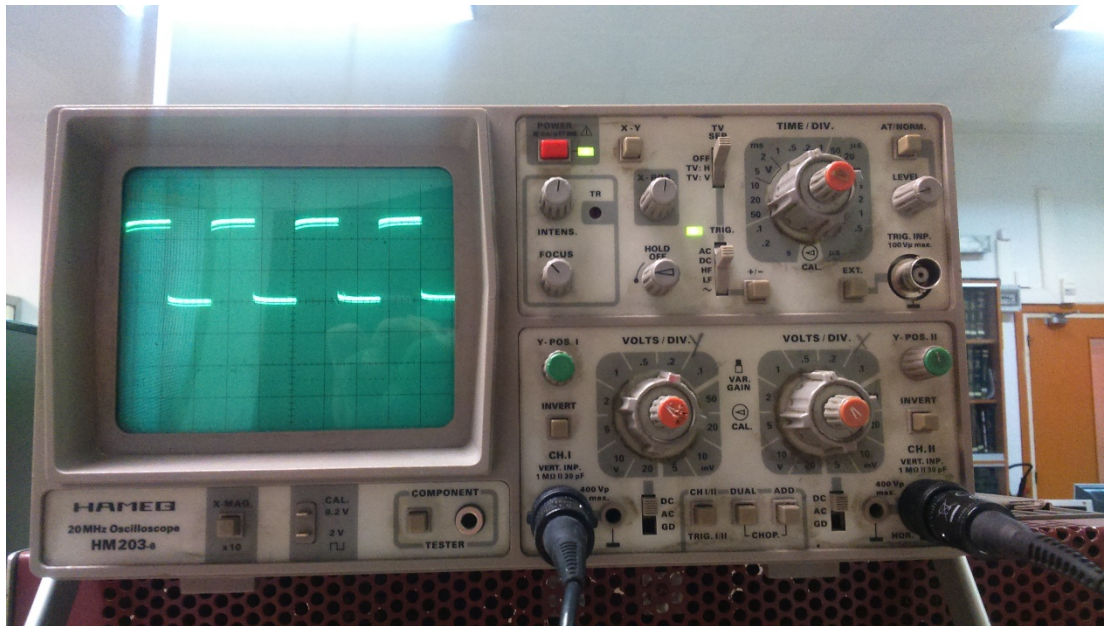


Figura 4.22: Comparación señales IR2110

Se superponen ambas señales, a distintas escalas lógicamente, puesto que una es señal digital y la otra es la correspondiente amplificada hasta 12V. Como se puede apreciar, ambas son idénticas, lo que evidencia el buen funcionamiento de la rama inferior de los controladores.

El siguiente paso es aplicar tensión en los polos de potencia. Para ello se emplea una carga resistiva con los extremos conectados a una fuente de laboratorio y al punto medio de una rama del puente. De esta manera, cuando el MOSFET conduzca, circulará corriente a través de la resistencia, comprobando así su funcionamiento (véase esquema en la figura 4.23).

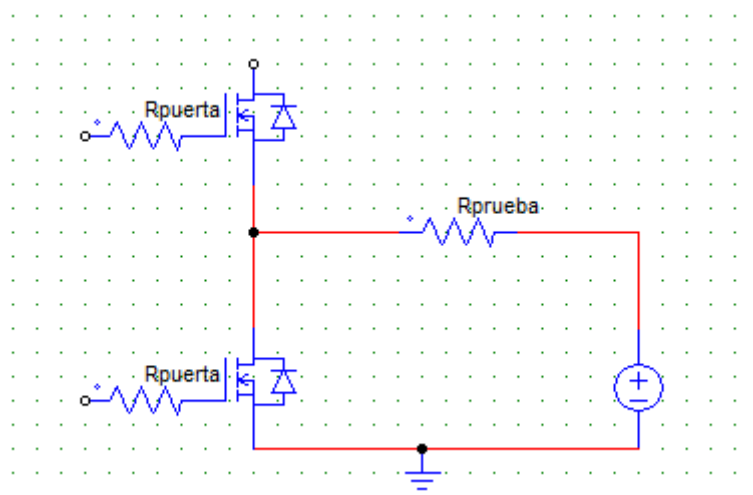


Figura 4.23: Esquema de la prueba del polo inferior

En el osciloscopio se visualiza la tensión drenador-surtidor del polo inferior. Esta será nula cuando esté en conducción, e igual a la tensión de la fuente cuando se encuentre en corte. Para comprobar que se corresponde con lo programado, se visualiza también la tensión de salida de Arduino (véase figura 4.24).



Figura 4.24: Conmutaciones del polo inferior

En la zona inferior del osciloscopio se puede observar la tensión digital programada en Arduino, que se ha desplazado para mejorar su visualización. En la zona superior es visible la tensión drenador-surtidor antes citada. Como era previsible se comporta de manera invertida a la señal digital, ya que cuando el nivel lógico es alto el transistor conduce y la tensión en sus extremos es muy reducida, casi nula. De forma análoga, cuando la señal digital se encuentra a nivel bajo, el transistor no conduce y cae en él toda la tensión de la fuente.

A continuación se realizan las pruebas con la mitad superior de la rama, comprobando en primer lugar que los pines de disparo de los IR2110 funcionan correctamente, lo que significaría que el Bootstrap se carga adecuadamente.

En la figura 4.25 se puede observar que las conmutaciones funcionan correctamente.

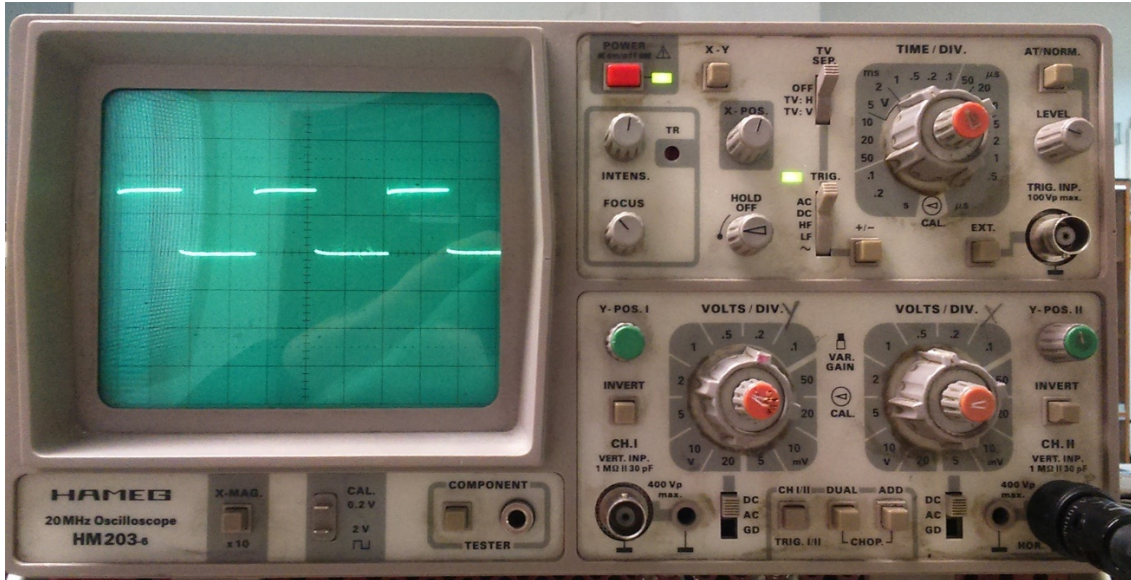


Figura 4.25: Conmutaciones rama superior IR2110

Una vez se ha comprobado que las salidas de los controladores se corresponden con lo marcado por las entradas, se comprueba la rama entera con los polos de potencia. Para ello se emplea una fuente partida con el positivo en el drenador del polo superior y el negativo en el surtidor del polo inferior. El punto medio de la fuente va conectado a un extremo de la carga, y el otro extremo va en el punto medio de la rama (ver figura 4.26).

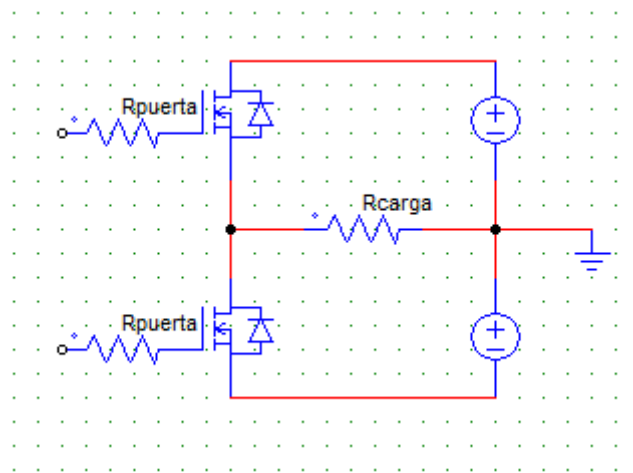


Figura 4.26: Esquema de la prueba de la rama

Se realizan las conexiones como se ve en el esquema superior y se mide la caída de tensión en la resistencia de carga con el osciloscopio, situando la masa del mismo en el punto medio de la fuente, donde se sitúa la masa en el esquema.

Con esta configuración, cuando conduzca el polo superior la caída de tensión en la resistencia será positiva, mientras que conduciendo el polo inferior, la caída será negativa.

En la figura 4.27 se puede observar la lectura del osciloscopio.

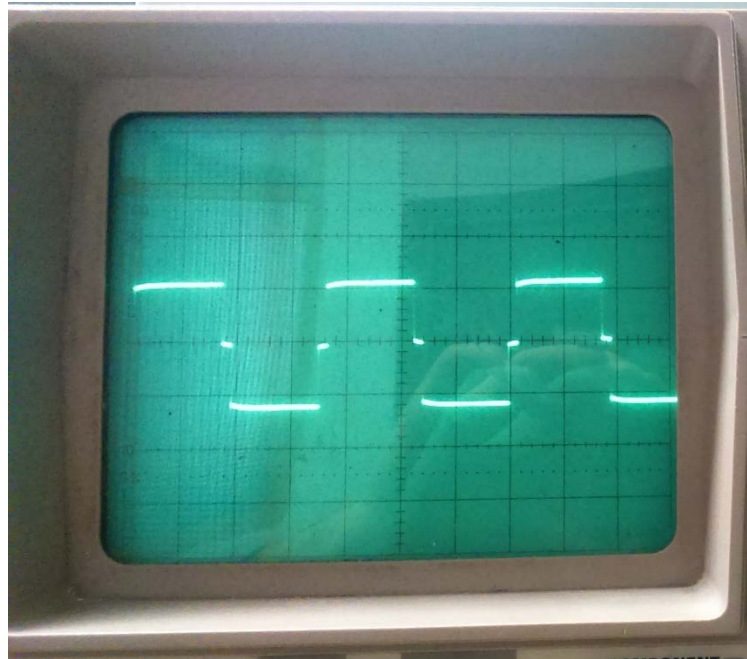


Figura 4.27: Tensión por las conmutaciones de una rama

Como se ha comentado, la caída de tensión pasa de positiva a negativa y viceversa en los cambios de conmutación de los polos. Sin embargo, se puede apreciar que existe una pequeña zona entre los cambios en la que la tensión es nula. Esto se debe a que es necesario dejar un tiempo muerto entre el corte de un transistor y la conducción del otro para evitar cortocircuitos.

Tras haber comprobado que las ramas funcionan correctamente por separado, se procede a colocar una carga entre ambas, probando así un puente H completo. Se comienza con una carga resistiva y se conectan dos osciloscopios a los polos superiores de las ramas con el objetivo de ver las conmutaciones. Al comenzar la prueba la corriente de la fuente se dispara, y uno de los IR2110 falla y se quema.

Después de esto se revisa el esquema y se sustituye la carga resistiva por una que indique visualmente el comportamiento de la tensión. Para ello se construye una carga con dos diodos led en antiparalelo con sus correspondientes resistencias (véase figura 4.28), permitiendo ver, según el diodo que se ilumine, el sentido de la corriente y por tanto los polos que están abiertos y cerrados.

La resistencia empleada para los led se dimensiona con una tensión de 12V en la alimentación, una tensión umbral de 2V en el LED y una corriente de 10mA. Esto da como resultado una resistencia de 1k Ω .

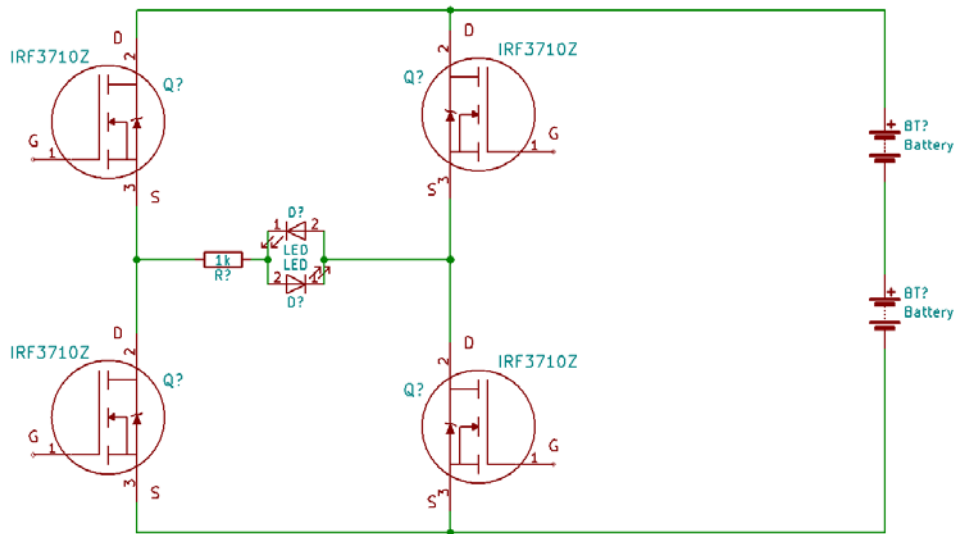


Figura 4.28: Esquema de pruebas con led

Una vez montado dicho esquema, se sustituye el IR2110 quemado y se restablece la alimentación, sin visualización de osciloscopio. El resultado es bueno, ya que los led alternan su iluminación con los polos, como se puede observar en el gif de la figura 4.29.



Figura 4.29: Prueba de puente con led

Como se puede observar en la figura, el comportamiento es correcto, lo que lleva a pensar que el fallo anterior no se debe a un problema de diseño electrónico, sino a una mala conexión de los equipos. Se vuelve a probar, con el puente en funcionamiento, la conexión de los osciloscopios al circuito. La corriente en la fuente se vuelve a disparar, por lo que el fallo debe ser en la conexión de los equipos de medida.

Tras revisar en el esquema se advierte que, aunque las mediciones se realizan con osciloscopios diferentes, las masas de las sondas están conectadas entre sí mediante la toma a tierra del enchufe, provocando cortocircuitos en las conmutaciones de los polos.

Para solucionarlo se procede a aislar las tomas a tierra de los osciloscopios y la del ordenador que se emplea para programar Arduino, empleando adaptadores aislados para los enchufes. Una vez hecho esto, el fallo desaparece, pudiendo realizar mediciones con total seguridad.

Resuelto el problema de los osciloscopios y visto que el funcionamiento del puente es correcto, se sustituyen los led por el motor empleado para el segway, dando un paso más hacia las condiciones de funcionamiento finales.

Para realizar las pruebas con el motor se crea un programa en Arduino que siga una estrategia de control de los polos previamente diseñada. Dicha estrategia consiste en cerrar el polo inferior de la rama correspondiente según el sentido de giro deseado en el motor y hacer conmutar el polo superior de la otra rama mediante el PWM disponible en Arduino.

El motivo de controlar el motor de esta manera es que los motores son cargas principalmente inductivas, lo que se traduce en que la corriente que circula por ellos no se puede extinguir instantáneamente. Esto hace que, cuando el polo superior que se encuentra conmutando se abra debido al propio PWM, la corriente busque un camino por no poder extinguirse de manera instantánea.

Este camino será el diodo de libre circulación del polo inferior que se encuentra abierto. Al conducir el diodo, la tensión en el punto medio de la rama es igual a la tensión umbral del diodo, unos 0.6V, lo que permite al condensador del Bootstrap cargarse, manteniendo siempre una fuente flotante y no perdiendo el control sobre el transistor.

En la figura 4.30 se puede ver de forma clara el proceso.

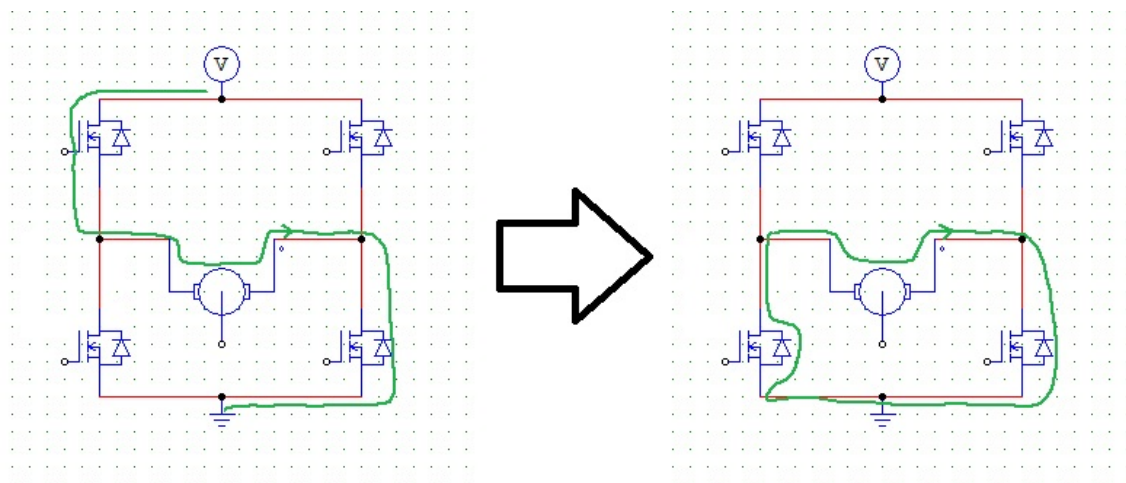


Figura 4.30: Estrategia de control del motor

En la zona izquierda de la figura se puede ver la fase en la que el PWM está a nivel alto, el polo superior conduce y se le proporciona energía al motor. En la zona derecha se puede ver al diodo de libre circulación del MOSFET conduciendo, ya que el polo superior ha entrado en corte, pero la corriente (representada por la línea verde en el esquema) no puede extinguirse instantáneamente.

Este sistema de control tiene sus ventajas y sus inconvenientes. La principal ventaja es que al hacer conmutar únicamente a un polo, las pérdidas por conmutación se reducen a un solo polo. El inconveniente más reseñable es que no se puede llegar a ciclo de servicio unitario en el control del motor, ya que la conducción del diodo del polo inferior es imperativa para cargar el condensador del Bootstrap y disponer de tensión para el control del polo superior. De lo contrario, se perdería el control sobre el polo y dejaría de funcionar.

Programando Arduino para poder controlar la velocidad y sentido de giro del motor introduciendo los parámetros por el teclado del ordenador, se realiza la prueba de funcionamiento, que se puede ver en el gif de la figura 4.31.

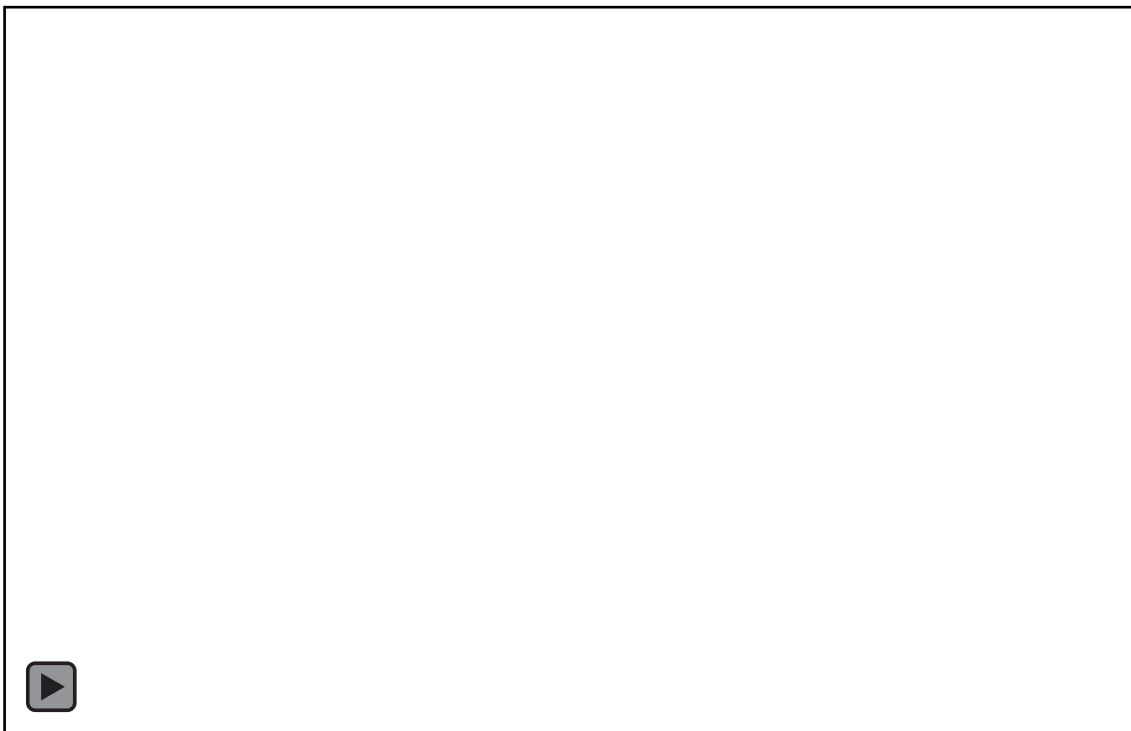


Figura 4.31: Prueba de funcionamiento con motor

El sistema funciona correctamente como se puede apreciar en el gif. Sin embargo, la prueba se lleva a cabo bajo condiciones de laboratorio, empleando fuentes de alimentación reguladas. El siguiente paso es sustituir las fuentes por los elementos que suministran la energía en el uso real del vehículo: las baterías. Además, las fuentes de laboratorio de las que se dispone son capaces de suministrar una corriente de dos amperios únicamente, suficiente para pruebas en vacío de los motores, pero insuficiente para un ensayo que ponga a prueba el puente H.

Con el objetivo de facilitar y simplificar la identificación de posibles fallos en el diseño, en primer lugar se sustituye únicamente la fuente de alimentación de la potencia del puente, que es la que suministra energía a los motores, por una batería, aplicando 12V en el puente. Se hace solo con una y no con dos, como serán las condiciones finales, porque de esta forma la corriente con la que trabaja se reduce a la mitad, disminuyendo el riesgo de fallos. Cuando las pruebas realizadas a 12V sean satisfactorias, se elevará la tensión.

Tras realizar diversos ensayos en los que se constató que las inversiones de sentido de giro se realizaban con mayor brusquedad al ser la capacidad de corriente significativamente mayor, ninguno de los mismos provocó fallos en la electrónica.

El siguiente paso sería elevar la tensión del puente hasta los 24V, añadiendo la segunda batería. Sin embargo, antes de hacerlo es conveniente conocer ciertos parámetros de los motores para saber la corriente máxima que pueden demandar, determinando a partir de la misma si el puente inicialmente diseñado debe sufrir alguna modificación en los semiconductores de potencia o es suficiente con lo ya diseñado.

El modelo eléctrico equivalente de un motor de corriente continua está representado en la figura 4.32. Como en este caso los motores empleados son de imanes permanentes, el campo magnético de la excitación es constante, por lo que no es un parámetro controlable, [11].

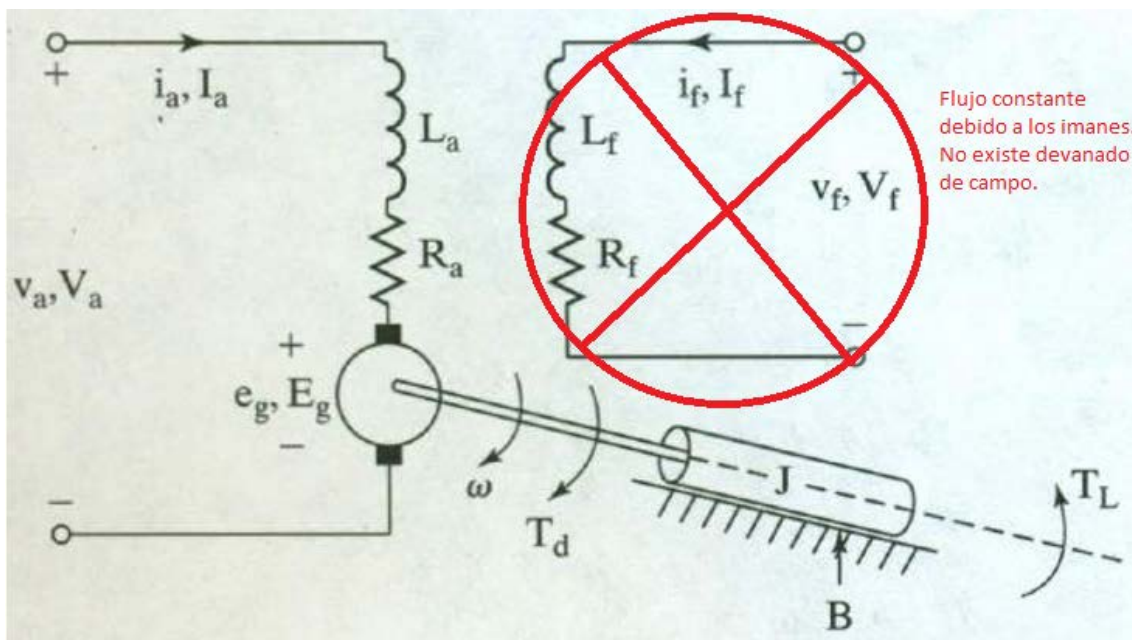


Figura 4.32: esquema de un motor Brushed DC con imanes.

Como se puede ver en el modelo, un motor de corriente continua de imanes permanentes está caracterizado por los siguientes parámetros:

- R_a : es la resistencia del devanado del rotor o armadura, del orden de miliohmios.
- L_a : es la inductancia del devanado del rotor, ya que al ser hilo de cobre enrollado, constituye una bobina.
- E_g : es la fuerza contraelectromotriz que se genera con motivo de la rotación del devanado en el seno de un campo magnético, según la ley de Faraday. Es directamente proporcional a la velocidad de giro.

Con estos tres parámetros se puede modelar matemáticamente el motor, y esto queda reflejado en las ecuaciones inferiores.

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_g$$

$$E_g = K_v \omega$$

$$T_d = K_t I_a$$

La última ecuación corresponde al par motor, que es directamente proporcional a la corriente que circula por el bobinado del rotor. No se empleará en el dimensionado de los semiconductores de potencia.

Las variables anteriormente citadas se han de determinar de forma experimental, realizando ensayos en el motor. Esto no sería necesario si el fabricante hubiera especificado las características del motor en una ficha técnica.

El primer factor que se determina es la resistencia de devanado, para lo que se realiza un ensayo de cortocircuito en el motor. Dicho ensayo consiste en bloquear el motor, de forma que su eje no gire, y aplicar tensión en la armadura. Se debe hacer en intervalos cortos, ya que al estar el eje bloqueado el devanado se calienta en exceso y se corre el riesgo de quemar el esmalte, inutilizando el motor. Según las ecuaciones anteriores, en estado estacionario y con el eje bloqueado ($\omega=0$), la corriente es directamente proporcional a la tensión aplicada. Así pues, se aplican distintas tensiones y se mide la corriente por el motor.

Este experimento se realiza empleando la batería de 12V como fuente, y empleando el PWM aplicado al puente H para controlar la tensión eficaz aplicada al motor, que se mide con un polímetro. Como la corriente que pase por el motor es muy elevada como para medirla con un polímetro de los disponibles en el laboratorio, se emplea una sonda basada en el efecto Hall, que proporciona una tensión proporcional a la corriente que pasa por el cable al que abraza con una relación de 10mV por amperio (véase figura 4.33).



Figura 4.33: Pinza amperimétrica

En la tabla inferior (tabla 4.1) se pueden observar los resultados del ensayo.

Tabla 4.1: Resultados del ensayo de cortocircuito

PWM	V_{ef}^{DC}	I_{DC}^{pico}	R_a
50	1.37V	10A	0.137 Ω
100	2.90V	20A	0.145 Ω
150	4.65V	24A	0.194 Ω
200	5.95V	28A	0.213 Ω
250	7.13V	28A	0.255 Ω
Directo	11.95V	40A	0.299 Ω

A partir de dichos resultados se traza una recta de regresión para obtener el valor medio de la resistencia del bobinado del rotor.

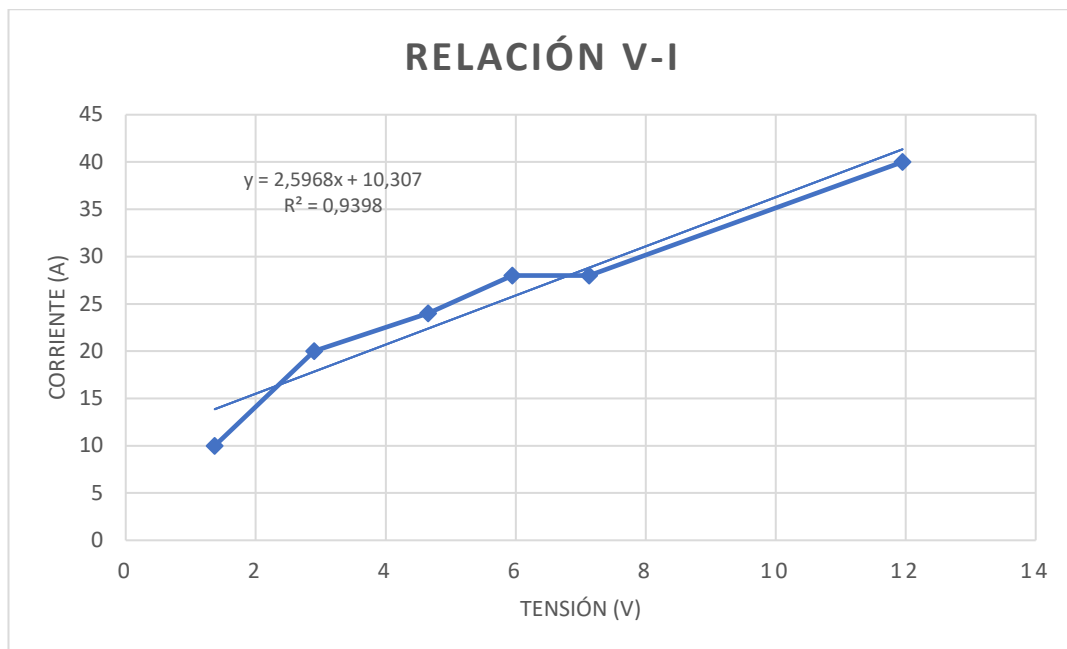


Figura 4.34: Gráfico de tensión-corriente del ensayo de cortocircuito

A la vista de los resultados obtenidos se puede establecer la resistencia de armadura en 255m Ω .

Restarían dos parámetros más por determinar: L_a y K_v . Los medios de los que se dispone en el laboratorio hacen que la inductancia del rotor sea muy difícil de determinar con una precisión aceptable, ya que el ensayo sería de bloqueo igual que en el caso anterior pero con la diferencia de que habría que observar la evolución de la corriente en el transitorio, y la pinza amperimétrica de la que se dispone no es lo suficientemente rápida como para seguir fielmente la evolución de la corriente.

Respecto a la constante de tensión, hubiera sido posible su determinación de haber dispuesto de un tacómetro en el momento de realización del experimento, ya que la medición era en régimen estacionario y muy sencilla.

Sin embargo, el desconocimiento de estas dos variables no impide conocer de manera bastante precisa la corriente máxima que pueden llegar a tener que soportar los semiconductores del puente H.

Puesto que se desea obtener el valor máximo de la corriente, este se dará cuando el motor gire en sentido contrario a lo esperado por la polaridad de la tensión aplicada, es decir, cuando actúe como freno eléctrico. Sin embargo, debido al alto par que poseen los motores (hecho conocido tras la familiarización basada en las pruebas), es una condición de trabajo que nunca o difícilmente se dará. Por este motivo se realizan los cálculos para hallar la corriente máxima bajo las siguientes hipótesis:

- El motor se encuentra en bloqueo, que es la peor condición de trabajo prevista para el uso que se le da.
- Durante el bloqueo se alcanza el régimen estacionario, por lo que la inductancia no influye en los cálculos.
- La tensión de alimentación es con dos baterías de 12V, que cargadas proporcionan una tensión de 26.2V, a los que restando la caída de tensión de los MOSFET se quedan en 25.8V aproximadamente. Esta tensión caerá cuando el motor se encuentre en bloqueo debido a la resistencia interna de las baterías.

Por tanto, bajo estas hipótesis se calcula la corriente máxima que puede demandar el motor:

Ecuación 4.1

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_g = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + K_v \omega \rightarrow V_a = R_a I_a$$

$$I_a = \frac{V_a}{R_a} = \frac{25.8V}{0.255\Omega} = 101.18A$$

Esta corriente es significativamente mayor que la que pueden soportar los MOSFET en régimen permanente (ver datasheet anexo), por lo que es necesario realizar alguna modificación en el puente para que pueda soportar dicha corriente. Las dos opciones que se plantean son:

- Cambiar el modelo de transistor por uno capaz de soportar dicho nivel de corriente.
- Paralelizar dos transistores, conservando el modelo empleado actualmente en el puente.

Tras analizar ambas alternativas, se decidió que la segunda era más conveniente debido a la familiaridad adquirida con dicho modelo de MOSFET, ya que su comportamiento ha sido correcto durante las pruebas, pero sobre todo por una razón de seguridad, que es que al paralelizar dos transistores, en el caso de que uno de ellos falle la corriente seguirá circulando por el otro, no ocasionando que se pare el motor y la pérdida de equilibrio del vehículo.

La solución escogida se prueba en la placa actual soldando MOSFET en paralelo con los ya existentes, comprobando experimentalmente que efectivamente es una solución



posible y utilizable. Después de varias pruebas realizando inversiones bruscas en el sentido de giro del motor, se constata que es una opción viable. También se observa, como es lógico, que las inversiones de sentido son más rápidas y bruscas, lo que se debe a que la resistencia equivalente de dos MOSFET en paralelo es menor, conduciendo mejor la corriente.

En este punto de las pruebas de la placa provisional quedan dos pasos por dar: utilizar dos baterías para la alimentación del puente H, elevando la tensión hasta los 24V ya citados, y alimentar todo el control del puente desde la batería, eliminando así el uso de las fuentes de laboratorio y alcanzando las condiciones reales de funcionamiento. Se opta por hacer ambas cosas, ya que el incremento de tensión del puente no afecta al funcionamiento y se acerca más a las condiciones reales de trabajo.

Como el control de los MOSFET (los IR2110) funciona a 12V, se puede alimentar directamente desde la batería, sin emplear convertidores de tensión. De este modo, se realizan las conexiones, alimentando todo desde la batería.

Al comenzar las pruebas se quema el fusible, por lo que se comprueba el estado del puente con el polímetro. El resultado es que un transistor se ha cortocircuitado y un controlador IR2110 ha dejado de funcionar. Tras analizar los fallos se baraja la hipótesis de que estos fallos han venido motivados por una caída de tensión en las baterías en el arranque del motor, perdiendo de este modo el control sobre los IR por la protección de tensión que incorporan (véase figura 4.12) y provocando un cortocircuito en el puente.

Con el objetivo de tener una referencia de la tensión límite de funcionamiento de los IR2110, se vuelve a alimentar el control desde una fuente de laboratorio. A continuación se programa Arduino para que conmute el control sin alimentar el puente, observando con el osciloscopio la salida de los IR (señal de disparo de los MOSFET). Se disminuye progresivamente la tensión de la fuente y se anota la tensión para la cual la salida deja de responder a la entrada. En el gif de la figura 4.35 se puede observar el experimento.



Figura 4.35: Límite de tensión del IR2110

Los resultados obtenidos en la prueba fueron que la parte superior de los IR2110, el disparo con Bootstrap dejaba de funcionar cuando la tensión de la fuente bajaba de 8.4V, y la parte inferior de disparo directo desde fuente dejaba de funcionar cuando la tensión era inferior a 7.9V. Con estos datos se concluye que la tensión nunca puede situarse por debajo de 8.4V, aunque por seguridad sería conveniente que no disminuyera de 9V.

Puesto que, como se ha comentado, la hipótesis que se baraja es la de tensión insuficiente, se decide incorporar un regulador lineal de tensión para alimentar los IR. Se escoge el modelo LM7812, que es un regulador muy común, de bajo coste y con una capacidad de corriente de 1.5A (ver datasheet en anexo). En primer lugar se decide volver a emplear la fuente de alimentación para la parte de control de los MOSFET, observando de manera controlada el comportamiento con el regulador.

Como se puede observar en la figura 4.36, con la fuente a 25V se pretende simular la tensión de las baterías, desde las que posteriormente se alimentará el regulador.

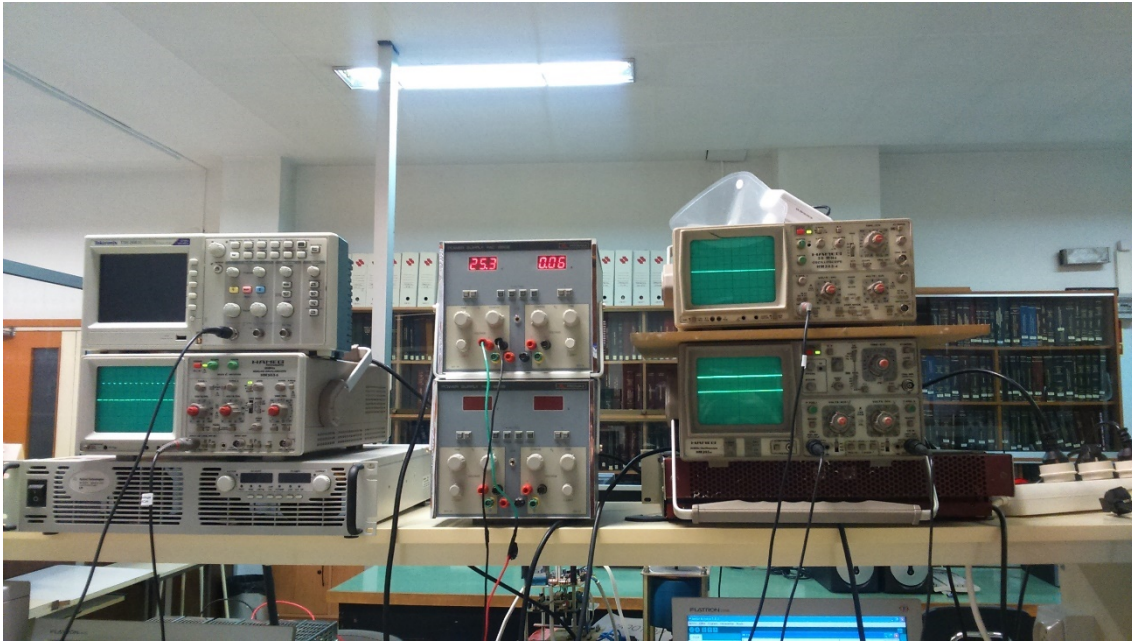


Figura 4.36: Fuente + regulador LM7812

Se comprueba en primer lugar que las conmutaciones de los IR (las patillas de disparo de los MOSFET) son correctas, como se puede ver en los osciloscopios en la figura superior. Una vez se han comprobado, se alimenta el puente H y se confirma que el motor funciona correctamente tras realizar algunas inversiones bruscas en el sentido de giro.

Visto que esta prueba ha resultado satisfactoria, se cambia la fuente de laboratorio por las baterías, realizando el mismo ensayo. Se comienza aplicando ciclos de servicio pequeños, con los que parece que el funcionamiento es correcto. Sin embargo, al elevar el valor del PWM salta el fusible y los dos MOSFET de una rama se quedan soldados. También se comprueba que el regulador de tensión ha caído.

Tras revisar el circuito y las conexiones de las placas, se advierte que existe un cable de alimentación digital roto, que transcurre al lado de la señal de disparo de un controlador de MOSFET. Esto implica que si hubieran hecho contacto el MOSFET se habría disparado, y los indicios indican que ha sido así, ya que es la señal de disparo de uno de los transistores soldados.

Se repara dicho cable y se asegura el resto, evitando que vuelvan a producirse fallos de este tipo. Una vez hecho se retoma la prueba como se había planteado: con alimentación desde baterías y un regulador.

La prueba comienza, igual que en la anterior, con ciclos de servicio pequeños, que van aumentando progresivamente a medida que se constata el buen funcionamiento del equipo. El comportamiento es correcto hasta que se realiza una inversión brusca en el sentido de giro, momento en el que existe un fallo que no había ocurrido antes. Las consecuencias de dicho fallo son dos MOSFET con fallo de puerta, es decir, con continuidad entre puerta y surtidor, y un regulador de tensión con la entrada y la salida soldadas, no abiertas como había ocurrido en anteriores pruebas.

Tras verificar la hoja de datos de los transistores, de los controladores de estos y del regulador de tensión se recaba la siguiente información:

- La tensión máxima absoluta puerta-surtidor del MOSFET es de 20V.
- La tensión máxima de alimentación de la parte de disparo de los IR2110 es de 25V.
- La tensión máxima de entrada en el regulador es de 35V.

Con estos datos se elabora la teoría de que la inversión del sentido de giro ha provocado un pico de tensión (ya que se suman la tensión de las baterías y la fuerza contraelectromotriz del motor) que ha superado los 35V soportados en el regulador, por lo que se han soldado la entrada y la salida de este. Como dicho pico dura solamente un instante (hasta que el motor disminuye su velocidad, y lo hace de forma muy brusca en un cambio de polaridad) los IR2110 no se han visto afectados, ya que se recupera antes la tensión nominal de baterías, algo superior a 24V. Sin embargo, las puertas de los MOSFET sí se han visto afectadas al ser la tensión nominal de baterías superior a la que soportan las puertas de estos.

Este es un problema que sí que puede aparecer en un uso real del vehículo. Para evitarlo se plantean algunas formas de protección del equipo.

- Zener de protección de los MOSFET: con el fin de no superar la tensión máxima de puerta, se coloca un diodo Zener de 15V como se puede observar en la figura 4.40.

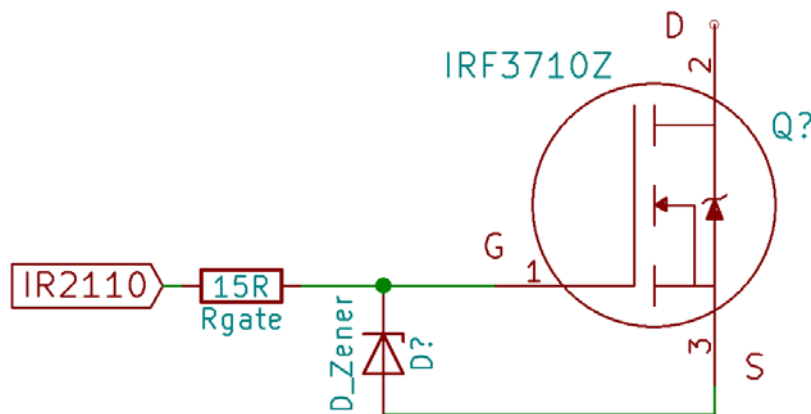


Figura 4.37: esquema de protección de puerta con Zener

Suponiendo el peor de los casos, que es que las baterías estén muy cargadas y que los IR aguantasen dicha tensión, la corriente que circula por el Zener en caso de fallo es:

Ecuación 4.2

$$I_{Zener} = I_{Rgate} = \frac{V_{bat} - V_{Zener}}{R_{gate}} = \frac{28V - 15V}{15\Omega} = 0.87A$$

Por tanto, la potencia disipada será:

Ecuación 4.3

$$P_{Zener} = V_{Zener} * I_{Zener} = 15V * 0.87A = 13W$$

Es una potencia muy elevada, lo que hace que el coste del componente sea muy grande. Además, teniendo en cuenta que sería necesario incluir un diodo por cada transistor, habría que adquirir 16 zener, disparando el coste del vehículo.

Por ello se estudia una segunda opción, que es disminuir la tensión zener y colocar una resistencia en serie con el diodo, como se puede ver en el esquema de la figura 4.38.

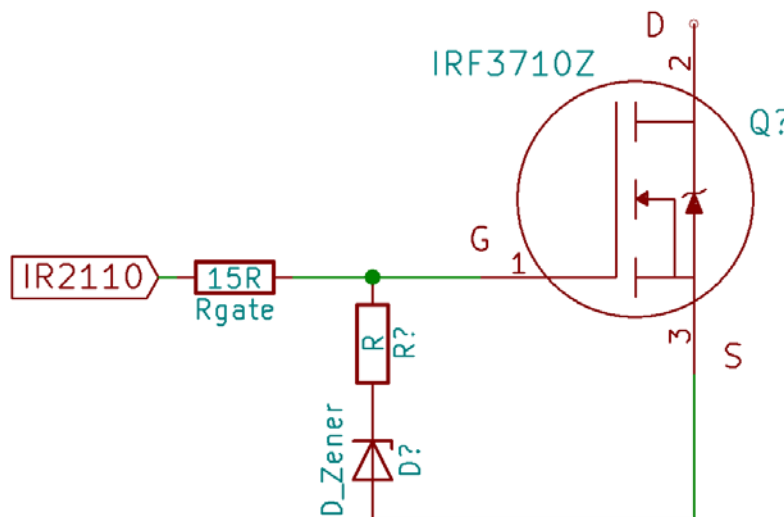


Figura 4.38: esquema de protección de puerta con zener y resistencia

Sin embargo, es una opción que se descarta enseguida, ya que el objetivo de la resistencia es disipar una potencia lo suficientemente grande como para que la potencia del diodo disminuya, haciéndolo su coste en consecuencia. Para que esto suceda, la tensión zener debe disminuir notablemente, por debajo de la tensión de disparo del MOSFET. Esto provocaría que existiese la posibilidad de que el transistor no disparase debido a la conducción del diodo, provocando fallos en el funcionamiento del vehículo.

- Zener de protección IR: como las dos opciones anteriores no son demasiado viables, se contempla la posibilidad de proteger el conjunto

de la electrónica de control empleando un zener en la salida del regulador como se ve en la figura 4.39.

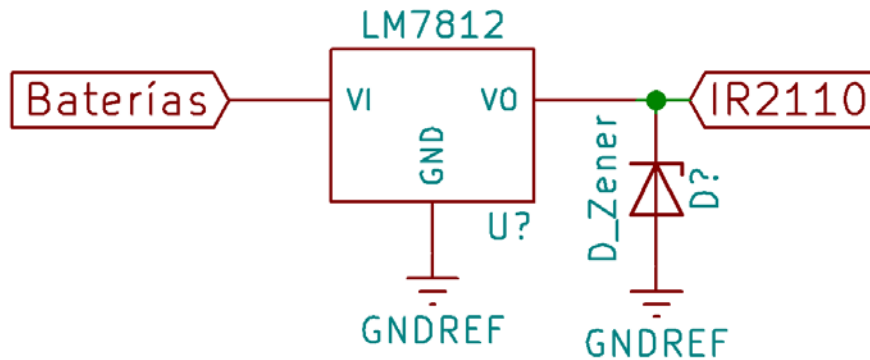


Figura 4.39: Esquema de protección de IR

Es una opción que se perfeccionará más adelante, puesto que es necesario implementar soluciones a otros problemas que ya se han dado.

Como se ha comentado anteriormente, el control ha llegado a fallar por falta de tensión en arranques bruscos, y también por picos de tensión en inversiones de sentido del motor. Para comprobarlo, se realiza un experimento consistente en alimentar la parte de control desde una fuente de laboratorio, y la potencia del puente desde las baterías. Se observa con el osciloscopio digital la evolución de la tensión de las baterías al poner en funcionamiento el motor.

La prueba comienza aplicando un ciclo de servicio pequeño, 20 sobre 255. Se puede observar la evolución de la tensión en la figura 4.40.

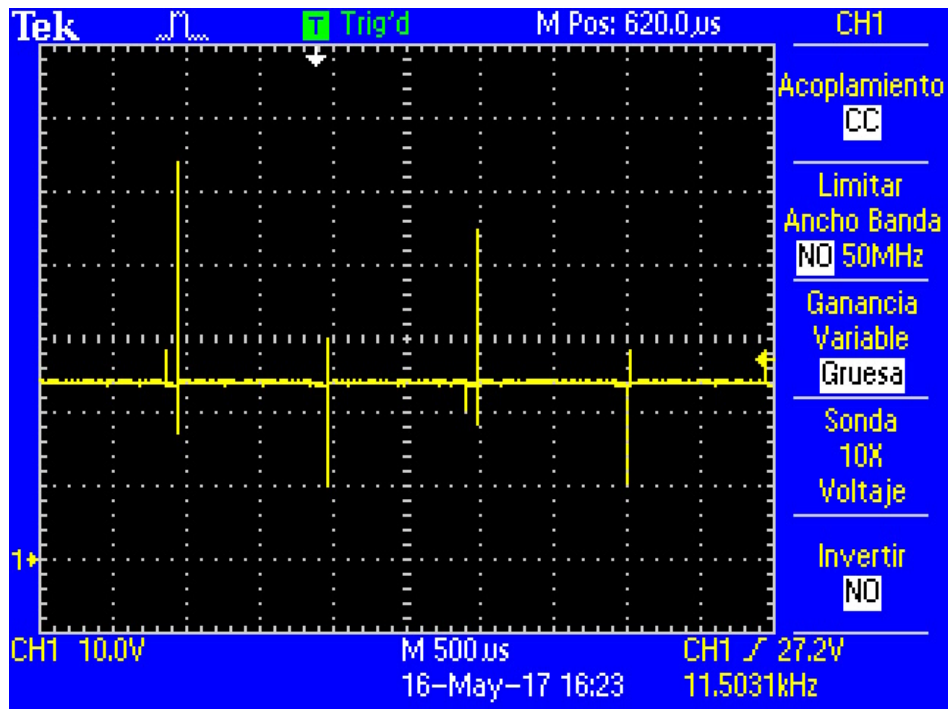


Figura 4.40: Tensión en baterías con PWM 20

En la imagen se puede observar que con el osciloscopio se han capturado picos hacia arriba de tensión de más de 50V (el segundo pico que se puede ver en la imagen, escala de 10V y origen en el primer cuadrado empezando desde abajo), y también picos hacia debajo de unos 10V.

Se procede a subir el ciclo de servicio con el objetivo de averiguar si la magnitud de estos picos es proporcional al mismo. En la siguiente prueba se eleva el ciclo de servicio hasta 50 sobre 255, que aun así es bajo, del 20%.

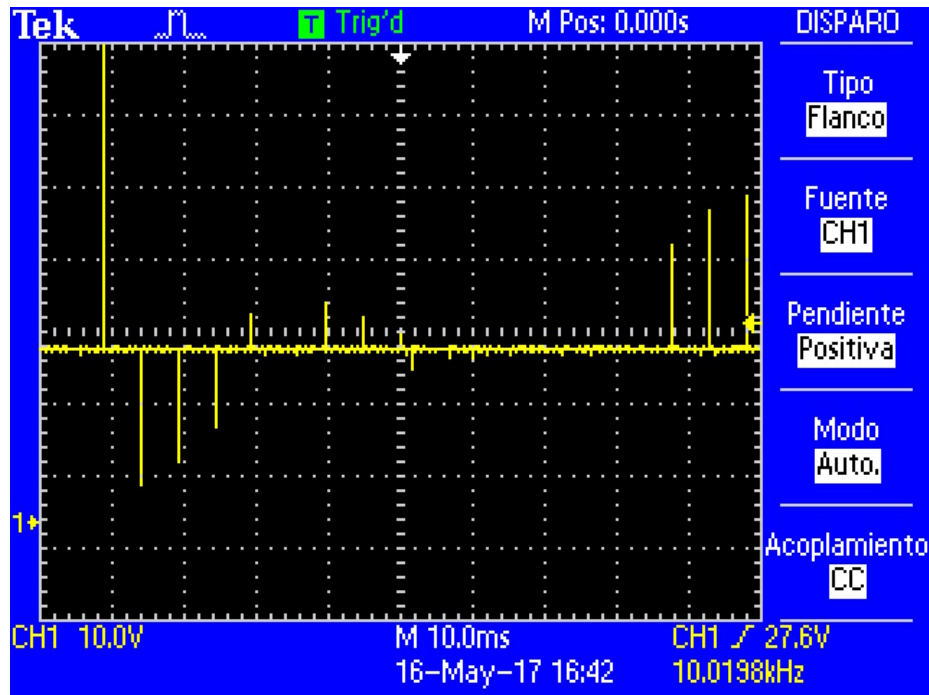


Figura 4.41: Tensión en baterías con PWM 50

Se confirma que efectivamente es así, puesto que el primer pico hacia arriba supera los 60V, y el primero hacia abajo disminuye de 6V.

A la vista de los resultados se decide que es necesario incorporar condensadores de link justo en la entrada de la alimentación del puente H, de manera que sean estos quienes absorban dichos picos, mitigando el efecto que tienen las conmutaciones de los polos de potencia sobre la tensión de las baterías.

Se comienza conectando un condensador electrolítico y aplicando un PWM de 20. La evolución de la tensión se puede observar en la figura 4.42.

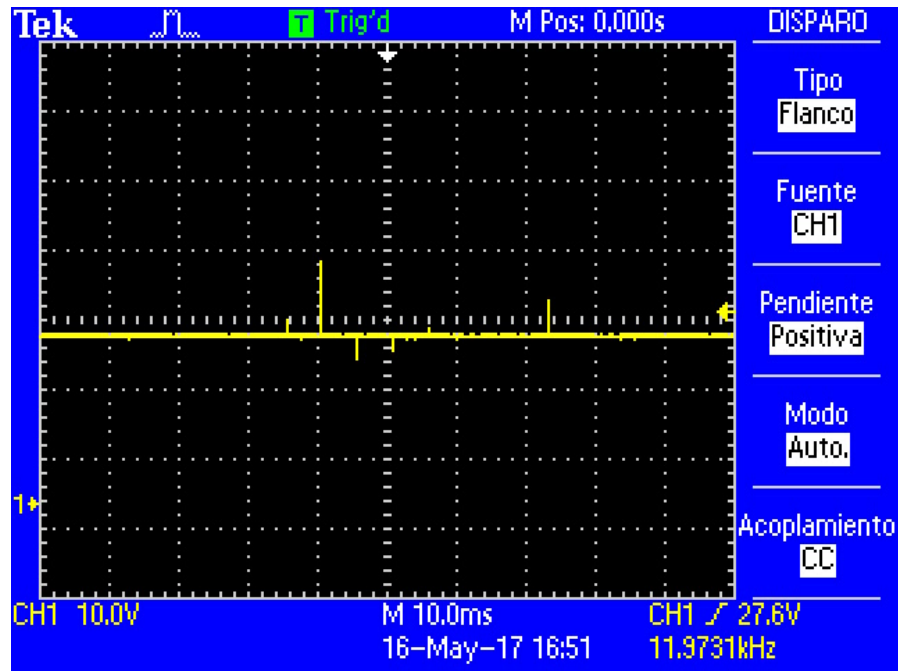


Figura 4.42: Tensión en baterías con electrolítico y PWM 20

Se puede ver que los picos de tensión no son tan acusados como cuando no había condensador. En esta ocasión el pico mayor no llega a 36V, y la tensión no baja de 20V.

La siguiente prueba es subir el PWM hasta 50. La evolución de la tensión se muestra en la figura 4.43.

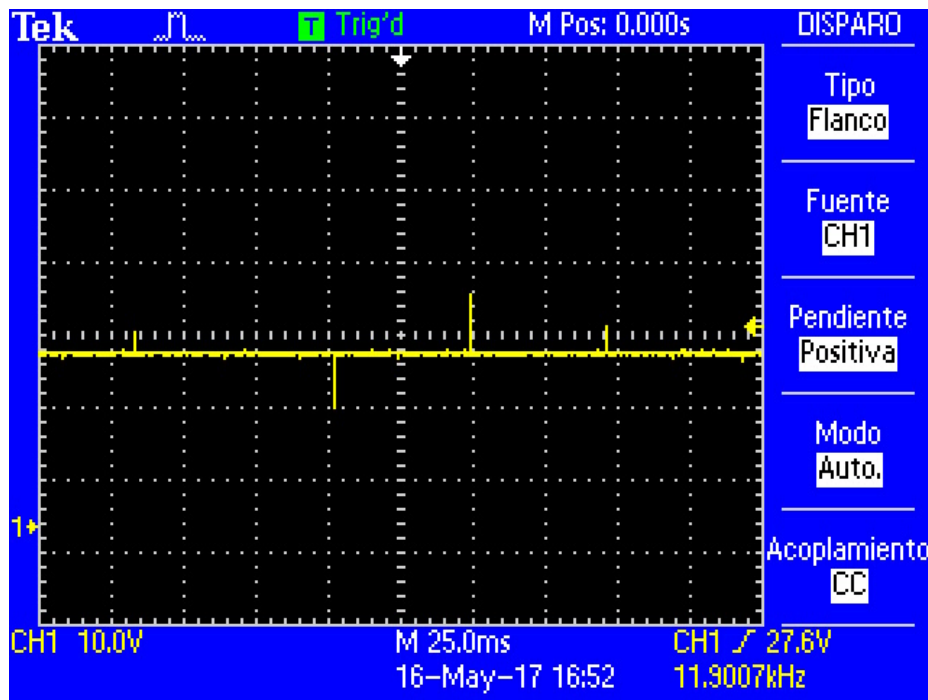


Figura 4.43: Tensión en baterías con electrolítico y PWM 50

El pico hacia arriba mayor se registra a 30V, y el pico hacia abajo menor se queda en 16V.

Es evidente que estos resultados son mejores que sin condensador. Aun así no son lo suficientemente contenidos, y para mejorar la absorción de los picos se conecta un condensador de tántalo, que posee un ESR menor que el de aluminio.

Igual que en los casos anteriores, se realiza una primera prueba con el PWM a 20 (figura 4.44).

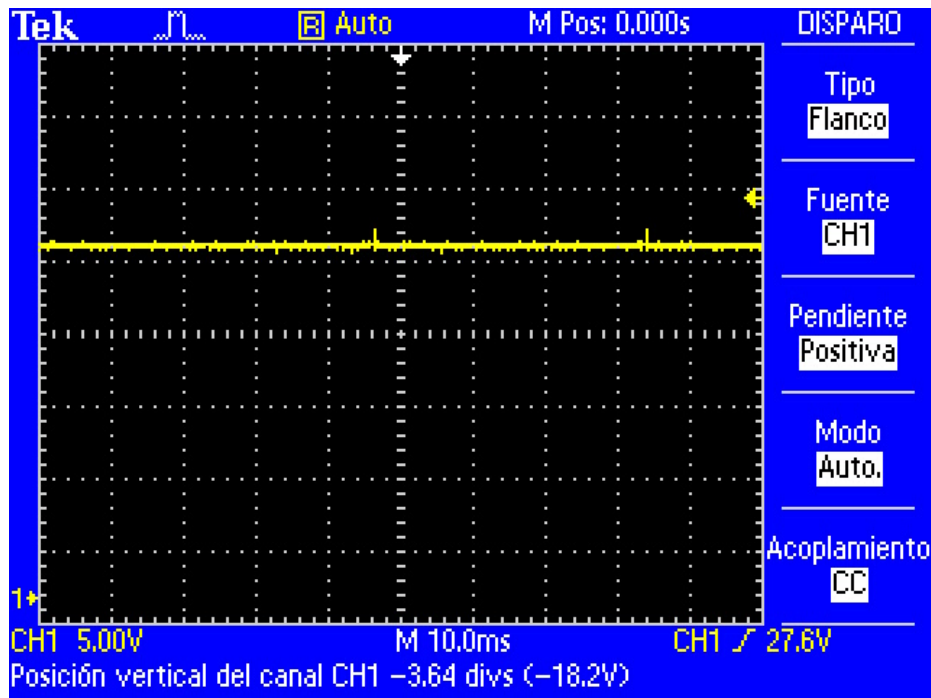


Figura 4.44: Tensión en baterías con electrolítico y tántalo y PWM 20

La diferencia entre incorporar o no el condensador de tántalo es evidente. En la captura superior la escala es de 5V por cuadrado, la mitad que en las anteriores, y aun así no hay picos de tensión apreciables. Los dos más grandes que hay apenas desvían un voltio la tensión de baterías.

Se realiza otra prueba con el PWM a 50, visible en la figura 4.45.

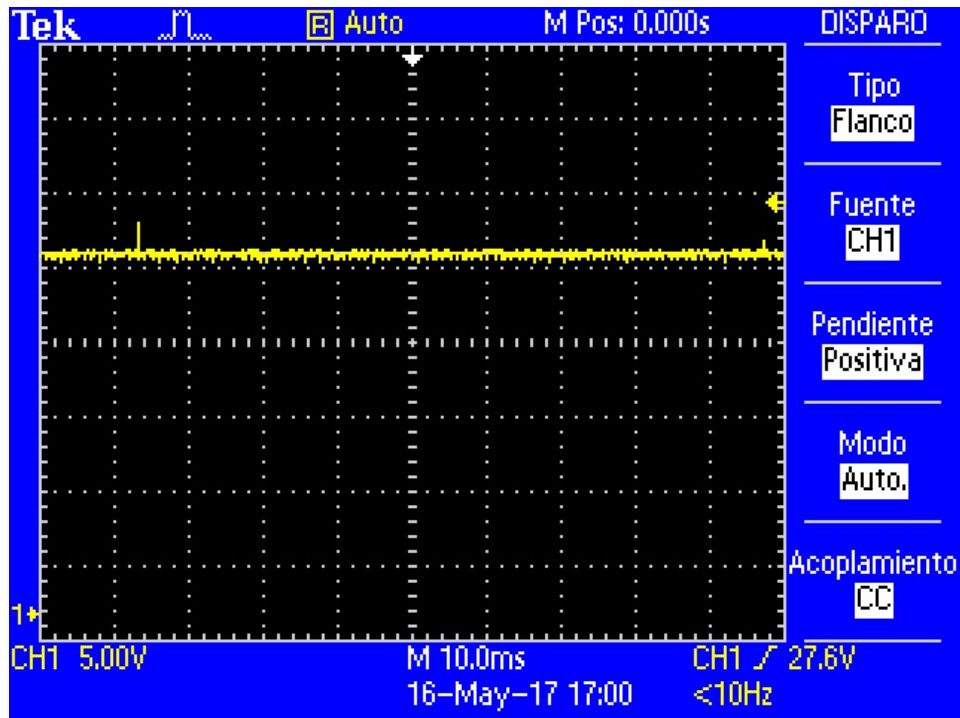


Figura 4.45: Tensión en baterías con electrolítico y tántalo y PWM 50

En esta ocasión el pico de tensión es algo superior, de 2V por encima de la tensión nominal. Aun así la diferencia es más que notable respecto a la prueba anterior sin condensador de tántalo.

Por último, con el objetivo de corregir lo máximo posible todo el ruido existente y para prevenir en futuras pruebas con mayor ciclo de servicio e incluso inversiones del sentido de giro, se añaden condensadores de papel al conjunto ya existente, y se visualiza el comportamiento.

En la imagen inferior (figura 4.46) se puede observar la evolución de la tensión con el PWM situado en 20.

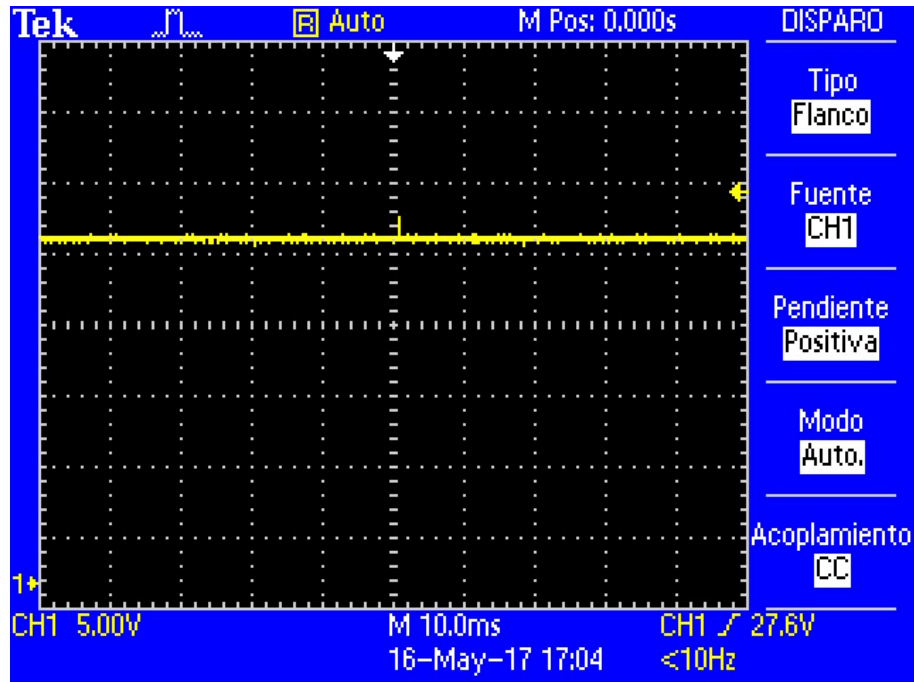


Figura 4.46: Tensión en baterías con electrolítico, tántalo y papel y PWM 20

El comportamiento es muy similar al del caso anterior, ya que la capacidad de un condensador de papel es significativamente menor que la de uno de tántalo, y aunque sus características son ligeramente mejores para el uso que se le pretende dar, la falta de capacidad hace que no se mejore la evolución de la tensión.

A continuación se puede observar la prueba con el PWM a 50, en la figura 4.47.

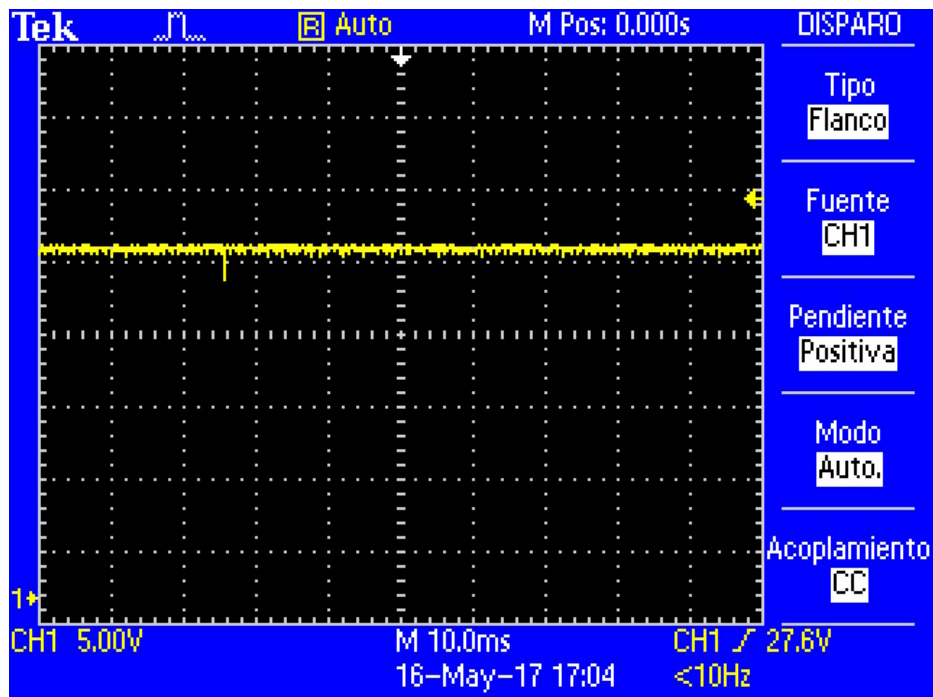


Figura 4.47: Tensión en baterías con electrolítico, tántalo y papel y PWM 50

El resultado es muy similar al caso anterior. En esta ocasión el pico ha sido de 2V hacia abajo en lugar de hacia arriba, pero el comportamiento no cambia de forma visible.

Una vez se ha comprobado el comportamiento de las baterías sin y con condensadores en estado estacionario, se pasa a realizar el mismo ensayo durante los transitorios que tienen lugar en un arranque fuerte, siempre con los tres tipos de condensadores. El primero que se realiza es un arranque con el PWM a 127, es decir, un ciclo de servicio del 50%. Se muestra el resultado en la figura 4.48.

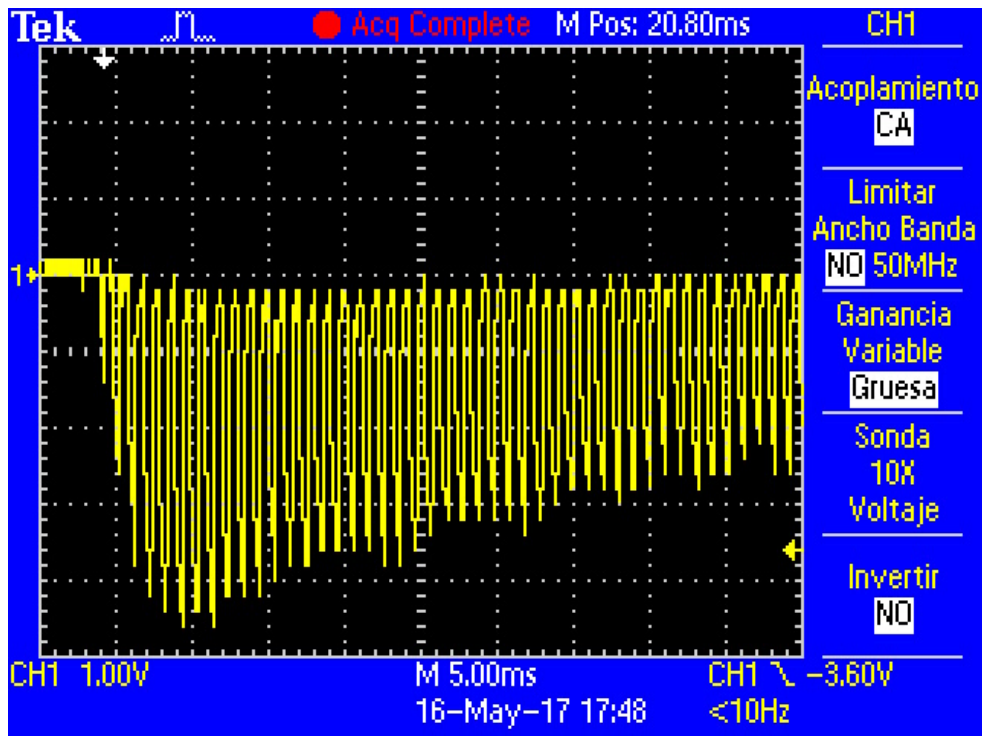


Figura 4.48: Evolución de la tensión en arranque a PWM 127 con acoplamiento CA

Se puede observar que existe una caída de tensión continuada en los primeros instantes del arranque, con picos de hasta 4.5V (nótese que la escala es de un voltio por cuadrado y el acople es CA, sólo se visualiza tensión alterna). La onda visualizada es cuadrada debido a los pulsos del PWM que se aplican al polo superior del puente H.

La segunda prueba que se realiza es similar a la anterior, cambiando el nivel del PWM en el arranque, que ahora se sitúa en 240. La evolución de la variación de la tensión se puede ver en la figura 4.49.

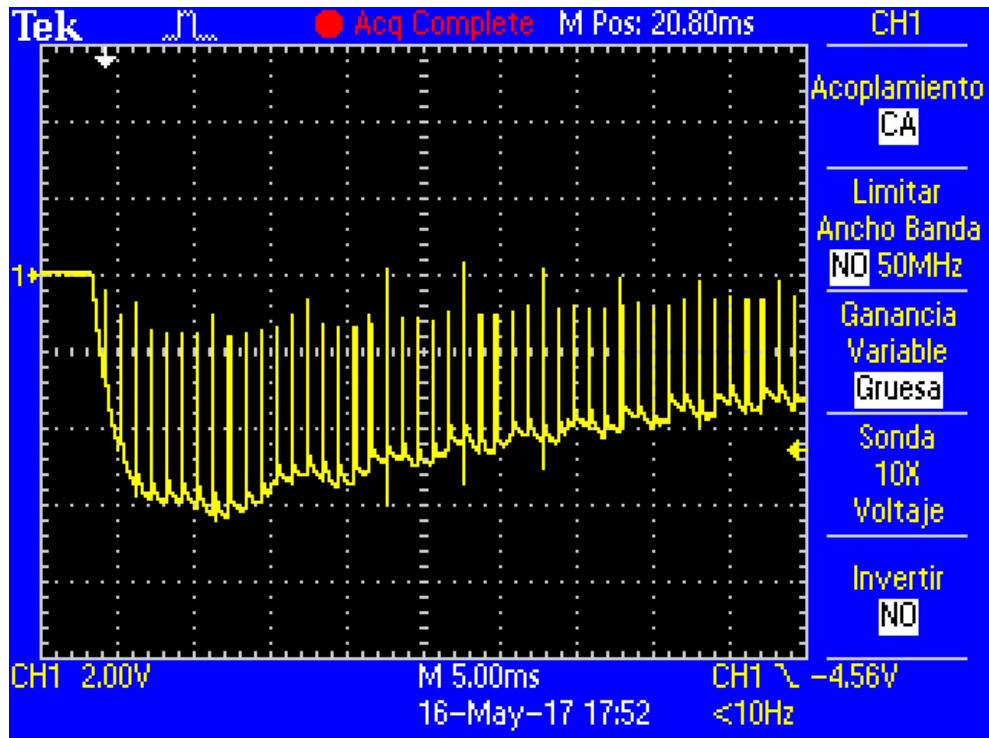


Figura 4.49: Evolución de la tensión en arranque a PWM 240 con acoplamiento CA

La evolución de la tensión es similar al caso anterior, aunque en este ensayo llega a caer más de 6V por debajo de la tensión nominal en los primeros instantes de funcionamiento.

Una vez se ha visto el comportamiento de las baterías en arranques fuertes del motor, se comprueba el mismo en inversiones del sentido de giro. En la figura 4.50 se puede ver el comportamiento de la tensión en una inversión brusca del PWM desde -240 hasta 240.

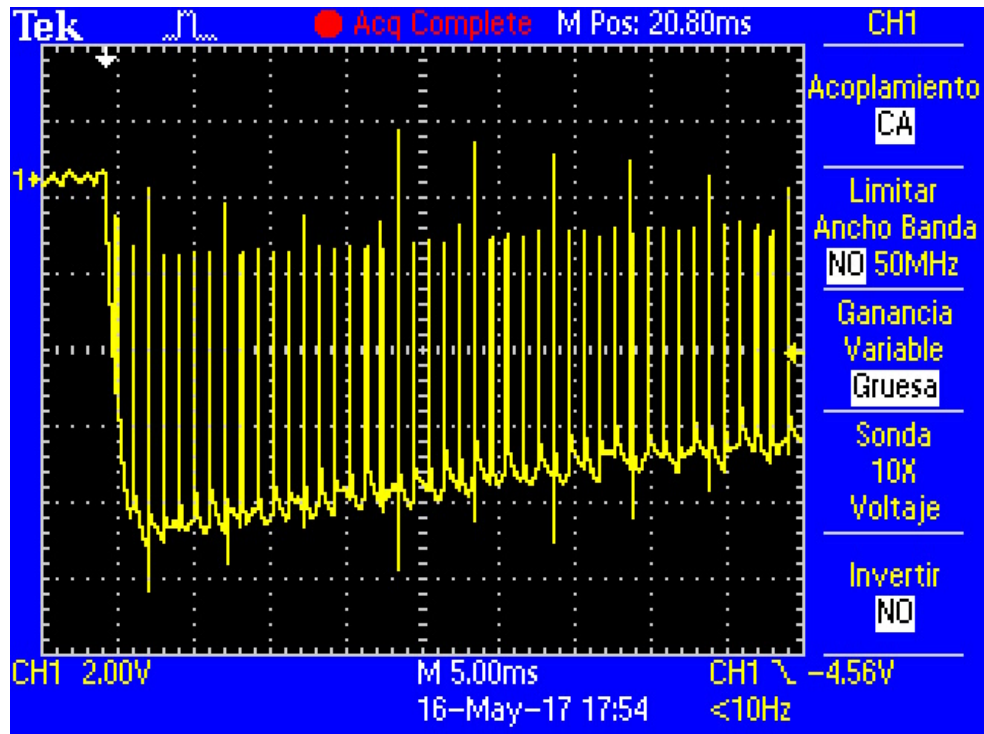


Figura 4.50: Evolución de la tensión en inversión desde -240 a +240 PWM con acoplamiento CA

En este ensayo la caída de tensión se acusa más que en el caso anterior debido a que es una inversión fuerte. El pico de tensión llega a ser de hasta 11V por debajo de la tensión nominal.

Para ver de manera más precisa la tensión hasta la cual llega a caer la alimentación, se repite el experimento cambiando el acoplamiento a CC. En la figura 4.51 se puede observar el resultado.

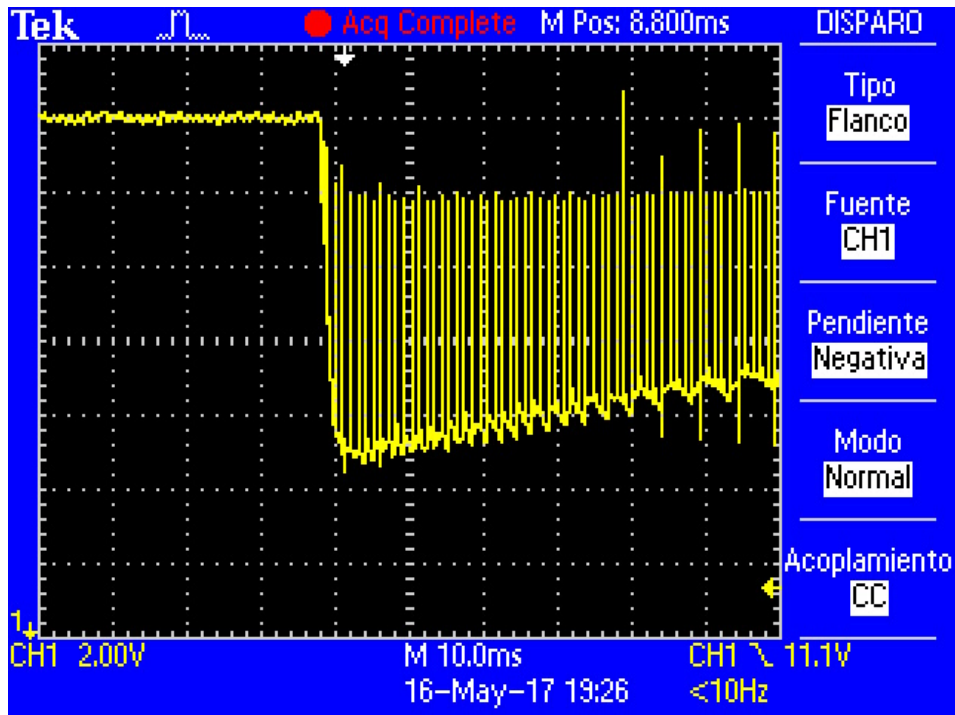


Figura 4.51: Evolución de la tensión en inversión con acoplamiento CC

Aunque no se vea representado en la forma de onda de la imagen, el osciloscopio llega a disparar por caer la tensión por debajo de 11.1V. Esto implica que la tensión desde las baterías cae hasta menos de la mitad de su valor nominal. El resultado se ha obtenido tras varias pruebas ajustando el nivel de disparo de tensión.

Ante las variaciones de tensión ya estudiadas provocadas por el consumo de los motores, es necesario asegurar la tensión de alimentación de toda la electrónica de control. Ya se ha explicado que se emplea un regulador lineal de 12V para suministrar energía a los IR2110 para evitar caídas de tensión. Sin embargo, se ha visto que esto no es suficiente. También se ha comprobado que, ante picos de tensión en los que los motores devuelven energía, se puede superar el voltaje máximo admisible por el regulador, destruyendo éste y las puertas de los MOSFET.

Para evitar estos problemas se diseña una solución de alimentación, que es la mostrada en la figura 4.52.

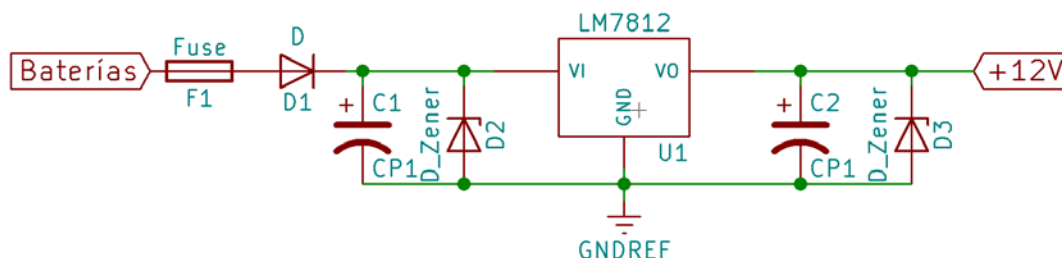


Figura 4.52: Esquema propuesto para la alimentación de los IR



Como se puede ver, la corriente que proviene de las baterías pasa por un fusible de protección y por un diodo. La función de este último es la de evitar que la carga del condensador regrese a las baterías en caso de una caída de tensión en estas. A continuación se encuentran un condensador y un diodo Zener, cuyas funciones son suministrar energía en caso de que exista un pico de tensión hacia abajo en el caso del condensador, y limitar el nivel de tensión para que no se supere el máximo admisible en la entrada del regulador. Este es el siguiente elemento, que se encarga de reducir la tensión desde las baterías a los 12V que se emplean en el disparo de los MOSFET.

De forma simétrica, los dos elementos siguientes son un condensador y un diodo Zener. El condensador se encarga de estabilizar la tensión en momentos de mucha demanda de corriente breve, y el diodo Zener evita que se supere la tensión máxima admisible en la puerta de los MOSFET, sobre todo ante fallos de cortocircuito en el regulador.

Anteriormente se ha explicado (figura 4.37) que el Zener necesario para la protección de los MOSFET es de mucha potencia, y por tanto tiene un coste elevado. La situación del fusible permite reducir enormemente dicha potencia, ya que, ante cualquier tensión elevada en cualquiera de los dos lados del regulador, el diodo Zener conduce, disparándose la corriente. Esto provoca que el fusible se queme en un breve periodo de tiempo, protegiendo así a los componentes. Por tanto, no es necesario emplear diodos de gran potencia nominal, sino con una potencia instantánea suficiente como para aguantar un pico hasta que se funde el fusible.

Puesto que han finalizado las pruebas y los fallos se han corregido satisfactoriamente, las soluciones propuestas se implementan en un nuevo diseño de placa, que se detalla en el apartado siguiente.

4.3 Soluciones adoptadas

4.3.1 Solución a los fallos del primer diseño

Al principio del apartado cuatro se detalló el conjunto de componentes que forman parte de la electrónica del segway. Durante las pruebas se han ido añadiendo los elementos necesarios para garantizar un buen funcionamiento, y se incorporarán en esta placa. Pero no sólo es necesaria la adición de dichos componentes, sino que también es necesario realizar otras modificaciones.

Entre los componentes necesarios para la construcción del vehículo se encuentra un potenciómetro (véase figura 3.28) cuya función es la de medir la posición del manillar, lo que permite modificar la trayectoria del segway. Dicho potenciómetro no gira libremente, sino que tiene dos topes para limitar el balanceo del manillar. Al montar el componente en el chasis, se hace coincidir uno de los topes propios del potenciómetro con el ya citado presente en la estructura del vehículo, de tal forma que comience el giro en el principio de su recorrido, estando condicionado el final al tope de la estructura.

La lectura de la posición se lleva a cabo mediante un pin analógico del microcontrolador, al que se puede aplicar una tensión de entre 0 y 5V. En dicho rango existen 1023 intervalos, cada uno de ellos de 4.89mV. Para que la salida del potenciómetro arroje una señal de este tipo, es necesario escoger adecuadamente la alimentación.

En un principio se planteó la alimentación a 5V, sin embargo, como el ángulo girado no es de la totalidad del recorrido, sino de una pequeña parte, la tensión máxima que se conseguía era muy escasa, siendo muy pobre la resolución en la medida al no aprovecharse todo el rango.

La siguiente solución adoptada fue la de alimentar el potenciómetro desde las baterías, a una tensión de 24V, como se puede observar en el esquema de la figura 4.53.

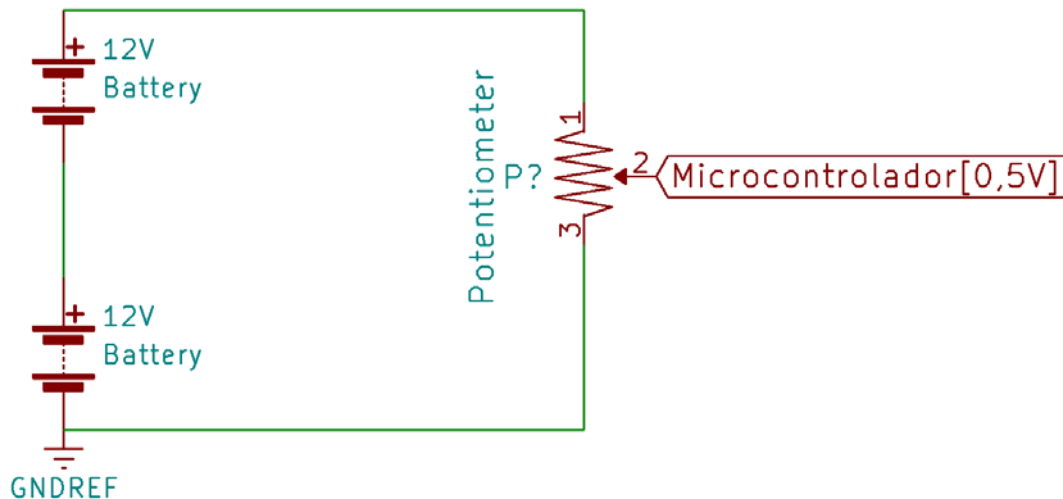


Figura 4.53: Segunda solución para medición de potenciómetro

Con esta configuración la tensión máxima que se conseguía era de casi cuatro voltios, consiguiendo una resolución mucho mayor que en el caso anterior, esta vez suficiente para una medición precisa de la posición del manillar. Sin embargo, se detectó un problema en esta configuración: la tensión de salida del potenciómetro, además de ser proporcional a la posición del manillar, lo es también a la tensión de alimentación. Esto provoca que, en los picos de tensión de las baterías ya vistos durante los ensayos de las PCB, la lectura de la posición cambie sin haberlo hecho la posición real del manillar. Por este motivo se hace imprescindible encontrar una fuente con una tensión suficientemente grande para garantizar una buena resolución, y además que sea constante.

Este problema se solventó empleando un elevador de tensión conmutado (tipo boost) con realimentación, de manera que la tensión de salida se mantenga constante independientemente de las variaciones que existan en la tensión de entrada. Este tipo de dispositivos son regulables, por lo que se puede ajustar la tensión en la salida. Esta se ajusta a un nivel en el que la tensión máxima de salida del potenciómetro sea la máxima de entrada del microcontrolador, es decir, cinco voltios. Véase el esquema en la figura 4.54.

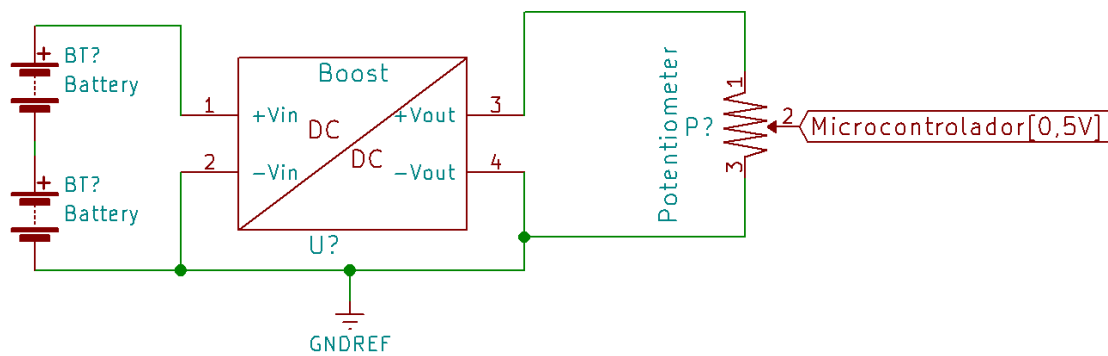


Figura 4.54: Solución para potenciómetro con elevador

Para seleccionar la tensión se miden las relaciones de resistencias en los topes, realizando los cálculos con los datos obtenidos. En el primer tope la resistencia inferior (R_{2-3} en la figura superior) es nula, siendo la superior (R_{1-2}) de la totalidad del valor del potenciómetro, $47k\Omega$. En el segundo tope, la resistencia inferior es de $8.7k\Omega$. Por tanto, la tensión de alimentación del potenciómetro deberá ser:

$$V_{alim} = \frac{V_{micro}^{m\acute{a}x}}{R_{2-3}^{m\acute{a}x}} * R_{pot} = \frac{5V}{8.7k\Omega} * 47k\Omega = 27.0V$$

La tensión arriba indicada deberá ser la tensión ajustada a la salida del boost, obteniendo así una máxima de 5V en la salida del potenciómetro y la mayor resolución posible en las lecturas de la posición.

Los últimos ensayos llevados a cabo en las placas (todo lo referente a las figuras desde la 4.40 hasta la 4.51) pusieron de manifiesto que la incorporación de condensadores a la entrada del puente H mejoraba significativamente el comportamiento de la tensión. Dichos condensadores se cargan con la tensión de las baterías, sin embargo no es seguro que permanezcan conectados a estas cuando el dispositivo no está en uso, al igual que no lo es que el puente tenga tensión en estas mismas condiciones, debido a que ante cualquier fallo electrónico, golpe que reciba la estructura, caída del dispositivo, etc., se puede producir un cortocircuito.

Por este motivo se hace imprescindible incorporar un elemento que desconecte la tensión cuando el segway no esté en uso. Dicho elemento debe ser capaz de soportar las grandes corrientes demandadas por los motores incluso en situaciones de bloqueo, y además es imperativo que sea un componente gobernado por el microcontrolador, asegurando que sólo se conecta en los momentos necesarios.

Existen dos componentes que cumplen con las características descritas: el relé y el MOSFET. Cualquiera de ellos con la suficiente capacidad podría valer para el fin descrito. Sin embargo, el MOSFET posee una desventaja frente al relé: disipa potencia en conducción debido a la caída de tensión en drenador-surtidor, que, a pesar de ser pequeña, debido a que la corriente es muy grande, la potencia disipada es significativamente elevada. Esto reduciría la autonomía del vehículo y provocaría un calentamiento innecesario, por lo que se descarta, escogiendo el relé (véase figura 4.55).



Figura 4.55: Relé para la desconexión de la potencia

Como se ha explicado, el relé debe estar gobernado por una señal digital procedente del microcontrolador, de forma que se decida mediante la programación cuándo debe activarse. De esta manera, la bobina del relé estará gobernada por un transistor, el BD135 (véase datasheet en anexo), cuya base se activará mediante una señal digital. En la figura 4.56 se puede observar el esquema diseñado.

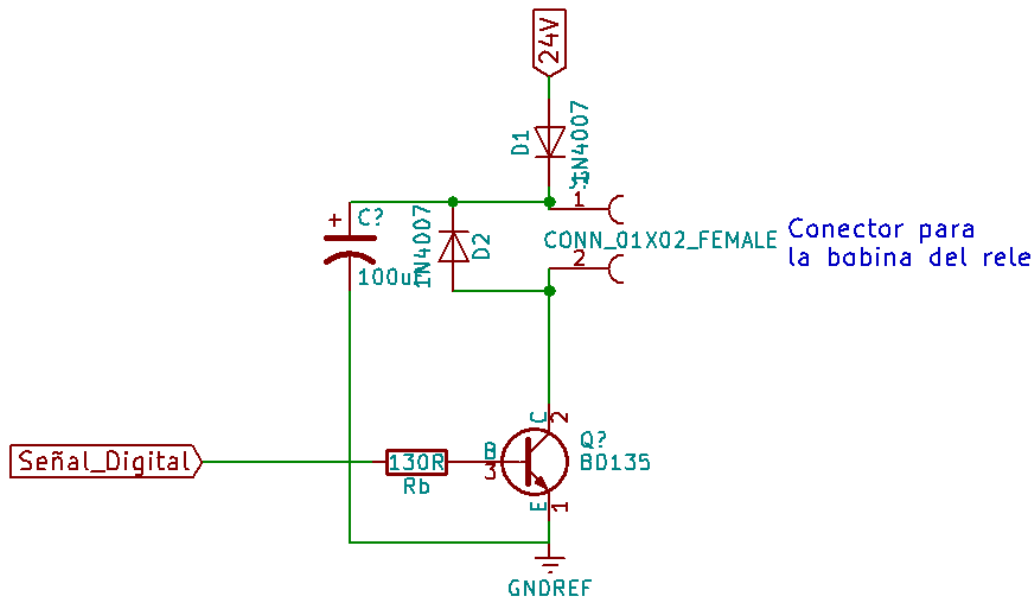


Figura 4.56: Esquema de manejo del relé de potencia para los puentes H

Puesto que, debido al tamaño y bornas del relé no es posible incluirlo en la placa, se emplea un conector al que se fijan los cables procedentes de la bobina. De esta forma, la alimentación procedente de la batería se conecta, a través de D1, a un extremo de la bobina del relé. El otro extremo va conectado al colector del transistor. A la base del mismo se une una resistencia cuyo valor se justificará a continuación. El diodo D2 se conecta en antiparalelo para extinguir la corriente por la bobina cuando el transistor pase de conducción a corte.

Se realiza una medición de la corriente aplicando una tensión de 24V con el objeto de conocer la corriente de colector que circulará. El ensayo indica que esta es de 320mA. Con los datos del transistor obtenidos del datasheet se realiza el cálculo.

- $V_{be(sat)}=0.8V$
- $V_{ce(sat)}=0.05V$
- $I_c/I_b = 10$

Despreciando la corriente de recombinación se obtiene:

Ecuación 4.4

$$R_b = \frac{V_{digital} - V_{be(sat)}}{I_b} = \frac{V_{digital} - V_{be(sat)}}{I_c/10} = \frac{5V - 0.8V}{0.32A/10} = 131.25\Omega$$

Ecuación 4.5

$$P_{disipada} = V_{ce} \cdot I_c = 0.05V \cdot 0.32A = 0.016W$$

Por aproximación a la resistencia estándar más cercana, se emplea una de 130Ω . La potencia disipable máxima por el transistor sin radiador es de $1.25W$, con una resistencia térmica semiconductor-aire de $10mW/^\circ C$. Por tanto, el incremento de temperatura no superará los $2^\circ C$, no siendo necesario disipador.

El diodo D1 y el condensador de $100\mu F$ presentes en el esquema de la figura 4.56 constituyen una fuente de alimentación temporal. Se ha diseñado así con el objeto de suplir los picos de tensión detectados en las baterías durante los arranques e inversiones fuertes de los motores. El condensador proporciona energía cuando la tensión de las baterías disminuye, y el diodo evita que el condensador se descargue, asegurando la tensión en la bobina. De esta manera existe tensión permanentemente para alimentar la bobina y se suprime la posibilidad de que se desactive por una caída de tensión, con el consiguiente peligro que eso supondría para el usuario.

La capacidad del condensador viene justificada mediante los cálculos que se muestran a continuación.

Ecuación 4.6

$$\Delta V_c = \frac{\Delta Q}{C} \rightarrow C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_c} = \frac{I * \Delta t}{\Delta V_c} = \frac{0.32A * 1ms}{5V} = 64\mu F$$

La corriente que consume la bobina es de $320mA$, como ya se ha citado. La caída de tensión en las baterías tenía una duración aproximada de $1ms$ durante los ensayos realizados. Además, experimentalmente se determinó que el relé continuaba funcionando con tensiones hasta $10V$ inferiores a la nominal, por lo que se seleccionó $5V$ como margen de tensión de seguridad.

Tras el resultado obtenido, la capacidad seleccionada fue de $100\mu F$, que es bastante superior a la requerida. Esto se debe a que el tamaño de los condensadores normalizados no difería en ese rango de capacidades, pudiendo mejorar de este modo el margen de seguridad sin comprometer el diseño en la placa.

No obstante, al desconectar los condensadores de las baterías surge un nuevo problema: volver a conectarlos. La conexión no puede ser directa, ya que la corriente que absorbe un condensador descargado viene únicamente limitada por la resistencia serie inherente al propio condensador. En la figura 4.57 se puede observar el circuito equivalente de un condensador real, que además del propio condensador consta de una pequeña inductancia, una resistencia serie (muy pequeña, propia de los conductores) y una resistencia paralelo o resistencia de fugas (muy elevada, propia del dieléctrico).

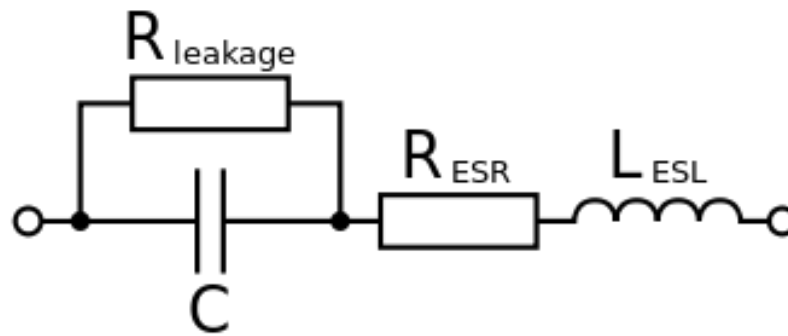


Figura 4.57: Esquema equivalente de un condensador real

Por este motivo es imperativo limitar la corriente de los condensadores, de lo contrario se quemarían los contactos del relé. Para hacerlo se diseña un circuito de precarga muy sencillo, compuesto por pequeño relé y una resistencia. El relé se activa mediante un transistor cuya base se conecta al microcontrolador mediante la correspondiente resistencia de base (véase figura 4.58).

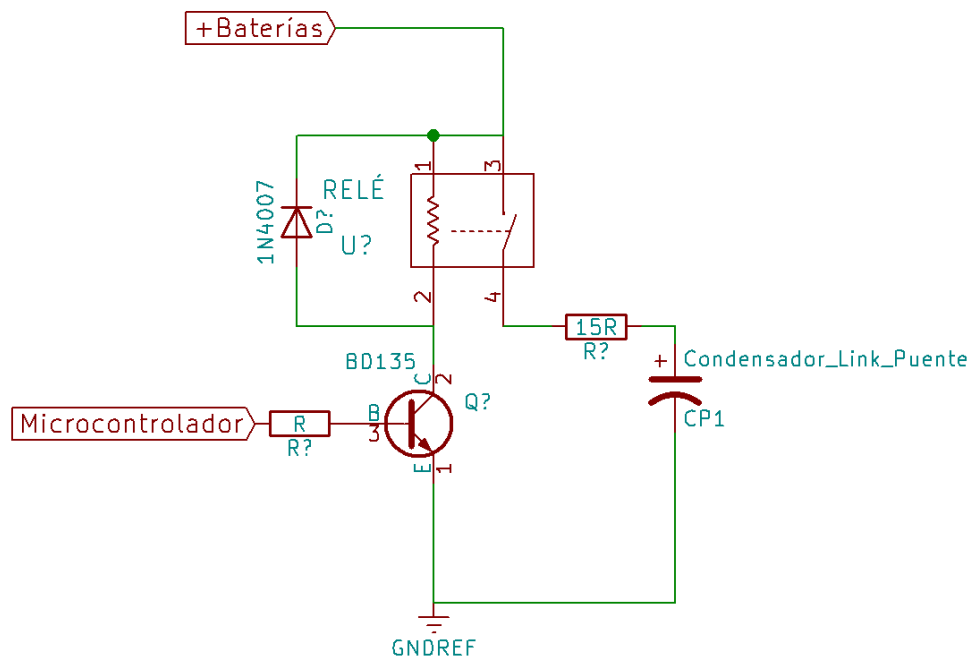


Figura 4.58: Esquema de precarga de los condensadores del puente

El transistor empleado es el BD135, un componente muy común y de bajo coste. Este activa el relé, al que se coloca en antiparalelo con la bobina un diodo para extinguir la corriente por la misma cuando el transistor entre en corte. Los condensadores del puente se cargan a través de una resistencia de 15Ω, la misma que se emplea para disparar los MOSFET, que se aprovechó por la cantidad que venía en el lote.

Uno de los problemas más importantes que ha aparecido durante las pruebas es que, ante cualquier fallo de control de los MOSFET, estos se cerraban por un disparo a destiempo provocando un cortocircuito. Y aunque el fusible saltaba a causa de la corriente que circulaba, no impedía que drenador y surtidor se soldasen debido al tiempo de extinción de la corriente.

Para remediar esto se estudió la posibilidad de crear un sistema más rápido de extinción de la corriente, y el primer paso para ello es conocer la corriente que circula por cada uno de los puentes H. Por este motivo se incluye un sensor de corriente en cada puente en el diseño.

El componente escogido posee la referencia comercial "ACS758ECB-200U-PFF-T". Es un sensor de corriente continua de efecto hall que, con la alimentación correspondiente, ofrece en su salida una tensión proporcional a la corriente que circula a través de las patillas cuatro y cinco. En la imagen inferior (figura 4.59) se puede observar el esquema eléctrico de este componente (véase datasheet en anexos).

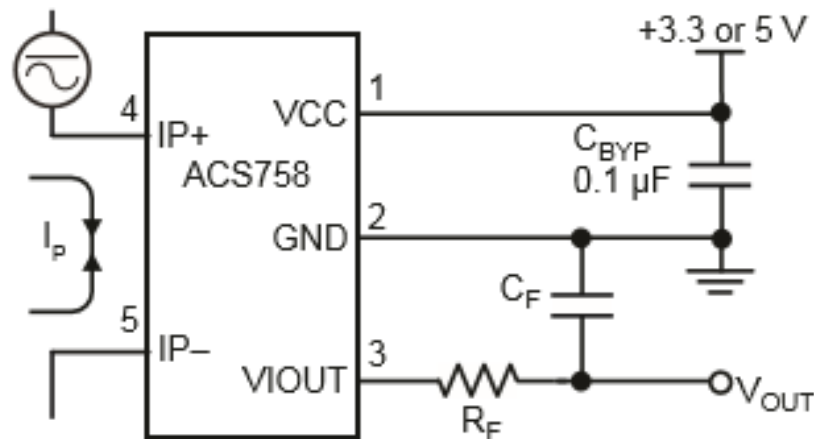


Figura 4.59: Esquema del sensor de corriente

Según el fabricante, la relación existente entre la tensión de salida y la corriente que pasa es de 20mV por amperio. Dicha tensión es perfectamente muestreable por el microcontrolador para poder actuar en consecuencia. Sin embargo, esto supone que se comprobaría cada cierto tiempo si se ha producido un cortocircuito, lo que no garantiza la efectividad para actuar ante tal fallo.

Para actuar de manera inmediata ante un evento existen las interrupciones en el microcontrolador, pero estas interrupciones son digitales, bien por nivel lógico o por flanco. No es posible programarlas para un nivel de tensión analógica. Por este motivo se decide montar en la salida del sensor de corriente un comparador con histéresis, de tal forma que cuando la tensión supere un cierto umbral, la salida del comparador pase de un nivel lógico a otro, pudiendo así programar una interrupción.

En la figura 4.60 se puede observar el esquema de un comparador con histéresis basado en un amplificador operacional. Existen dos opciones para el comportamiento de la salida: que pase de cero a saturación al alcanzar la tensión de entrada suficiente, o que pase

de saturación a cero. Se escoge esta segunda opción debido a que, ante cualquier fallo en el sistema, lo más común es que las tensiones vayan a cero, advirtiéndose así del error.

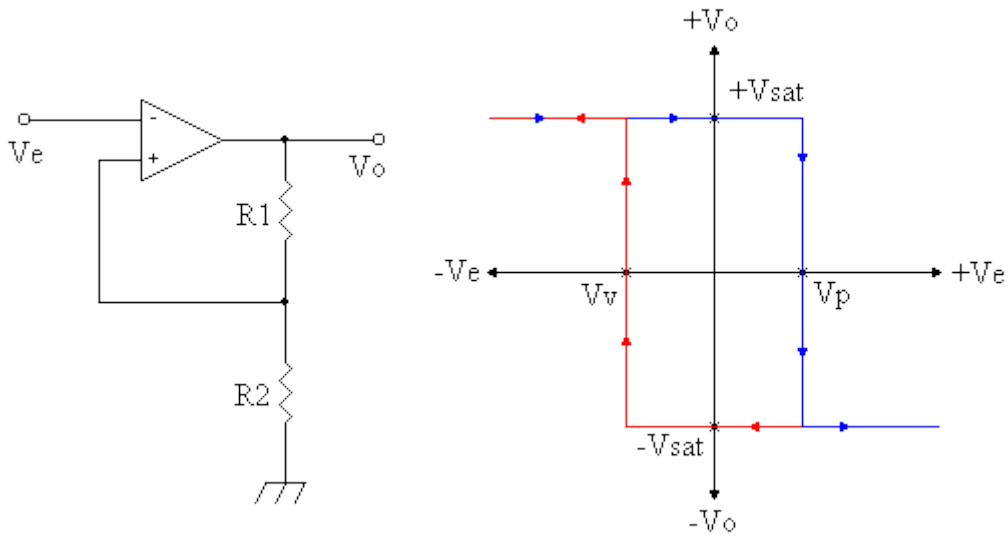


Figura 4.60: Comparador con histéresis: esquema y comportamiento

También se plantea que, aunque el componente que gobierna todo es un microcontrolador que no ejecuta un sistema operativo, sino que se programa su relación entre entradas y salidas, constituyendo un sistema de tiempo real que difícilmente puede fallar, la posibilidad de que la interrupción no funcione existe. Por este motivo, y aprovechando que el comparador ya mostrado se mantiene a nivel alto cuando no existe fallo, se crea el circuito de la figura 4.61, que controla la activación del relé de forma analógica.

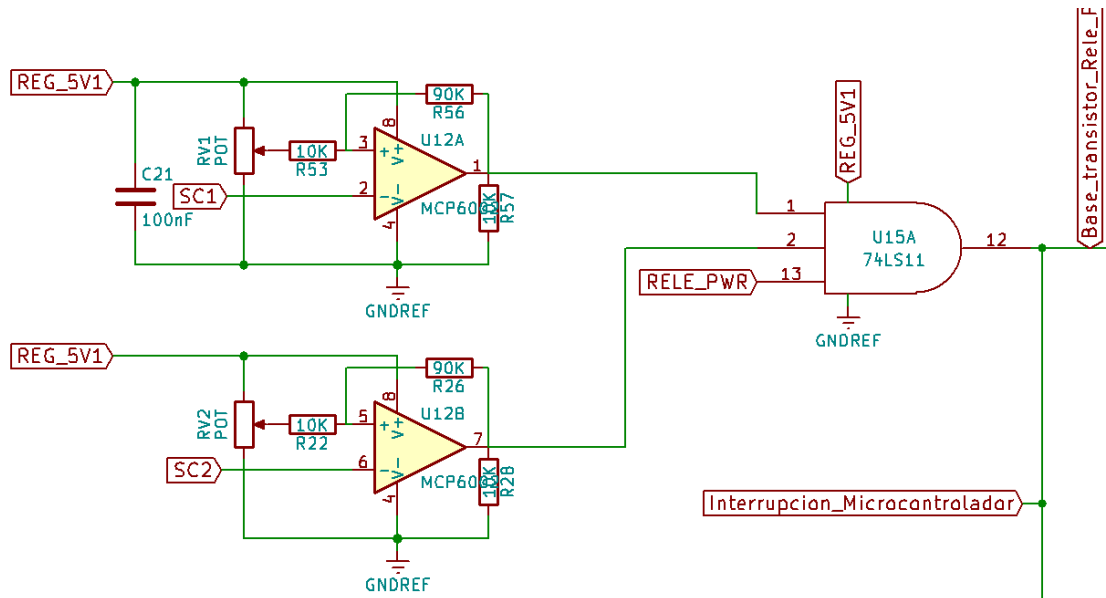


Figura 4.61: esquema de la electrónica de protección contra cortocircuitos

Nota: SC1 y SC2 son sensor de corriente 1 y 2 respectivamente. RELE_PWR es la señal para la activación del relé procedente del microcontrolador.



De este modo, al no tener que procesar la señal de forma digital, se elimina casi por completo la posibilidad de que este sistema de seguridad falle.

Como se puede ver en el esquema, las salidas de los sensores de corriente van a sendos comparadores con histéresis, cuya función ya se ha explicado. El resultado obtenido en dichos comparadores pasa a una puerta AND de tres entradas, en la que la tercera señal procede del microcontrolador. La señal de la puerta se ramifica hacia dos elementos: la resistencia de base del transistor que controla el relé y el pin de interrupción del microcontrolador. Esta lógica hace que, salvo que los dos sensores de corriente midan dentro de los límites y la señal del microcontrolador indique simultáneamente un uno lógico, el relé no esté activo. Además, la señal enviada al pin de interrupción permite abrir los MOSFET en el momento que se detecta un fallo.

Por último, también se sustituye el microcontrolador. En la PCB existente éste era un Arduino Nano con un procesador ATmega328, cuyas características se nombran a continuación:

- Dieciocho pines digitales de entrada/salida.
- Seis pines con función PWM (de los doce digitales).
- Un juego de pines de comunicación serie (TX/RX).
- Ocho pines de entrada analógica, de los que seis pueden funcionar como digitales (ya incluidos en los dieciocho anteriores).
- Frecuencia de reloj de 16MHz.
- Memoria flash de 32KB.
- Memoria SRAM de 2KB.
- Memoria EEPROM de 1KB.
- Dos pines de interrupción.
- Pines de comunicación I2C (SDA y SCL) incluidos en los digitales.

El problema del Arduino Nano es que sólo dispone de un juego de pines de comunicación serie, que además se emplea en la carga de la programación. Esto hace inviable la adición de la electrónica de visualización, ya que requiere de dos puertos de comunicación serie. Aunque existen soluciones software para remediar este problema, como la librería "SoftwareSerial", que transforma dos pines digitales en un puerto de comunicación serie, el funcionamiento de estos métodos no es muy bueno, sobre todo en velocidades altas de comunicación. A este problema se suma que la cantidad de pines para todos los elementos es muy justa o insuficiente según la cantidad de elementos de electrónica de visualización que se añadan, por lo que se descarta. En su lugar se decide sustituir el Nano por el Arduino Mega, que incorpora el procesador ATmega2560 y que posee las siguientes características:

- Cincuenta y cuatro pines digitales de entrada/salida.
- Quince pines con función PWM (de los digitales anteriores).
- Dieciséis pines de entrada analógica.
- Tres juegos de pines de comunicación serie (TX/RX).
- Frecuencia de reloj de 16MHz.
- Memoria flash de 256KB.
- Memoria SRAM de 8KB.
- Memoria EEPROM de 4KB.



- Seis pines de interrupción.
- Pines de comunicación I2C (SDA y SCL) incluidos en los digitales.

Ante las ventajas que ofrece este microcontrolador frente al inicialmente empleado, se decide realizar la sustitución.

Una vez citados los elementos que se incorporan o modifican, se pasa a explicar en el siguiente apartado el esquema completo y el diseño de la pcb.

4.3.2 Diseño y fabricación de los circuitos

El objetivo es crear una única placa que albergue todos los componentes, de manera que no existan conectores y cables que puedan romperse, reduciendo consiguientemente el riesgo de fallo y mejorando la seguridad del vehículo. Sin embargo, aunque se emplee una sola PCB, es necesario separar convenientemente la electrónica digital de la electrónica de potencia, con el objetivo de evitar ruidos electromagnéticos que interfieran en el funcionamiento del sistema.

La parte de potencia apenas sufre modificaciones más que la paralelización de MOSFET que ya se ha explicado. En la parte digital el cambio más significativo se encuentra en el microcontrolador, del que a continuación se detalla la relación entre los pines y su función o elemento al que se conectan:

- D0, D1: sin uso, comunicación serie para programar desde ordenador.
- D2: interrupción desde acelerómetro.
- D3: interrupción de la protección contra cortocircuitos.
- D4: activación del segundo polo superior del puente izquierdo (H2).
- D5: activación del segundo polo inferior del puente izquierdo (L2).
- D6: activación del primer polo superior del puente izquierdo (H1).
- D7: activación del primer polo inferior del puente izquierdo (L1).
- D8: activación del segundo polo superior del puente derecho (H4).
- D9: activación del segundo polo inferior del puente derecho (L4).
- D10: activación del primer polo superior del puente derecho (H3).
- D11: activación del primer polo inferior del puente derecho (L3).
- D12: bloqueo de los controladores de MOSFET (SD).
- D13: libre.
- D14: pin de transmisión serie para comunicaciones externas (TX).
- D15: pin de recepción serie para comunicaciones externas (RX).
- D16...D19: libres.
- D20: pin de comunicación I2C (SDA).
- D21: pin de comunicación I2C (SCL).
- D22...D42: libres.
- D43: activación del relé de potencia.
- D44: libre.
- D45: activación del relé de precarga de los condensadores.
- D46: libre.
- D47: led rojo indicador.
- D48: libre.
- D49: led verde indicador.
- D50...D53: libres.

- A0: sensor de peso.
- A1: potenciómetro de giro.
- A2: sensor de tensión de baterías.
- A3...A15: libres.

Con todos estos elementos se procede a realizar el esquema electrónico. En esta segunda ocasión se emplea el programa KiCad para el diseño [12], que es un software más actual. A continuación se muestra el esquema de toda la electrónica que en un principio formará parte del vehículo (figura 4.62, para ver el esquema con más detalle véase en anexo).

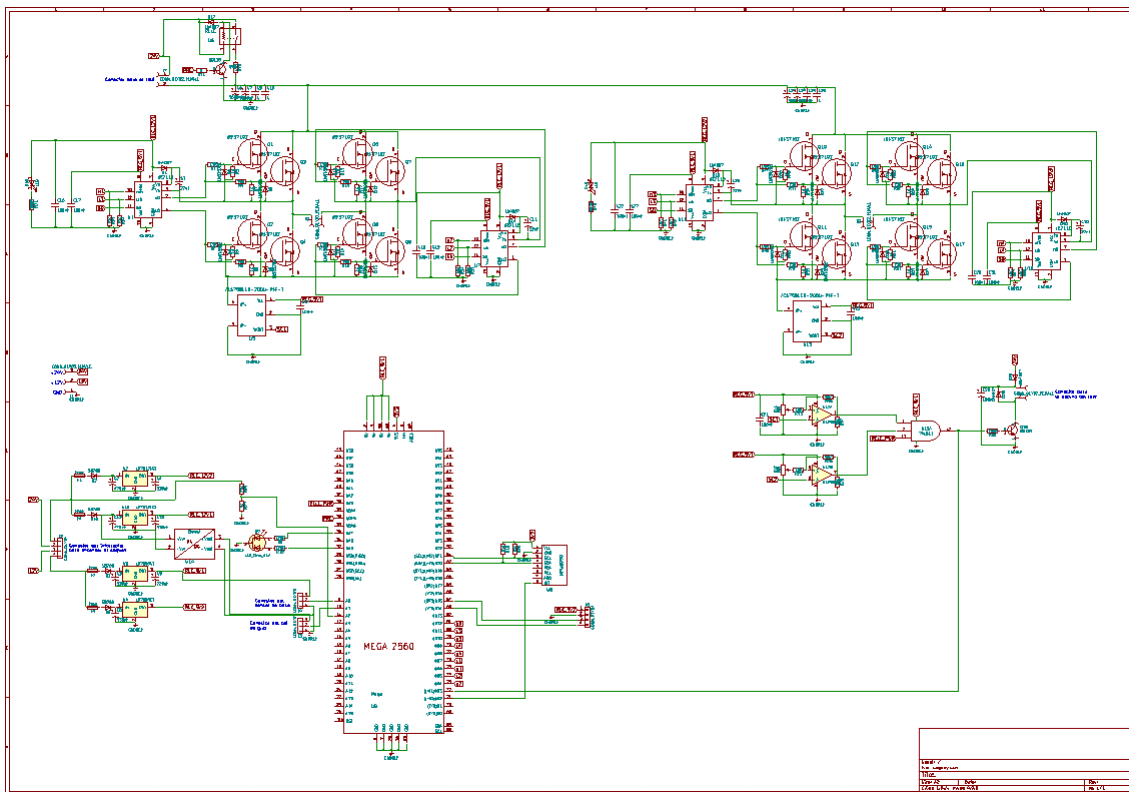


Figura 4.62: esquema definitivo de la electrónica

En el esquema se pueden observar las distintas partes correctamente separadas que componen toda la electrónica. En la zona superior se encuentra el circuito de precarga de los condensadores de potencia, ya visto en la figura 4.61. Inmediatamente debajo se sitúan los dos puentes H, con ocho MOSFET, dos controladores y un sensor de corriente cada uno, además de componentes de protección como Zener en las puertas de los transistores, resistencias de descarga de la capacidad de puerta o condensadores de desacoplo. Siguiendo el mismo orden descendente, en la zona derecha se localiza la protección contra cortocircuitos, con los comparadores, la puerta AND, etc. Ya visto en la figura 4.61. A la izquierda se localiza el microcontrolador con el acelerómetro, los distintos conectores para potenciómetro y sensor de peso y todas las alimentaciones con regulador lineal. Estas alimentaciones han sufrido modificaciones respecto al esquema inicialmente planteado en la figura 4.52, eliminando los diodos Zener tanto de la entrada como de la salida de la alimentación. Se justifica con que los condensadores del puente sujetan la tensión lo

suficiente como para garantizar unos niveles correctos, además de que los transistores incorporan un diodo Zener en su puerta, evitando sobretensiones.

Una vez revisado el esquema y tras asegurar que no falta ningún elemento para realizar las funciones básicas del segway, se procede a realizar el diseño de la PCB.

En primer lugar se toman medidas del espacio interior del chasis del vehículo, pasándolas posteriormente a un plano. También se añaden los distintos elementos que ocupan espacio dentro de dicho vano, como los motores o las baterías, consiguiendo así datos sobre las dimensiones del espacio realmente utilizable para colocar la placa. En la figura 4.63 se puede observar el plano realizado.

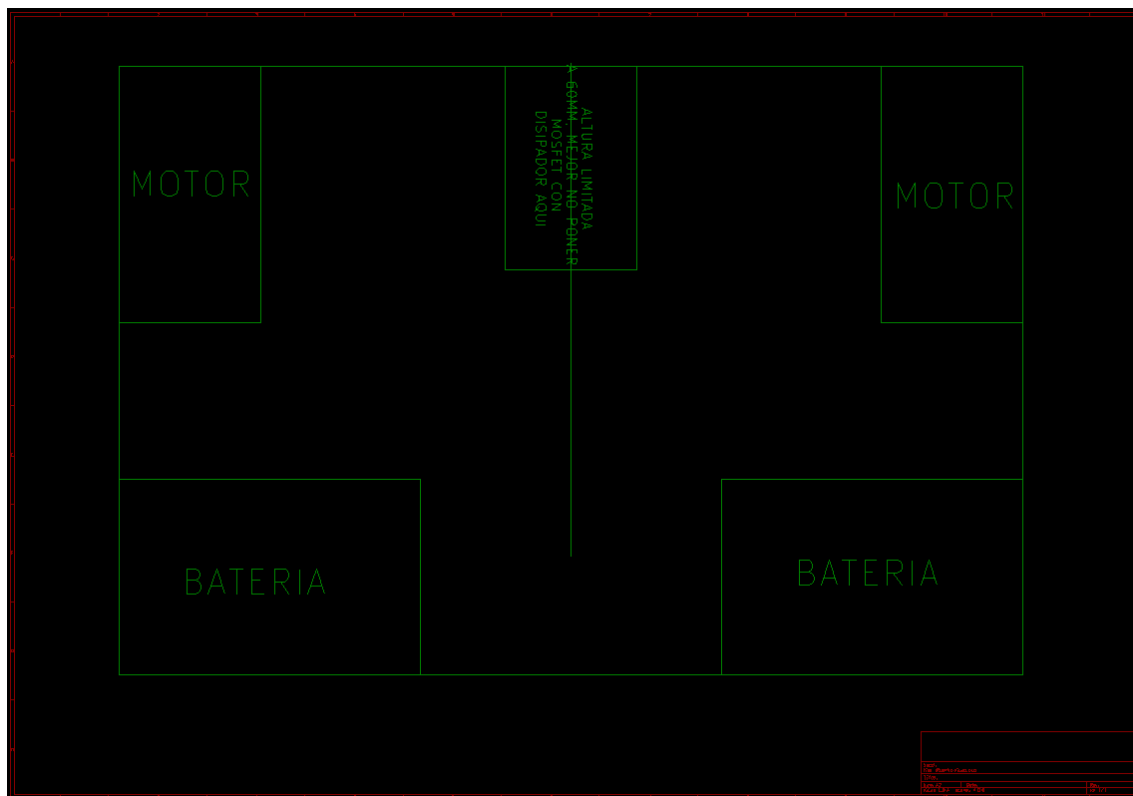


Figura 4.63: Plano del espacio interior del vano del chasis

En la parte central superior existe una zona de altura limitada a sesenta milímetros, delineada con un recuadro verde, debido a que ahí se sitúa el eje que sujeta el manillar junto con el potenciómetro que mide la posición de este.

Con el plano trazado, conociendo las dimensiones y formas del espacio restante para situar la placa, se dibuja el contorno de la misma y se colocan los componentes ya vistos en el esquema.

Como ya se ha comentado, se pretende separar lo máximo posible la electrónica de potencia de la electrónica digital. Se opta por crear dos zonas en la placa: aproximadamente la mitad superior se corresponde con la potencia, con los dos puentes H bien diferenciados a izquierda y derecha, y la mitad inferior comprende el resto de la electrónica, tanto digital como alimentaciones y cambios de tensión.

Tras situar los componentes la organización queda de la siguiente manera (véase figura 4.64):

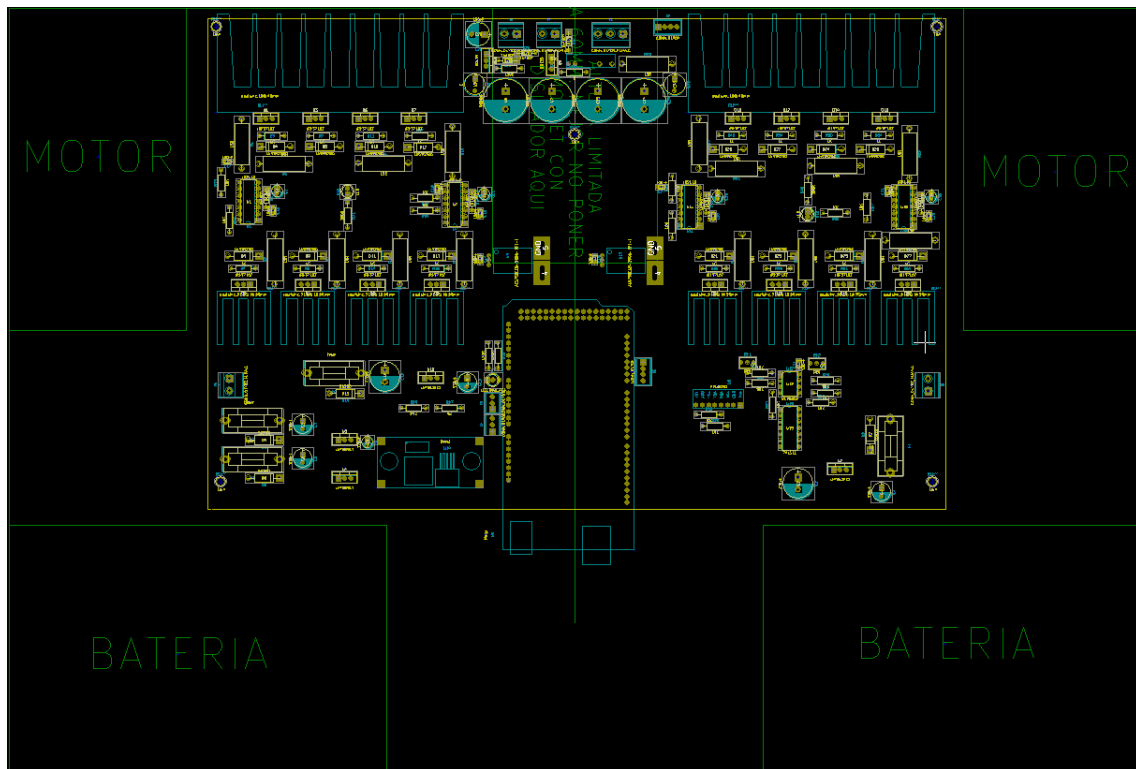


Figura 4.64: situación de los componentes en la placa

La distribución de componentes vista no es la primera que se obtuvo, sino que se fue modificando con el rutado para facilitar el trazado de las pistas. La posición de la electrónica digital en la zona inferior tiene como motivo principal el microcontrolador, que se sitúa de la forma visualizada debido a que para programarlo es necesario conectar un cable USB, por lo que la clavija debe quedar en un sitio fácilmente accesible y con un espacio suficiente.

El rutado de las pistas se realiza teniendo en cuenta la gran cantidad de corriente que debe poder circular por ellas, priorizando el trazado de pistas de potencia. Estas se hacen lo más rectas posible, y con una anchura suficiente.

El ancho teórico de las pistas de potencia se calcula en las ecuaciones siguientes, tomando como referencia de corriente máxima la calculada para el motor en bloque.

Ecuación 4.7

$$A = \frac{I}{0.048 \cdot \Delta T^{0.44}}^{1/0.725} = \frac{101.18A}{0.048 * 30K^{0.44}}^{1/0.725} = 4877.14 \text{ mill}^2 \sim 3.19\text{mm}^2$$

$$W = \frac{A}{e} = \frac{3.19\text{mm}^2}{35\mu\text{m}} = 91.14\text{mm}$$

Existen zonas como el plano de masa o la zona positiva de la alimentación en las que es posible alcanzar o al menos aproximarse a esa cifra de anchura por el espacio disponible,

pero en otras no es viable manejar tales dimensiones. Por este motivo se estañarán todas las pistas de potencia, mejorando su conductividad. El rutado de la placa queda de la siguiente manera:

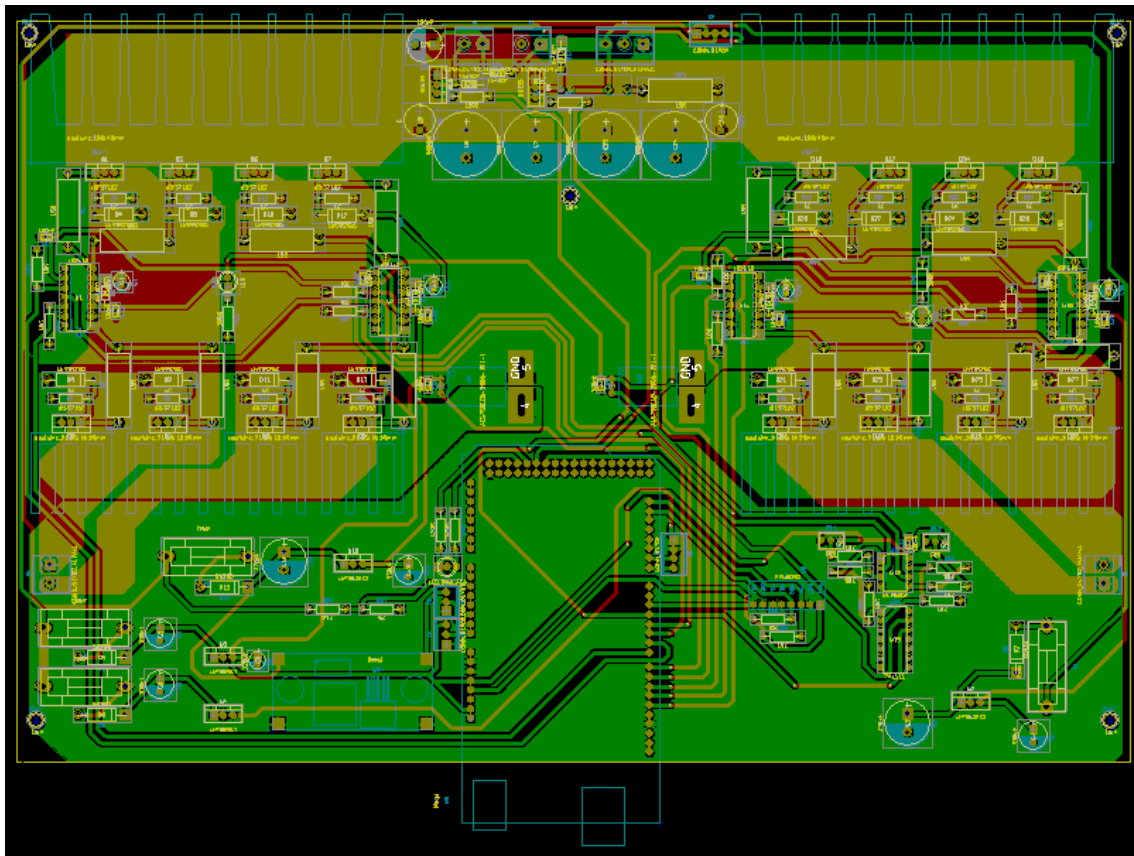


Figura 4.65: rutado de la PCB

En verde están representadas las pistas de la cara inferior de la placa. En ella existe un plano de masa que la recorre entera con el objetivo, además de realizar fácilmente las conexiones de los componentes a masa, de dar una referencia de tensión igual en todos los puntos, no alterándose por la diferencia de resistencia entre pistas y las distintas corrientes que circulan por ellas.

Las pistas de la cara superior se trazan en color rojo. Las más importantes son la zona positiva superior que se crea para proporcionar corriente suficiente a los MOSFET de los puentes y las que discurren a través de estos, que llevan la tensión del punto medio de cada rama.

Puesto que ya se posee el diseño de la placa, se procede a la fabricación de la misma. El proceso se realizará, al igual que con las PCB anteriores, en el laboratorio de métodos y herramientas de diseño electrónico. Sin embargo, la dificultad que entraña la materialización de esta PCB es muy superior a la, ya que sus dimensiones (300mm x 200mm) son muy superiores a las de las anteriormente realizadas.

Se emplea una placa fotosensible del tamaño ya especificado, puesto que es el mayor del que se dispone en el laboratorio. Este factor también ha condicionado el diseño.

La mayor dificultad que supone la elaboración de una placa así es el escalado de la impresora al imprimir los fotolitos, que en una placa pequeña puede no suponer un problema, pero en placas tan grandes puede provocar que no coincidan los pad con los agujeros de la pcb.

Tras imprimirlo varias veces por distintos problemas surgidos, se comienza la fabricación. En primer lugar, se recorta un cartón del tamaño de la pcb y se taladra con la máquina de control numérico (véase figura 4.66). Esto permite comprobar que los taladros se realizan conforme a lo mostrado en el ordenador y que la impresión de los fotolitos coincide con el taladrado de la placa.

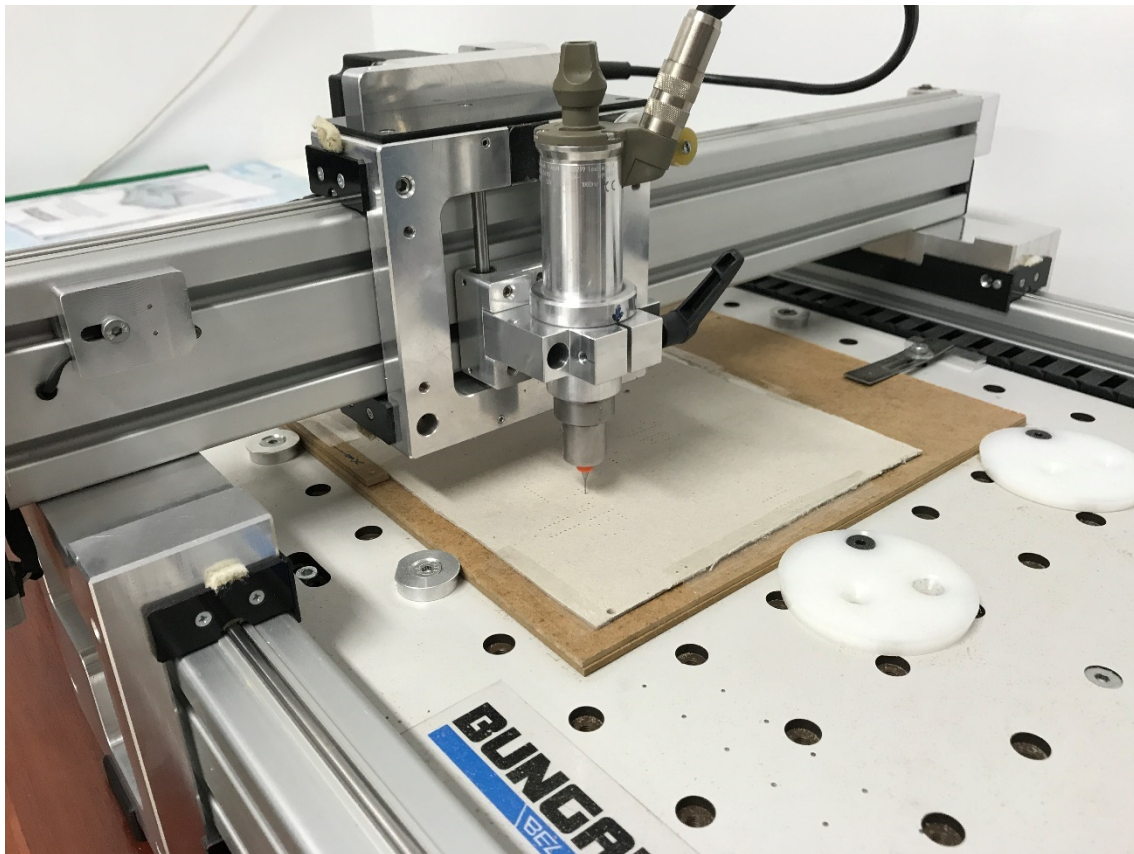


Figura 4.66: taladrado del cartón de prueba

Realizadas estas verificaciones de manera correcta, se procede al taladrado de la PCB real, y una vez hecho se colocan los fotolitos sobre la placa y se mete a la insoladora (véase figura 4.67).

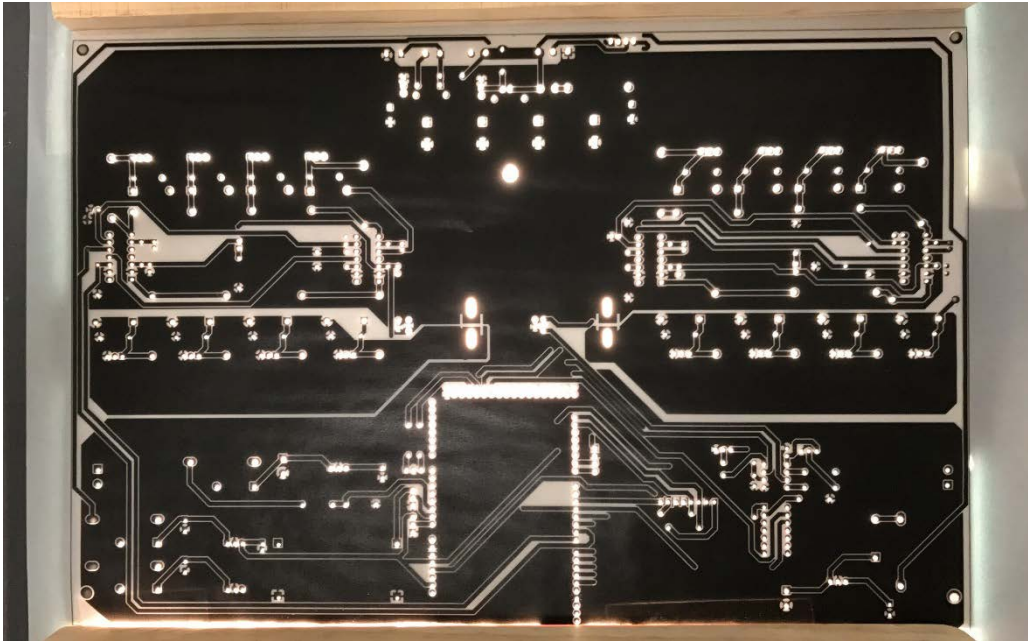


Figura 4.67: insolación de la PCB fotosensible

Tras la insolación la resina fotosensible ha reaccionado, plasmándose el fotolito en la placa. A continuación se sumerge en revelador, que no es otra cosa que una solución de hidróxido de sodio en agua. Esto hace que la parte no insolada cambie de tonalidad, perdiendo el barniz la parte que no ha sido tapada por el fotolito (véanse figuras 4.68 y 4.69).

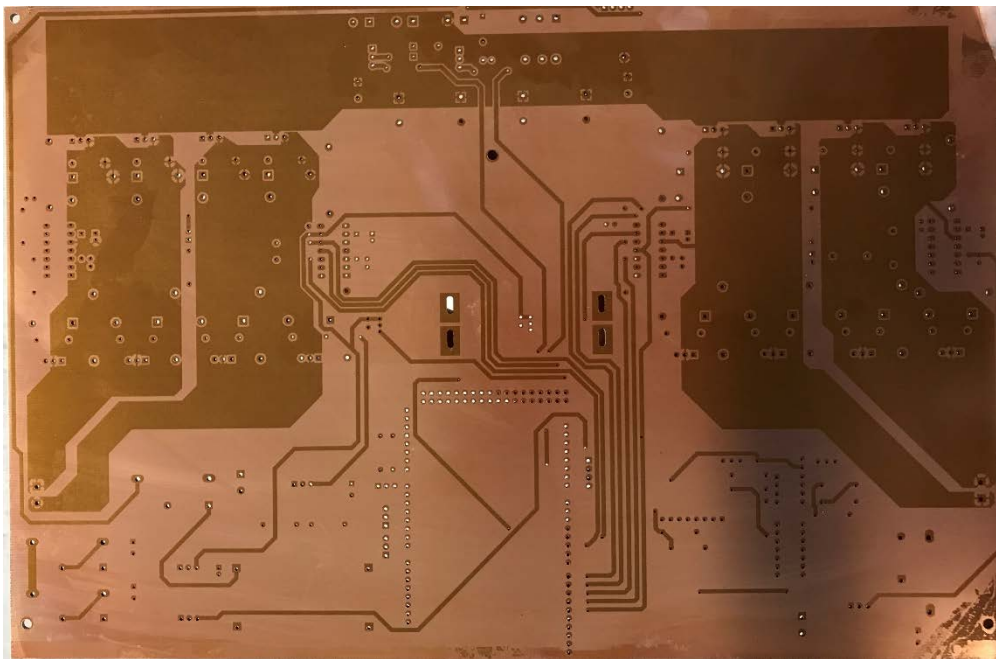


Figura 4.68: cara superior de la PCB tras el proceso de insolado

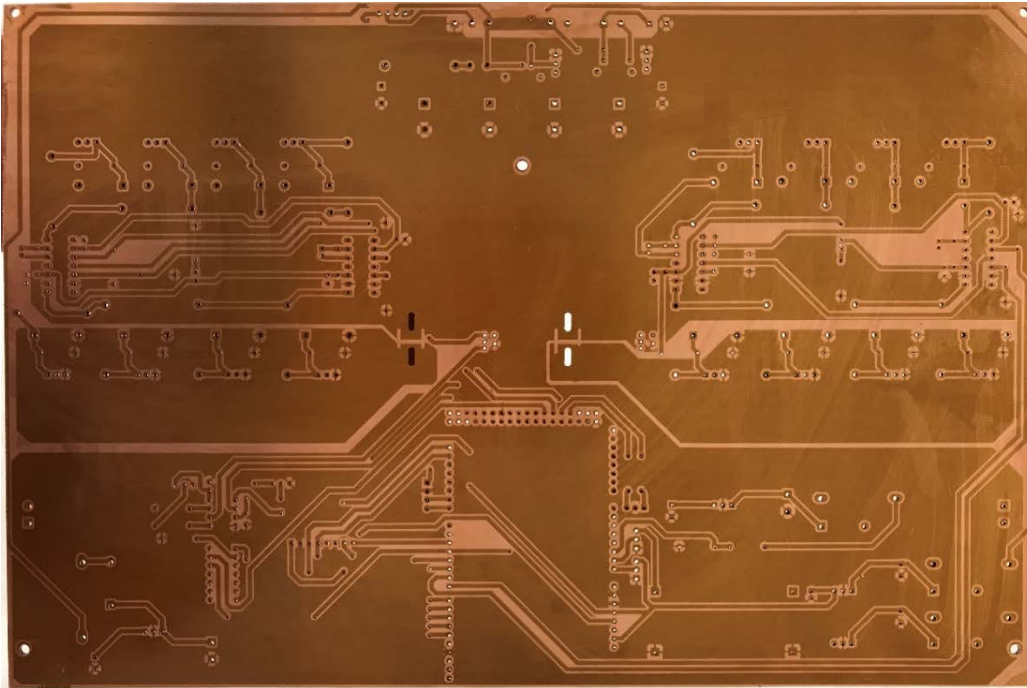


Figura 4.69: cara inferior de la PCB tras el proceso de insulado

Como se puede comprobar en las imágenes superiores, el escalado de la impresión de los fotolitos ha sido unitario, ya que coincide casi a la perfección con los taladros.

El siguiente paso es eliminar el cobre sobrante de la placa, que es todo lo que no está protegido por la resina. Para ello se sumerge la placa en un baño de ácido clorhídrico y agua oxigenada, que reacciona con el cobre no protegido dejando al descubierto la fibra de vidrio (véanse figuras 4.70 y 4.71).

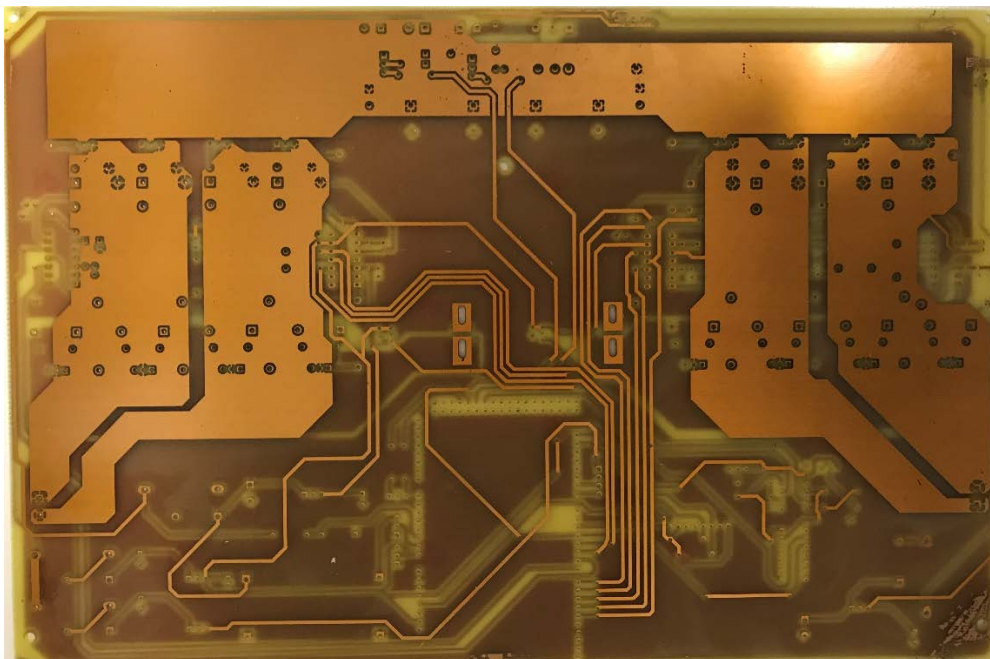


Figura 4.70: Cara superior de la placa tras el atacado

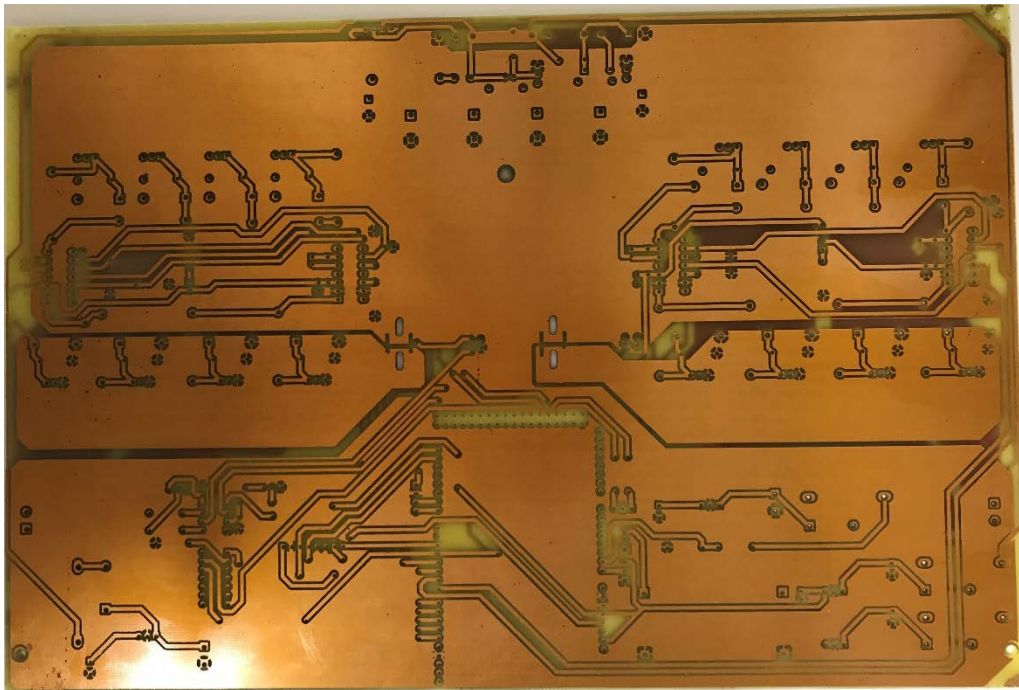


Figura 4.71: Cara inferior de la placa tras el atacado

Por último, se limpia la placa con alcohol para retirar toda la resina. Esto es necesario para poder soldar posteriormente los componentes.

4.3.3 Ensayos en la PCB

Una vez está finalizada la placa, el primer paso es comprobar con el polímetro que todas las pistas son correctas, midiendo la continuidad en las mismas para garantizar que sólo tienen conexión a los puntos establecidos. Esto asegura que todo el cobre sobrante se ha eliminado correctamente.

Tras estas comprobaciones se comienza con la soldadura de componentes, no sin antes estañar todas las pistas de potencia como se ha explicado previamente. Inicialmente se incorporan a la placa únicamente los elementos necesarios como para que funcione un puente H, probando las distintas partes por separado y con pequeñas modificaciones con el fin de facilitar la detección de fallos. En la figura 4.72 se puede observar el aspecto de la placa tras completar uno de los puentes.

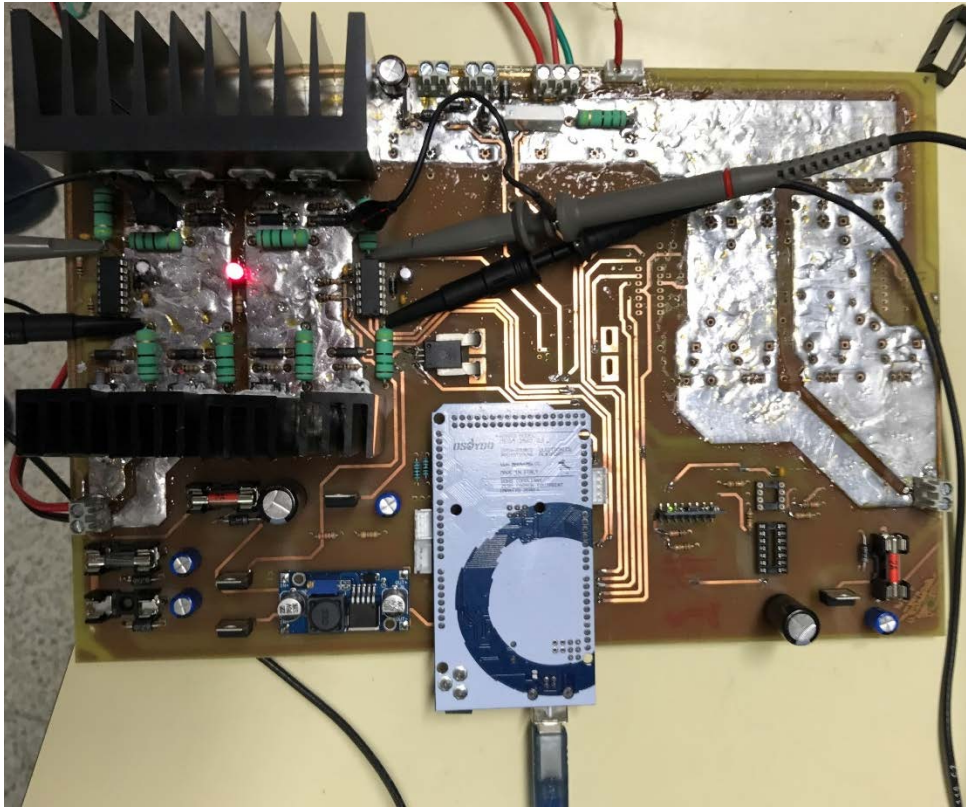


Figura 4.72: Ensayos en un puente H

Aunque no se ha especificado anteriormente, en el diseño se tuvo en cuenta el espacio para los disipadores térmicos necesarios en los MOSFET, que se pueden apreciar en la imagen superior.

Tras soldar los componentes comienzan las pruebas del puente. Estos ensayos son similares a los que se realizaron en primera instancia con la placa de pruebas, con ciclos de servicio pequeños e introduciendo los valores mediante teclado. En el gif de la figura 4.73 se puede observar el ensayo.



Figura 4.73: Ensayo de un puente H

El resultado de la prueba es favorable, sin fallos ni comportamientos extraños, por lo que se decide soldar el resto de componentes y realizar el mismo ensayo con el otro puente. Primero se colocan y se sueldan todos los componentes en la PCB, comprobando que los contactos son correctos, como se puede observar en la figura 4.74.

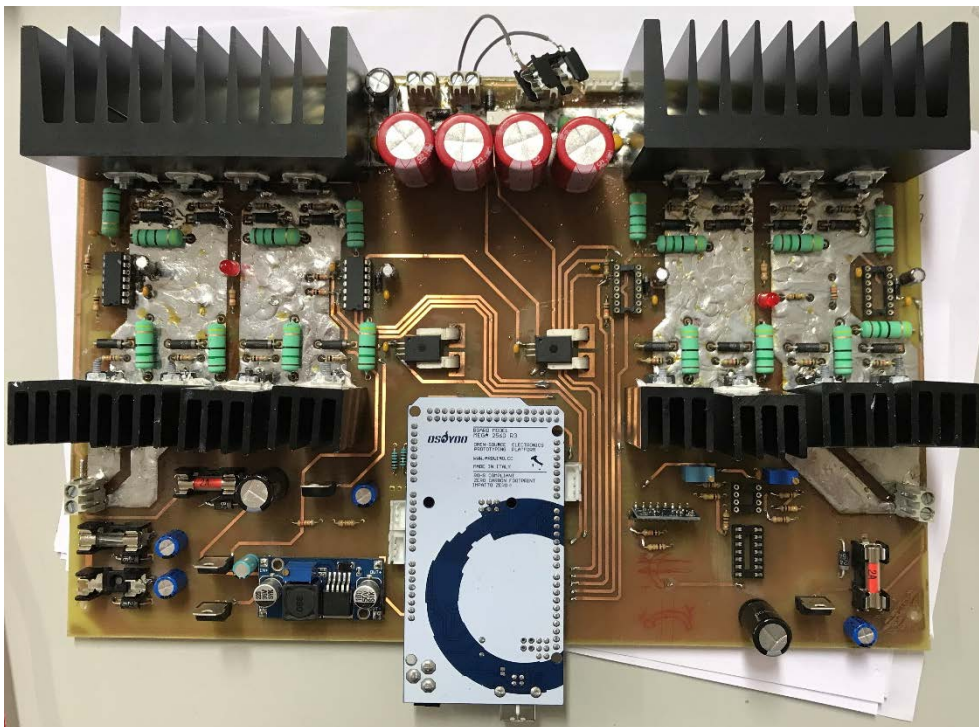


Figura 4.74: PCB finalizada con todos los componentes



Tras el montaje de los componentes se prueba este segundo puente de manera análoga a como se ha hecho con el primero. Se concluye que el funcionamiento del puente bajo estas condiciones es satisfactorio.

Este resultado hace posible la incorporación de la placa a la estructura del segway para proseguir con los ensayos, avanzando así hacia el funcionamiento normal del vehículo. Con este objetivo se prueban los dos puentes de manera simultánea, verificando que son independientes y que no se influyen en el comportamiento (véase figura 4.75).

Figura 4.75: Ensayo simultáneo de los dos puentes H

Una vez constatado este hecho se elevan las exigencias en las pruebas, aumentando el ciclo de servicio. Al hacerlo la reacción no es la esperada, sino que llega un punto en el que deja de llegar tensión al motor y éste se para. Con las inversiones en el sentido de giro ocurre algo similar: en función del ciclo de servicio en el que se inicia la inversión y del que se pretende imponer, deja de llegar tensión al motor. Para que el sistema vuelva a funcionar es necesario situar el ciclo de servicio a cero, seleccionando posteriormente el deseado.

Con este comportamiento surge la hipótesis de que la estabilidad en la tensión de alimentación de los IR no es suficiente, cayendo cuando aumenta el ciclo de servicio y entrando en protección. Para dotar de mayor consistencia a la alimentación de los controladores, se aumenta la capacidad de los condensadores de desacoplo, soldando más en paralelo con los existentes.

El problema se retrasa ligeramente, ya que tras este remedio es necesario subir un poco más el PWM respecto al anterior para que aparezca el fallo. Sin embargo, no se soluciona, por lo que es necesario buscar otra hipótesis.

Observando el esquema interno de los IR proporcionado por el fabricante, la otra causa posible para que se dé este comportamiento es que se esté activando la patilla SD. Esta se pone a nivel bajo mediante la programación de Arduino, además de disponer de una resistencia pull-down interna, por lo que no debería dispararse. Aun así, se añaden resistencias externas para intentar solucionar el fallo.

Se realiza nuevamente el ensayo, sin embargo el comportamiento no cambia, por lo que se descarta la hipótesis anterior.

Otra posible causa de fallo, aunque muy remota puesto que se ha trabajado correctamente con ciclos de servicio elevados sin problema, es que el condensador de bootstrap no disponga del tiempo suficiente para cargarse antes del siguiente ciclo. Para comprobar si se carga completamente se calcula el tiempo necesario para hacerlo y se compara con el tiempo disponible.

$$C_{bootstrap} = 22\mu F$$

$$R = R_{ON}^{1N4007}$$

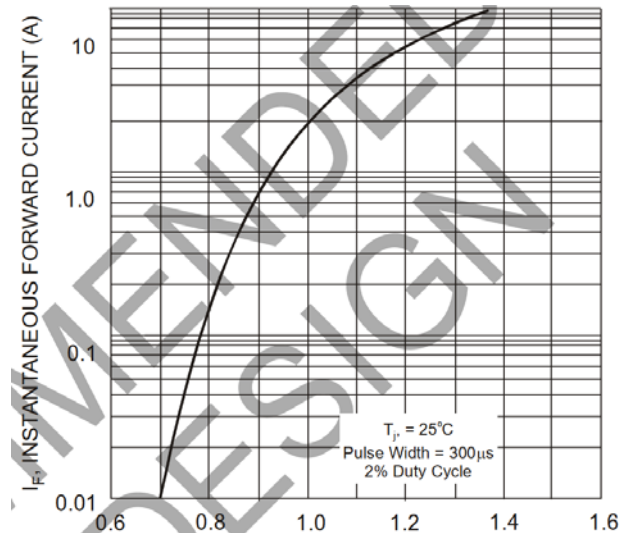


Figura 4.76: Relación tensión - corriente diodo 1N4007

A partir de la gráfica de la figura 4.76 obtenida de la hoja de características del diodo, se obtiene la resistencia media en conducción por interpolación lineal, lo que permitirá calcular de manera aproximada el tiempo de carga del condensador.

Ecuación 4.8

$$R_{ON}^{Media} = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} = \frac{1.35V - 0.7V}{9.5A - 0.01A} = 0.06849\Omega = 68.49m\Omega$$

Con esta resistencia, el tiempo de carga teórico es de:

Ecuación 4.9

$$t \geq 4RC = 4 \cdot 68.49m\Omega \cdot 22\mu F = 6.027 \cdot 10^{-6}s = 6\mu s$$

El PWM de Arduino tiene una frecuencia por defecto de 1KHz, y se limita a 250 sobre 255 como se ha comentado en apartados anteriores justo con el objetivo de permitir la carga del Bootstrap. Con esta condición, el tiempo mínimo del que dispondrá el condensador para su carga será:

Ecuación 4.10

$$t_{min} = \frac{255 - 250}{255} \cdot T = \frac{5}{255 \cdot f} = \frac{5}{255 \cdot 1KHz} = 1.96 \cdot 10^{-5}s = 19.6\mu s$$

El tiempo mínimo es más del triple del necesario teórico. Además, los ciclos de servicio con los que se realizan los ensayos son muy bajos, del orden del 15%, por lo que se descarta como motivo de fallo.

Ya que las causas más probables de fallo de los controladores se han descartado sin solucionar el problema, se conecta el osciloscopio en las salidas de los IR para monitorizar el comportamiento de las mismas durante el fallo (véase figura 4.77). Tras hacerlo, el osciloscopio revela que tanto la salida de los MOSFET inferiores como la de los superiores se ponen a nivel bajo, por lo que el Bootstrap no es la causa del fallo.

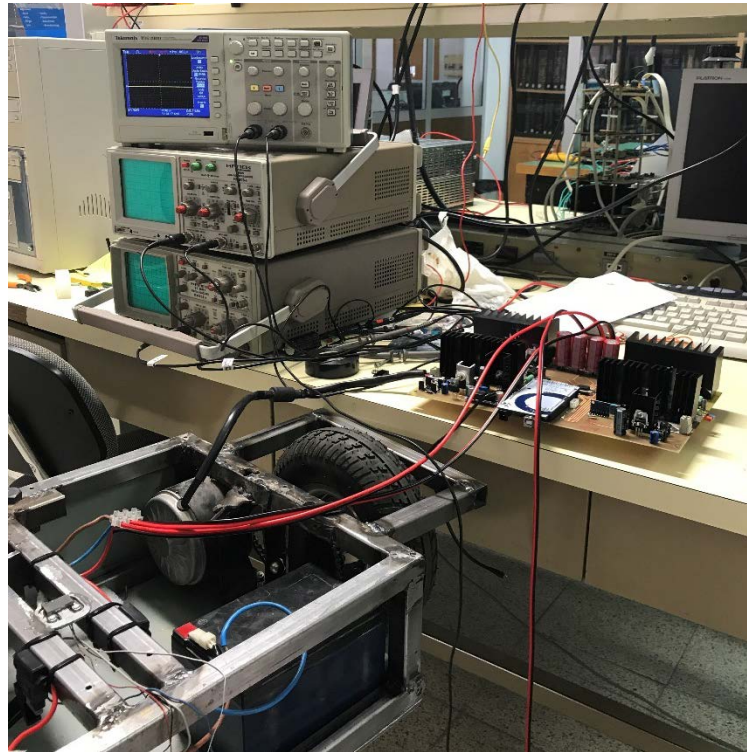


Figura 4.77: Monitorización del fallo en el osciloscopio

El siguiente paso es comprobar que la alimentación se mantiene por encima del umbral de protección. Con el osciloscopio digital en disparo por flanco es visible que la tensión cae lo suficiente como para que salte la protección. Aunque ya se ha hecho antes, se añaden más condensadores de desacoplo y de mayor capacidad para suplir dichos picos. Sin embargo no surge efecto, ya que el osciloscopio se sigue disparando.

Puesto que en la placa de pruebas el regulador de tensión era capaz de alimentar a los controladores sin necesidad de condensadores de desacoplo, no están justificados los picos de tensión en la alimentación. Se pasa a monitorizar el resto de las señales con el objeto de comprobar que se corresponden con lo esperado, posibilitando descartar otros posibles errores.

Se visualizan las tres entradas digitales de uno de los IR, y el osciloscopio revela que tanto en la de control del MOSFET inferior como en la de SD existen picos de tensión que



alteran el estado normal que deberían tener. Además, en la señal PWM que controla el polo superior es evidente una onda superpuesta con la marcada por Arduino que provoca disparos no programados en el transistor.

Con estas observaciones se comienza a barajar la hipótesis de que el ruido electromagnético causado por la corriente de los motores, que circula a través de los puentes H y por tanto muy cerca de los IR, es el motivo por el cual se producen las inestabilidades en el resto de señales. Además, se observa que el fallo no sólo se produce al aumentar el ciclo de servicio por encima de un determinado nivel, sino que con ciclos de servicio con los que el comportamiento es normal, si se frena el motor externamente se produce el fallo. Esto es un claro indicativo de que la causa es una corriente elevada.

Tras intentar remediar este problema con diferentes componentes sin éxito, la única solución posible es alejar la corriente de las pistas digitales para evitar interferencias, lo que obliga a diseñar y fabricar una PCB nueva.

Antes de llevar a cabo tan laborioso trabajo se advierte de un error en la placa que podría ser el motivo del funcionamiento indeseado: el plano de masa se extiende por toda la PCB, no existiendo planos distintos para la parte digital y la parte de potencia. Esto hace que, ante una corriente pulsante elevada, la tensión en el plano no sea uniforme, sino que la referencia cambie entre los distintos componentes, causando tensiones distintas a las esperadas.

Para enmendar este fallo es imperativo separar los dos planos de masa, y gracias al diseño de la placa que concentra el plano de masa de potencia en el centro de la mitad superior de la PCB, dejando los planos digitales a ambos lados y en la mitad inferior, es posible separarlos únicamente eliminando una pequeña sección de cobre. Esto se lleva a cabo con una dremel y un disco pequeño, controlando con mucho cuidado la profundidad de corte.

Una vez separados ambos planos, quedando unidos únicamente en un punto ya que ambos deben ir a GND de baterías, se reanudan las pruebas.

Se conectan osciloscopios tanto en la tensión de alimentación de los controladores como en las señales digitales que los gobiernan. Con ciclos de servicio pequeños el comportamiento es normal, como se esperaba. Elevando el valor del PWM sigue funcionando correctamente, y donde antes existía fallo ahora no lo hay. Se realizan incluso inversiones bruscas en el sentido de giro, no existiendo imprevistos en el comportamiento. Se da, por lo tanto, solucionado el problema.

El siguiente paso es incluir el acelerómetro en la programación, para empezar a estabilizar el vehículo.

5. Software

Concluida toda la parte hardware del vehículo, el último paso es crear un código adecuado que se ejecute en el microcontrolador. Durante las pruebas en las PCB para comprobar su adecuado funcionamiento, la programación se realiza directamente mediante el IDE de Arduino, ya que es una programación sencilla que controla los pines de PWM en función de los datos recibidos por el teclado.

Sin embargo, la utilización del acelerómetro mediante el IDE de Arduino es complejo y requiere de librerías para hacer un uso cómodo del mismo.

Para hacer más sencilla e inteligible la programación del MPU6050 se exploran otras formas de programación como simulink.

5.1 Simulink

Simulink es un entorno de programación visual basado en diagramas de bloques que soporta simulación de modelos. Este entorno se ejecuta sobre uno más amplio que es Matlab, y que es el programa principal.

Como ya se ha especificado, se plantea la programación del microcontrolador en simulink por la mayor facilidad respecto al IDE de Arduino. Esta programación es mucho más intuitiva y visual que escribir código.

Se comienza investigando acerca de la programación de Arduino a través del entorno Matlab. En este entorno existen dos formas de programar Arduino, [13], [14]:

- Mediante código escrito en Matlab, de manera análoga a como se hace en el IDE de Arduino. Esto genera un archivo de texto con extensión *.m. Se descarta esta opción debido a que no aporta ninguna ventaja significativa.
- Empleando la programación por bloques de simulink. Esto simplifica en gran medida el trabajo, siendo más intuitiva y visual la programación. Se escoge esta opción.

Dentro de esta segunda alternativa existen asimismo dos posibilidades: programar el microcontrolador y posteriormente desconectarlo del ordenador, ejecutándose el programa únicamente en Arduino; o bien realizar una ejecución en tiempo real desde simulink, de forma que es posible modificar parámetros dinámicamente.

Como es lógico, a la hora de programar el segway no es posible realizar una ejecución en tiempo real debido a la necesidad de una conexión física por cable USB entre el ordenador y el microcontrolador. Sin embargo, sí que se emplea esta opción para unas primeras pruebas, observando el funcionamiento de Arduino a través de simulink.

Para conectar Arduino a Matlab, y especialmente a simulink, es necesario descargar e instalar una serie de librerías. Una vez hecho se comienza con una prueba muy sencilla, consistente en hacer parpadear un led y visualizar la forma de onda en tiempo real en el ordenador. En el gif de la figura 5.1 se puede observar el funcionamiento.



Figura 5.1: Arduino en tiempo real con simulink

Después de comprobar que el microcontrolador actúa conforme a lo programado, se realizan programas de mayor complejidad, con interruptores y conmutadores que permitan modificar de manera dinámica el parpadeo del led (véase figura 5.2), [15].

Figura 5.2: Interacción con Arduino desde Simulink

Tras completar diversos ensayos de estas características, el siguiente paso es comprobar que funciona también con el acelerómetro, que es el elemento principal en el vehículo.

Sin embargo, el acelerómetro es un componente complejo, cuyo funcionamiento requiere del acceso a diversos registros de la memoria del mismo. Investigando un poco más en profundidad sobre el uso de este elemento en simulink, se encuentra una librería procedente de una página de ingeniería (citada en la bibliografía, [16], [17]) en la que se muestra cómo han usado este y otros sensores para crear un robot autoequilibrado, un proyecto similar al segway, pero a una escala bastante menor. Dicha librería es compartida en la web con el objeto de que sea de uso público, por lo que se prueba en el presente proyecto.

Además de bloques para la programación del MPU6050, cuenta con otros como pueden ser comunicaciones serie o sensor de ultrasonidos. Esto pudiera resultar de utilidad en momentos más avanzados del proyecto.

Se procede a probar la librería con el acelerómetro, y una vez visto que funciona se elabora un programa un poco más complejo, que muestre el ángulo de inclinación respecto

a la horizontal, ya que es la información que interesa conocer (véase figura 5.3). A partir de ella se programarán las reacciones de los motores posteriormente, [18], [19].

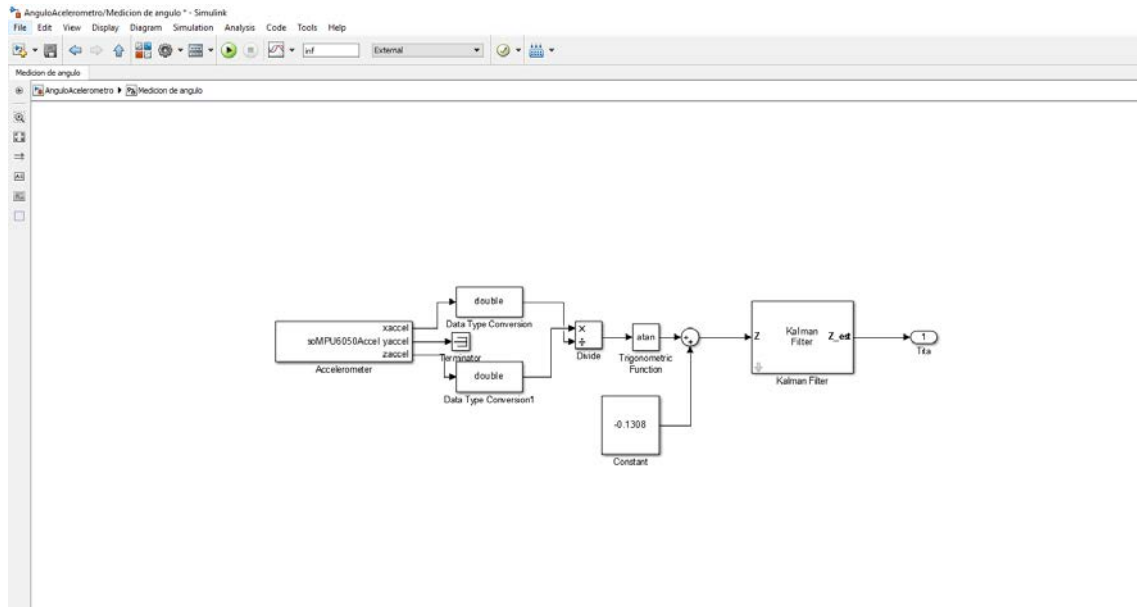


Figura 5.3: Programa de medición de ángulo MPU6050 con Simulink

Para hallar la inclinación del acelerómetro se parte de las aceleraciones lineales registradas. Se utilizan las aceleraciones paralelas a la gravedad cuando el MPU6050 se encuentra a 0° y a 90° respectivamente, siendo en este caso las pertenecientes a los ejes 'x' y 'z', no siendo necesaria la aceleración medida por el eje 'y'.

Se convierte el tipo de dato por una cuestión de compatibilidad simplemente, y a continuación se hace el cociente entre ellos y se obtiene la arcotangente. Esta relación de aceleraciones es la que permite averiguar el ángulo, ya que en función de la inclinación la gravedad actuará más o menos sobre según qué eje. La constante que se suma a continuación es el resultado de tomar una serie de muestras sobre el ángulo proporcionado en reposo y realizar la media aritmética, cambiándola de signo. Esto permite corregir el offset.

Por último, se pasa la información por un filtro de Kalman, lo que reduce ruidos e interferencias producidas por aceleraciones parásitas que distorsionarían la verdadera inclinación. En la figura 5.4 se puede observar la medición del ángulo en radianes que arroja el programa.



Figura 5.4: Ensayo de medición de ángulo con MPU6050

Una vez comprobado que el comportamiento es aceptable y que el ángulo medido se corresponde con una fidelidad suficiente con el real observado, el siguiente paso es comenzar con el programa que controle los motores para mantener el equilibrio del vehículo.

Para controlar los motores se envían pulsos PWM a los controladores a través de las patillas correspondientes de Arduino. Eso es lo que se programa en Simulink (véase figura 5.5).

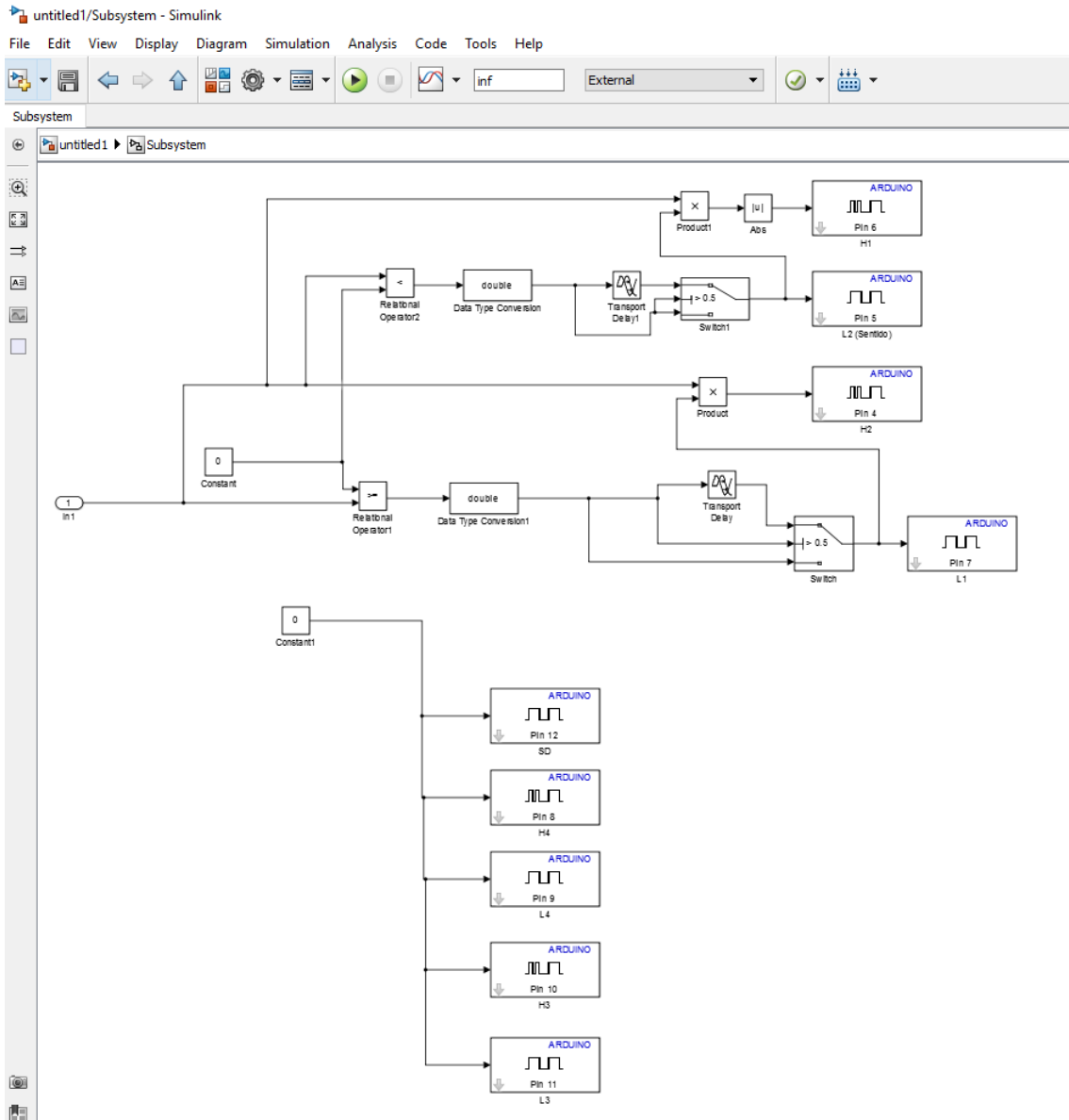


Figura 5.5: Subsistema del control de motores

Se crea un subsistema que controle inicialmente un solo puente para los ensayos. Con ello se consigue probar la programación y detectar los fallos minimizando la destrucción de componentes por dichos errores.

A este subsistema se le proporciona una entrada que es el valor del ciclo de servicio a aplicar. Pero no se aplica directamente, sino que se crea una rampa con el objetivo de suavizar los cambios en el ciclo.

El objetivo final es alcanzar el ciclo de servicio mostrado en "referencia" (véase figura 5.6). Para ello se emplea una rampa construida a partir de un integrador cuya pendiente depende de si el PWM aplicado en cada instante a los motores es mayor o menor que la referencia. Dicho PWM se obtiene a la salida del integrador y pasa por una ganancia (unitaria en la imagen) y un multiplicador, que controla el encendido del PWM por la activación del relé de precarga.

Por último, el valor del ciclo de servicio se limita mediante una saturación, para evitar que exceda unos valores de seguridad impuestos en las pruebas.

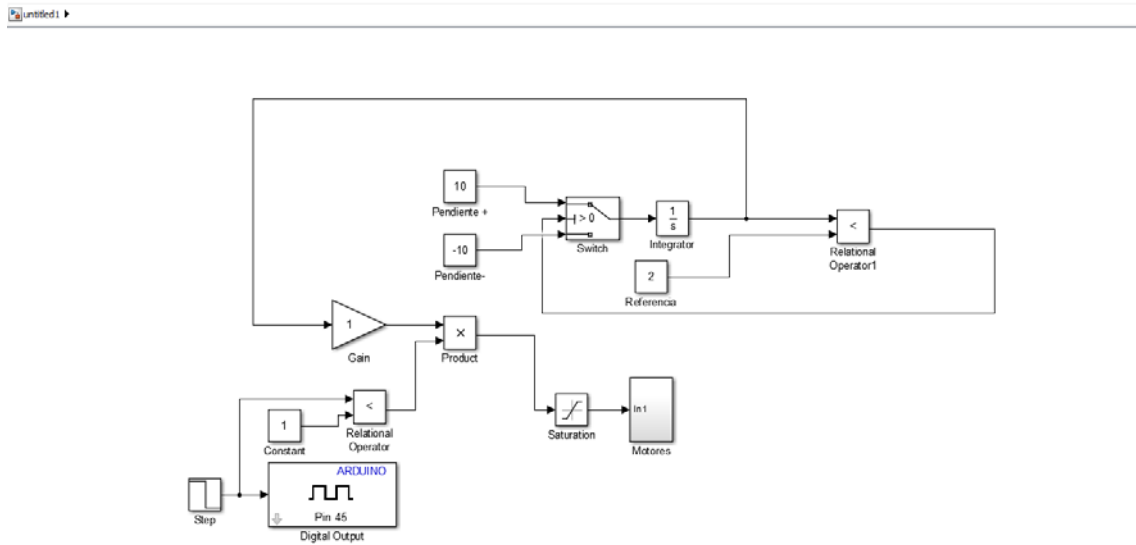


Figura 5.6: Programa de pruebas de Simulink

Con el motor girando en un sentido en funcionamiento es correcto, tanto hacia adelante como hacia atrás. Sin embargo, cuando en la referencia se establece un sentido distinto al giro en dicho instante, el fusible salta y se queman los MOSFET.

Se determina que la causa es un cortocircuito, ya que la programación no garantiza que no se activen de forma simultánea dos polos de la misma rama. Se intenta solucionar esto con una segunda versión de subsistema de motores (véase figura 5.7).

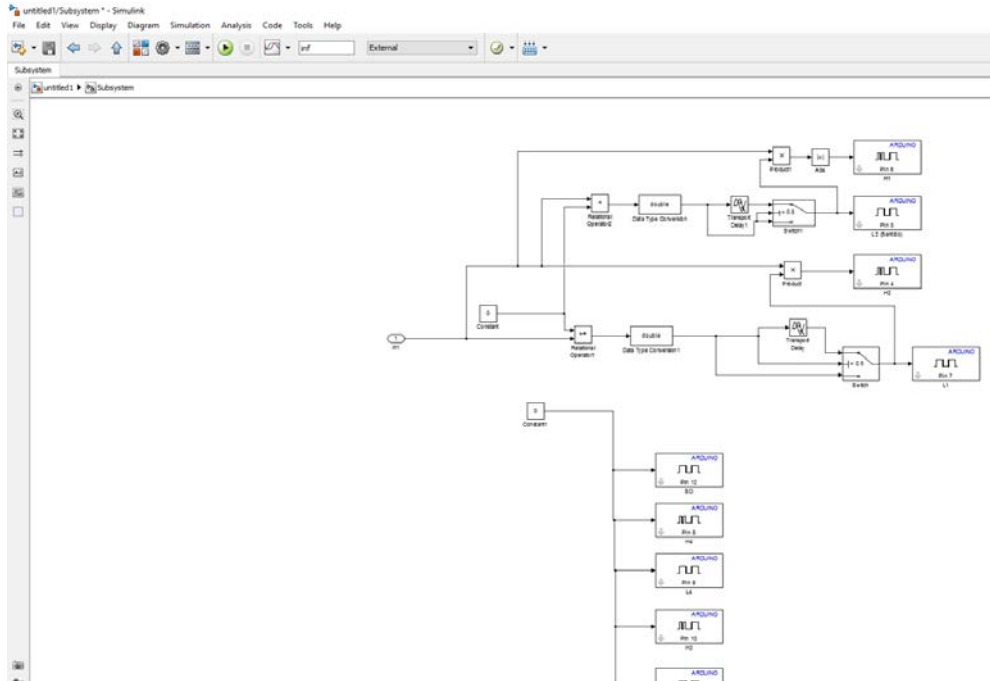


Figura 5.7: Segunda versión del subsistema de control de motores

En esta segunda versión se añaden retardos para intentar que no se solapen los polos de la misma rama. Sin embargo, esto no es posible garantizarlo con una programación a tan alto nivel, ya que se desconoce lo que programa Matlab en Arduino.

Al intentar cargar dicha versión en Arduino salta un error de Matlab que impide hacerlo (véase figura 5.8).

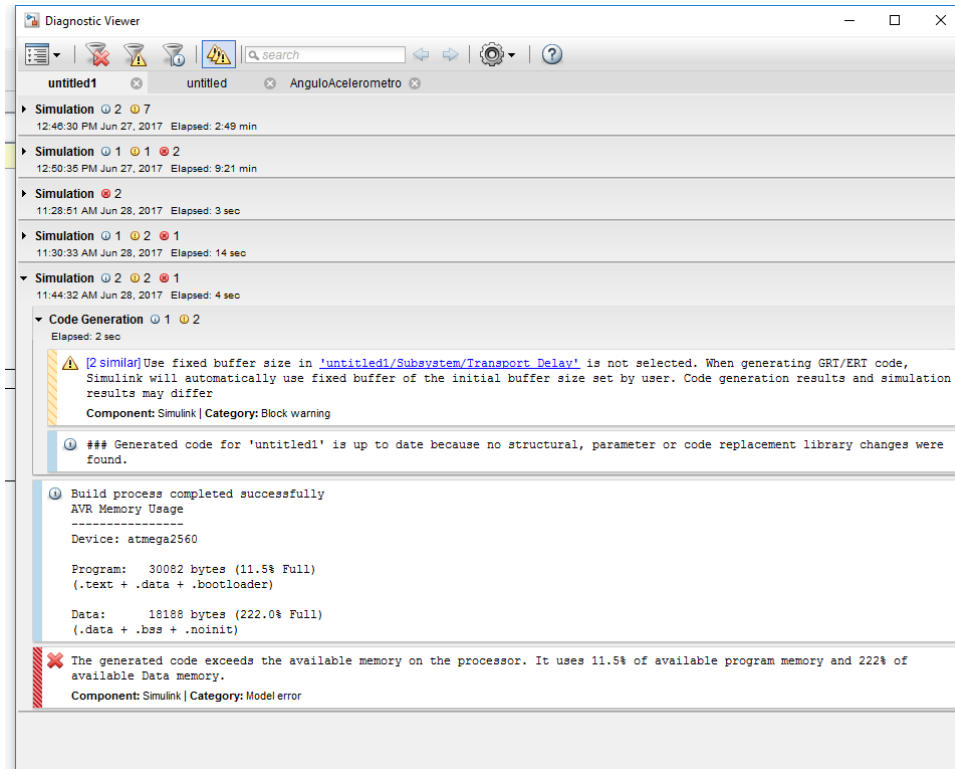


Figura 5.8: Error de carga de Simulink

Este error informa de que el espacio disponible en el Arduino Mega para cargar el programa es insuficiente, lo que impide seguir trabajando con la programación en Simulink.

Es por ello por lo que se decide abandonar la programación con Simulink y retomarla con el IDE de Arduino, que permite un control más preciso al ser una programación a un menor nivel.

5.2 Arduino

Como ya se ha especificado, la falta de memoria en Arduino o el gran tamaño del programa impide trabajar con Simulink, por lo que se recurre al IDE de Arduino.

La ventaja de programarlo así es que el control de las salidas digitales es mucho más preciso, programando tiempos de seguridad suficientes como para que no se solapen los transistores.

El código referente al control de los motores se tiene de los primeros ensayos realizados en la placa para las comprobaciones, por lo que dicha parte no es necesario programarla.

En un principio la programación se centra en el acelerómetro, elemento fundamental para conseguir el equilibrio del Segway. Se investiga acerca de su uso en el IDE de Arduino, la obtención de datos mediante el acceso a memoria y el filtrado de dichos datos, todo con



el objeto de obtener el ángulo de inclinación del vehículo, parámetro fundamental para su estabilización.

Tras todo ello se encuentra una librería para el uso del MPU6050 que posee las funciones para realizar los cometidos anteriores de manera mucho más simple, proporcionando de una forma bastante fiel el ángulo de inclinación del segway ya filtrado. La autoría de esta librería se le atribuye a Jeff Rowberg (véase bibliografía, [20],[21]).

De esta forma, en la programación se parte del ángulo proporcionado por el acelerómetro, se le aplica un PID que se ajusta de forma manual mediante el método de ensayo y error, y el resultado es la referencia a aplicar al ciclo de servicio. En dicha referencia se basa el control de motores para aplicar una rampa que comienza en el ciclo de servicio instantáneo y acaba en la referencia. Esto se hace para evitar saltos bruscos y picos de corriente, [22], [23], [24], [25].

Durante los ensayos de ajuste del PID se llegó a conseguir que el Segway se mantuviera erguido de manera autónoma, es decir, que conseguía autoequilibrarse. Este es, por tanto, un buen indicio de que el vehículo funciona.

6. Costes

Los costes de desarrollo del vehículo difieren en gran medida de los costes de producción de un segway a nivel comercial. Los gastos debidos a los componentes quemados o inutilizados durante los ensayos son bastante elevados, y no se darían en la producción normal del vehículo. Tampoco se producirían costes motivados por material auxiliar, como pueden ser placas para el desarrollo de ensayos o los componentes empleados en las mismas.

En la tabla inferior (tabla 6.1) se muestra de forma detallada los costes materiales que supone la producción de una unidad a pequeña escala, es decir, el gasto en materiales del prototipo, sin contar otros elementos que han sido necesarios para su desarrollo.

Los costes se han clasificado según el área al que pertenece el material: estructura, tracción o electrónica.

Tabla 6.1: Costes materiales

COSTES MATERIALES DEL SEGWAY

Estructura		
Cantidad	Descripción	Precio
5550	Milímetros de barra cuadrada hueca de 20x20mm y 1mm de espesor de pared	11,10 €
2824	Milímetros de barra redonda hueca de 20mm de diámetro exterior y 1 mm de espesor	1,41 €
0,49	Metros cuadrados de chapa de aluminio	9,80 €
4	Pletina de 100x50x5mm	4,00 €
1	Rodamiento con soporte	9,82 €
2	Tornillo 8,8 M12x50	0,80 €
2	Tuerca 8,8 M12/175	0,36 €
2	Arandela M12	0,30 €
1	Tornillo 20mm diámetro	2,29 €
2	Tuerca 20	1,00 €
2	Arandela 20	0,60 €
1	Pletina de 60*15*3mm	0,03 €
2	Piezas de acople de manillar	30,00 €
2	Tornillo 5*50mm	0,20 €
2	Palometas 5mm	0,40 €
20	Tornillo autotaladrante	6,00 €
Total		78,11 €
Sistema de tracción		
Cantidad	Descripción	Precio
2	Rueda patinete E300 Razor	88,80 €
2	Motor patinete E300 Razor 250W 24V	83,98 €
2	Cadenas patinete E200 Razor	20,00 €



Total 192,78 €

Electrónica

Cantidad	Descripción	Precio
2	Batería 12V 12Ah	84,00 €
1	Relé potencia	75,00 €
1	PCB doble cara 200x300mm	23,53 €
1	Arduino Mega	41,75 €
4	IR2110	6,49 €
16	Mosfet IRF3710Z	19,75 €
2	Disipador Fischer Elektronik SK92-50-SA (50x100x40mm)	21,20 €
8	Disipador Fischer Elektronik SK454 - 50SA (50x21,45x19mm)	6,00 €
2	LM7812ACT	0,82 €
2	LM7805CT	1,05 €
3	Disipador ABL Components LS140	7,50 €
2	ACS758ECB-200U-PFF-T	12,12 €
1	Acelerómetro MPU6050	3,53 €
1	A.O. MCP6002	0,33 €
1	Puerta AND 74LS11	1,88 €
1	Elevador de tensión tipo BOOST	5,35 €
1	Relé 24Vdc 3A SPNO para PCB	2,70 €
2	Transistor BD135	1,12 €
4	Terminal de conexión doble de tornillo	3,26 €
1	Terminal de conexión triple de tornillo	0,76 €
2	Conector triple hembra	0,16 €
14	Contacto de crimpado (para conectores hembra)	0,66 €
2	Conector triple macho	0,36 €
2	Conector cuádruple hembra	0,17 €
2	Conector cuádruple macho	0,37 €
4	Portafusible 5x20mm	2,76 €
4	Fusible 5x20mm	0,82 €
7	Diodo UF4007	2,34 €
4	Diodo SB260	1,26 €
16	Diodo 1N5352BG	5,50 €
2	Diodo LED 5mm Rojo	0,38 €
1	Diodo LED bicolor Rojo/Verde	0,28 €
4	Condensador electrolítico 5600µF 35V	22,52 €
2	Condensador electrolítico 470µF 63V	3,19 €
4	Condensador electrolítico 330µF 25V	0,90 €
1	Condensador electrolítico 220µF 10V	0,38 €
1	Condensador electrolítico 100µF 50V	0,88 €
4	Condensador electrolítico 22µF 35V	1,06 €
11	Condensador cerámico 100nF	2,64 €



2	Condensador de tántalo 47 μ F 35V	16,58 €
17	Resistencia de potencia 15 Ω 5W	4,89 €
2	Resistencia 120 Ω	0,08 €
1	Resistencia 130 Ω	0,29 €
1	Resistencia 330 Ω	0,21 €
2	Resistencia 390 Ω	0,31 €
16	Resistencia 1k Ω	2,56 €
1	Resistencia 4,7k Ω	0,16 €
14	Resistencia 10k Ω	2,24 €
1	Resistencia 22k Ω	0,16 €
2	Resistencia 100k Ω	0,31 €
2	Potenciómetro 10k Ω 25 Vueltas PCB	4,04 €
1	Potenciómetro lineal manillar	2,04 €
1	Conmutador doble	4,02 €
1	Sensor de peso	4,63 €
Total		407,29 €
COSTE MATERIAL TOTAL		678,18 €

Como ya se ha mencionado, los importes reflejados en la tabla pertenecen a la producción de una unidad. Para producciones en serie (grandes cantidades) los precios se ven reducidos gracias a los descuentos de los proveedores. Debido a que una parte importante del material se adquirió en proveedores de ventas al por menor, y a que elementos con un coste considerable (como pueden ser todos los pertenecientes al sistema de tracción) no se han encontrado en proveedores que suministren grandes cantidades, no es posible realizar una lista detallada con precios de compra al por mayor, ni determinar un coste total exacto.

Sin embargo, sí se han realizado algunos cálculos para estimar la diferencia de costes. Tras un análisis de todos los elementos empleados, búsquedas en proveedores y comparación de precios, se determina que la reducción de precios en la producción serie estaría alrededor del 40%. Esto implica que el importe de una unidad de producción a gran escala rondaría los 400€.



7. Conclusiones

En esta memoria se ha presentado todo el trabajo de desarrollo de un prototipo de vehículo segway que pretendía ser funcional, pudiendo ser manejado por personas sin formación. Para ello se planteó la construcción del prototipo desde cero, marcando como objetivos las diversas partes en las que se basa el prototipo según el área de estudio, e integrándolas posteriormente, alcanzando así la meta final que es obtener un segway, como ya se ha explicado.

Las diversas áreas de estudio que se han tratado con la realización de este proyecto han sido resistencia de materiales, mecánica, electricidad, electrónica de potencia, electrónica analógica, electrónica digital, automática y programación. Todos los conocimientos adquiridos en estos campos han sido necesarios para la construcción del prototipo, y se han puesto de manifiesto en el momento de conseguir los objetivos: lograr un diseño estructural robusto pero de peso contenido, conseguir un sistema de tracción adecuado al propósito, dimensionar y elegir adecuadamente los motores que muevan el vehículo, diseñar y fabricar una electrónica de potencia (puentes H) acorde a la demanda de los motores, seleccionar un microcontrolador adecuado a las características requeridas para el uso, y programar dicho microcontrolador de manera eficiente para conseguir coordinar los distintos elementos del vehículo.

Una vez se ha finalizado el proyecto es posible afirmar que se han cumplido los objetivos propuestos, aunque es posible introducir mejoras como se detalla en el capítulo siguiente. Tanto la estructura construida como el sistema de tracción escogido cumplían de forma apropiada su cometido, y los sistemas electrónicos controlaban los motores de forma holgada. El prototipo, en la fase final de las pruebas, es capaz de mantenerse erguido por sí mismo gracias a una programación adecuada y un ajuste correcto del PID, que era el objetivo último del proyecto. Se llegó a realizar una prueba de manejo con una persona subida, pero el ajuste del PID realizado no permitía un equilibrio estable, por lo que es un aspecto mejorable.

Durante el desarrollo del vehículo han surgido multitud de dificultades que han complicado la construcción del prototipo. Algunas de ellas son la inexactitud en las dimensiones de la estructura por no disponer de herramientas de precisión para el corte de los materiales, la complejidad que entrañaba un correcto alineamiento del piñón del motor y el plato de la rueda para que la cadena quedase tensa y no se saliese, el correcto control de los polos de potencia en los puentes H, el ruido electromagnético generado por las grandes corrientes pulsantes en los motores, las masas comunes de los equipos de medida a través de las tomas a tierra, el ajuste del PID...

Todos estos contratiempos han permitido la adquisición de conocimientos, fundamentalmente en el campo de la electrónica, donde se ha puesto de manifiesto que el funcionamiento de un circuito no es siempre como se espera teóricamente, sino que las condiciones en las que se trabaje con él determinan su comportamiento, ya que se ve fuertemente afectado, y más aún si se trabaja con bajas tensiones, por el ruido electromagnético. También se ha podido comprobar que no es posible crear un único plano



de masa en un diseño en el que coexistan electrónica de potencia y electrónica de control, ya sea analógica o digital, debido al ruido conducido que generan las corrientes, lo que obliga a crear dos planos de masa independientes que se unan en un punto.

Otro campo en el que se ha adquirido experiencia es en el de manejo de instrumentación electrónica, aprendiendo a manejar correctamente osciloscopios analógicos y, sobre todo, digitales. En ambos tipos, las sondas empleadas eran de masa común, en el propio osciloscopio y con otros a través de la toma a tierra, lo que provocaba que, en muchos casos, la lectura careciera de sentido.

Respecto a la programación, la mayor formación ha sido la programación de una placa de Arduino empleando Matlab y Simulink, permitiendo conocer las virtudes y limitaciones de este entorno, comprobando que es muy potente pero no adecuado para sistemas de tiempo real, adaptándose mejor a ello el código escrito en entornos como el IDE de Arduino. En este último cabe destacar que, a pesar de que se había trabajado anteriormente al proyecto con estas placas y su entorno, nunca se había acoplado el acelerómetro empleado, que ha sido la gran novedad. Esto ha permitido ganar conocimientos en la comunicación serie y en el uso de acelerómetros y giróscopos.

Además, durante el desarrollo del proyecto se han empleado diferentes programas. Algunos ya empleados anteriormente en las distintas asignaturas como Arduino, Matlab o Autodesk Inventor, en los que se ha profundizado en su aprendizaje y se ha mejorado su manejo, y otros completamente nuevos como KiCad, el programa de diseño de circuitos electrónicos y PCBs en el que se ha realizado completamente la placa del vehículo y del cual se ha aprendido su funcionamiento desde cero.

En resumen, este proyecto ha posibilitado integrar la gran mayoría de los conocimientos adquiridos durante el estudio del Grado, ha propiciado obtener unas nociones prácticas sobre dichos conocimientos, ampliándolos y mejorándolos, y ha permitido el manejo de nuevos programas y tecnologías interesantes y útiles para un desarrollo práctico.

8. Líneas futuras de investigación

En este capítulo se recogen todos aquellos aspectos del segway que se han tratado en menor medida o bien son mejorables. También se muestran aquellos que no han sido abordados, bien por falta de tiempo o de recursos.

El primer aspecto que se nombra es la incorporación de una pantalla táctil (véase figura 8.1) en el manillar del vehículo, tal y como se mostraba en la figura 3.9. De dicha pantalla se hace mención en el capítulo 2 de la memoria, en el cual se propuso su montaje en el vehículo como objetivo del proyecto, y motivo por el cual se incluyó en el diseño 3D. La función de la pantalla sería mostrar en tiempo real diversos parámetros del segway, como velocidad, el nivel de carga de batería, la distancia recorrida o la temperatura, además de poder realizar ajustes en la configuración del vehículo, como limitar la velocidad. Durante el desarrollo del proyecto se adquirió una pantalla para su incorporación en el vehículo, pero los problemas surgidos con los controladores de la misma motivaron dejar en un segundo plano este elemento. Es por ello por lo que en futuras versiones del segway este es un aspecto a completar.



Figura 8.1: Pantalla táctil con microcontrolador

Otro aspecto tecnológico que no se ha llegado a desarrollar pero que sí se tuvo en cuenta a la hora de diseñar la placa es la comunicación bluetooth, para lo que se añadió un conector en el que iría alojado el módulo bluetooth HC-05 (véase figura 8.2). Puesto que actualmente el smartphone es el dispositivo que se está extendiendo para controlar toda clase de aparatos, y que para comunicaciones en distancias cortas que no precisen de grandes velocidades de transmisión la tecnología bluetooth suele ser la más adecuada, este es un elemento que se hace casi indispensable incorporar. Su función sería posibilitar la visualización de multitud de parámetros, además de incorporar una función de control remoto para mover el vehículo desde el móvil.



Figura 8.2: Módulo bluetooth HC-05

Un tercer aspecto de índole tecnológica que se planteó de manera totalmente innovadora en este sector de la movilidad urbana es el de estudiar la instalación de un sistema de recarga inalámbrica. Esto se llevaría a cabo mediante una plataforma sobre la cual se situaría el segway al finalizar su uso. Dicha plataforma se instalaría en un punto fijo en el que se guarde el vehículo habitualmente (como puede ser el domicilio propio, un garaje, etc.) y se conectaría a la red eléctrica, de modo que indujese un campo electromagnético en la base del segway. Esta energía se aprovecharía mediante un bobinado instalado en el propio segway para recargar las baterías.

También se estudió añadir dos elementos de seguridad. El primero de ellos es un conjunto de luces compuesto por un sencillo sistema de tiras de led resistentes al agua (véase figura 8.3) que hacen visible al vehículo en cualquier condición de iluminación. El segundo es un sistema de llave electrónica que permita que únicamente el propietario del segway pueda manejarlo. La llave electrónica sería una tarjeta o un llavero que se acercaría a un lector, activando el encendido del vehículo. El módulo comercial destinado a tal efecto es el RFID RC522 (véase figura 8.4).



Figura 8.3: Tira de LED



Figura 8.4: RFID-RC522

Un último elemento tecnológico que se podría modificar para mejorar el diseño electrónico y reducir costes es el microcontrolador. Durante el desarrollo del proyecto, Arduino lanzó al mercado un nuevo microcontrolador en colaboración con INTEL denominado Arduino 101 (véase figura 8.5), con un microprocesador más potente que los existentes hasta entonces, más compacto y que incorpora tecnología bluetooth. Estas características permiten reducir las dimensiones de la PCB y eliminar el módulo bluetooth de la lista de componentes necesarios.

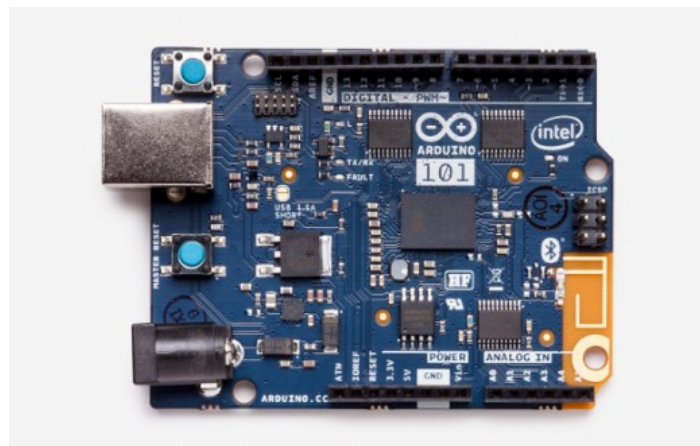


Figura 8.5: Arduino 101

En relación a las mejoras mecánicas del vehículo, destaca una reforma en el diseño estructural, empleando materiales más ligeros como aluminio, o incluso plásticos, y haciendo el diseño más atractivo de cara a una posible comercialización. También se podría, con un diseño nuevo, sustituir las baterías de plomo-ácido empleadas por unas de iones de litio adaptadas a la geometría y las necesidades del vehículo.

Otro elemento susceptible de sufrir modificaciones son las transmisiones desde los motores a las ruedas. Actualmente el movimiento se transmite mediante cadenas, sin



Universidad de Valladolid



embargo sería más apropiado emplear engranajes de precisión, evitando holguras entre ellos para conseguir que todos los movimientos del motor se reflejen en las ruedas.



9. Bibliografía

[1] Mark Hachman, PC Magazine, <<Segway Quietly Sold; Dealers Remain Optimistic>>, [En línea], [Consultado el 10 de Agosto de 2017]. Disponible en: <https://www.pcmag.com/article2/0,2817,2358173,00.asp>

[2] Marc Hachman, EXTREMETECH, <<The Technology Behind The Segway>>, [En línea], [Consultado el 17 de Agosto de 2017]. Disponible en: <https://www.extremetech.com/extreme/72040-the-technology-behind-the-segway>

[3] Anónimo, elPeriódico, <<La compañía china Ninebot compra Segway>>, [En línea], [Consultado el 10 de Agosto de 2017]. Disponible en: <https://www.elperiodico.com/es/economia/20150415/la-compania-china-ninebot-compra-segway-4101676>

[4] Uriel Bederman, DonWeb News, <<Segway: historia y presente del transporte tan revolucionario como maldito>>, [En línea], [Consultado el 17 de Agosto de 2017]. Disponible en: <http://donweb.news/segway-historia-y-presente-del-transporte-tan-revolucionario-como-maldito/>

[5] Ninebot, [En línea], [Consultado el 11 de Agosto de 2017]. Disponible en: <https://www.ninebot.com.es/>

[6] Segway Inc., [En línea], [Consultado el 11 de Agosto de 2017]. Disponible en: <http://es-es.segway.com/>

[7] Ira Hart, Instructables, <<Rideable Segway Clone – Low cost and easy build>>, [En línea], [Consultado en Noviembre de 2016]. Disponible en: <http://www.instructables.com/id/Rideable-Segway-Clone-Low-Cost-and-Easy-Build/>

[8] Apuntes de la asignatura de Mecatrónica, curso 2016/2017. <<Autodesk Inventor>>.

[9] Apuntes de la asignatura de Métodos y Herramientas de Diseño Electrónico, curso 2015/2016.

[10] Tahmid, Tahmid´s blog, <<Using the high-low side driver IR2110 – Explanation and plenty of example circuits>>, [En línea], [Consultado los meses de Abril y Mayo de 2017]. Disponible en: <http://tahmidmc.blogspot.com.es/2013/01/using-high-low-side-driver-ir2110-with.html>

[11] Luis Carlos Herrero de Lucas. Apuntes de la asignatura de Electrónica Industrial, curso 2016/2017. <<Tema 5.2: Motores DC>>, <<Tema 5.2.5: Modelo del motor DC>>.



[12] The KiCad Team, KiCad, <<Comenzando en KiCad>>, [En línea], [Consultado en Abril de 2017]. Disponible en: http://docs.kicad-pcb.org/4.0.7/es/getting_started_in_kicad.html

[13] EduElectroAcademy, Canal de Youtube, <<Controlar una placa de Arduino desde Matlab>>, [En línea], [Consultado el 7 de Junio de 2017]. Disponible en: https://youtu.be/sx2ejqml_jQ

[14] TutosIngenieria, Canal de Youtube, <<Arduino, Matlab y Simulink: Instalación y Simulación en tiempo real>>, [En línea], [Consultado el 7 de Junio de 2017]. Disponible en: <https://youtu.be/p4ZazEwcVVo>

[15] TutosIngenieria, Canal de Youtube, <<Envío de comandos de Matlab a Arduino en Simulink>>, [En línea], [Consultado el 7 de Junio de 2017]. Disponible en: <https://youtu.be/HI1fz6kl7Fo>

[16] TutosIngenieria, Canal de Youtube, <<Medición angular con giroscopio MPU6050 con Arduino y simulink de Matlab>>, [En línea], [Consultado el 7 de Junio de 2017]. Disponible en: <https://youtu.be/iUTgTCBRvSg>

[17] Joshua Hurst, <<Mechatronics Rensselaer>>, [En línea], [Consultado el 7 de Junio de 2017]. Disponible en: <http://homepages.rpi.edu/~hurstj2/>

[18] TutosIngenieria, Canal de Youtube, <<Medición de ángulo con aceleraciones del MPU6050, Arduino y Matlab>>, [En línea], [Consultado el 7 de Junio de 2017]. Disponible en: <https://youtu.be/pz-sEku-jGM>

[19] TutosIngenieria, Canal de Youtube, <<Filtro complementario para MPU6050 con Arduino y Simulink de Matlab>>, [En línea], [Consultado el 7 de Junio de 2017]. Disponible en: <https://youtu.be/iWI2kKdH2U8>

[20] Prometec, <<Usando el MPU6050>>, [En línea], [Consultado el 2 de Julio de 2017]. Disponible en: <https://www.prometec.net/usando-el-mpu6050/#>

[21] Jeff Rowberg, GitHub, <<I2C device library collection>>, [En línea], [Consultado el 2 de Julio de 2017]. Disponible en: <https://github.com/jrowberg/i2cdevlib>

[22] TutosIngenieria, Canal de Youtube, <<Explicación Librería PID Arduino>>, [En línea], [Consultado en Julio de 2017]. Disponible en: <https://www.youtube.com/watch?v=pBOSA8xuMYU>

[23] TutosIngenieria, Canal de Youtube, <<Cómo implementar un control proporcional en Arduino>>, [En línea], [Consultado en Julio de 2017]. Disponible en: https://www.youtube.com/watch?v=d_pCrUwmjqQ

[24] TutosIngenieria, Canal de Youtube, <<Cómo implementar un control integral en Arduino>>, [En línea], [Consultado en Julio de 2017]. Disponible en:



https://www.youtube.com/watch?annotation_id=annotation_3993334333&feature=iv&src_vid=pBOSA8xuMYU&v=E8BrEFHretc

[25] TutosIngenieria, Canal de Youtube, <<Cómo implementar un control derivativo en Arduino>>, [En línea], [Consultado en Julio de 2017]. Disponible en: <https://www.youtube.com/watch?v=p9TQloEy0xM>

[26] Álvaro Romero, Alejandro Marín Cano y Jovani Alberto Jiménez Builes, ResearchGate, <<Sistema de monitoreo y control para un robot autobalanceado sobre dos ruedas modelado en 3D>>, [En línea], [Consultado el 10 de Junio de 2017]. Disponible en: <https://www.researchgate.net/publication/271196242>



10. Anexos

En el presente capítulo de la memoria se incluyen aquellos contenidos complementarios a la información presente en la memoria para su consulta. Figuran, en el mismo orden que son nombrados, los siguientes documentos:

- Planos de piezas fabricadas para el desarrollo del prototipo.
- Esquemas electrónicos y diseños de PCB presentes en el Segway.
- Hojas de características de los componentes más significativos empleados en los diseños electrónicos (se ha considerado que carecía de sentido incluir todas las hojas de características puesto que también se emplean componentes de uso más habitual como pueden ser resistencias y condensadores).
- Código empleado para programar Arduino.





Universidad de Valladolid



10.1 Planos

Consultar el plano de la estructura en anexos



Universidad de Valladolid





Universidad de Valladolid



Consultar el plano del manillar en anexos.



Universidad de Valladolid





Universidad de Valladolid



Consultar el plano de la chapa superior en anexos.



Universidad de Valladolid





Universidad de Valladolid



Consultar el plano de la chapa inferior en anexos.





10.2 Esquemas electrónicos y diseños de PCB

Consultar el esquema electrónico del segway en anexos.





Universidad de Valladolid



Consultar el diseño de pcb componentes en anexos.



Universidad de Valladolid





Universidad de Valladolid



Consultar el diseño de pcb de la cara superior en anexos.



Universidad de Valladolid





Universidad de Valladolid



Consultar el pcb de la cara inferior en anexos.



Universidad de Valladolid



10.3 Datasheet



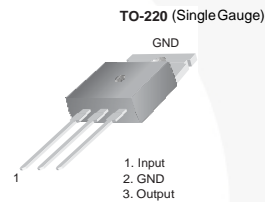
LM78XX / LM78XXA 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator

Features

- Output Current up to 1 A
- Output Voltages: 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24 V
- Thermal Overload Protection
- Short-Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The LM78XX series of three-terminal positive regulators is available in the TO-220 package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down, and safe operating area protection. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1 A output current. Although designed primarily as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components for adjustable voltages and currents.



Ordering Information⁽¹⁾

Product Number	Output Voltage Tolerance	Package	Operating Temperature	Packing Method
LM7805CT	±4%	TO-220 (Single Gauge)	-40°C to +125°C	Rail
LM7806CT				
LM7808CT				
LM7809CT				
LM7810CT				
LM7812CT				
LM7815CT				
LM7818CT				
LM7824CT				
LM7805ACT	±2%	TO-220 (Single Gauge)	0°C to +125°C	Rail
LM7809ACT				
LM7810ACT				
LM7812ACT				
LM7815ACT				

Note:

1. Above output voltage tolerance is available at 25°C.

Block Diagram

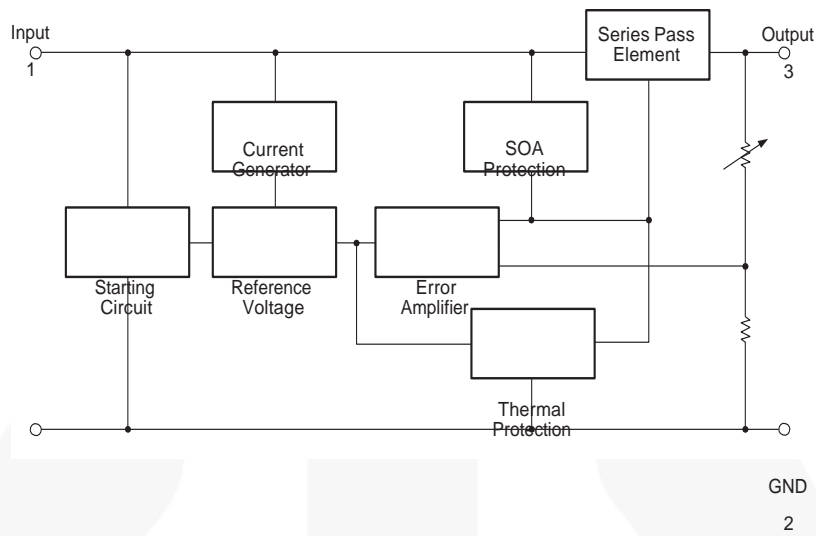


Figure 1. BlockDiagram

Absolute Maximum Ratings

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only. Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_I	Input Voltage	$V_O = 5\text{ V to }18\text{ V}$	35	V
		$V_O = 24\text{ V}$	40	
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-Case (TO-220)		5	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-Air (TO-220)		65	$^\circ\text{C/W}$
T_{OPR}	Operating Temperature Range	LM78xx	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
		LM78xxA	0 to +125	
T_{STG}	Storage Temperature Range		- 65 to +150	$^\circ\text{C}$



Electrical Characteristics (LM7805)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 10\text{ V}$, $C_I = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	4.80	5.00	5.20	V
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 7\text{ V to }20\text{ V}$	4.75	5.00	5.25	
Regline	Line Regulation ⁽²⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 7\text{ V to }25\text{ V}$	4.0	100.0	mV
			$V_I = 8\text{ V to }12\text{ V}$	1.6	50.0	
Regload	Load Regulation ⁽²⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	9.0	100.0	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$	4.0	50.0	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5	8	mA
$\otimes I_Q$	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 7\text{ V to }25\text{ V}$		0.03	0.50	mA
				0.30	1.30	
$\otimes V_O / \otimes T$	Output Voltage Drift ⁽³⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-0.8		mV/ $^{\circ}\text{C}$
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		42		μV
RR	Ripple Rejection ⁽³⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 8\text{ V to }18\text{ V}$	62	73		dB
V_{DROP}	Dropout Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $I_O = 1\text{ A}$		2		V
R_O	Output Resistance ⁽³⁾	$f = 1\text{ kHz}$		15		m Λ
I_{SC}	Short-Circuit Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $V_I = 35\text{ V}$		230		mA
I_{PK}	Peak Current ⁽³⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A

Notes:

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
3. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7806)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 11\text{ V}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	5.75	6.00	6.25	V	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 8.0\text{ V to }21\text{ V}$	5.70	6.00	6.30		
Regline	Line Regulation ⁽⁴⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 8\text{ V to }25\text{ V}$		5.0	120.0	mV
			$V_I = 9\text{ V to }13\text{ V}$		1.5	60.0	
Regload	Load Regulation ⁽⁴⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		9.0	120.0	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		3.0	60.0	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5	8	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 8\text{ V to }25\text{ V}$			0.5	mA	
					1.3		
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽⁵⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-0.8		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		45		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽⁵⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 8\text{ V to }18\text{ V}$	62	73		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $I_O = 1\text{ A}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽⁵⁾	$f = 1\text{ kHz}$		19		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $V_I = 35\text{ V}$		250		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽⁵⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

4. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
5. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7808)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 14\text{ V}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	7.7	8.0	8.3	V	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 10.5\text{ V to }23\text{ V}$	7.6	8.0	8.4		
Regline	Line Regulation ⁽⁶⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 10.5\text{ V to }25\text{ V}$		5	160	mV
			$V_I = 11.5\text{ V to }17\text{ V}$		2	80	
Regload	Load Regulation ⁽⁶⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		10	160	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		5	80	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5	8	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 10.5\text{ V to }25\text{ V}$		0.05	0.50	mA	
					0.5		1.0
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽⁷⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-0.8		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		52		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽⁷⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 11.5\text{ V to }21.5\text{ V}$	56	73		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽⁷⁾	$f = 1\text{ kHz}$		17		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		230		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽⁷⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

- 6. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 7. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7809)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 15\text{ V}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	8.65	9.00	9.35	V	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 11.5\text{ V to }24\text{ V}$	8.60	9.00	9.40		
Regline	Line Regulation ⁽⁸⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 11.5\text{ V to }25\text{ V}$		6	180	mV
			$V_I = 12\text{ V to }17\text{ V}$		2	90	
Regload	Load Regulation ⁽⁸⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		12	180	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		4	90	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5	8	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 11.5\text{ V to }26\text{ V}$			0.5	mA	
					1.3		
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽⁹⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		58		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽⁹⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 13\text{ V to }23\text{ V}$	56	71		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽⁹⁾	$f = 1\text{ kHz}$		17		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		250		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽⁹⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

- 8. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 9. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7810)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 16\text{ V}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	9.6	10.0	10.4	V	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 12.5\text{ V to }25\text{ V}$	9.5	10.0	10.5		
Regline	Line Regulation ⁽¹⁰⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 12.5\text{ V to }25\text{ V}$		10	200	mV
			$V_I = 13\text{ V to }25\text{ V}$		3	100	
Regload	Load Regulation ⁽¹⁰⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		12	200	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		4	400	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5.1	8.0	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 12.5\text{ V to }29\text{ V}$			0.5	mA	
					1.0		
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽¹¹⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		58		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽¹¹⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 13\text{ V to }23\text{ V}$	56	71		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽¹¹⁾	$f = 1\text{ kHz}$		17		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		250		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽¹¹⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

- 10. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 11. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7812)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 19\text{ V}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	11.5	12.0	12.5	V	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 14.5\text{ V to }27\text{ V}$	11.4	12.0	12.6		
Regline	Line Regulation ⁽¹²⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 14.5\text{ V to }30\text{ V}$		10	240	mV
			$V_I = 16\text{ V to }22\text{ V}$		3	120	
Regload	Load Regulation ⁽¹²⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		11	240	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		5	120	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5.1	8.0	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 14.5\text{ V to }30\text{ V}$		0.1	0.5	mA	
				0.5	1.0		
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽¹³⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		76		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽¹³⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 15\text{ V to }25\text{ V}$	55	71		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽¹³⁾	$f = 1\text{ kHz}$		18		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		230		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽¹³⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

- 12. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 13. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7815)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 23\text{ V}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	14.40	15.00	15.60	V	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$	14.25	15.00	15.75		
Regline	Line Regulation ⁽¹⁴⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$		11	300	mV
			$V_I = 20\text{ V to }26\text{ V}$		3	150	
Regload	Load Regulation ⁽¹⁴⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		12	300	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		4	150	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5.2	8.0	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$			0.5	mA	
					1.0		
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽¹⁵⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		90		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽¹⁵⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 18.5\text{ V to }28.5\text{ V}$	54	70		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽¹⁵⁾	$f = 1\text{ kHz}$		19		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		250		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽¹⁵⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

- 14. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 15. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Electrical Characteristics (LM7818)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 27\text{ V}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	17.3	18.0	18.7	V	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 21\text{ V to }33\text{ V}$	17.1	18.0	18.9		
Regline	Line Regulation ⁽¹⁶⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 21\text{ V to }33\text{ V}$		15	360	mV
			$V_I = 24\text{ V to }30\text{ V}$		5	180	
Regload	Load Regulation ⁽¹⁶⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		15	360	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		5	180	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5.2	8.0	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 21\text{ V to }33\text{ V}$			0.5	mA	
					1.0		
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽¹⁷⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		110		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽¹⁷⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 22\text{ V to }32\text{ V}$	53	69		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽¹⁷⁾	$f = 1\text{ kHz}$		22		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		250		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽¹⁷⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

- 16. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 17. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7824)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 33\text{ V}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	23.00	24.00	25.00	V
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 27\text{ V to }38\text{ V}$	22.80	24.00	25.25	
Regline	Line Regulation ⁽¹⁸⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 27\text{ V to }38\text{ V}$	17	480	mV
			$V_I = 30\text{ V to }36\text{ V}$	6	240	
Regload	Load Regulation ⁽¹⁸⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	15	480	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$	5	240	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5.2	8.0	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 27\text{ V to }38\text{ V}$		0.1	0.5	mA
				0.5	1.0	
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽¹⁹⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1.5		mV/ $^{\circ}\text{C}$
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		120		μV
RR	Ripple Rejection ⁽¹⁹⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 28\text{ V to }38\text{ V}$	50	67		dB
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V
R_O	Output Resistance ⁽¹⁹⁾	$f = 1\text{ kHz}$		28		m Ω
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		230		mA
I_{PK}	Peak Current ⁽¹⁹⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A

Notes:

- 18. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 19. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7805A)

Refer to the test circuit, $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 1\text{ A}$, $V_I = 10\text{ V}$, $C_I = 0.33\ \mu\text{F}$, $C_O = 0.1\ \mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	4.9	5.0	5.1	V
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 7.5\text{ V to }20\text{ V}$	4.8	5.0	5.2	
Regline	Line Regulation ⁽²⁰⁾	$V_I = 7.5\text{ V to }25\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$		5.0	50.0	mV
		$V_I = 8\text{ V to }12\text{ V}$		3.0	50.0	
		$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 7.3\text{ V to }20\text{ V}$	5.0	50.0	
		$V_I = 8\text{ V to }12\text{ V}$	1.5	25.0		
Regload	Load Regulation ⁽²⁰⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		9	100	mV
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		9	100	
		$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		4	50	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5	6	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$			0.5	mA
		$V_I = 8\text{ V to }25\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$			0.8	
		$V_I = 7.5\text{ V to }20\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$			0.8	
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽²¹⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-0.8		mV/ $^{\circ}\text{C}$
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		42		μV
RR	Ripple Rejection ⁽²¹⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 8\text{ V to }18\text{ V}$		68		dB
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V
R_O	Output Resistance ⁽²¹⁾	$f = 1\text{ kHz}$		17		m Ω
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		250		mA
I_{PK}	Peak Current ⁽²¹⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A

Notes:

20. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

21. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7809A)

Refer to the test circuit, $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 1\text{ A}$, $V_I = 15\text{ V}$, $C_1 = 0.33\ \mu\text{F}$, $C_O = 0.1\ \mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	8.82	9.00	9.16	V	
		$I_O = 5\text{ mA to } 1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 11.2\text{ V to } 24\text{ V}$	8.65	9.00	9.35		
Regline	Line Regulation ⁽²²⁾	$V_I = 11.7\text{ V to } 25\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$		6	90	mV	
		$V_I = 12.5\text{ V to } 19\text{ V}$		4	45		
		$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 11.5\text{ V to } 24\text{ V}$		6		90
			$V_I = 12.5\text{ V to } 19\text{ V}$		2		45
Regload	Load Regulation ⁽²²⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $I_O = 5\text{ mA to } 1.5\text{ A}$		12	100	mV	
		$I_O = 5\text{ mA to } 1\text{ A}$		12	100		
		$I_O = 250\text{ mA to } 750\text{ mA}$		5	50		
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5	6	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to } 1\text{ A}$			0.5	mA	
		$V_I = 12\text{ V to } 25\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$			0.8		
		$V_I = 11.7\text{ V to } 25\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$			0.8		
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽²³⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		58		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽²³⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 12\text{ V to } 22\text{ V}$		62		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽²³⁾	$f = 1\text{ kHz}$		17		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		250		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽²³⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

- 22. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 23. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7810A)

Refer to the test circuit, $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 1\text{ A}$, $V_I = 16\text{ V}$, $C_I = 0.33\ \mu\text{F}$, $C_O = 0.1\ \mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	9.8	10.0	10.2	V	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 12.8\text{ V to }25\text{ V}$	9.6	10.0	10.4		
Regline	Line Regulation ⁽²⁴⁾	$V_I = 12.8\text{ V to }26\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$		8	100	mV	
		$V_I = 13\text{ V to }20\text{ V}$		4	50		
		$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 12.5\text{ V to }25\text{ V}$		8		100
			$V_I = 13\text{ V to }20\text{ V}$		3		50
Regload	Load Regulation ⁽²⁴⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		12	100	mV	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		12	100		
		$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		5	50		
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5	6	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$			0.5	mA	
		$V_I = 12.8\text{ V to }25\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$			0.8		
		$V_I = 13\text{ V to }26\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$			0.5		
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽²⁵⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		58		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽²⁵⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 14\text{ V to }24\text{ V}$		62		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽²⁵⁾	$f = 1\text{ kHz}$		17		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		250		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽²⁵⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

- 24. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 25. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7812A)

Refer to the test circuit, $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 1\text{ A}$, $V_I = 19\text{ V}$, $C_1 = 0.33\ \mu\text{F}$, $C_O = 0.1\ \mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	11.75	12.00	12.25	V	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 14.8\text{ V to }27\text{ V}$	11.50	12.00	12.50		
Regline	Line Regulation ⁽²⁶⁾	$V_I = 14.8\text{ V to }30\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$		10	120	mV	
		$V_I = 16\text{ V to }22\text{ V}$		4	120		
		$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 14.5\text{ V to }27\text{ V}$		10		120
			$V_I = 16\text{ V to }22\text{ V}$		3		60
Regload	Load Regulation ⁽²⁶⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		12	100	mV	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		12	100		
		$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		5	50		
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5	6	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$			0.5	mA	
		$V_I = 14\text{ V to }27\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$			0.8		
		$V_I = 15\text{ V to }30\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$			0.8		
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽²⁷⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		76		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽²⁷⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 14\text{ V to }24\text{ V}$		60		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽²⁷⁾	$f = 1\text{ kHz}$		18		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		250		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽²⁷⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

26. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

27. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



Electrical Characteristics (LM7815A)

Refer to the test circuit, $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 1\text{ A}$, $V_I = 23\text{ V}$, $C_I = 0.33\ \mu\text{F}$, $C_O = 0.1\ \mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	14.75	15.00	15.30	V	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 17.7\text{ V to }30\text{ V}$	14.40	15.00	15.60		
Regline	Line Regulation ⁽²⁸⁾	$V_I = 17.4\text{ V to }30\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$		10	150	mV	
		$V_I = 20\text{ V to }26\text{ V}$		5	150		
		$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$		11		150
			$V_I = 20\text{ V to }26\text{ V}$		3		75
Regload	Load Regulation ⁽²⁸⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$		12	100	mV	
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		12	100		
		$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		5	50		
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5.2	6.0	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$			0.5	mA	
		$V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$			0.8		
		$V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$			0.8		
$\Delta V_O / \Delta T$	Output Voltage Drift ⁽²⁹⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		90		μV	
RR	Ripple Rejection ⁽²⁹⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 18.5\text{ V to }28.5\text{ V}$		58		dB	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V	
R_O	Output Resistance ⁽²⁹⁾	$f = 1\text{ kHz}$		19		m Ω	
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		250		mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽²⁹⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A	

Notes:

28. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

29. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Typical Performance Characteristics

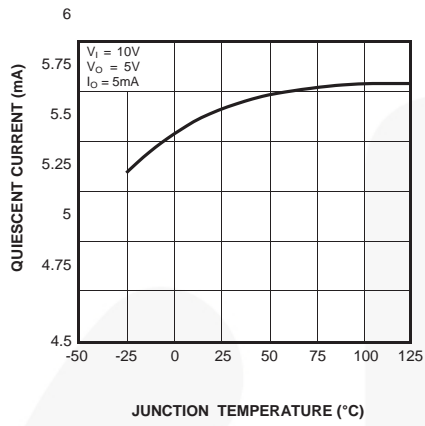


Figure 2. Quiescent Current

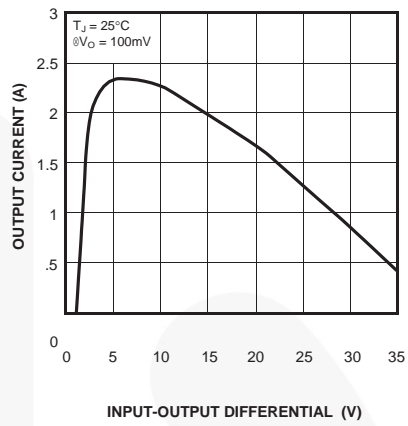


Figure 3. Peak Output Current



Figure 4. Output Voltage

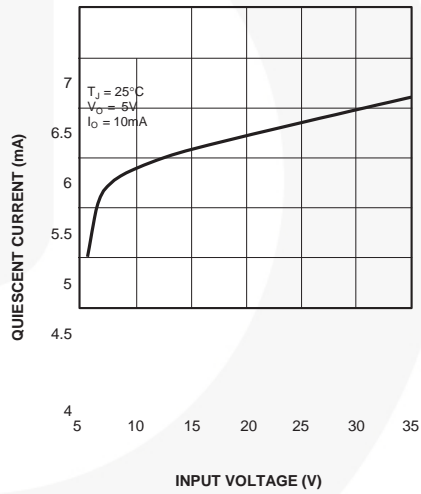


Figure 5. Quiescent Current

Typical Applications

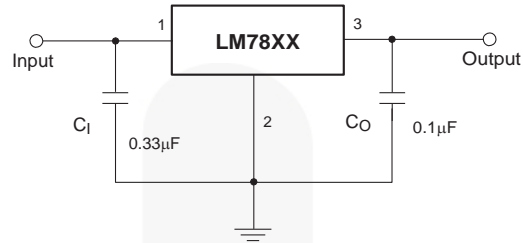


Figure 6. DC Parameters

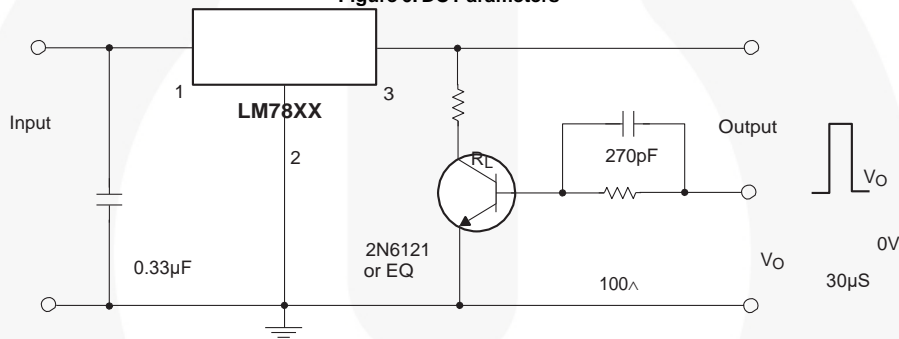


Figure 7. Load Regulation

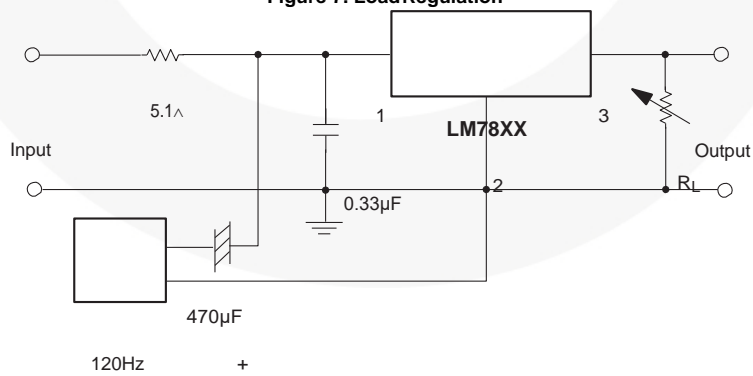


Figure 8. Ripple Rejection

LM78XX / LM78XXA — 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator

Typical Applications (Continued)

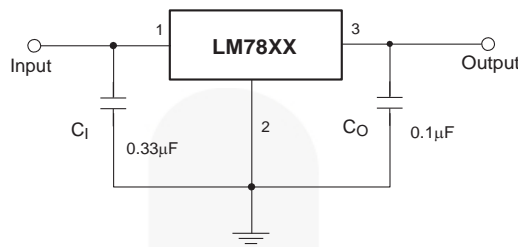


Figure 9. Fixed-Output Regulator

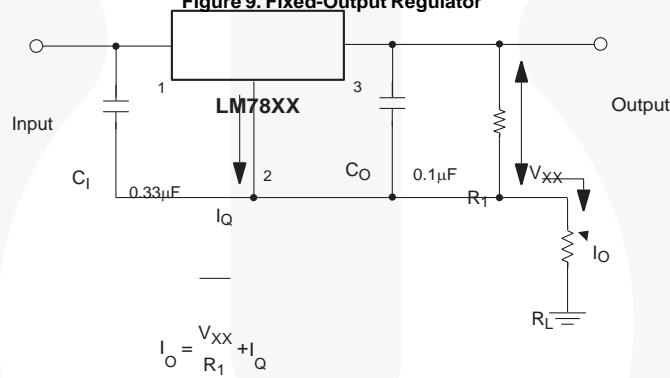
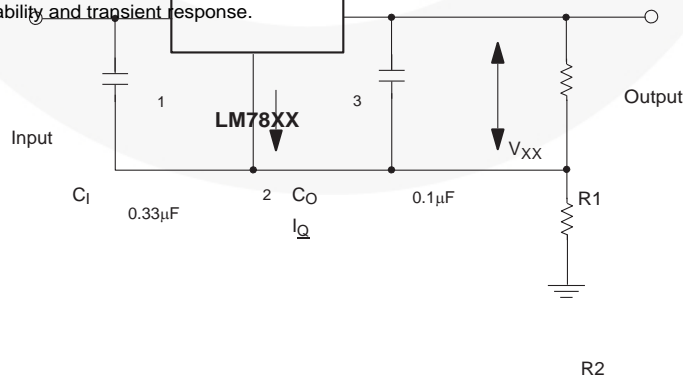


Figure 10. Constant Current Regulator

Notes:

- 29. To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX". A common ground is required between the input and the output voltage. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.
- 30. C₁ is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.
- 31. C₀ improves stability and transient response.



$$I_{R1} \geq 5 I_Q$$

$$V_O = V_{XX}(1 + R_2/R_1) + I_Q R_2$$

Figure 11. Circuit for Increasing Output Voltage

Typical Applications (Continued)

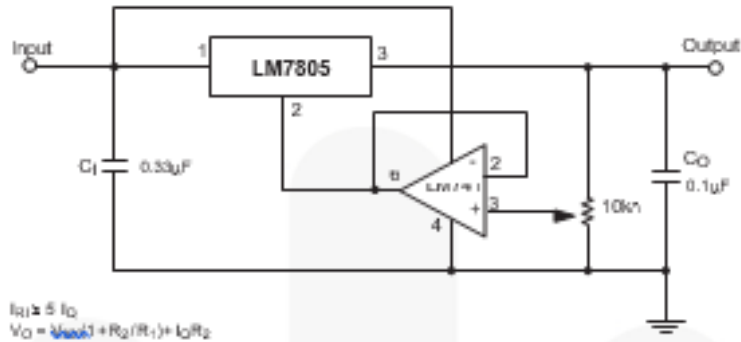


Figure 12. Adjustable Output Regulator (7 V to 30 V)

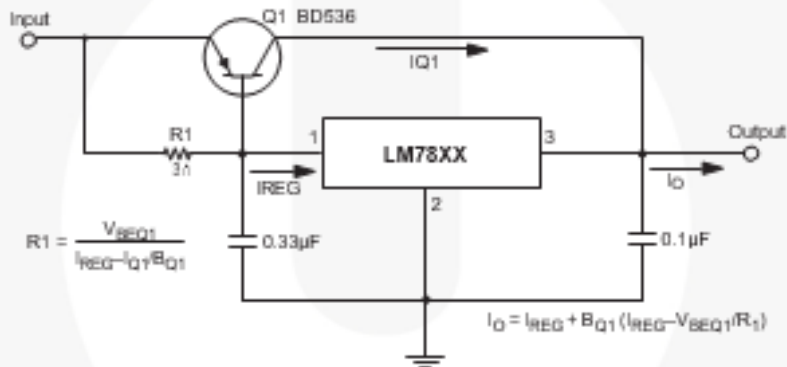


Figure 13. High-Current Voltage Regulator

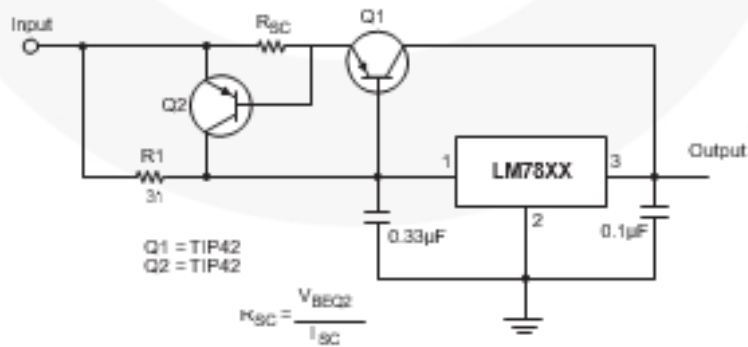


Figure 14. High Output Current with 8-ohm Short-Circuit Protection

Typical Applications (Continued)

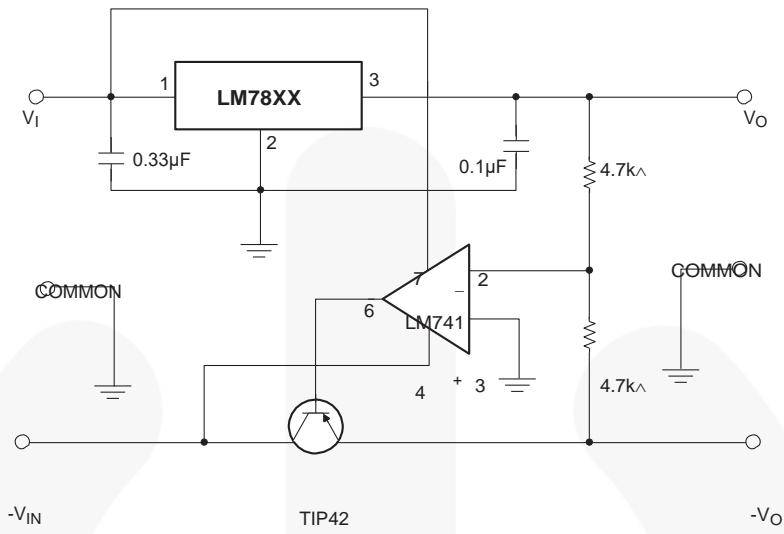


Figure 15. Tracking Voltage Regulator

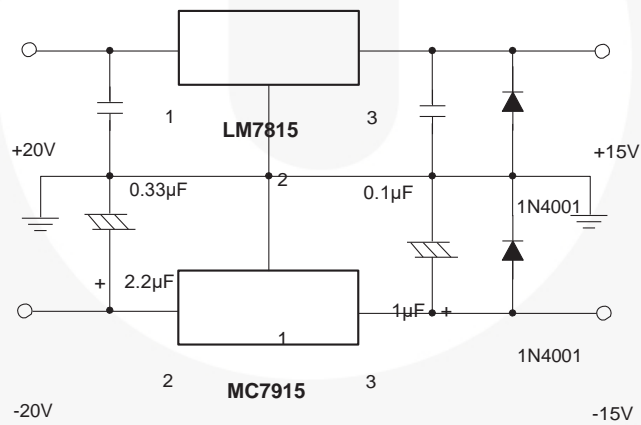


Figure 16. Split Power Supply ($\pm 15\text{ V} - 1\text{ A}$)

Typical Applications (Continued)

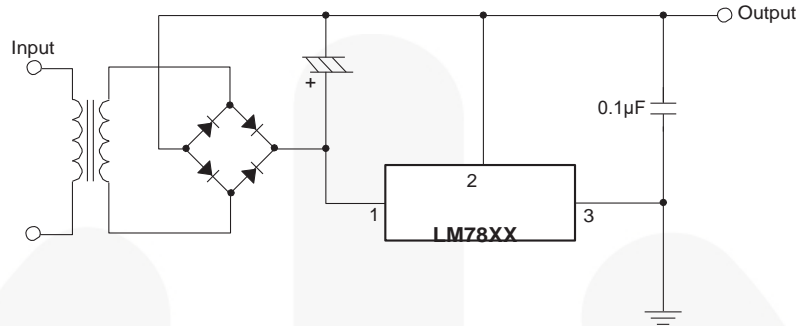


Figure 17. Negative Output Voltage Circuit

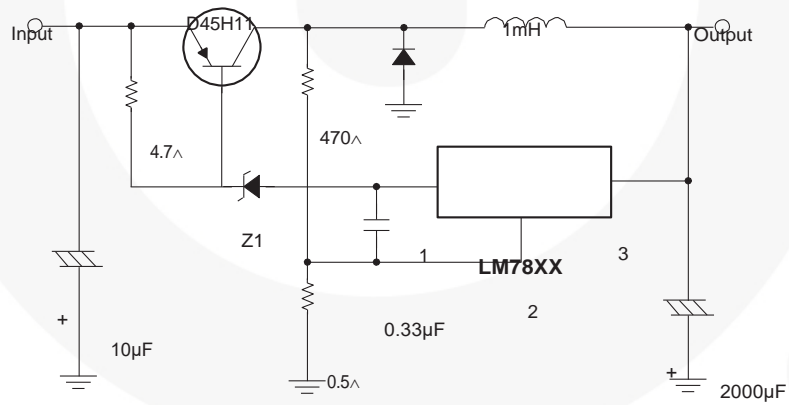


Figure 18. Switching Regulator

Physical Dimensions

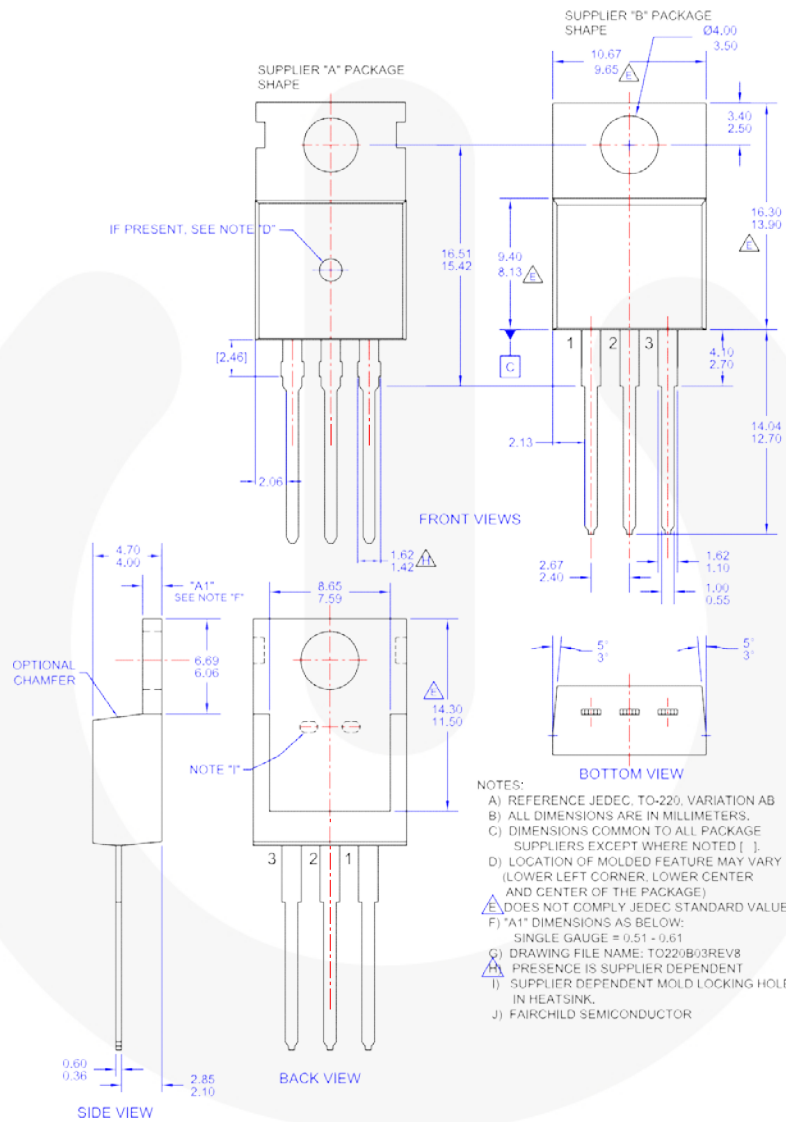


Figure 19. TO-220, MOLDED, 3-LEAD, JEDEC VARIATION AB (ACTIVE)



TRADEMARKS

The following includes registered and unregistered trademarks and service marks, owned by Fairchild Semiconductor and/or its global subsidiaries, and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

Table listing various trademarks such as AccuPower, Avinda, AX-CAP, BitSiC, Build it Now, CorePLUS, CorePOWER, CROSSVOLT, CTL, Current Transfer Logic, DEUXPEED, Dual Cool, EcoSPARK, EfficientMax, EBC, Fairchild, Fairchild Semiconductor, FACT Quiet Series, FACT, FAST, FastvCore, FETBench, FPS, F-PFS, FRFET, Global Power Resource, GreenBridge, Green FPS, Green FPS e-Series, Gmax, GTO, IntelliMAX, ISOPLANAR, Making Small Speakers Sound Louder and Better, MegaBuck, MICROCOUPLER, MicroFET, MicroPak, MicroPak2, MillerDrive, MotionMax, MotionGrid, MTI, MTx, MVN, mWSaver, OptoHiT, PowerTrench, PowerXS, Programmable Active Droop, QFET, QS, Quiet Series, RapidConfigure, Saving our world, 1mW/W/kW at a time, SignalWise, SmartMax, SMART START, Solutions for Your Success, SPM, STEALTH, SuperFET, SuperSOT-3, SuperSOT-6, SuperSOT-8, SupreMOS, SyncFET, Sync-Lock, SYSTEM GENERAL, TinyBoost, TinyBuck, TinyCalc, TinyLogic, TINYOPTO, TinyPower, TinyPWM, TinyWire, TranSiC, TriFault Detect, TRUECURRENT, SerDes, UHC, Ultra FRFET, UniFET, VCX, VisualMax, VoltagePlus, XS, Xsens.

* Trademarks of System General Corporation, used under license by Fairchild Semiconductor.

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. TO OBTAIN THE LATEST, MOST UP-TO-DATE DATASHEET AND PRODUCT INFORMATION, VISIT OUR WEBSITE AT HTTP://WWW.FAIRCHILDSEMI.COM. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS. THESE SPECIFICATIONS DO NOT EXPAND THE TERMS OF FAIRCHILD'S WORLDWIDE TERMS AND CONDITIONS, SPECIFICALLY THE WARRANTY THEREIN, WHICH COVERS THESE PRODUCTS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

- 1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support, device, or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

ANTI-COUNTERFEITING POLICY

Fairchild Semiconductor Corporation's Anti-Counterfeiting Policy. Fairchild's Anti-Counterfeiting Policy is also stated on our external website, www.fairchildsemi.com, under Sales Support.

Counterfeiting of semiconductor parts is a growing problem in the industry. All manufacturers of semiconductor products are experiencing counterfeiting of their parts. Customers who inadvertently purchase counterfeit parts experience many problems such as loss of brand reputation, substandard performance, failed applications, and increased cost of production and manufacturing delays. Fairchild is taking strong measures to protect ourselves and our customers from the proliferation of counterfeit parts. Fairchild strongly encourages customers to purchase Fairchild parts either directly from Fairchild or from Authorized Fairchild Distributors who are listed by country on our web page cited above. Products customers buy either from Fairchild directly or from Authorized Fairchild Distributors are genuine parts, have full traceability, meet Fairchild's quality standards for handling and storage and provide access to Fairchild's full range of up-to-date technical and product information. Fairchild and our Authorized Distributors will stand behind all warranties and will appropriately address any warranty issues that may arise. Fairchild will not provide any warranty coverage or other assistance for parts bought from Unauthorized Sources. Fairchild is committed to combat this global problem and encourage our customers to do their part in stopping this practice by buying direct or from authorized distributors.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Table with 3 columns: Datasheet Identification, Product Status, and Definition. Rows include Advance Information, Preliminary, No Identification Needed, and Obsolete.



BD135G, BD137G, BD139G

Plastic Medium-Power Silicon NPN Transistors

This series of plastic, medium-power silicon NPN transistors are designed for use as audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi complementary circuits.

Features

- High DC Current Gain
- BD 135, 137, 139 are complementary with BD 136, 138, 140
- These Devices are Pb-Free, Halogen Free/BFR Free and are RoHS Compliant*

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage BD135G BD137G BD139G	V_{CEO}	45 60 80	Vdc
Collector-Base Voltage BD135G BD137G BD139G	V_{CBO}	45 60 100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0	Vdc
Collector Current	I_C	1.5	A dc
Base Current	I_B	0.5	A dc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.25 10	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	12.5 100	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	R_{SJC}	10	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R_{SJA}	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$

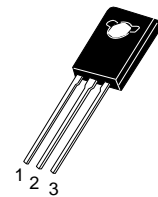
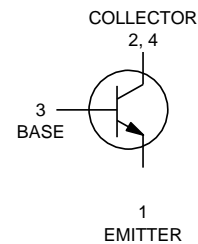
*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



ON Semiconductor®

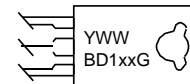
<http://onsemi.com>

1.5 A POWER TRANSISTORS NPN SILICON 45, 60, 80 V, 12.5 W



TO-225
CASE 77-09
STYLE 1

MARKING DIAGRAM



- Y = Year
- WW = Work Week
- BD1xx = Device Code
xx = 35, 37, 39
- G = Pb-Free Package

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
BD135G	TO-225 (Pb-Free)	500 Units / Box
BD135TG	TO-225 (Pb-Free)	50 Units / Rail
BD137G	TO-225 (Pb-Free)	500 Units / Box
BD139G	TO-225 (Pb-Free)	500 Units / Box

BD135G, BD137G, BD139G

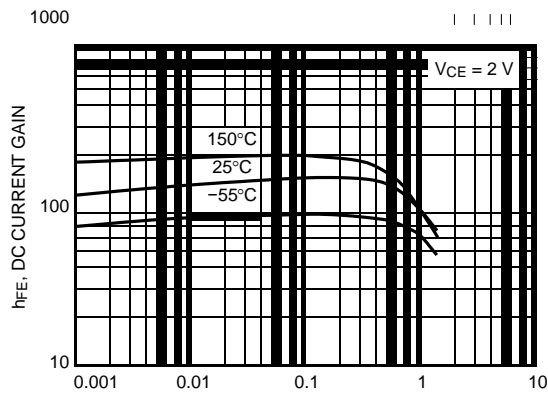
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Collector-Emitter Sustaining Voltage* ($I_C = 0.03\text{ A dc}$, $I_B = 0$) BD135G BD137G BD139G	BV_{CE0}^*	45 60 80	- - -	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 30\text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 30\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_C = 125^\circ\text{C}$)	I_{CBO}	- -	0.1 10	$\mu\text{A dc}$
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	-	10	$\mu\text{A dc}$
DC Current Gain ($I_C = 0.005\text{ A}$, $V_{CE} = 2\text{ V}$) ($I_C = 0.15\text{ A}$, $V_{CE} = 2\text{ V}$) ($I_C = 0.5\text{ A}$, $V_{CE} = 2\text{ V}$)	h_{FE}^*	25 40 25	- 250 -	-
Collector-Emitter Saturation Voltage* ($I_C = 0.5\text{ A dc}$, $I_B = 0.05\text{ A dc}$)	$V_{CE(sat)}^*$	-	0.5	Vdc
Base-Emitter On Voltage* ($I_C = 0.5\text{ A dc}$, $V_{CE} = 2.0\text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}^*$	-	1	Vdc

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

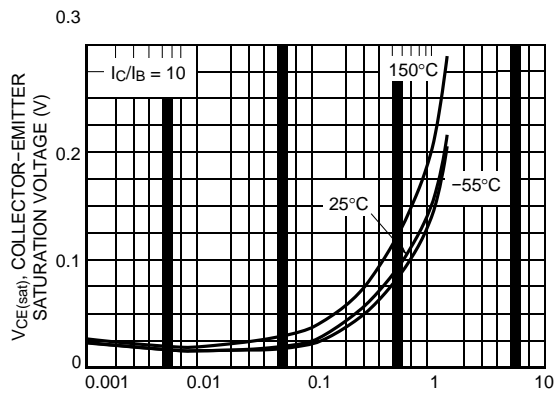
*Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

TYPICAL CHARACTERISTICS



I_C , COLLECTOR CURRENT (A)

Figure 1. DC Current Gain



I_C , COLLECTOR CURRENT (A)

Figure 2. Collector-Emitter Saturation Voltage

BD135G, BD137G, BD139G

TYPICAL CHARACTERISTICS

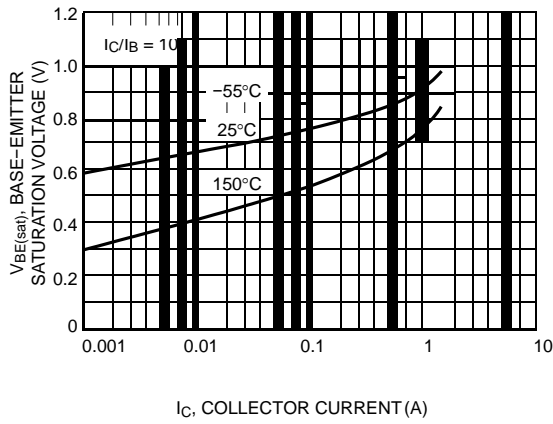


Figure 3. Base-Emitter Saturation Voltage

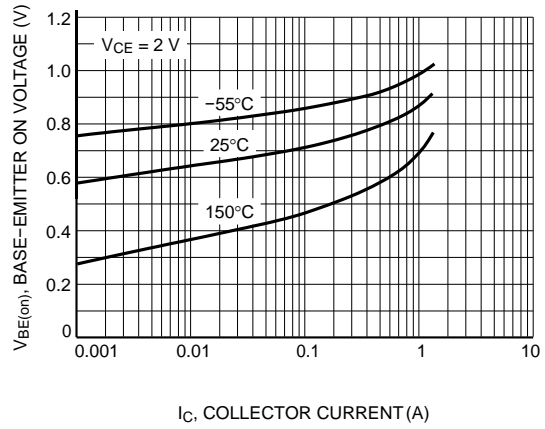


Figure 4. Base-Emitter On Voltage

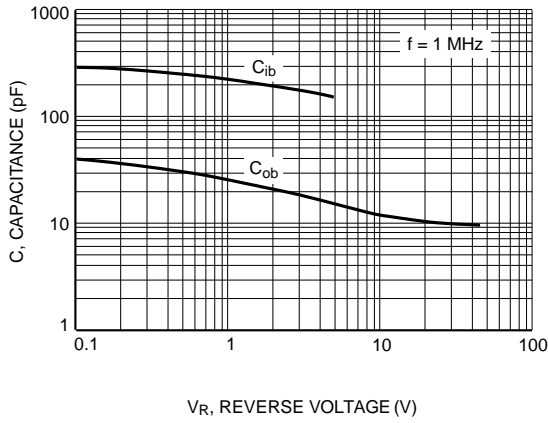


Figure 5. Capacitance

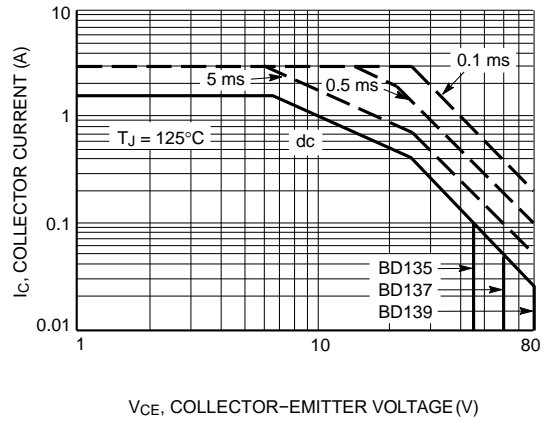


Figure 6. Active-Region Safe Operating Area

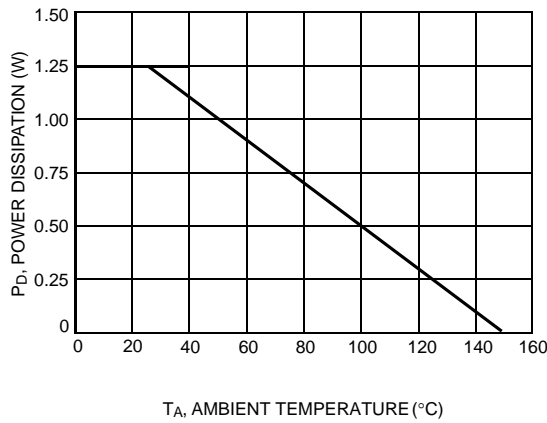
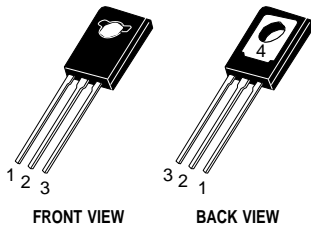


Figure 7. Power Derating

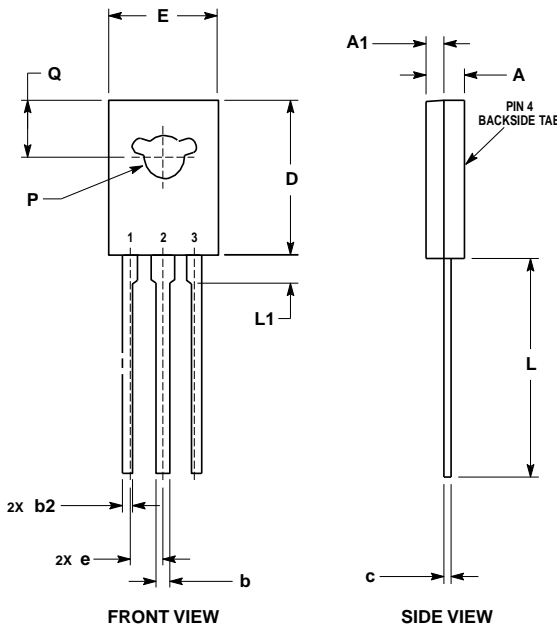


BD135G, BD137G, BD139G

PACKAGE DIMENSIONS



TO-225
CASE 77-09
ISSUE AC



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M, 1994.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS.
 3. NUMBER AND SHAPE OF LUGS OPTIONAL.

MILLIMETERS		
DIM	MIN	MAX
A	2.40	3.00
A1	1.00	1.50
b	0.60	0.90
b2	0.51	0.88
c	0.39	0.63
D	10.60	11.10
E	7.40	7.80
e	2.04	2.54
L	14.50	16.63
L1	1.27	2.54
P	2.90	3.30
Q	3.80	4.20

- STYLE 1:
PIN 1. EMITTER
2, 4. COLLECTOR
3. BASE

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of SCILLC's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com

Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative

BD135/D



Universidad de Valladolid



MICROCHIP MCP6001/1R/1U/2/4

1 MHz, Low-Power Op Amp

Features

- Available in SC-70-5 and SOT-23-5 packages
- Gain Bandwidth Product: 1 MHz (typical)
- Rail-to-Rail Input/Output
- Supply Voltage: 1.8V to 6.0V
- Supply Current: $I_Q = 100 \mu\text{A}$ (typical)
- Phase Margin: 90° (typical)
- Temperature Range:
 - Industrial: -40°C to +85°C
 - Extended: -40°C to +125°C
- Available in Single, Dual and Quad Packages

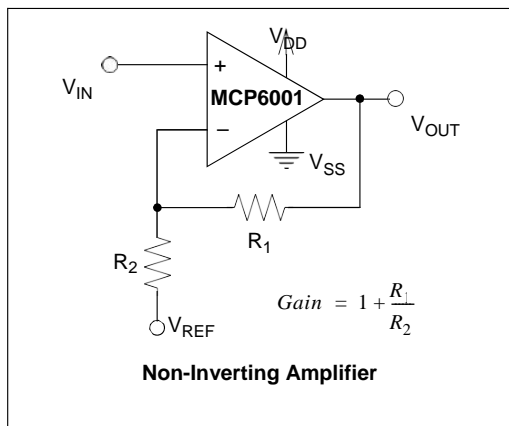
Applications

- Automotive
- Portable Equipment
- Photodiode Amplifier
- Analog Filters
- Notebooks and PDAs
- Battery-Powered Systems

Design Aids

- SPICE Macro Models
- FilterLab® Software
- Mindi™ Circuit Designer & Simulator
- Microchip Advanced Part Selector (MAPS)
- Analog Demonstration and Evaluation Boards
- Application Notes

Typical Application

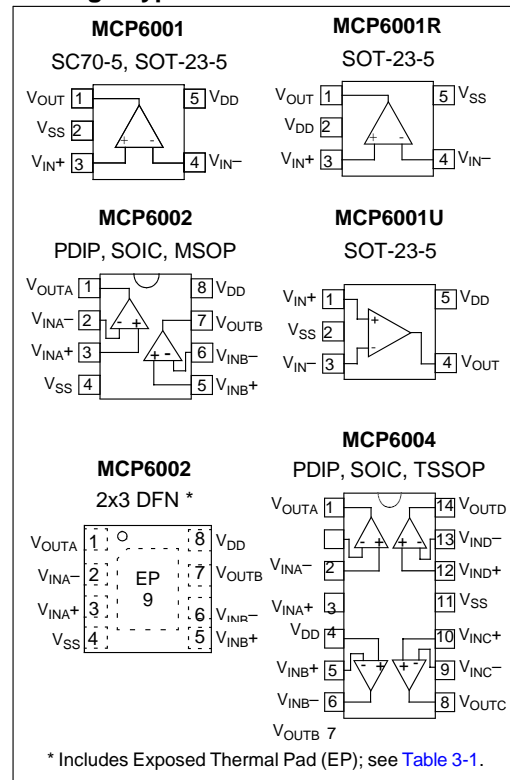


Description

The Microchip Technology Inc. MCP6001/2/4 family of operational amplifiers (op amps) is specifically designed for general-purpose applications. This family has a 1 MHz Gain Bandwidth Product (GBWP) and 90° phase margin (typical). It also maintains 45° phase margin (typical) with a 500 pF capacitive load. This family operates from a single supply voltage as low as 1.8V, while drawing 100 μA (typical) quiescent current. Additionally, the MCP6001/2/4 supports rail-to-rail input and output swing, with a common mode input voltage range of $V_{DD} + 300 \text{ mV}$ to $V_{SS} - 300 \text{ mV}$. This family of op amps is designed with Microchip's advanced CMOS process.

The MCP6001/2/4 family is available in the industrial and extended temperature ranges, with a power supply range of 1.8V to 6.0V.

Package Types





MCP6001/1R/1U/2/4

NOTES:



MCP6001/1R/1U/2/4

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings †

$V_{DD} - V_{SS}$	7.0V
Current at Analog Input Pins (V_{IN+} , V_{IN-})	± 2 mA
Analog Inputs (V_{IN+} , V_{IN-}) ††	$V_{SS} - 1.0V$ to $V_{DD} + 1.0V$
All Other Inputs and Outputs	$V_{SS} - 0.3V$ to $V_{DD} + 0.3V$
Difference Input Voltage	$ V_{DD} - V_{SS} $
Output Short Circuit Current	Continuous
Current at Output and Supply Pins	± 30 mA
Storage Temperature	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Maximum Junction Temperature (T_J).....	$+150^{\circ}C$
ESD Protection On All Pins (HBM; MM)	≥ 4 kV; 200V

† **Notice:** Stresses above those listed under “Absolute Maximum Ratings” may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operational listings of this specification is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

†† See Section 4.1.2 “Input Voltage and Current Limits”.

DC ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Electrical Characteristics: Unless otherwise indicated, $T_A = +25^{\circ}C$, $V_{DD} = +1.8V$ to $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 10$ k Ω to V_L , and $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$ (refer to Figure 1-1).

Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Input Offset						
Input Offset Voltage	V_{OS}	-4.5	—	+4.5	mV	$V_{CM} = V_{SS}$ (Note 1)
Input Offset Drift with Temperature	$\otimes V_{OS}/\otimes T_A$	—	± 2.0	—	$\mu V/^{\circ}C$	$T_A = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, $V_{CM} = V_{SS}$
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	—	86	—	dB	$V_{CM} = V_{SS}$
Input Bias Current and Impedance						
Input Bias Current:	I_B	—	± 1.0	—	pA	
Industrial Temperature	I_B	—	19	—	pA	$T_A = +85^{\circ}C$
Extended Temperature	I_B	—	1100	—	pA	$T_A = +125^{\circ}C$
Input Offset Current	I_{OS}	—	± 1.0	—	pA	
Common Mode Input Impedance	Z_{CM}	—	$10^{13} 6$	—	ΔpF	
Differential Input Impedance	Z_{DIFF}	—	$10^{13} 3$	—	ΔpF	
Common Mode						
Common Mode Input Range	V_{CMR}	$V_{SS} - 0.3$	—	$V_{DD} + 0.3$	V	
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	60	76	—	dB	$V_{CM} = -0.3V$ to $5.3V$, $V_{DD} = 5V$
Open-Loop Gain						
DC Open-Loop Gain (Large Signal)	A_{OL}	88	112	—	dB	$V_{OUT} = 0.3V$ to $V_{DD} - 0.3V$, $V_{CM} = V_{SS}$
Output						
Maximum Output Voltage Swing	V_{OL}, V_{OH}	$V_{SS} + 25$	—	$V_{DD} - 25$	mV	$V_{DD} = 5.5V$, 0.5V Input Overdrive
Output Short Circuit Current	I_{SC}	—	± 6	—	mA	$V_{DD} = 1.8V$
		—	± 23	—	mA	$V_{DD} = 5.5V$
Power Supply						
Supply Voltage	V_{DD}	1.8	—	6.0	V	Note 2
Quiescent Current per Amplifier	I_Q	50	100	170	μA	$I_O = 0$, $V_{DD} = 5.5V$, $V_{CM} = 5V$

Note 1: MCP6001/1R/1U/2/4 parts with date codes prior to December 2004 (week code 49) were tested to ± 7 mV minimum/maximum limits.

Note 2: All parts with date codes November 2007 and later have been screened to ensure operation at $V_{DD} = 6.0V$. However, the other minimum and maximum specifications are measured at 1.8V and 5.5V.

MCP6001/1R/1U/2/4

AC ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Electrical Characteristics: Unless otherwise indicated, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +1.8$ to 5.5V , $V_{SS} = \text{GND}$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V_L , and $C_L = 60\text{ pF}$ (refer to [Figure 1-1](#)).

Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
AC Response						
Gain Bandwidth Product	GBWP	—	1.0	—	MHz	
Phase Margin	PM	—	90	—	°	$G = +1\text{ V/V}$
Slew Rate	SR	—	0.6	—	V/ μs	
Noise						
Input Noise Voltage	E_{ni}	—	6.1	—	$\mu\text{Vp-p}$	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$
Input Noise Voltage Density	e_{ni}	—	28	—	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$f = 1\text{ kHz}$
Input Noise Current Density	i_{ni}	—	0.6	—	$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$f = 1\text{ kHz}$

TEMPERATURE SPECIFICATIONS

Electrical Characteristics: Unless otherwise indicated, $V_{DD} = +1.8\text{V}$ to $+5.5\text{V}$ and $V_{SS} = \text{GND}$.

Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Temperature Ranges						
Industrial Temperature Range	T_A	-40	—	+85	°C	
Extended Temperature Range	T_A	-40	—	+125	°C	
Operating Temperature Range	T_A	-40	—	+125	°C	Note
Storage Temperature Range	T_A	-65	—	+150	°C	
Thermal Package Resistances						
Thermal Resistance, 5L-SC70	θ_{JA}	—	331	—	°C/W	
Thermal Resistance, 5L-SOT-23	θ_{JA}	—	256	—	°C/W	
Thermal Resistance, 8L-PDIP	θ_{JA}	—	85	—	°C/W	
Thermal Resistance, 8L-SOIC (150 mil)	θ_{JA}	—	163	—	°C/W	
Thermal Resistance, 8L-MSOP	θ_{JA}	—	206	—	°C/W	
Thermal Resistance, 8L-DFN (2x3)	θ_{JA}	—	68	—	°C/W	
Thermal Resistance, 14L-PDIP	θ_{JA}	—	70	—	°C/W	
Thermal Resistance, 14L-SOIC	θ_{JA}	—	120	—	°C/W	
Thermal Resistance, 14L-TSSOP	θ_{JA}	—	100	—	°C/W	

Note: The industrial temperature devices operate over this extended temperature range, but with reduced performance. In any case, the internal Junction Temperature (T_J) must not exceed the Absolute Maximum specification of $+150^\circ\text{C}$.

MCP6001/1R/1U/2/4

1.1 Test Circuits

The circuit used for most DC and AC tests is shown in [Figure 1-1](#). This circuit can independently set V_{CM} and V_{OUT} ; see [Equation 1-1](#). Note that V_{CM} is not the circuit's common mode voltage ($(V_P + V_M)/2$), and that V_{OST} includes V_{OS} plus the effects (on the input offset error, V_{OST}) of temperature, CMRR, PSRR and A_{OL} .

EQUATION 1-1:

$$G_{DM} = R_F/R_G$$

$$V_{CM} = (V_P + V_{DD}/2)/2$$

$$V_{OST} = V_{IN-} - V_{IN+}$$

$$V_{OUT} = (V_{DD}/2) + (V_P - V_M) + V_{OST}(1 + G_{DM})$$

Where:

G_{DM}	=	Differential Mode Gain	(V/V)
V_{CM}	=	Op Amp's Common Mode Input Voltage	(V)
V_{OST}	=	Op Amp's Total Input Offset Voltage	(mV)

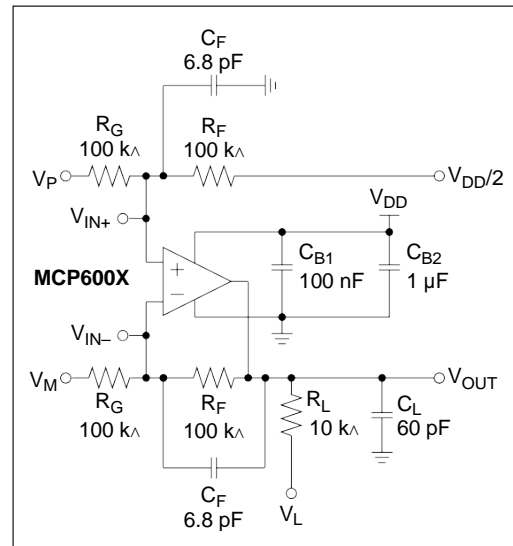


FIGURE 1-1: AC and DC Test Circuit for Most Specifications.



MCP6001/1R/1U/2/4

NOTES:



MCP6001/1R/1U/2/4

2.0 TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Note: The graphs and tables provided following this note are a statistical summary based on a limited number of samples and are provided for informational purposes only. The performance characteristics listed herein are not tested or guaranteed. In some graphs or tables, the data presented may be outside the specified operating range (e.g., outside specified power supply range) and therefore outside the warranted range.

Note: Unless otherwise indicated, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +1.8\text{V}$ to $+5.5\text{V}$, $V_{SS} = \text{GND}$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V_L , and $C_L = 60\text{ pF}$.

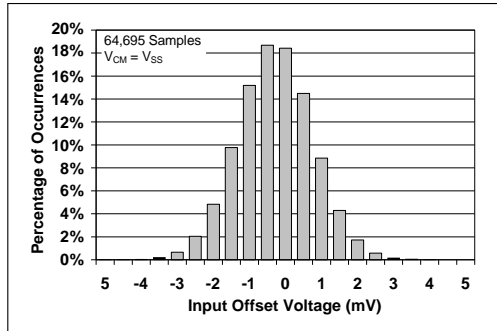


FIGURE 2-1: Input Offset Voltage.

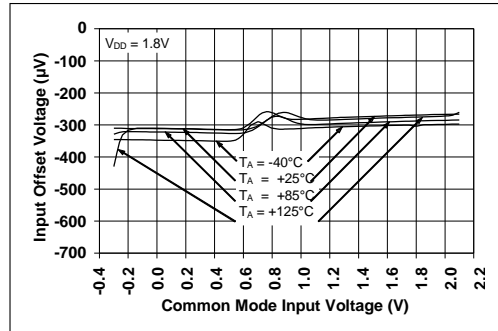


FIGURE 2-4: Input Offset Voltage vs. Common Mode Input Voltage at $V_{DD} = 1.8\text{V}$.

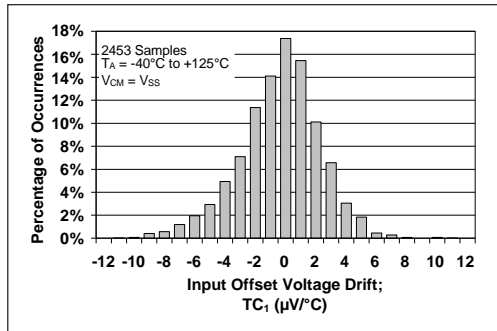


FIGURE 2-2: Input Offset Voltage Drift.

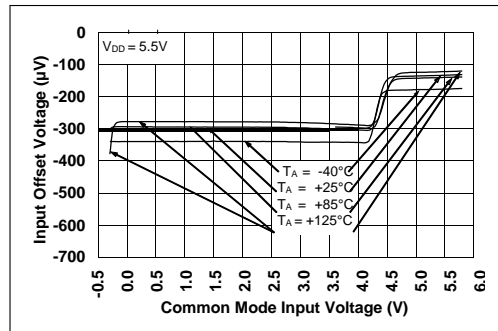


FIGURE 2-5: Input Offset Voltage vs. Common Mode Input Voltage at $V_{DD} = 5.5\text{V}$.

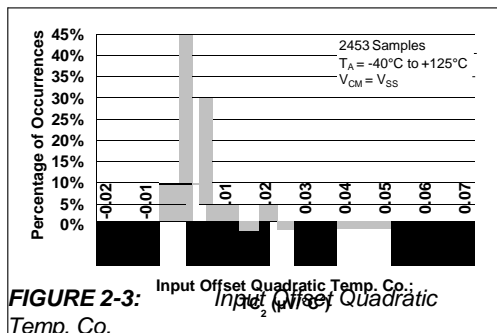


FIGURE 2-3: Input Offset Quadratic Temp. Co.

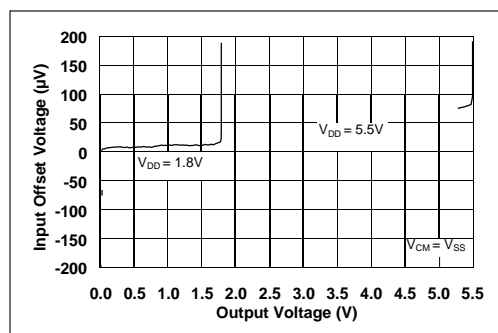


FIGURE 2-6: Input Offset Voltage vs. Output Voltage.

MCP6001/1R/1U/2/4

Note: Unless otherwise indicated, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +1.8\text{V}$ to $+5.5\text{V}$, $V_{SS} = \text{GND}$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V_L , and $C_L = 60\text{ pF}$.

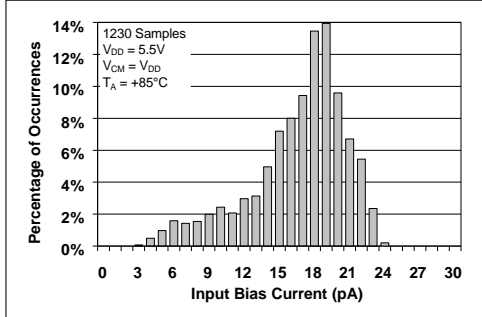


FIGURE 2-7: Input Bias Current at $+85^\circ\text{C}$.

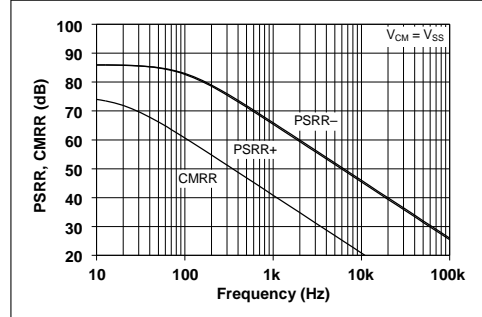


FIGURE 2-10: PSRR, CMRR vs. Frequency.

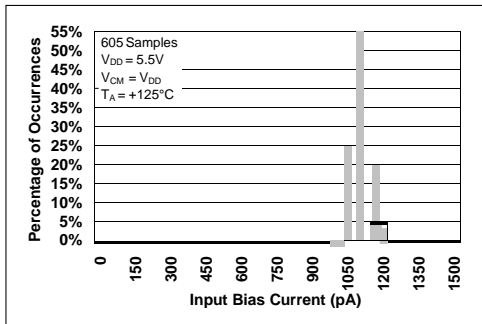


FIGURE 2-8: Input Bias Current at $+125^\circ\text{C}$.

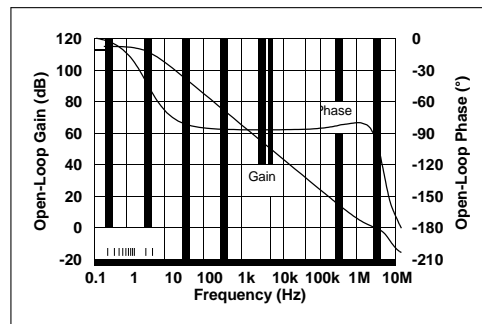


FIGURE 2-11: Open-Loop Gain, Phase vs. Frequency.

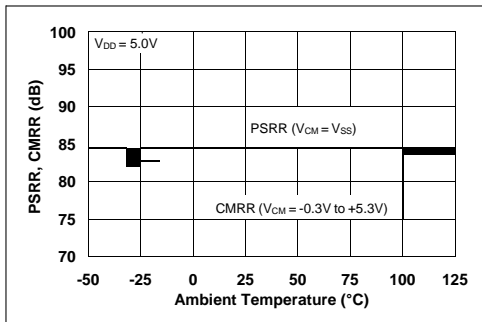


FIGURE 2-9: CMRR, PSRR vs. Ambient Temperature.

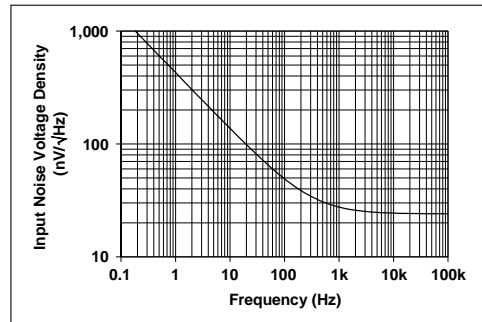


FIGURE 2-12: Input Noise Voltage Density vs. Frequency.



MCP6001/1R/1U/2/4

Note: Unless otherwise indicated, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +1.8\text{V}$ to $+5.5\text{V}$, $V_{SS} = \text{GND}$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V_L , and $C_L = 60\text{ pF}$.

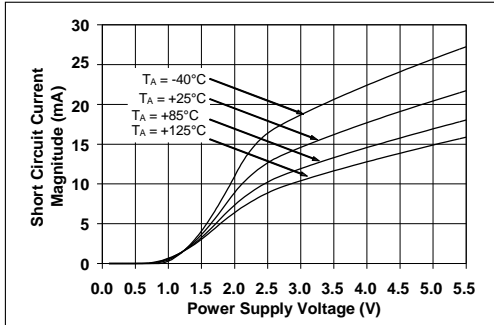


FIGURE 2-13: Output Short Circuit Current vs. Power Supply Voltage.

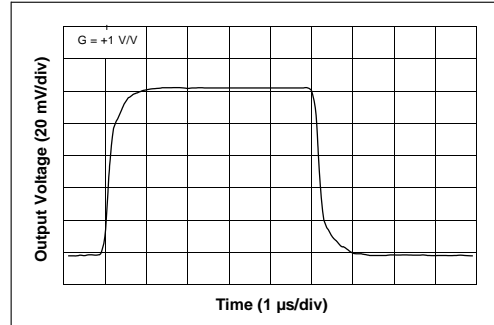


FIGURE 2-16: Small-Signal, Non-Inverting Pulse Response.

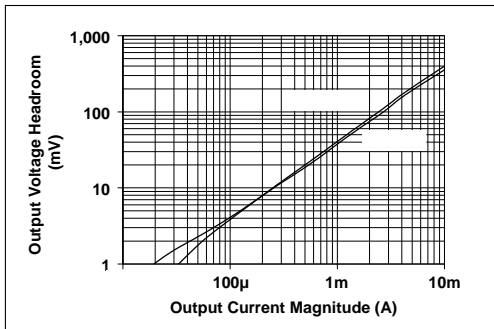


FIGURE 2-14: Output Voltage Headroom vs. Output Current Magnitude.

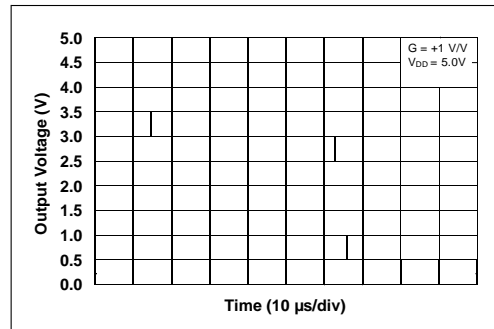


FIGURE 2-17: Large-Signal, Non-Inverting Pulse Response.

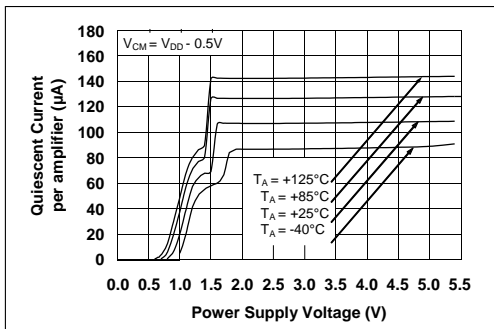


FIGURE 2-15: Quiescent Current vs. Power Supply Voltage.

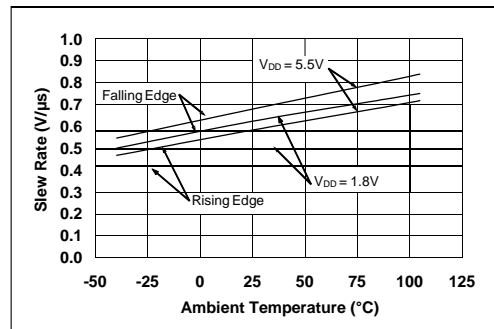


FIGURE 2-18: Slew Rate vs. Ambient Temperature.

MCP6001/1R/1U/2/4

Note: Unless otherwise indicated, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +1.8\text{V}$ to $+5.5\text{V}$, $V_{SS} = \text{GND}$, $V_{CM} = V_{DD}/2$, $V_{OUT} \approx V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V_L , and $C_L = 60\text{ pF}$.

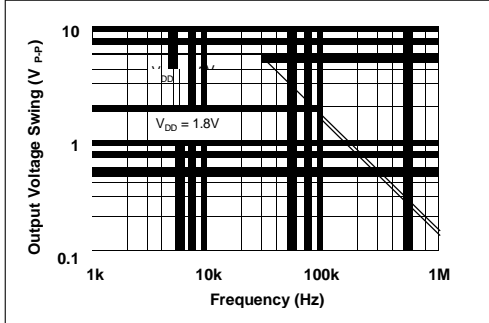


FIGURE 2-19: Output Voltage Swing vs. Frequency.

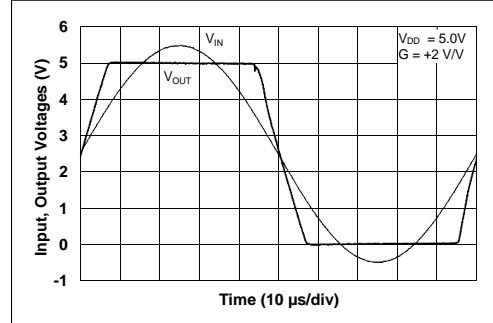


FIGURE 2-21: The MCP6001/2/4 Show No Phase Reversal.

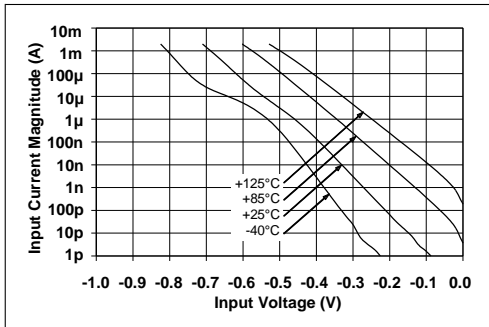


FIGURE 2-20: Measured Input Current vs. Input Voltage (below V_{SS}).



MCP6001/1R/1U/2/4

3.1 PIN DESCRIPTIONS

Descriptions of the pins are listed in [Table 3-1](#).

TABLE 3-1: PIN FUNCTION TABLE

MCP6001	MCP6001R	MCP6001U	MCP6002		MCP6004	Symbol	Description
SC70-5, SOT-23-5	SOT-23-5	SOT-23-5	MSOP, PDIP, SOIC	DFN 2x3	PDIP, SOIC, TSSO		
1	1	4	1	1	1	V_{OUT}, V_{OUTA}	Analog Output (op amp A)
4	4	3	2	2	2	V_{IN-}, V_{INA-}	Inverting Input (op amp A)
3	3	1	3	3	3	V_{IN+}, V_{INA+}	Non-inverting Input (op amp A)
5	2	5	8	8	4	V_{DD}	Positive Power Supply
—	—	—	5	5	5	V_{INB+}	Non-inverting Input (op amp B)
—	—	—	6	6	6	V_{INB-}	Inverting Input (op amp B)
—	—	—	7	7	7	V_{OUTB}	Analog Output (op amp B)
—	—	—	—	—	8	V_{OUTC}	Analog Output (op amp C)
—	—	—	—	—	9	V_{INC-}	Inverting Input (op amp C)
—	—	—	—	—	10	V_{INC+}	Non-inverting Input (op amp C)
2	5	2	4	4	11	V_{SS}	Negative Power Supply
—	—	—	—	—	12	V_{IND+}	Non-inverting Input (op amp D)
—	—	—	—	—	13	V_{IND-}	Inverting Input (op amp D)
—	—	—	—	—	14	V_{OUTD}	Analog Output (op amp D)
—	—	—	—	9	—	EP	Exposed Thermal Pad (EP); must be connected to VSS.

3.2 Analog Outputs

The output pins are low-impedance voltage sources.

3.3 Analog Inputs

The non-inverting and inverting inputs are high-impedance CMOS inputs with low bias currents.

3.4 Power Supply Pins

The positive power supply (V_{DD}) is 1.8V to 6.0V higher than the negative power supply (V_{SS}). For normal operation, the other pins are at voltages between V_{SS} and V_{DD} .

Typically, these parts are used in a single (positive) supply configuration. In this case, V_{SS} is connected to ground and V_{DD} is connected to the supply. V_{DD} will need bypass capacitors.

3.5 Exposed Thermal Pad (EP)

There is an internal electrical connection between the Exposed Thermal Pad (EP) and the V_{SS} pin; they must be connected to the same potential on the Printed Circuit Board (PCB).



MCP6001/1R/1U/2/4

NOTES:

MCP6001/1R/1U/2/4

4.1 APPLICATION INFORMATION

The MCP6001/2/4 family of op amps is manufactured using Microchip's state-of-the-art CMOS process and is specifically designed for low-cost, low-power and general-purpose applications. The low supply voltage, low quiescent current and wide bandwidth makes the MCP6001/2/4 ideal for battery-powered applications. This device has high phase margin, which makes it stable for larger capacitive load applications.

4.2 Rail-to-Rail Inputs

4.2.1 PHASE REVERSAL

The MCP6001/1R/1U/2/4 op amp is designed to prevent phase reversal when the input pins exceed the supply voltages. Figure 2-21 shows the input voltage exceeding the supply voltage without any phase reversal.

4.2.2 INPUT VOLTAGE AND CURRENT LIMITS

The ESD protection on the inputs can be depicted as shown in Figure 4-1. This structure was chosen to protect the input transistors, and to minimize input bias current (I_B). The input ESD diodes clamp the inputs when they try to go more than one diode drop below V_{SS}. They also clamp any voltages that go too far above V_{DD}; their breakdown voltage is high enough to allow normal operation, and low enough to bypass quick ESD events within the specified limits.

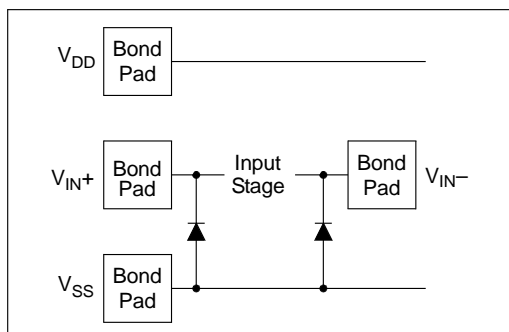


FIGURE 4-1: Simplified Analog Input ESD Structures.

In order to prevent damage and/or improper operation of these op amps, the circuit they are in must limit the currents and voltages at the VIN+ and VIN- pins (see **Absolute Maximum Ratings †** at the beginning of **Section 1.0 "Electrical Characteristics"**). Figure 4-2 shows the recommended approach to protecting these inputs. The internal ESD diodes prevent the input pins (VIN+ and VIN-) from going too far below ground, and the resistors R₁ and R₂ limit the possible current drawn out of the input pins. Diodes D₁ and D₂ prevent the input pins (VIN+ and VIN-) from going too far above

V_{DD}, and dump any currents onto V_{DD}. When implemented as shown, resistors R₁ and R₂ also limit the current through D₁ and D₂.

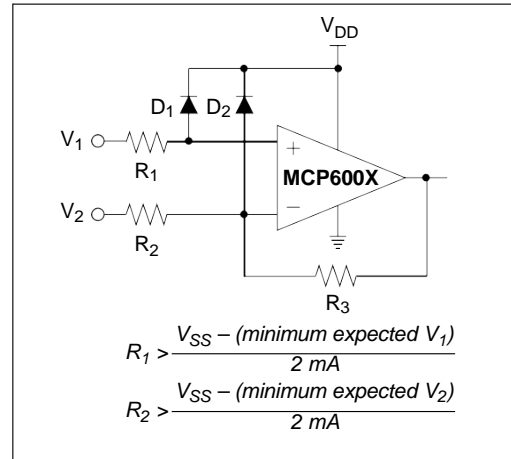


FIGURE 4-2: Protecting the Analog Inputs.

It is also possible to connect the diodes to the left of resistors R₁ and R₂. In this case, current through the diodes D₁ and D₂ needs to be limited by some other mechanism. The resistors then serve as in-rush current limiters; the DC current into the input pins (VIN+ and VIN-) should be very small.

A significant amount of current can flow out of the inputs when the common mode voltage (V_{CM}) is below ground (V_{SS}); see Figure 2-20. Applications that are high impedance may need to limit the usable voltage range.

4.2.3 NORMAL OPERATION

The input stage of the MCP6001/1R/1U/2/4 op amps use two differential CMOS input stages in parallel. One operates at low common mode input voltage (V_{CM}), while the other operates at high V_{CM}. With this topology, the device operates with V_{CM} up to 0.3V above V_{DD} and 0.3V below V_{SS}.

The transition between the two input stages occurs when V_{CM} = V_{DD} - 1.1V. For the best distortion and gain linearity, with non-inverting gains, avoid this region of operation.

4.2 Rail-to-Rail Output

The output voltage range of the MCP6001/2/4 op amps is V_{DD} - 25 mV (minimum) and V_{SS} + 25 mV (maximum) when R_L = 10 kΩ is connected to V_{DD}/2 and V_{DD} = 5.5V. Refer to Figure 2-14 for more information.

MCP6001/1R/1U/2/4

4.3 Capacitive Loads

Driving large capacitive loads can cause stability problems for voltage feedback op amps. As the load capacitance increases, the feedback loop's phase margin decreases and the closed-loop bandwidth is reduced. This produces gain peaking in the frequency response, with overshoot and ringing in the step response. While a unity-gain buffer ($G = +1$) is the most sensitive to capacitive loads, all gains show the same general behavior.

When driving large capacitive loads with these op amps (e.g., > 100 pF when $G = +1$), a small series resistor at the output (R_{ISO} in Figure 4-3) improves the feedback loop's phase margin (stability) by making the output load resistive at higher frequencies. The bandwidth will be generally lower than the bandwidth with no capacitance load.

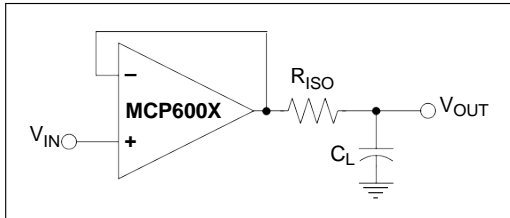


FIGURE 4-3: Output resistor, R_{ISO} stabilizes large capacitive loads.

Figure 4-4 gives recommended R_{ISO} values for different capacitive loads and gains. The x-axis is the normalized load capacitance (C_L/G_N), where G_N is the circuit's noise gain. For non-inverting gains, G_N and the Signal Gain are equal. For inverting gains, G_N is $1+|\text{Signal Gain}|$ (e.g., -1 V/V gives $G_N = +2$ V/V).

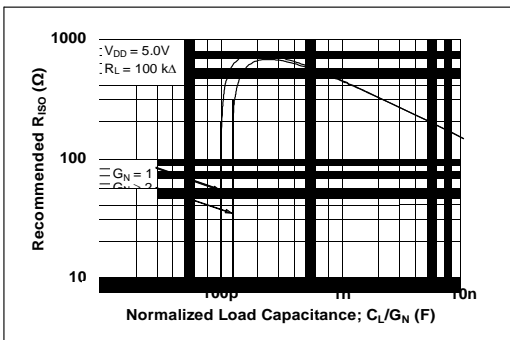


FIGURE 4-4: Recommended R_{ISO} values for Capacitive Loads.

After selecting R_{ISO} for your circuit, double-check the resulting frequency response peaking and step response overshoot. Modify R_{ISO} 's value until the response is reasonable. Bench evaluation and simulations with the MCP6001/1R/1U/2/4 SPICE macro model are very helpful.

4.4 Supply Bypass

With this family of operational amplifiers, the power supply pin (V_{DD} for single-supply) should have a local bypass capacitor (i.e., 0.01 μF to 0.1 μF) within 2 mm for good high-frequency performance. It also needs a bulk capacitor (i.e., 1 μF or larger) within 100 mm to provide large, slow currents. This bulk capacitor can be shared with nearby analog parts.

4.5 Unused Op Amps

An unused op amp in a quad package (MCP6004) should be configured as shown in Figure 4-5. These circuits prevent the output from toggling and causing crosstalk. Circuit A sets the op amp at its minimum noise gain. The resistor divider produces any desired reference voltage within the output voltage range of the op amp; the op amp buffers that reference voltage. Circuit B uses the minimum number of components and operates as a comparator, but it may draw more current.

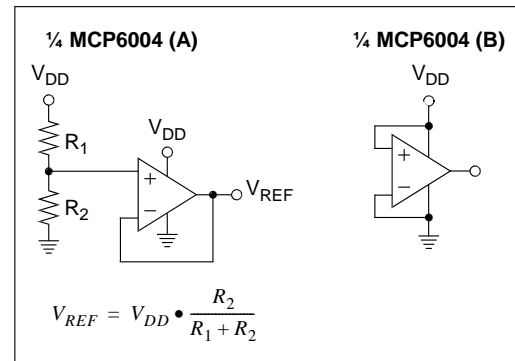


FIGURE 4-5: Unused Op Amps.

4.6 PCB Surface Leakage

In applications where low input bias current is critical, Printed Circuit Board (PCB) surface leakage effects need to be considered. Surface leakage is caused by humidity, dust or other contamination on the board. Under low humidity conditions, a typical resistance between nearby traces is 10^{12} Ω. A 5V difference would cause 5 pA of current to flow; which is greater than the MCP6001/1R/1U/2/4 family's bias current at 25°C (typically 1 pA).

The easiest way to reduce surface leakage is to use a guard ring around sensitive pins (or traces). The guard ring is biased at the same voltage as the sensitive pin. An example of this type of layout is shown in Figure 4-6.

MCP6001/1R/1U/2/4

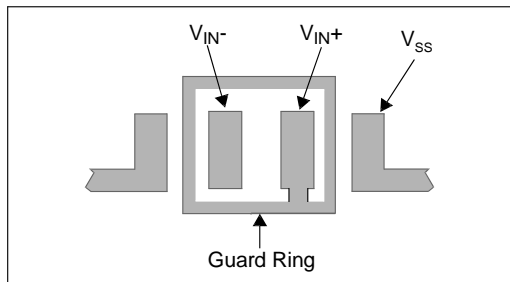


FIGURE 4-6: Example Guard Ring Layout for Inverting Gain.

1. Non-inverting Gain and Unity-Gain Buffer:
 - a. Connect the non-inverting pin (V_{IN+}) to the input with a wire that does not touch the PCB surface.
 - b. Connect the guard ring to the inverting input pin (V_{IN-}). This biases the guard ring to the common mode input voltage.
2. Inverting Gain and Transimpedance Gain Amplifiers (convert current to voltage, such as photo detectors):
 - a. Connect the guard ring to the non-inverting input pin (V_{IN+}). This biases the guard ring to the same reference voltage as the op amp (e.g., $V_{DD}/2$ or ground).
 - b. Connect the inverting input pin (V_{IN-}) to the input with a wire that does not touch the PCB surface.

4.7 Application Circuits

4.7.1 UNITY-GAIN BUFFER

The rail-to-rail input and output capability of the MCP6001/2/4 op amp is ideal for unity-gain buffer applications. The low quiescent current and wide bandwidth makes the device suitable for a buffer configuration in an instrumentation amplifier circuit, as shown in Figure 4-7.

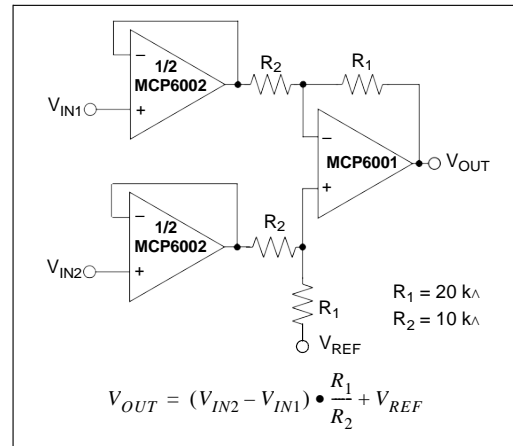


FIGURE 4-7: Instrumentation Amplifier with Unity-Gain Buffer Inputs.

4.7.2 ACTIVE LOW-PASS FILTER

The MCP6001/2/4 op amp's low input bias current makes it possible for the designer to use larger resistors and smaller capacitors for active low-pass filter applications. However, as the resistance increases, the noise generated also increases. Parasitic capacitances and the large value resistors could also modify the frequency response. These trade-offs need to be considered when selecting circuit elements.

Usually, the op amp bandwidth is 100x the filter cutoff frequency (or higher) for good performance. It is possible to have the op amp bandwidth 10X higher than the cutoff frequency, thus having a design that is more sensitive to component tolerances.

Figure 4-8 shows a second-order Butterworth filter with 100 kHz cutoff frequency and a gain of +1 V/V; the op amp bandwidth is only 10x higher than the cutoff frequency. The component values were selected using Microchip's FilterLab® software.

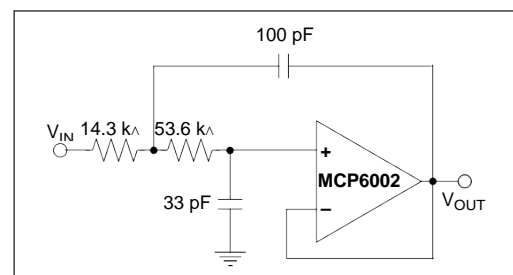


FIGURE 4-8: Active Second-Order Low-Pass Filter.

MCP6001/1R/1U/2/4

4.7.3 PEAK DETECTOR

The MCP6001/2/4 op amp has a high input impedance, rail-to-rail input/output and low input bias current, which makes this device suitable for peak detector applications. Figure 4-9 shows a peak detector circuit with clear and sample switches. The peak-detection cycle uses a clock (CLK), as shown in Figure 4-9.

At the rising edge of CLK, Sample Switch closes to begin sampling. The peak voltage stored on C₁ is sampled to C₂ for a sample time defined by t_{SAMP}. At the end of the sample time (falling edge of Sample Signal), Clear Signal goes high and closes the Clear Switch. When the Clear Switch closes, C₁ discharges through R₁ for a time defined by t_{CLEAR}. At the end of the clear time (falling edge of Clear Signal), op amp A begins to store the peak value of V_{IN} on C₁ for a time defined by t_{DETECT}.

In order to define t_{SAMP} and t_{CLEAR}, it is necessary to determine the capacitor charging and discharging period. The capacitor charging time is limited by the amplifier source current, while the discharging time (τ) is defined using R₁ (τ = R₁C₁). t_{DETECT} is the time that the input signal is sampled on C₁ and is dependent on the input voltage change frequency.

The op amp output current limit, and the size of the storage capacitors (both C₁ and C₂), could create slewing limitations as the input voltage (V_{IN}) increases. Current through a capacitor is dependent on the size of the capacitor and the rate of voltage change. From this relationship, the rate of voltage change or the slew rate can be determined. For example, with an op amp short circuit current of I_{SC} = 25 mA and a load capacitor of C₁ = 0.1 μF, then:

EQUATION 4-1:

$$I_{SC} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt}$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{I_{SC}}{C_1}$$

$$= \frac{25mA}{0.1\mu F}$$

$$\frac{dV_C}{dt} = 250mV/\mu s$$

This voltage rate of change is less than the MCP6001/2/4 slew rate of 0.6 V/μs. When the input voltage swings below the voltage across C₁, D₁ becomes reverse-biased. This opens the feedback loop and rails the amplifier. When the input voltage increases, the amplifier recovers at its slew rate. Based on the rate of voltage change shown in the above equation, it takes an extended period of time to charge a 0.1 μF capacitor. The capacitors need to be selected so that the circuit is not limited by the amplifier slew rate. Therefore, the capacitors should be less than 40 μF and a stabilizing resistor (R_{ISO}) needs to be properly selected. (Refer to Section 4.3 “Capacitive Loads”).

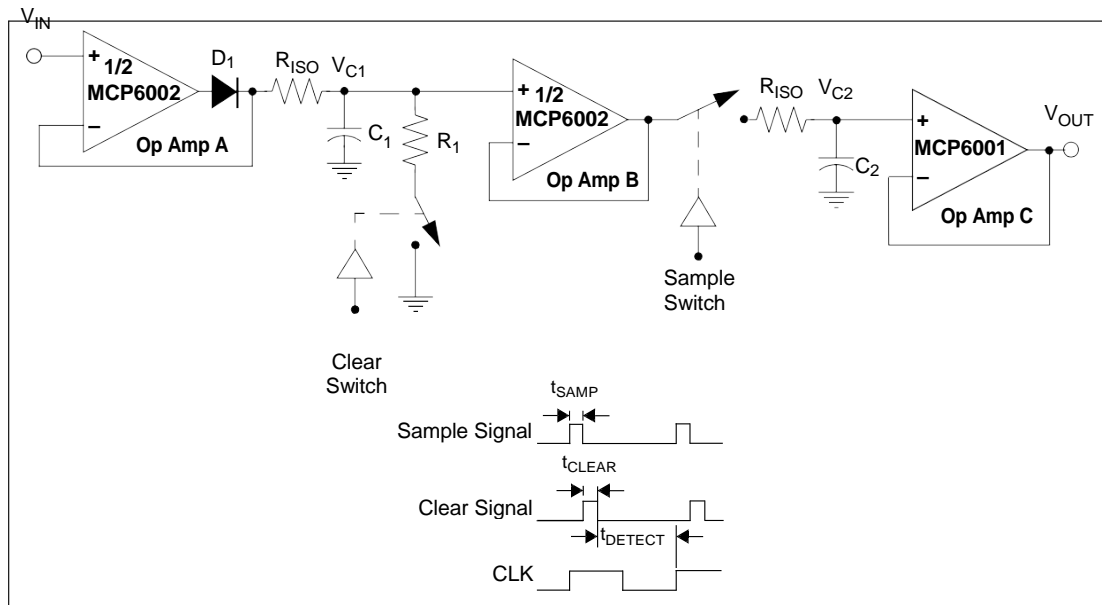


FIGURE 4-9: Peak Detector with Clear and Sample CMOS Analog Switches.



MCP6001/1R/1U/2/4

5.1 DESIGN AIDS

Microchip provides the basic design tools needed for the MCP6001/1R/1U/2/4 family of op amps.

5.2 SPICE Macro Model

The latest SPICE macro model for the MCP6001/1R/1U/2/4 op amps is available on the Microchip web site at www.microchip.com. The model was written and tested in official Orcad (Cadence) owned PSPICE. For the other simulators, it may require translation.

The model covers a wide aspect of the op amp's electrical specifications. Not only does the model cover voltage, current, and resistance of the op amp, but it also covers the temperature and noise effects on the behavior of the op amp. The model has not been verified outside of the specification range listed in the op amp data sheet. The model behaviors under these conditions can not be guaranteed that it will match the actual op amp performance.

Moreover, the model is intended to be an initial design tool. Bench testing is a very important part of any design and cannot be replaced with simulations. Also, simulation results using this macro model need to be validated by comparing them to the data sheet specifications and characteristic curves.

5.3 FilterLab[®] Software

Microchip's FilterLab[®] software is an innovative software tool that simplifies analog active filter (using op amps) design. Available at no cost from the Microchip web site at www.microchip.com/filterlab, the FilterLab design tool provides full schematic diagrams of the filter circuit with component values. It also outputs the filter circuit in SPICE format, which can be used with the macro model to simulate actual filter performance.

5.4 Mindi[™] Circuit Designer & Simulator

Microchip's Mindi[™] Circuit Designer & Simulator aids in the design of various circuits useful for active filter, amplifier and power-management applications. It is a free online circuit designer & simulator available from the Microchip web site at www.microchip.com/mindi. This interactive circuit designer & simulator enables designers to quickly generate circuit diagrams, simulate circuits. Circuits developed using the Mindi Circuit Designer & Simulator can be downloaded to a personal computer or workstation.

5.5 Microchip Advanced Part Selector (MAPS)

MAPS is a software tool that helps semiconductor professionals efficiently identify Microchip devices that fit a particular design requirement. Available at no cost from the Microchip web site at www.microchip.com/maps, the MAPS is an overall selection tool for Microchip's product portfolio that includes Analog, Memory, MCUs and DSCs. Using this tool you can define a filter to sort features for a parametric search of devices and export side-by-side technical comparison reports. Helpful links are also provided for Data sheets, Purchase, and Sampling of Microchip parts.

5.6 Analog Demonstration and Evaluation Boards

Microchip offers a broad spectrum of Analog Demonstration and Evaluation Boards that are designed to help you achieve faster time to market. For a complete listing of these boards and their corresponding user's guides and technical information, visit the Microchip web site at www.microchip.com/analogtools.

Some boards that are especially useful are:

- MCP6XXX Amplifier Evaluation Board 1
- MCP6XXX Amplifier Evaluation Board 2
- MCP6XXX Amplifier Evaluation Board 3
- MCP6XXX Amplifier Evaluation Board 4
- Active Filter Demo Board Kit
- 5/6-Pin SOT-23 Evaluation Board, P/N VSUPEV2
- 8-Pin SOIC/MSOP/TSSOP/DIP Evaluation Board, P/N SOIC8EV
- 14-Pin SOIC/TSSOP/DIP Evaluation Board, P/N SOIC14EV



MCP6001/1R/1U/2/4

5.6 Application Notes

The following Microchip Analog Design Note and Application Notes are available on the Microchip web site at www.microchip.com/appnotes and are recommended as supplemental reference resources.

- **ADN003:** "Select the Right Operational Amplifier for your Filtering Circuits", DS21821
- **AN722:** "Operational Amplifier Topologies and DC Specifications", DS00722
- **AN723:** "Operational Amplifier AC Specifications and Applications", DS00723
- **AN884:** "Driving Capacitive Loads With Op Amps", DS00884
- **AN990:** "Analog Sensor Conditioning Circuits – An Overview", DS00990
- **AN1177:** "Op Amp Precision Design: DC Errors", DS01177
- **AN1228:** "Op Amp Precision Design: Random Noise", DS01228
- **AN1297:** "Microchip's Op Amp SPICE Macro Models"

These application notes and others are listed in the design guide:

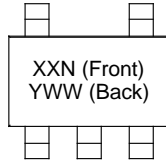
- "Signal Chain Design Guide", DS21825

MCP6001/1R/1U/2/4

6.1 PACKAGING INFORMATION

6.2 Package Marking Information

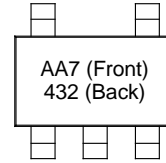
5-Lead SC-70 (MCP6001)



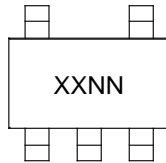
Device	I-Temp Code	E-Temp Code
MCP6001	AAN	CDN

Note: Applies to 5-Lead SC-70.

Example: (I-Temp)



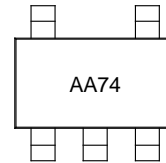
OR



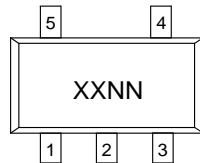
Device	I-Temp Code	E-Temp Code
MCP6001	AANN	CDNN

Note: Applies to 5-Lead SC-70.

OR



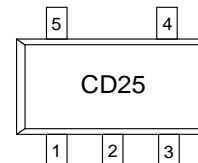
5-Lead SOT-23 (MCP6001/1R/1U)



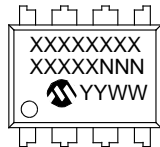
Device	I-Temp Code	E-Temp Code
MCP6001	AANN	CDNN
MCP6001R	ADNN	CENN
MCP6001U	AFNN	CFNN

Note: Applies to 5-Lead SOT-23.

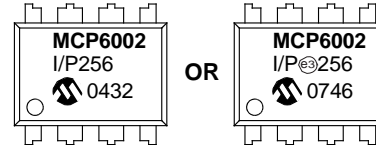
Example: (E-Temp)



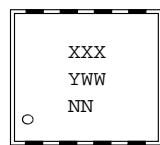
8-Lead PDIP (300 mil)



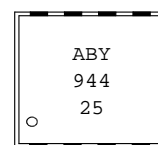
Example:



8-Lead DFN (2 x 3)



Example:



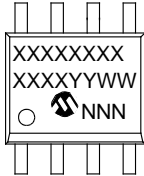
Legend:	XX...X	Customer-specific information
	Y	Year code (last digit of calendar year)
	YY	Year code (last 2 digits of calendar year)
	WW	Week code (week of January 1 is week '01')
	NNN	Alphanumeric traceability code
	(e3)	Pb-free JEDEC designator for Matte Tin (Sn)
	*	This package is Pb-free. The Pb-free JEDEC designator (e3) can be found on the outer packaging for this package.

Note: In the event the full Microchip part number cannot be marked on one line, it will be carried over to the next line, thus limiting the number of available characters for customer-specific information.

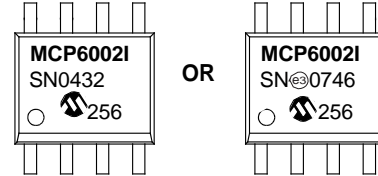
MCP6001/1R/1U/2/4

Package Marking Information (Continued)

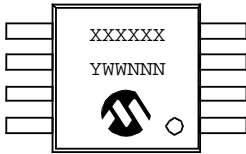
8-Lead SOIC (150 mil)



Example:



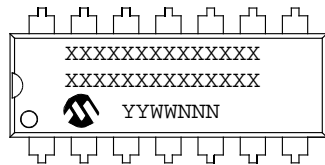
8-Lead MSOP



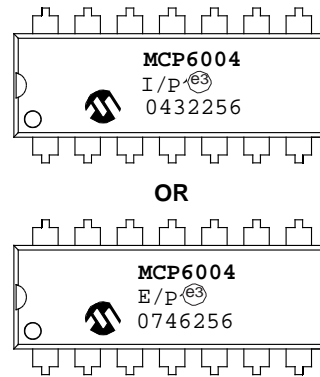
Example:



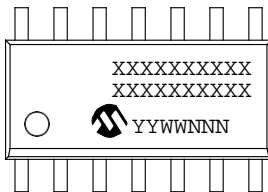
14-Lead PDIP (300 mil) (MCP6004)



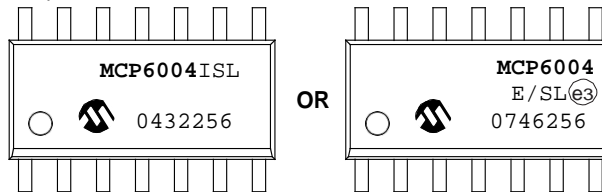
Example:



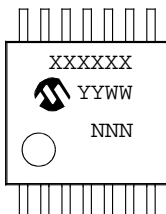
14-Lead SOIC (150 mil) (MCP6004)



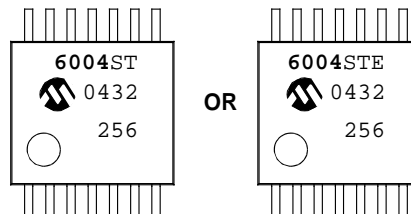
Example:



14-Lead TSSOP (MCP6004)



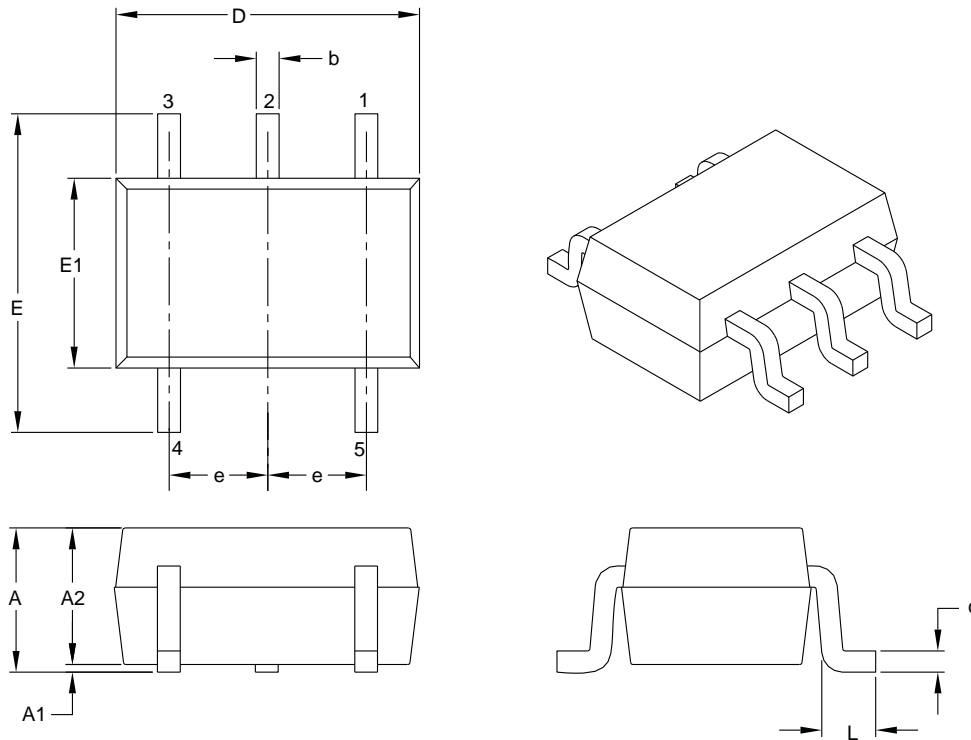
Example:



MCP6001/1R/1U/2/4

5-Lead Plastic Small Outline Transistor (LT)[SC70]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Unit	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pin	N	5		
Pitch	e	0.65 BSC		
Overall Height	A	0.80		1.10
Molded Package Thickness	A2	0.80		1.00
Standoff	A1	0.00		0.10
Overall Width	E	1.80	2.10	2.40
Molded Package Width	E1	1.15	1.25	1.35
Overall Length	D	1.80	2.00	2.25
Foot Length	L	0.10	0.20	0.46
Lead Thickness	c	0.08		0.26
Lead Width	b	0.15		0.40

Notes:

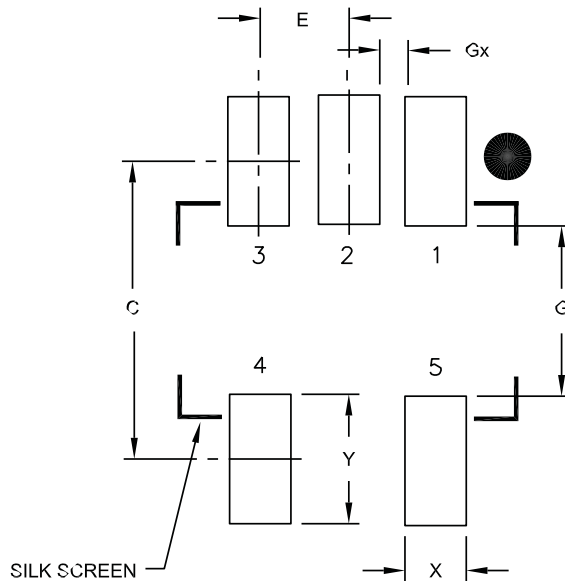
- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.127 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing C04-061B

MCP6001/1R/1U/2/4

5-Lead Plastic Small Outline Transistor (LT) [SC70]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	0.65 BSC		
Contact Pad Spacing	C		2.20	
Contact Pad Width	X			0.45
Contact Pad Length	Y			0.95
Distance Between Pads	G	1.25		
Distance Between Pads	Gx	0.20		

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

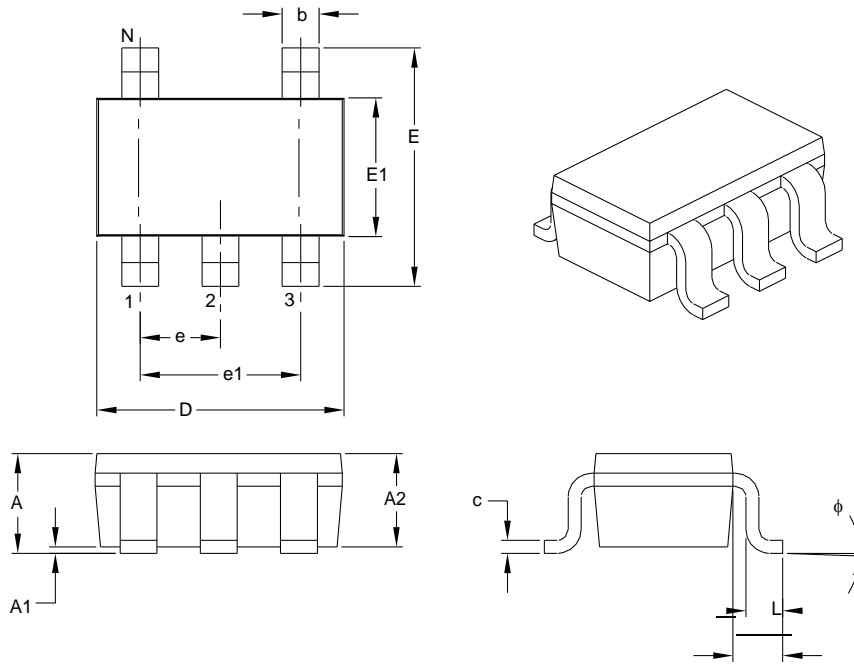
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2061A

MCP6001/1R/1U/2/4

5-Lead Plastic Small Outline Transistor (OT)[SOT-23]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Unit	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pin	N	5		
Lead Pitch	e	0.95 BSC		
Outside Lead Pitch	e1	1.90 BSC		
Overall Height	A	0.90		1.45
Molded Package Thickness	A2	0.89		1.30
Standoff	A1	0.00		0.15
Overall Width	E	2.20		3.20
Molded Package Width	E1	1.30		1.80
Overall Length	D	2.70		3.10
Foot Length	L	0.10		0.60
Footprint	L1	0.35		0.80
Foot Angle		0°		30°
Lead Thickness	c	0.08		0.26
Lead Width	b	0.20		0.51

Notes:

- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.127 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.

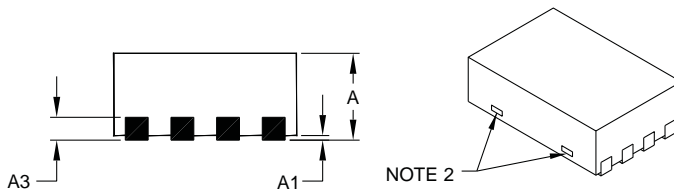
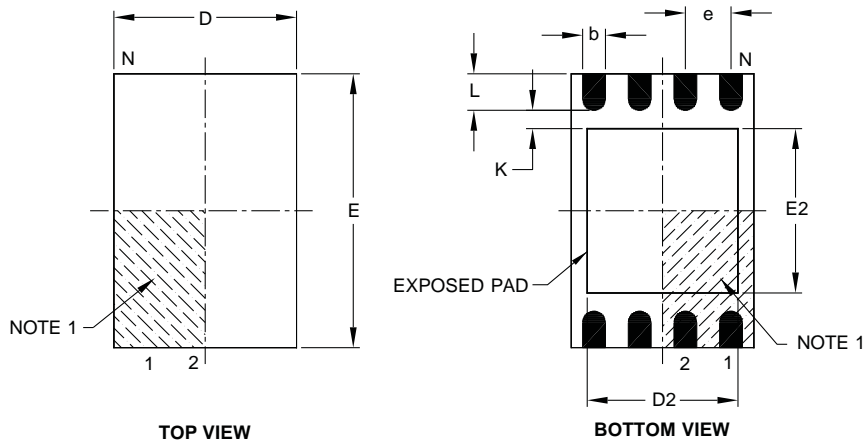
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing C04-091B

MCP6001/1R/1U/2/4

8-Lead Plastic Dual Flat, No Lead Package (MC) - 2x3x0.9 mm Body [DFN]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Unit	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pin	N	8		
Pitch	e	0.50 BSC		
Overall Height	A	0.80	0.90	1.00
Standoff	A1	0.00	0.02	0.05
Contact Thickness	A3	0.20 REF		
Overall Length	D	2.00 BSC		
Overall Width	E	3.00 BSC		
Exposed Pad Length	D2	1.30		1.55
Exposed Pad Width	E2	1.50		1.75
Contact Width	b	0.20	0.25	0.30
Contact Length	L	0.30	0.40	0.50
Contact-to-Exposed Pad	K	0.20		

Notes:

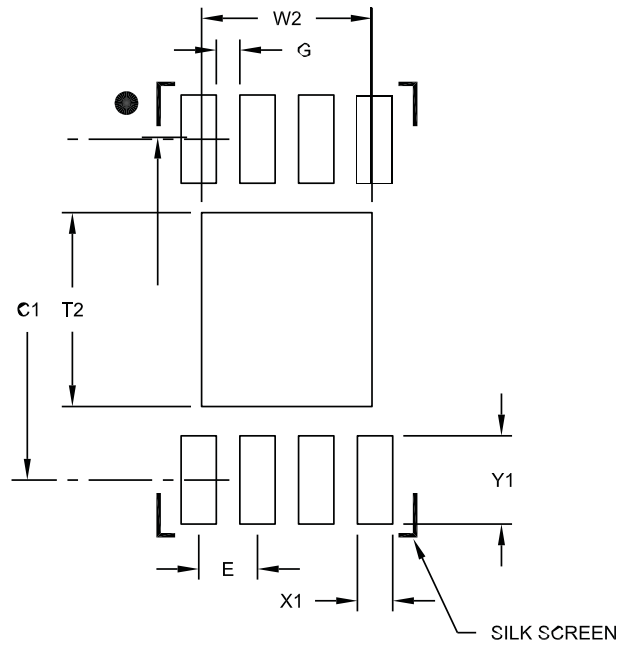
1. Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
2. Package may have one or more exposed tie bars at ends.
3. Package is saw singulated.
4. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
 BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.
 REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-123C

MCP6001/1R/1U/2/4

8-Lead Plastic Dual Flat, No Lead Package (MC) - 2x3x0.9 mm Body [DFN]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	0.50 BSC		
Optional Center Pad Width	W2			1.45
Optional Center Pad Length	T2			1.75
Contact Pad Spacing	C1		2.90	
Contact Pad Width (X8)	X1			0.30
Contact Pad Length (X8)	Y1			0.75
Distance Between Pads	G	0.20		

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

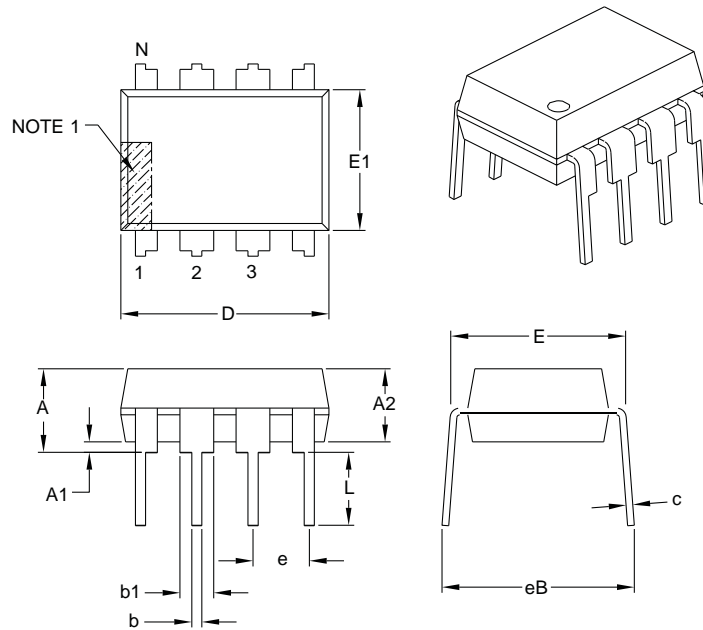
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2123A

MCP6001/1R/1U/2/4

8-Lead Plastic Dual In-Line (P) - 300 mil Body [PDIP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Unit	INCHES		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pin	N	8		
Pitch	e	.100 BSC		
Top to Seating Plane	A			.210
Molded Package Thickness	A2	.115	.130	.195
Base to Seating Plane	A1	.015		
Shoulder to Shoulder Width	E	.290	.310	.325
Molded Package Width	E1	.240	.250	.280
Overall Length	D	.348	.365	.400
Tip to Seating Plane	L	.115	.130	.150
Lead Thickness	c	.008	.010	.015
Upper Lead Width	b1	.040	.060	.070
Lower Lead Width	b	.014	.018	.022
Overall Row Spacing §	eB			.430

Notes:

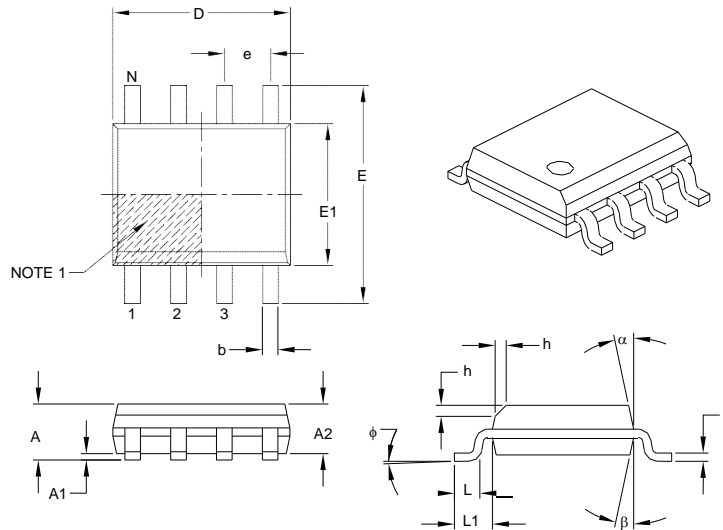
1. Pin 1 visual index feature may vary, but must be located with the hatched area.
2. § Significant Characteristic.
3. Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" per side.
4. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing C04-018B

MCP6001/1R/1U/2/4

8-Lead Plastic Small Outline (SN) - Narrow, 3.90 mm Body [SOIC]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Unit	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pin	N	8		
Pitch	e	1.27 BSC		
Overall Height	A			1.75
Molded Package Thickness	A2	1.25		
Standoff §	A1	0.10		0.25
Overall Width	E	6.00 BSC		
Molded Package Width	E1	3.90 BSC		
Overall Length	D	4.90 BSC		
Chamfer (optional)	h	0.25		0.50
Foot Length	L	0.40		1.27
Footprint	L1	1.04 REF		
Foot Angle		0°		8°
Lead Thickness	c	0.17		0.25
Lead Width	b	0.31		0.51
Mold Draft Angle Top	α	5°		15°
Mold Draft Angle Bottom		5°		15°

Notes:

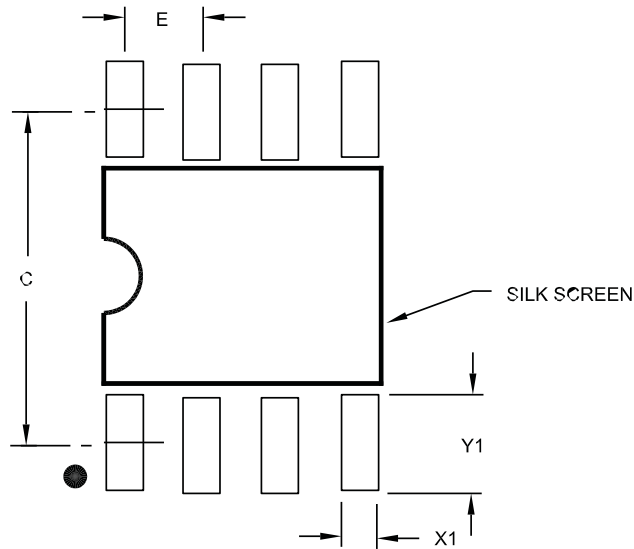
- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- § Significant Characteristic.
- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
 BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.
 REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-057B

MCP6001/1R/1U/2/4

8-Lead Plastic Small Outline (SN) - Narrow, 3.90 mm Body [SOIC]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	1.27 BSC		
Contact Pad Spacing	C		5.40	
Contact Pad Width (X8)	X1			0.60
Contact Pad Length (X8)	Y1			1.55

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

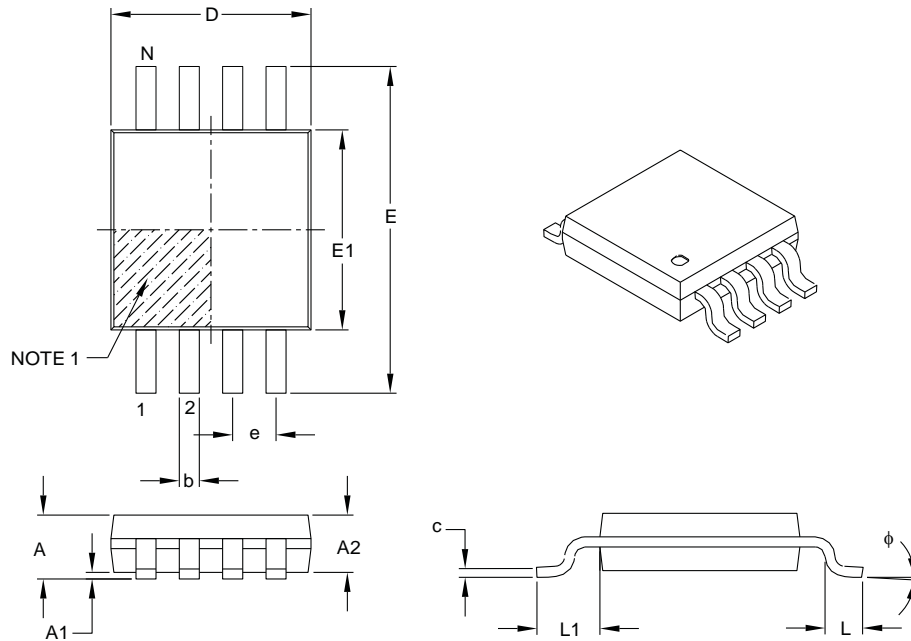
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2057A

MCP6001/1R/1U/2/4

8-Lead Plastic Micro Small Outline Package (MS) [MSOP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



		Unit	MILLIMETERS		
Dimension Limits			MIN	NOM	MAX
Number of Pin	N		8		
Pitch	e		0.65 BSC		
Overall Height	A				1.10
Molded Package Thickness	A2		0.75	0.85	0.95
Standoff	A1		0.00		0.15
Overall Width	E		4.90 BSC		
Molded Package Width	E1		3.00 BSC		
Overall Length	D		3.00 BSC		
Foot Length	L		0.40	0.60	0.80
Footprint	L1		0.95 REF		
Foot Angle			0°		8°
Lead Thickness	c		0.08		0.23
Lead Width	b		0.22		0.40

Notes:

- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

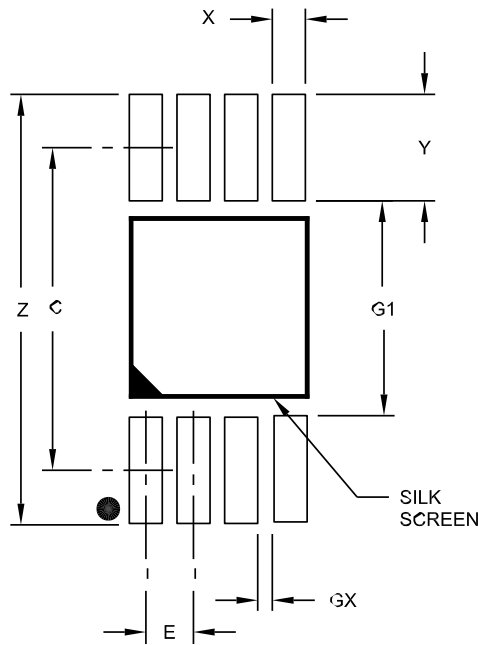
REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology DrawingC04-111B

MCP6001/1R/1U/2/4

8-Lead Plastic Micro Small Outline Package (MS) [MSOP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	0.65 BSC		
Contact Pad Spacing	C		4.40	
Overall Width	Z			5.85
Contact Pad Width (X8)	X1			0.45
Contact Pad Length (X8)	Y1			1.45
Distance Between Pads	G1	2.95		
Distance Between Pads	GX	0.20		

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

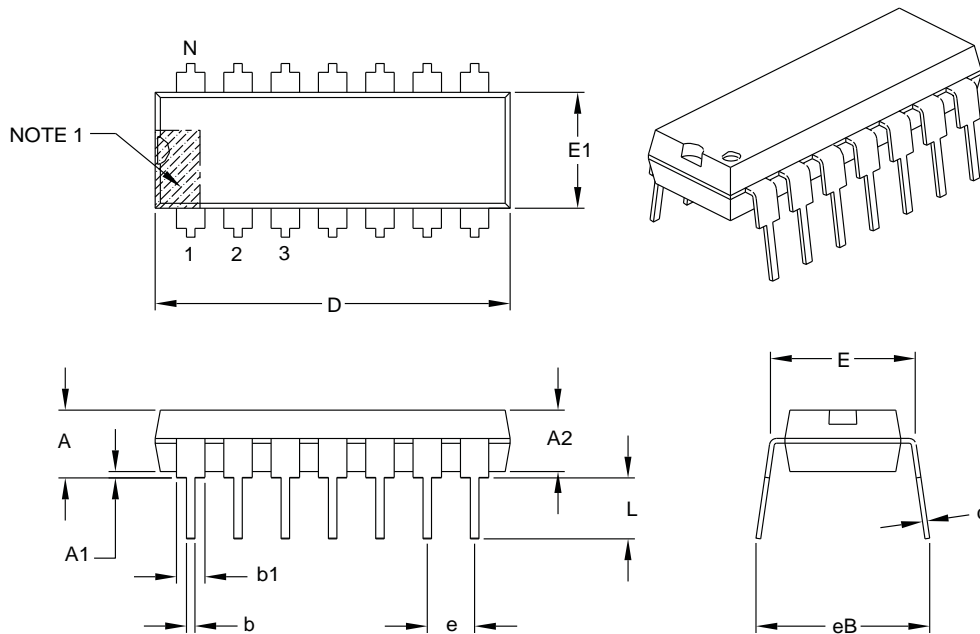
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2111A

MCP6001/1R/1U/2/4

14-Lead Plastic Dual In-Line (P) - 300 mil Body [PDIP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Dimension Limits	Unit	INCHES		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pin	N	14		
Pitch	e	.100 BSC		
Top to Seating Plane	A			.210
Molded Package Thickness	A2	.115	.130	.195
Base to Seating Plane	A1	.015		
Shoulder to Shoulder Width	E	.290	.310	.325
Molded Package Width	E1	.240	.250	.280
Overall Length	D	.735	.750	.775
Tip to Seating Plane	L	.115	.130	.150
Lead Thickness	c	.008	.010	.015
Upper Lead Width	b1	.045	.060	.070
Lower Lead Width	b	.014	.018	.022
Overall Row Spacing §	eB			.430

Notes:

1. Pin 1 visual index feature may vary, but must be located with the hatched area.
2. § Significant Characteristic.
3. Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" per side.
4. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.

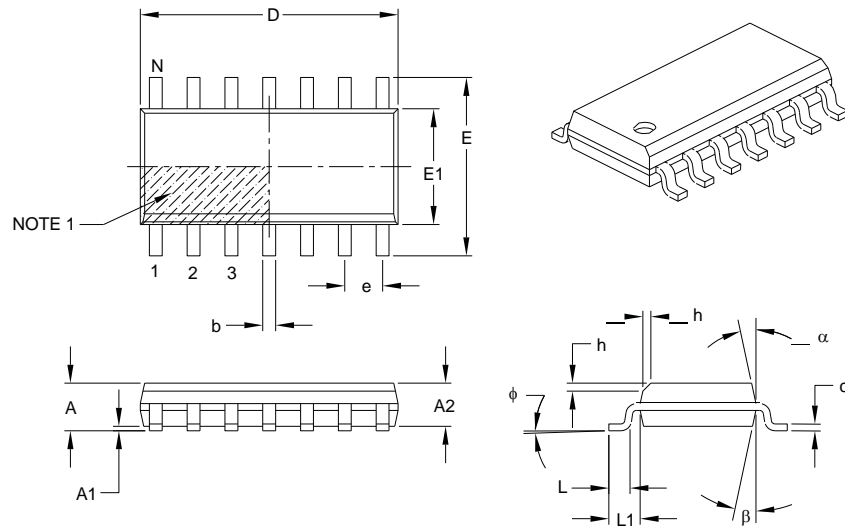
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing C04-005B

MCP6001/1R/1U/2/4

14-Lead Plastic Small Outline (SL) - Narrow, 3.90 mm Body [SOIC]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Unit		MILLIMETERS		
Dimension Limits		MIN	NOM	MAX
Number of Pin	N	14		
Pitch	e	1.27 BSC		
Overall Height	A			1.75
Molded Package Thickness	A2	1.25		
Standoff §	A1	0.10		0.25
Overall Width	E	6.00 BSC		
Molded Package Width	E1	3.90 BSC		
Overall Length	D	8.65 BSC		
Chamfer (optional)	h	0.25		0.50
Foot Length	L	0.40		1.27
Footprint	L1	1.04 REF		
Foot Angle		0°		8°
Lead Thickness	c	0.17		0.25
Lead Width	b	0.31		0.51
Mold Draft Angle Top	α	5°		15°
Mold Draft Angle Bottom		5°		15°

Notes:

- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- § Significant Characteristic.
- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

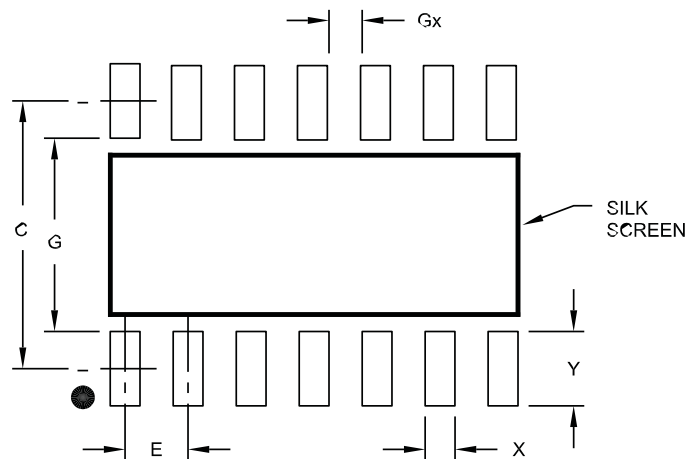
REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-065B

MCP6001/1R/1U/2/4

14-Lead Plastic Small Outline (SL) - Narrow, 3.90 mm Body [SOIC]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E		1.27 BSC	
Contact Pad Spacing	C		5.40	
Contact Pad Width	X			0.60
Contact Pad Length	Y			1.50
Distance Between Pads	Gx	0.67		
Distance Between Pads	G	3.90		

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

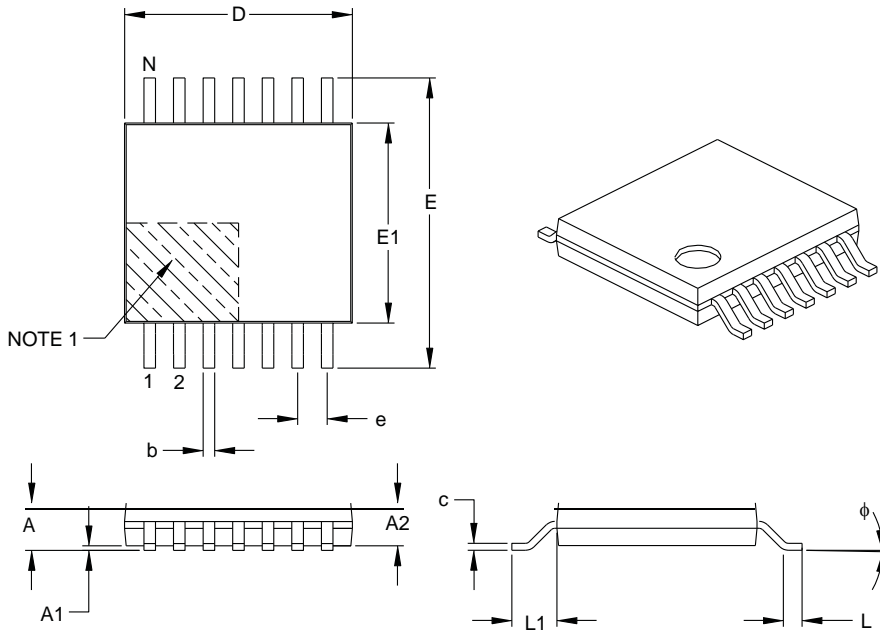
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2065A

MCP6001/1R/1U/2/4

14-Lead Plastic Thin Shrink Small Outline (ST) - 4.4 mm Body [TSSOP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



Unit		MILLIMETERS		
Dimension Limits		MIN	NOM	MAX
Number of Pin	N	14		
Pitch	e	0.65 BSC		
Overall Height	A			1.20
Molded Package Thickness	A2	0.80	1.00	1.05
Standoff	A1	0.05		0.15
Overall Width	E	6.40 BSC		
Molded Package Width	E1	4.30	4.40	4.50
Molded Package Length	D	4.90	5.00	5.10
Foot Length	L	0.45	0.60	0.75
Footprint	L1	1.00 REF		
Foot Angle		0°		8°
Lead Thickness	c	0.09		0.20
Lead Width	b	0.19		0.30

Notes:

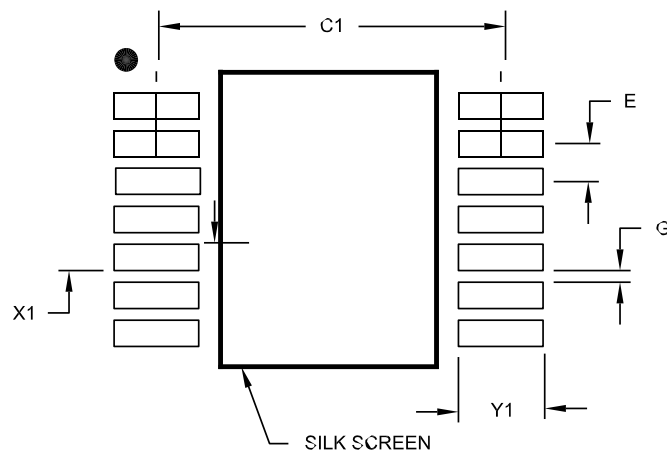
- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
 BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.
 REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-087B

MCP6001/1R/1U/2/4

14-Lead Plastic Thin Shrink Small Outline (ST) - 4.4 mm Body [TSSOP]

Note: For the most current package drawings, please see the Microchip Packaging Specification located at <http://www.microchip.com/packaging>



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	0.65 BSC		
Contact Pad Spacing	C1		5.90	
Contact Pad Width (X28)	X1			0.45
Contact Pad Length (X28)	Y1			1.45
Distance Between Pads	G	0.20		

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2087A



MCP6001/1R/1U/2/4

NOTES:



MCP6001/1R/1U/2/4

APPENDIX A: REVISION HISTORY

Revision J (November 2009)

The following is the list of modifications:

1. Added new 2x3 DFN 8-Lead package on page 1.
2. Updated the Temperature Specifications table with 2x3 DFN thermal resistance information.
3. Updated **Section 1.1 “Test Circuits”**.
4. Updated [Figure 2-15](#).
5. Added the 2x3 DFN column to [Table 3-1](#).
6. Added new **Section 3.4 “Exposed Thermal Pad (EP)”**.
7. Updated **Section 5.1 “SPICE Macro Model”**.
8. Updated **Section 5.5 “Analog Demonstration and Evaluation Boards”**.
9. Updated **Section 5.6 “Application Notes”**.
10. Updated **Section 6.1 “Package Marking Information”** with the new 2x3 DFN package marking information.
11. Updated the package drawings.
12. Updated the Product Identification System section with new 2x3 DFN package information.

Revision H (May 2008)

The following is the list of modifications:

1. **Design Aids:** Name change for Mindi Simulation Tool.
2. **Package Types:** Correct device labeling error.
3. **Section 1.0 “Electrical Characteristics”, DC Electrical Specifications:** Changed “Maximum Output Voltage Swing” condition from 0.9V Input Overdrive to 0.5V Input Overdrive.
4. **Section 1.0 “Electrical Characteristics”, AC Electrical Specifications:** Changed Phase Margin condition from $G = +1$ to $G = +1 V/V$.
5. **Section 5.0 “Design AIDS”:** Name change for Mindi Simulation Tool.

Revision G (November 2007)

The following is the list of modifications:

1. Updated notes to **Section 1.0 “Electrical Characteristics”**.
2. Increased Absolute Maximum Voltage range at input pins.
3. Increased maximum operating supply voltage (V_{DD}).
4. Added test circuits.
5. Added [Figure 2-3](#) and [Figure 2-20](#).
6. Added **Section 4.1.1 “Phase Reversal”, Section 4.1.2 “Input Voltage and Current Limits”, Section 4.1.3 “Normal Operation” and Section 4.5 “Unused Op Amps”**.
7. Updated **Section 5.0 “Design AIDS”**,
8. Updated **Section 6.0 “Packaging Information”**
9. Updated Package Outline Drawings.

Revision F (March 2005)

The following is the list of modifications:

1. Updated **Section 6.0 “Packaging Information”** to include old and new packaging examples.

Revision E (December 2004)

The following is the list of modifications:

1. V_{OS} specification reduced to ± 4.5 mV from ± 7.0 mV for parts starting with date code YYWW = 0449
2. Corrected package markings in **Section 6.0 “Packaging Information”**.
3. Added Appendix A: Revision History.

Revision D (May 2003)

- Undocumented changes.

Revision C (December 2002)

- Undocumented changes.

Revision B (October 2002)

- Undocumented changes.

Revision A (June 2002)

- Original data sheet release.



MCP6001/1R/1U/2/4

NOTES:



MCP6001/1R/1U/2/4

PRODUCT IDENTIFICATION SYSTEM

To order or obtain information, e.g., on pricing or delivery, refer to the factory or the listed sales office.

PART NO.	X	/XX	
Device	Temperature Range	Package	
Device:	MCP6001T:	Single Op Amp (Tape and Reel) (SC-70, SOT-23)	
	MCP6001RT:	Single Op Amp (Tape and Reel) (SOT-23)	
	MCP6001UT:	Single Op Amp (Tape and Reel) (SOT-23)	
	MCP6002:	Dual Op Amp	
	MCP6002T:	Dual Op Amp (Tape and Reel) (SOIC, MSOP)	
	MCP6004:	Quad Op Amp	
	MCP6004T:	Quad Op Amp (Tape and Reel) (SOIC, MSOP)	
Temperature Range:	I = -40°C to +85°C	E = -40°C to +125°C	
Package:	LT = Plastic Package (SC-70), 5-lead (MCP6001 only)	OT = Plastic Small Outline Transistor (SOT-23), 5-lead (MCP6001, MCP6001R, MCP6001U)	
	MS = Plastic MSOP, 8-lead	MC = Plastic DFN, 8-lead	
	P = Plastic DIP (300 mil body), 8-lead, 14-lead	SN = Plastic SOIC, (3.99 mm body), 8-lead	
	SL = Plastic SOIC (3.99 body), 14-lead	ST = Plastic TSSOP (4.4mm body), 14-lead	
Examples:			
a)	MCP6001T-I/LT:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 5LD SC-70 package	
b)	MCP6001T-I/OT:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 5LD SOT-23 package.	
c)	MCP6001RT-I/OT:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 5LD SOT-23 package.	
d)	MCP6001UT-E/OT:	Tape and Reel, Extended Temperature, 5LD SOT-23 package.	
a)	MCP6002-I/MS:	Industrial Temperature, 8LD MSOP package.	
b)	MCP6002-I/P:	Industrial Temperature, 8LD PDIP package.	
c)	MCP6002-E/P:	Extended Temperature, 8LD PDIP package.	
d)	MCP6002-E/MC:	Extended Temperature, 8LD DFN package.	
e)	MCP6002-I/SN:	Industrial Temperature, 8LD SOIC package.	
f)	MCP6002T-I/MS:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 8LD MSOP package.	
g)	MCP6002T-E/MC:	Tape and Reel, Extended Temperature, 8LD DFN package.	
a)	MCP6004-I/P:	Industrial Temperature, 14LD PDIP package.	
b)	MCP6004-I/SL:	Industrial Temperature, 14LD SOIC package.	
c)	MCP6004-E/SL:	Extended Temperature, 14LD SOIC package.	
d)	MCP6004-I/ST:	Industrial Temperature, 14LD TSSOP package.	
e)	MCP6004T-I/SL:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 14LD SOIC package.	
f)	MCP6004T-I/ST:	Tape and Reel, Industrial Temperature, 14LD TSSOP package.	



MCP6001/1R/1U/2/4

NOTES:



Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:

- Microchip products meet the specification contained in their particular Microchip Data Sheet.
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as "unbreakable."

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break Microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

Information contained in this publication regarding device applications and the like is provided only for your convenience and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. MICROCHIP MAKES NO REPRESENTATIONS OR WARRANTIES OF ANY KIND WHETHER EXPRESS OR IMPLIED, WRITTEN OR ORAL, STATUTORY OR OTHERWISE, RELATED TO THE INFORMATION, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ITS CONDITION, QUALITY, PERFORMANCE, MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR PURPOSE. Microchip disclaims all liability arising from this information and its use. Use of Microchip devices in life support and/or safety applications is entirely at the buyer's risk, and the buyer agrees to defend, indemnify and hold harmless Microchip from any and all damages, claims, suits, or expenses resulting from such use. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any Microchip intellectual property rights.

Trademarks

The Microchip name and logo, the Microchip logo, dsPIC, KEELoQ, KEELoQ logo, MPLAB, PIC, PICmicro, PICSTART, rfPIC and UNI/O are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

FilterLab, Hampshire, HI-TECH C, Linear Active Thermistor, MXDEV, MXLAB, SEEVAL and The Embedded Control Solutions Company are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

Analog-for-the-Digital Age, Application Maestro, CodeGuard, dsPICDEM, dsPICDEM.net, dsPICworks, dsSPEAK, ECAN, ECONOMONITOR, FanSense, HI-TIDE, In-Circuit Serial Programming, ICSP, Mindi, MiWi, MPASM, MPLAB Certified logo, MPLIB, MPLINK, mTouch, Octopus, Omniscient Code Generation, PICC, PICC-18, PICDEM, PICDEM.net, PICkit, PICtail, PIC³² logo, REAL ICE, rLAB, Select Mode, Total Endurance, TSHARC, UniWinDriver, WiperLock and ZENA are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

SQTP is a service mark of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

All other trademarks mentioned herein are property of their respective companies.

© 2009, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

Printed on recycled paper.

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==**

Microchip received ISO/TS-16949:2002 certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona; Gresham, Oregon and design centers in California and India. The Company's quality system processes and procedures are for its PIC[®] MCUs and dsPIC[®] DSCs, KEELoQ[®] code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, nonvolatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001:2000 certified.



Universidad de Valladolid



MICROCHIP

WORLDWIDE SALES AND SERVICE

AMERICAS

Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7200
Fax: 480-792-7277
Technical Support:
<http://support.microchip.com>
Web Address:
www.microchip.com

Atlanta
Duluth, GA
Tel: 678-957-9614
Fax: 678-957-1455

Boston
Westborough, MA
Tel: 774-760-0087
Fax: 774-760-0088

Chicago
Itasca, IL
Tel: 630-285-0071
Fax: 630-285-0075

Cleveland
Independence, OH
Tel: 216-447-0464
Fax: 216-447-0643

Dallas
Addison, TX
Tel: 972-818-7423
Fax: 972-818-2924

Detroit
Farmington Hills, MI
Tel: 248-538-2250
Fax: 248-538-2260

Kokomo
Kokomo, IN
Tel: 765-864-8360
Fax: 765-864-8387

Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 949-462-9523
Fax: 949-462-9608

Santa Clara
Santa Clara, CA
Tel: 408-961-6444
Fax: 408-961-6445

Toronto Mississauga,
Ontario, Canada
Tel: 905-673-0699
Fax: 905-673-6509

ASIA/PACIFIC

Asia Pacific Office
Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

China - Beijing
Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

China - Chengdu
Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

China - Hong Kong SAR
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

China - Nanjing
Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

China - Qingdao
Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

China - Shanghai
Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

China - Shenyang
Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

China - Shenzhen
Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

China - Wuhan
Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

China - Xiamen
Tel: 86-592-2388138
Fax: 86-592-2388130

China - Xian
Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

China - Zhuhai
Tel: 86-756-3210040
Fax: 86-756-3210049

ASIA/PACIFIC

India - Bangalore
Tel: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4080

India - New Delhi
Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

India - Pune
Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

Japan - Yokohama
Tel: 81-45-471-6166
Fax: 81-45-471-6122

Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 or
82-2-558-5934

Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

Malaysia - Penang
Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

Philippines - Manila
Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

Singapore
Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

Taiwan - Hsin Chu
Tel: 886-3-6578-300
Fax: 886-3-6578-370

Taiwan - Kaohsiung
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

Taiwan - Taipei
Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

EUROPE

Austria - Wels
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

Denmark - Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

France - Paris
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

Netherlands - Druenen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

Spain - Madrid
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820

03/26/09

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

FEATURES AND BENEFITS

- Industry-leading noise performance through proprietary amplifier and filter design techniques
- Integrated shield greatly reduces capacitive coupling from current conductor to die due to high dV/dt signals, and prevents offset drift in high-side, high voltage applications
- Total output error improvement through gain and offset trim over temperature
- Small package size, with easy mounting capability
- Monolithic Hall IC for high reliability
- Ultra-low power loss: 100 $\mu\Omega$ internal conductor resistance
- Galvanic isolation allows use in economical, high-side current sensing in high voltage systems
- AEC Q-100 qualified

Continued on the next page...



TÜV America
Certificate Number:
U8V 14 05 54214 028
UL Certified
File No.: E316429



PACKAGE: 5-PIN CB PACKAGE



DESCRIPTION

The Allegro™ ACS758 family of current sensor ICs provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing. Typical applications include motor control, load detection and management, power supply and DC-to-DC converter control, inverter control, and overcurrent fault detection.

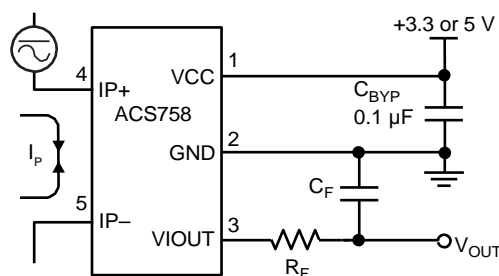
The device consists of a precision, low-offset linear Hall circuit with a copper conduction path located near the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which the Hall IC converts into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional output voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy at the factory.

High level immunity to current conductor dV/dt and stray electric fields, offered by Allegro proprietary integrated shield technology, provides low output voltage ripple and low offset drift in high-side, high voltage applications.

The output of the device has a positive slope ($>V_{CC}/2$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from terminal 4 to terminal 5), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 100 $\mu\Omega$ typical, providing low power loss.

The thickness of the copper conductor allows survival of the device at high overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the signal leads

Continued on the next page...



Application 1: The ACS758 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sampled current, I_P , within the range specified. C_F is for optimal noise management, with values that depend on the application.

Typical Application



ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

FEATURES AND BENEFITS (CONTINUED)

- 3.0 to 5.5 V, single supply operation
- 120 kHz typical bandwidth
- 3 μs output rise time in response to step input current
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis

DESCRIPTION (CONTINUED)

(pins 1 through 3). This allows the ACS758 family of sensor ICs to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The device is fully calibrated prior to shipment from the factory. The ACS758 family is lead (Pb) free. All leads are plated with 100% matte tin, and there is no Pb inside the package. The heavy gauge leadframe is made of oxygen-free copper.



Selection Guide

Part Number ¹	Package		Primary Sampled Current, I_P (A)	Sensitivity Sens (Typ.) (mV/A)	Current Directionality	T_{OP} (°C)	Packing ²
	Terminals	Signal Pins					
ACS758LCB-050B-PFF-T	Formed	Formed	± 50	40	Bidirectional	-40 to 150	34 pieces per tube
ACS758LCB-050U-PFF-T	Formed	Formed	50	60	Unidirectional		
ACS758LCB-100B-PFF-T	Formed	Formed	± 100	20	Bidirectional		
ACS758LCB-100B-PSF-T	Straight	Formed	± 100	20	Bidirectional		
ACS758LCB-100U-PFF-T	Formed	Formed	100	40	Unidirectional		
ACS758KCB-150B-PFF-T	Formed	Formed	± 150	13.3	Bidirectional	-40 to 125	
ACS758KCB-150B-PSS-T	Straight	Straight	± 150	13.3	Bidirectional		
ACS758KCB-150U-PFF-T	Formed	Formed	150	26.7	Unidirectional		
ACS758ECB-200B-PFF-T	Formed	Formed	± 200	10	Bidirectional	-40 to 85	
ACS758ECB-200B-PSF-T	Straight	Formed	± 200	10	Bidirectional		
ACS758ECB-200B-PSS-T	Straight	Straight	± 200	10	Bidirectional		
ACS758ECB-200U-PFF-T	Formed	Formed	200	20	Unidirectional		

¹Additional leadform options available for qualified volumes.
²Contact Allegro for additional packing options.





ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

SPECIFICATIONS

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Forward Supply Voltage	V_{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V_{RCC}		-0.5	V
Forward Output Voltage	V_{IOUT}		28	V
Reverse Output Voltage	V_{RIOUT}		-0.5	V
Output Source Current	$I_{OUT(SOURCE)}$	VIOUT to GND	3	mA
Output Sink Current	$I_{OUT(SINK)}$	VCC to VIOUT	1	mA
Nominal Operating Ambient Temperature	T_{OP}	Range E	-40 to 85	$^{\circ}C$
		Range K	-40 to 125	$^{\circ}C$
		Range L	-40 to 150	$^{\circ}C$
Maximum Junction	$T_J(max)$		165	$^{\circ}C$
Storage Temperature	T_{stg}		-65 to 165	$^{\circ}C$

Isolation Characteristics

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Unit
Dielectric Strength Test Voltage*	V_{ISO}	Agency type-tested for 60 seconds per UL standard 60950-1, 2nd Edition	4800	VAC
Working Voltage for Basic Isolation	V_{WFSI}	For basic (single) isolation per UL standard 60950-1, 2nd Edition	990	VDC or V_{pk}
			700	V_{rms}
Working Voltage for Reinforced Isolation	V_{WFR1}	For reinforced (double) isolation per UL standard 60950-1, 2nd Edition	636	VDC or V_{pk}
			450	V_{rms}

* Allegro does not conduct 60-second testing. It is done only during the UL certification process.





ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

Thermal Characteristics may require derating at maximum conditions

Characteristic	Symbol	Test Conditions*	Value	Unit
Package Thermal Resistance	$R_{\theta JA}$	Mounted on the Allegro evaluation board with 2800 mm ² (1400 mm ² on component side and 1400 mm ² on opposite side) of 4 oz. copper connected to the primary leadframe and with thermal vias connecting the copper layers. Performance is based on current flowing through the primary leadframe and includes the power consumed by the PCB.	7	$^{\circ}\text{C/W}$

*Additional thermal information available on the Allegro website

Typical Overcurrent Capabilities^{1,2}

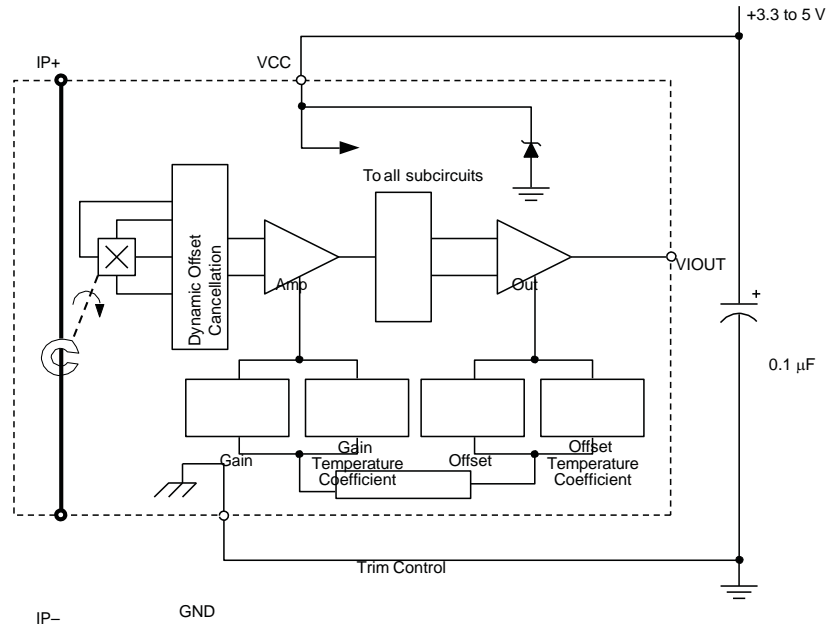
Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Overcurrent	I_{POC}	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 1s duration, 1% duty cycle	1200	A
		$T_A = 85^{\circ}\text{C}$, 1s duration, 1% duty cycle	900	A
		$T_A = 150^{\circ}\text{C}$, 1s duration, 1% duty cycle	600	A

¹Test was done with Allegro evaluation board. The maximum allowed current is limited by $T_J(\text{max})$ only.
²For more overcurrent profiles, please see FAQ on the Allegro website, www.allegromicro.com.

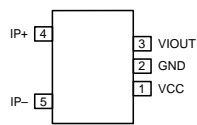


ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor



Functional Block Diagram



Pin-out Diagram

Terminal List Table

Number	Name	Description
1	VCC	Device power supply terminal
2	GND	Signal ground terminal
3	VIOUT	Analog output signal
4	IP+	Terminal for current being sampled
5	IP-	Terminal for current being sampled



ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

COMMON OPERATING CHARACTERISTICS¹ valid at T_{OP} = -40°C to 150°C and V_{CC} = 5 V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Supply Voltage ²	V _{CC}		3	5.0	5.5	V
Supply Current	I _{CC}	Output open	-	10	13.5	mA
Power-On Delay	t _{POD}	T _A = 25°C	-	10	-	μ s
Rise Time ³	t _r	I _p step = 60% of I _{p+} , 10% to 90% rise time, T _A = 25°C, C _{OUT} = 0.47 nF	-	3	-	μ s
Propagation Delay Time ³	t _{PROP}	T _A = 25°C, C _{OUT} = 0.47 nF	-	1	-	μ s
Response Time	t _{RESPONSE}	Measured as sum of t _{PROP} and t _r	-	4	-	μ s
Internal Bandwidth ⁴	BW _i	-3 dB; T _A = 25°C, C _{OUT} = 0.47 nF	-	120	-	kHz
Output Load Resistance	R _{LOAD(MIN)}	V _{IOUT} to GND	4.7	-	-	k Ω
Output Load Capacitance	C _{LOAD(MAX)}	V _{IOUT} to GND	-	-	10	nF
Primary Conductor Resistance	R _{PRIMARY}	T _A = 25°C	-	100	-	$\mu\Omega$
Symmetry ³	E _{SYM}	Over half-scale of I _p	99	100	101	%
Quiescent Output Voltage ⁵	V _{IOUT(QBI)}	Bidirectional variant, I _p = 0 A, T _A = 25°C	-	V _{CC} /2	-	V
	V _{IOUT(QUNI)}	Unidirectional variant, I _p = 0 A, T _A = 25°C, V _{IOUT(QUNI)} is ratiometric to V _{CC}	-	0.6	-	V
Ratiometry ³	V _{RAT}	V _{CC} = 4.5 to 5.5 V	-	100	-	%

¹Device is factory-trimmed at 5 V, for optimal accuracy.

²Devices are programmed for maximum accuracy at 5.0 V V_{CC} levels. The device contains ratiometry circuits that accurately alter the 0 A Output Voltage and Sensitivity level of the device in proportion to the applied V_{CC} level. However, as a result of minor nonlinearities in the ratiometry circuit additional output error will result when V_{CC} varies from the 5 V V_{CC} level. Customers that plan to operate the device from a 3.3 V regulated supply should contact their local Allegro sales representative regarding expected device accuracy levels under these bias conditions.

³See Characteristic Definitions section of this datasheet.

⁴Calculated using the formula BW_i = 0.35 / t_r.

⁵V_{IOUT(Q)} may drift over the lifetime of the device by as much as ± 25 mV.





ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

X050B PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹: $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 150°C , $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sampled Current	I_P		-50	-	50	A
Sensitivity	$Sens_{TA}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	40	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)HT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	39.4	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)LT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	41	-	mV/A
Noise ²	V_{NOISE}	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 10 nF on VIOOUT pin to GND	-	10	-	mV
Nonlinearity	E_{LIN}	Up to full scale of I_P , I_P applied for 5 ms	-1	-	1	%
Electrical Offset Voltage ³	$V_{OE(TA)}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 5	-	mV
	$V_{OE(TOP)HT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	± 15	-	mV
	$V_{OE(TOP)LT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	± 35	-	mV
Magnetic Offset Error	I_{ERROM}	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, after excursion of 50 A	-	100	-	mA
Total Output Error ⁴	$E_{TOT(HT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-1.2	-	%
	$E_{TOT(LT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	2	-	%

¹See Characteristic Performance Data page for parameter distributions over temperature range.

² ± 3 sigma noise voltage.

³ $V_{OE(TOP)}$ drift is referred to ideal $V_{IOOUT(O)} = 2.5\text{ V}$.

⁴Percentage of I_P . Output filtered.

X050U PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹: $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 150°C , $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sampled Current	I_P		0	-	50	A
Sensitivity	$Sens_{TA}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	60	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)HT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	59	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)LT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	61	-	mV/A
Noise ²	V_{NOISE}	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 10 nF on VIOOUT pin to GND	-	15	-	mV
Nonlinearity	E_{LIN}	Up to full scale of I_P , I_P applied for 5 ms	-1	-	1	%
Electrical Offset Voltage ³	$V_{OE(TA)}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 5	-	mV
	$V_{OE(TOP)HT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	± 20	-	mV
	$V_{OE(TOP)LT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	± 40	-	mV
Magnetic Offset Error	I_{ERROM}	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, after excursion of 50 A	-	100	-	mA
Total Output Error ⁴	$E_{TOT(HT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-1.2	-	%
	$E_{TOT(LT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	2	-	%

¹See Characteristic Performance Data page for parameter distributions over temperature range.

² ± 3 sigma noise voltage.

³ $V_{OE(TOP)}$ drift is referred to ideal $V_{IOOUT(O)} = 0.6\text{ V}$.

⁴Percentage of I_P . Output filtered.



ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

X100B PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹: $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 150°C , $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sampled Current	I_P		-100	-	100	A
Sensitivity	$Sens_{TA}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	20	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)HT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	19.75	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)LT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	20.5	-	mV/A
Noise ²	V_{NOISE}	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 10 nF on VIOOUT pin to GND	-	6	-	mV
Nonlinearity	E_{LIN}	Up to full scale of I_P , I_P applied for 5 ms	-1.25	-	1.25	%
	$V_{OE(TA)}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 5	-	mV
Electrical Offset Voltage ³	$V_{OE(TOP)HT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	± 20	-	mV
	$V_{OE(TOP)LT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	± 20	-	mV
	I_{ERROM}	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, after excursion of 100 A	-	150	-	mA
Total Output Error ⁴	$E_{TOT(HT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-1.3	-	%
	$E_{TOT(LT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	2.4	-	%

¹See Characteristic Performance Data page for parameter distributions over temperature range.

² ± 3 sigma noise voltage.

³ $V_{OE(TOP)}$ drift is referred to ideal $V_{OUT(O)} = 2.5\text{ V}$.

⁴Percentage of I_P . Output filtered.

X100U PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹: $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 150°C , $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sampled Current	I_P		0	-	100	A
Sensitivity	$Sens_{TA}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	40	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)HT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	39.5	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)LT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	41	-	mV/A
Noise ²	V_{NOISE}	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 10 nF on VIOOUT pin to GND	-	12	-	mV
Nonlinearity	E_{LIN}	Up to full scale of I_P , I_P applied for 5 ms	-1.25	-	1.25	%
	$V_{OE(TA)}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 5	-	mV
Electrical Offset Voltage ³	$V_{OE(TOP)HT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	± 20	-	mV
	$V_{OE(TOP)LT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	± 20	-	mV
	I_{ERROM}	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, after excursion of 100 A	-	150	-	mA
Total Output Error ⁴	$E_{TOT(HT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	-	-1.3	-	%
	$E_{TOT(LT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	2.4	-	%

¹See Characteristic Performance Data page for parameter distributions over temperature range.

² ± 3 sigma noise voltage.

³ $V_{OE(TOP)}$ drift is referred to ideal $V_{OUT(O)} = 0.6\text{ V}$.

⁴Percentage of I_P . Output filtered.



ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

X150B PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹: $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 125°C , $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sampled Current	I_P		-150	-	150	A
Sensitivity	$Sens_{TA}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	13.3	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)HT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 125°C	-	13.1	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)LT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	13.5	-	mV/A
Noise ²	V_{NOISE}	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 10 nF on VIOU pin to GND	-	4	-	mV
Nonlinearity	E_{LIN}	Up to full scale of I_P , I_P applied for 5 ms	-1	-	1	%
	$V_{OE(TA)}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 5	-	mV
Electrical Offset Voltage ³	$V_{OE(TOP)HT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 125°C	-	± 14	-	mV
	$V_{OE(TOP)LT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	± 24	-	mV
	I_{ERRM}	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, after excursion of 150 A	-	205	-	mA
Total Output Error ⁴	$E_{TOT(HT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 125°C	-	-1.8	-	%
	$E_{TOT(LT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	1.6	-	%

¹See Characteristic Performance Data page for parameter distributions over temperature range.

² ± 3 sigma noise voltage.

³ $V_{OE(TOP)}$ drift is referred to ideal $V_{OUT(Q)} = 2.5\text{ V}$.

⁴Percentage of I_P . Output filtered.

X150U PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹: $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 125°C , $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sampled Current	I_P		0	-	150	A
Sensitivity	$Sens_{TA}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	26.6	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)HT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 125°C	-	26.6	-	mV/A
	$Sens_{(TOP)LT}$	Full scale of I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	27.4	-	mV/A
Noise ²	V_{NOISE}	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 10 nF on VIOU pin to GND	-	8	-	mV
Nonlinearity	E_{LIN}	Up to full scale of I_P , I_P applied for 5 ms	-1	-	1	%
	$V_{OE(TA)}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 5	-	mV
Electrical Offset Voltage ³	$V_{OE(TOP)HT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 125°C	-	± 14	-	mV
	$V_{OE(TOP)LT}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	± 24	-	mV
	I_{ERRM}	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, after excursion of 150 A	-	205	-	mA
Total Output Error ⁴	$E_{TOT(HT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 125°C	-	-1.8	-	%
	$E_{TOT(LT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-	1.6	-	%

¹See Characteristic Performance Data page for parameter distributions over temperature range.

² ± 3 sigma noise voltage.

³ $V_{OE(TOP)}$ drift is referred to ideal $V_{OUT(Q)} = 0.6\text{ V}$.

⁴Percentage of I_P . Output filtered.





ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 μΩ Current Conductor

X200B PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹: T_{OP} = -40°C to 85°C, V_{CC} = 5 V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sampled Current	I _P		-200	-	200	A
Sensitivity	Sens _{TA}	Full scale of I _P applied for 5 ms, T _A = 25°C	-	10	-	mV/A
	Sens _{(TOP)HT}	Full scale of I _P applied for 5 ms, T _{OP} = 25°C to 85°C	-	9.88	-	mV/A
	Sens _{(TOP)LT}	Full scale of I _P applied for 5 ms, T _{OP} = -40°C to 25°C	-	10.13	-	mV/A
Noise ²	V _{NOISE}	T _A = 25°C, 10 nF on V _{IOUT} pin to GND	-	3	-	mV
Nonlinearity	E _{LIN}	Up to full scale of I _P , I _P applied for 5 ms	-1	-	1	%
	V _{OE(TA)}	I _P = 0 A, T _A = 25°C	-	±5	-	mV
Electrical Offset Voltage ³	V _{OE(TOP)HT}	I _P = 0 A, T _{OP} = 25°C to 85°C	-	±15	-	mV
	V _{OE(TOP)LT}	I _P = 0 A, T _{OP} = -40°C to 25°C	-	±25	-	mV
	I _{ERROM}	I _P = 0 A, T _A = 25°C, after excursion of 200 A	-	230	-	mA
Total Output Error ⁴	E _{TOT(HT)}	Over full scale of I _P , I _P applied for 5 ms, T _{OP} = 25°C to 85°C	-	-1.2	-	%
	E _{TOT(LT)}	Over full scale of I _P , I _P applied for 5 ms, T _{OP} = -40°C to 25°C	-	1.2	-	%

¹See Characteristic Performance Data page for parameter distributions over temperature range.

²±3 sigma noise voltage.

³V_{OE(TOP)} drift is referred to ideal V_{IOUT(Q)} = 2.5 V.

⁴Percentage of I_P. Output filtered.

X200U PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹: T_{OP} = -40°C to 85°C, V_{CC} = 5 V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sampled Current	I _P		0	-	200	A
Sensitivity	Sens _{TA}	Full scale of I _P applied for 5 ms, T _A = 25°C	-	20	-	mV/A
	Sens _{(TOP)HT}	Full scale of I _P applied for 5 ms, T _{OP} = 25°C to 85°C	-	19.7	-	mV/A
	Sens _{(TOP)LT}	Full scale of I _P applied for 5 ms, T _{OP} = -40°C to 25°C	-	20.3	-	mV/A
Noise ²	V _{NOISE}	T _A = 25°C, 10 nF on V _{IOUT} pin to GND	-	6	-	mV
Nonlinearity	E _{LIN}	Up to full scale of I _P , I _P applied for 5 ms	-1	-	1	%
	V _{OE(TA)}	I _P = 0 A, T _A = 25°C	-	±5	-	mV
Electrical Offset Voltage ³	V _{OE(TOP)HT}	I _P = 0 A, T _{OP} = 25°C to 85°C	-	±20	-	mV
	V _{OE(TOP)LT}	I _P = 0 A, T _{OP} = -40°C to 25°C	-	±35	-	mV
	I _{ERROM}	I _P = 0 A, T _A = 25°C, after excursion of 200 A	-	230	-	mA
Total Output Error ⁴	E _{TOT(HT)}	Over full scale of I _P , I _P applied for 5 ms, T _{OP} = 25°C to 85°C	-	-1.2	-	%
	E _{TOT(LT)}	Over full scale of I _P , I _P applied for 5 ms, T _{OP} = -40°C to 25°C	-	1.2	-	%

¹See Characteristic Performance Data page for parameter distributions over temperature range.

²±3 sigma noise voltage.

³V_{OE(TOP)} drift is referred to ideal V_{IOUT(Q)} = 0.6 V.

⁴Percentage of I_P. Output filtered.





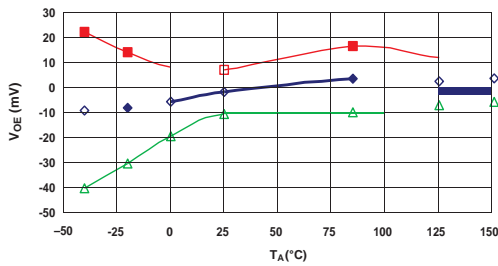
ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

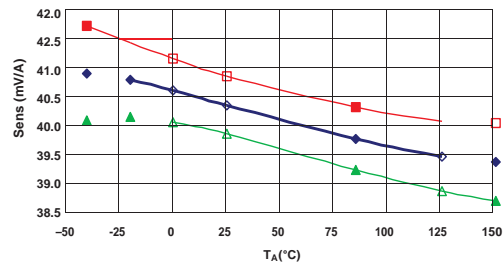
CHARACTERISTIC PERFORMANCE DATA Data taken using the ACS758LCB-50B

Accuracy Data

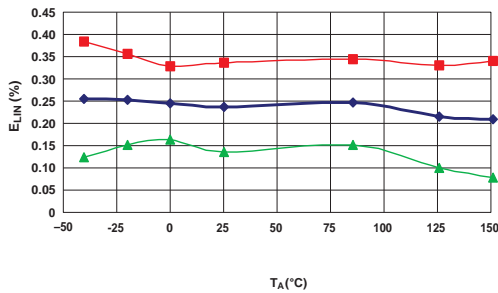
Electrical Offset Voltage versus Ambient Temperature



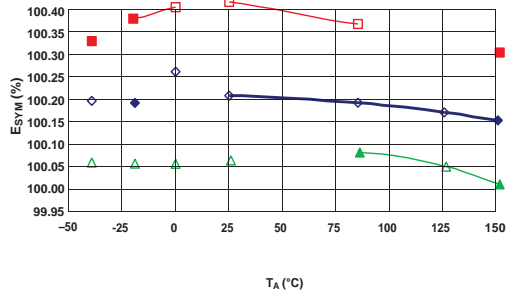
Sensitivity versus Ambient Temperature



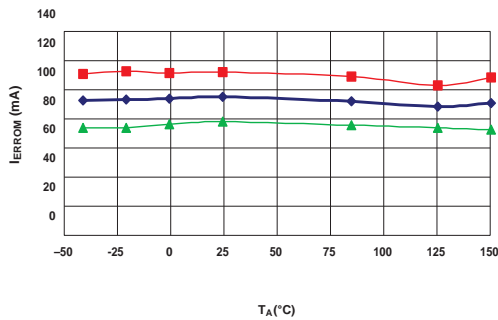
Nonlinearity versus Ambient Temperature



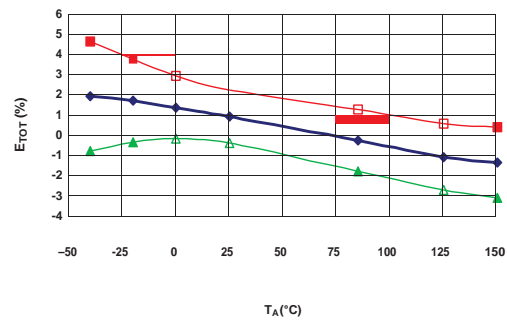
Symmetry versus Ambient Temperature



Magnetic Offset Error versus Ambient Temperature



Total Output Error versus Ambient Temperature



—■—
—◆—
—▲—



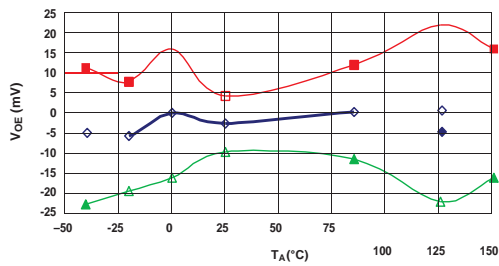
ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

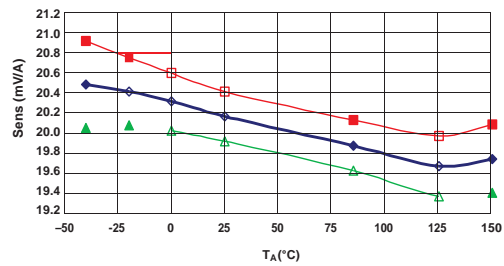
CHARACTERISTIC PERFORMANCE DATA Data taken using the ACS758LCB-100B

Accuracy Data

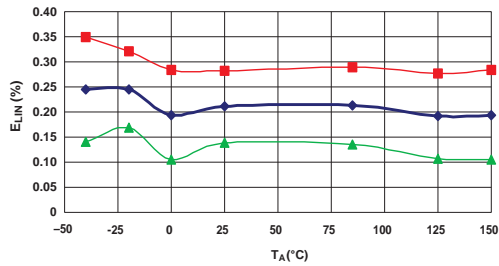
Electrical Offset Voltage versus Ambient Temperature



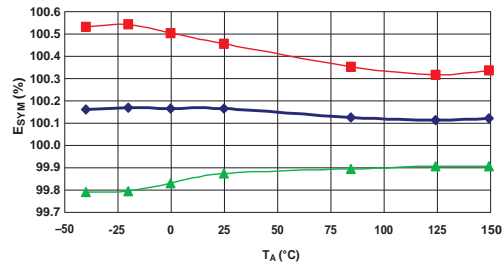
Sensitivity versus Ambient Temperature



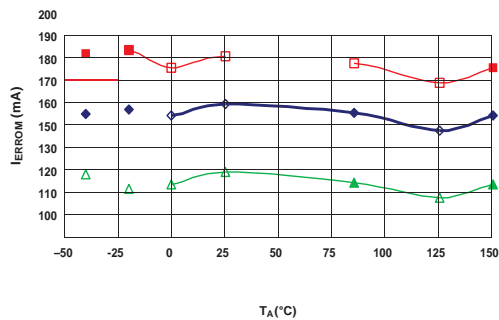
Nonlinearity versus Ambient Temperature



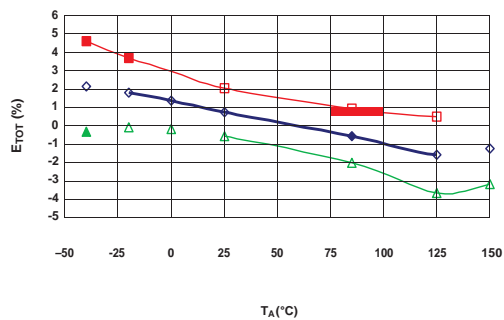
Symmetry versus Ambient Temperature



Magnetic Offset Error versus Ambient Temperature



Total Output Error versus Ambient Temperature



■
 ◆
 ▲



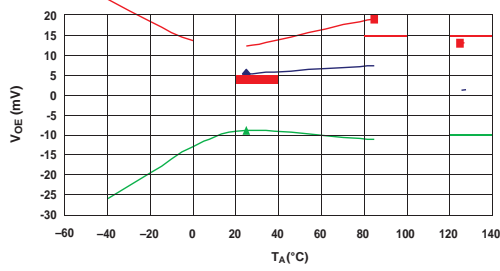
ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

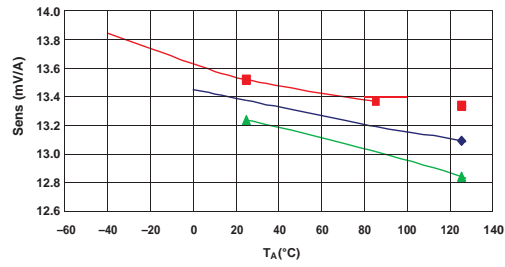
CHARACTERISTIC PERFORMANCE DATA Data taken using the ACS758KCB-150B

Accuracy Data

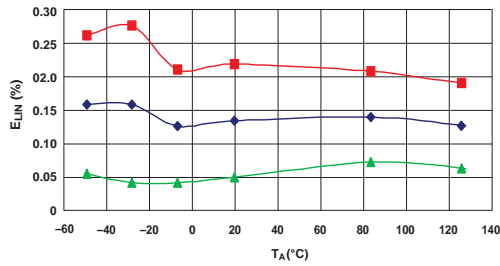
Electrical Offset Voltage versus Ambient Temperature



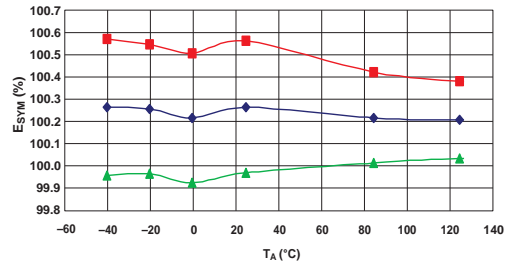
Sensitivity versus Ambient Temperature



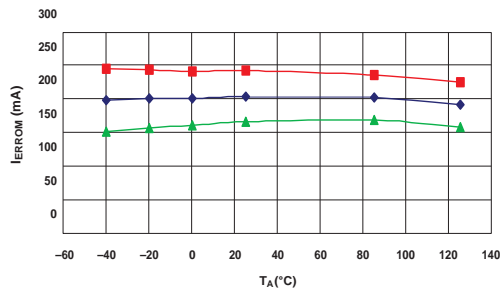
Nonlinearity versus Ambient Temperature



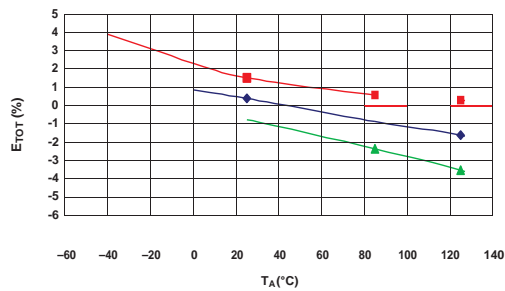
Symmetry versus Ambient Temperature



Magnetic Offset Error versus Ambient Temperature



Total Output Error versus Ambient Temperature



■
 ◆
 ▲



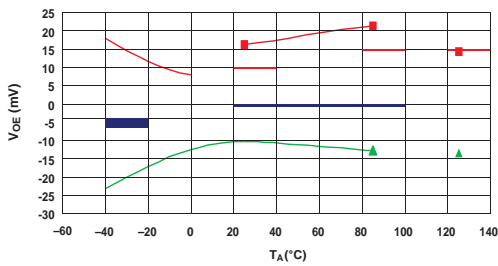
ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

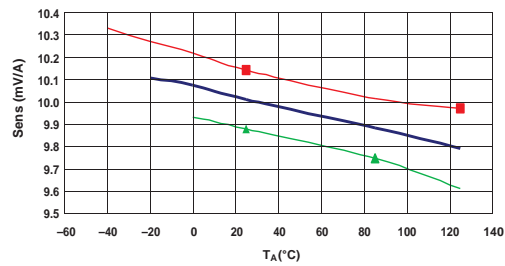
CHARACTERISTIC PERFORMANCE DATA Data taken using the ACS758ECB-200B

Accuracy Data

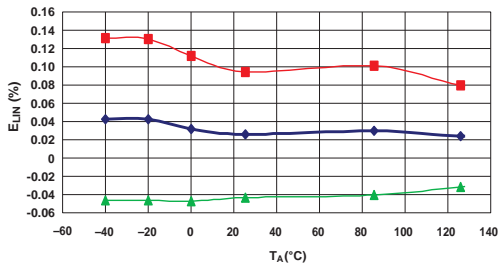
Electrical Offset Voltage versus Ambient Temperature



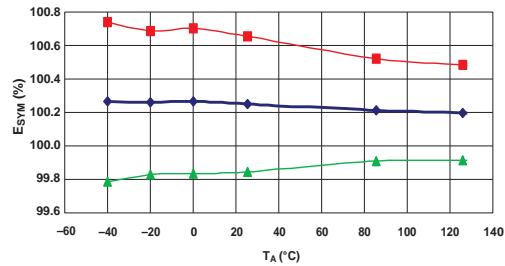
Sensitivity versus Ambient Temperature



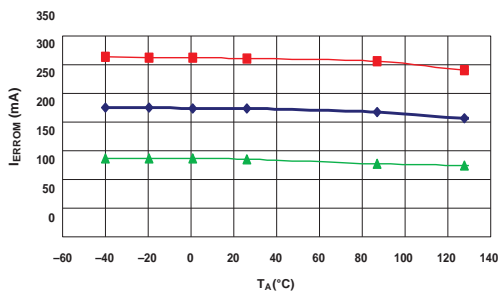
Nonlinearity versus Ambient Temperature



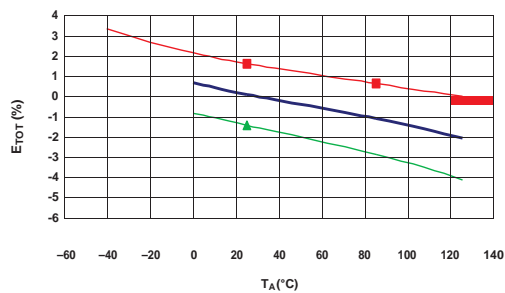
Symmetry versus Ambient Temperature



Magnetic Offset Error versus Ambient Temperature



Total Output Error versus Ambient Temperature



Legend: Red square, Blue diamond, Green triangle

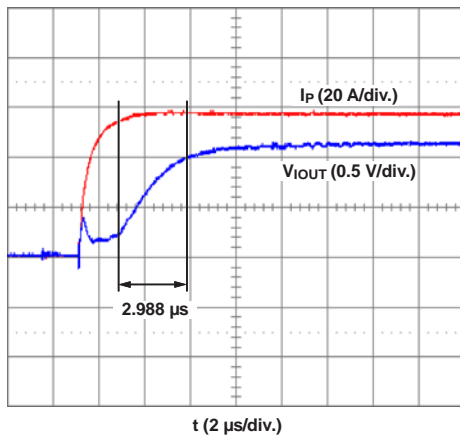
ACS758xCB

*Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based
Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor*

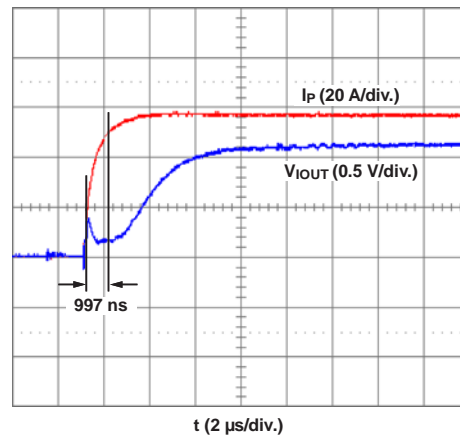
CHARACTERISTIC PERFORMANCE DATA Data taken using the ACS758LCB-100B

Timing Data

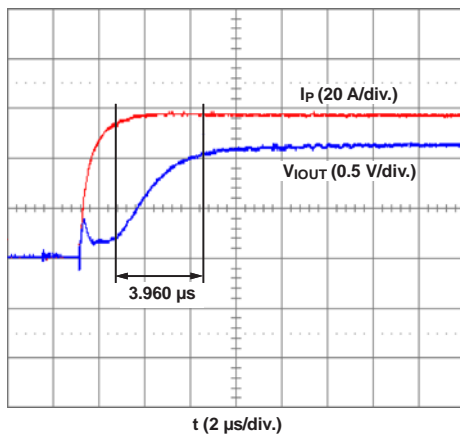
Rise Time



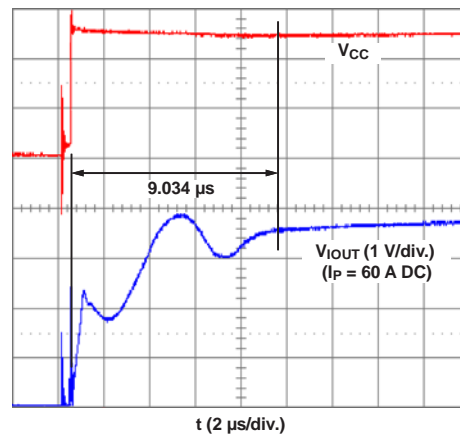
Propagation Delay Time



Response Time



Power-on Delay



ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 μΩ Current Conductor

CHARACTERISTIC DEFINITIONS

Definitions of Accuracy Characteristics

Sensitivity (Sens). The change in device output in response to a 1A change through the primary conductor. The sensitivity is the product of the magnetic circuit sensitivity (G/A) and the linear IC amplifier gain (mV/G). The linear IC amplifier gain is programmed at the factory to optimize the sensitivity (mV/A) for the half-scale current of the device.

Noise (V_{NOISE}). The noise floor is derived from the thermal and shot noise observed in Hall elements. Dividing the noise (mV) by the sensitivity (mV/A) provides the smallest current that the device is able to resolve.

Nonlinearity (E_{LIN}). The degree to which the voltage output from the IC varies in direct proportion to the primary current through its half-scale amplitude. Nonlinearity in the output can be attributed to the saturation of the flux concentrator approaching the half-scale current. The following equation is used to derive the linearity:

$$100 \left[1 - \frac{\Delta \text{ gain} \times \% \text{ sat} (V_{\text{IOUT_half-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}})}{2 (V_{\text{IOUT_quarter-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}})} \right]$$

where

Δ gain = the gain variation as a function of temperature changes from 25°C,

% sat = the percentage of saturation of the flux concentrator, which becomes significant as the current being sampled approaches half-scale ±I_P, and

V_{IOUT_half-scale amperes} = the output voltage (V) when the sampled current approximates half-scale ±I_P.

Symmetry (E_{SYM}). The degree to which the absolute voltage output from the IC varies in proportion to either a positive or negative half-scale primary current. The following equation is used to derive symmetry:

$$100 \frac{V_{\text{IOUT_+ half-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}}}{V_{\text{IOUT(Q)}} - V_{\text{IOUT_half-scale amperes}}}$$

Ratiometry. The device features a ratiometric output. This means that the quiescent voltage output, V_{IOUTQ}, and the magnetic sensitivity, Sens, are proportional to the supply voltage, V_{CC}.

The ratiometric change (%) in the quiescent voltage output is defined as:

$$\Delta V_{\text{IOUTQ}(\Delta V)} = \frac{V_{\text{IOUTQ}(V_{\text{CC}})} / V_{\text{IOUTQ}(5V)}}{V_{\text{CC}} / 5V} \times 100\%$$

and the ratiometric change (%) in sensitivity is defined as:

$$\Delta \text{Sens}(\Delta V) = \frac{\text{Sens}(V_{\text{CC}}) / \text{Sens}(5V)}{V_{\text{CC}} / 5V} \times 100\%$$

Quiescent output voltage (V_{IOUT(Q)}). Quiescent output voltage (V_{IOUT(Q)}). The output of the device when the primary current is zero. For bidirectional devices, it nominally remains at V_{CC}/2. Thus, V_{CC} = 5 V translates into V_{IOUT(QBI)} = 2.5 V. For unidirectional devices, it nominally remains at 0.12 × V_{CC}. Thus, V_{CC} = 5 V translates into V_{IOUT(QUNI)} = 0.6 V. Variation in V_{IOUT(Q)} can be attributed to the resolution of the Allegro linear IC quiescent voltage trim, magnetic hysteresis, and thermal drift.

Electrical offset voltage (V_{OE}). The deviation of the device output from its ideal quiescent value of V_{CC}/2 for bidirectional and 0.1 × V_{CC} for unidirectional devices, due to nonmagnetic causes.

Magnetic offset error (I_{FERROM}). The magnetic offset is due to the residual magnetism (remnant field) of the core material. The magnetic offset error is highest when the magnetic circuit has been saturated, usually when the device has been subjected to a full-scale or high-current overload condition. The magnetic offset is largely dependent on the material used as a flux concentrator. The larger magnetic offsets are observed at the lower operating temperatures.

Total Output Error (E_{TOT}). The maximum deviation of the actual output from its ideal value, also referred to as *accuracy*, illustrated graphically in the output voltage versus current chart on the following page.

E_{TOT} is divided into four areas:

- **0 A at 25°C.** Accuracy at the zero current flow at 25°C, without the effects of temperature.
- **0 A over Δ temperature.** Accuracy at the zero current flow including temperature effects.
- **Half-scale current at 25°C.** Accuracy at the the half-scale current at 25°C, without the effects of temperature.
- **Half-scale current over Δ temperature.** Accuracy at the half-scale current flow including temperature effects.

ACS758xCB

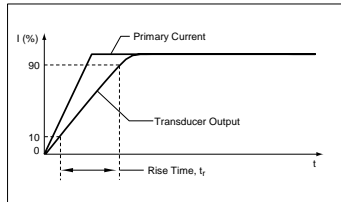
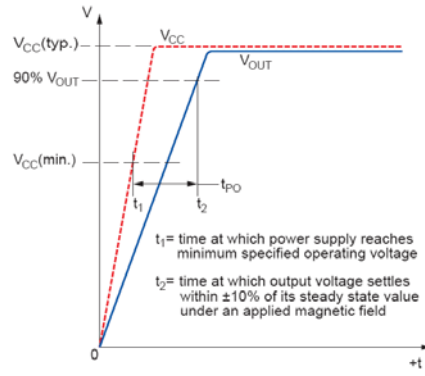
Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

Definitions of Dynamic Response Characteristics

Power-On Time (t_{PO}). When the supply is ramped to its operating voltage, the device requires a finite time to power its internal components before responding to an input magnetic field.

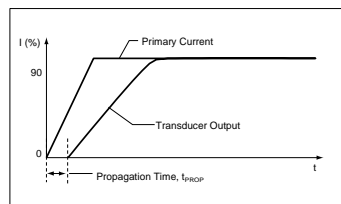
Power-On Time, t_{PO} , is defined as the time it takes for the output voltage to settle within $\pm 10\%$ of its steady state value under an applied magnetic field, after the power supply has reached its minimum specified operating voltage, $V_{CC(min)}$, as shown in the chart at right.

Rise time (t_r). The time interval between a) when the device reaches 10% of its full scale value, and b) when it reaches 90% of its full scale value. The rise time to a step response is used to derive the bandwidth of the device, in which $f(-3\text{ dB}) = 0.35/t_r$. Both t_r and $t_{RESPONSE}$ are detrimentally affected by eddy current losses observed in the conductive IC ground plane.

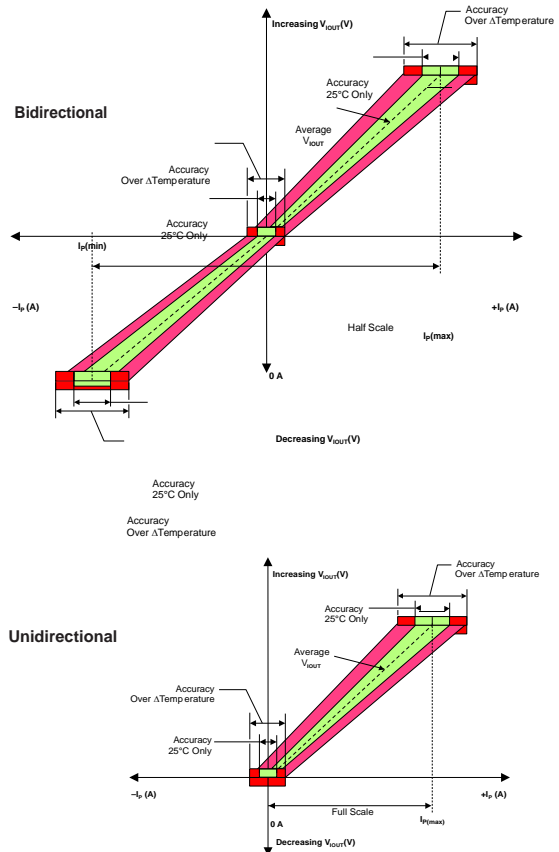


Propagation delay (t_{PROP}). The time required for the device

output to reflect a change in the primary current signal. Propagation delay is attributed to inductive loading within the linear IC package, as well as in the inductive loop formed by the primary conductor geometry. Propagation delay can be considered as a fixed time offset and may be compensated.



Output Voltage versus Sampled Current Total Output Error at 0 A and at Half-Scale Current



ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

Chopper Stabilization Technique

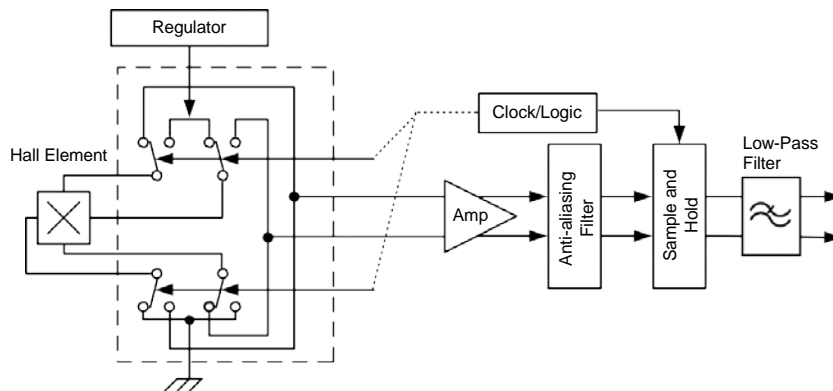
Chopper Stabilization is an innovative circuit technique that is used to minimize the offset voltage of a Hall element and an associated on-chip amplifier. Allegro patented a Chopper Stabilization technique that nearly eliminates Hall IC output drift induced by temperature or package stress effects.

This offset reduction technique is based on a signal modulation-demodulation process. Modulation is used to separate the undesired DC offset signal from the magnetically induced signal in the frequency domain. Then, using a low-pass filter, the modulated DC offset is suppressed while the magnetically induced signal passes through the filter. The anti-aliasing filter prevents aliasing from happening in applications with high frequency signal com-

ponents which are beyond the user's frequency range of interest.

As a result of this chopper stabilization approach, the output voltage from the Hall IC is desensitized to the effects of temperature and mechanical stress. This technique produces devices that have an extremely stable Electrical Offset Voltage, are immune to thermal stress, and have precise recoverability after temperature cycling.

This technique is made possible through the use of a BiCMOS process that allows the use of low-offset and low-noise amplifiers in combination with high-density logic integration and sample and hold circuits.



Concept of Chopper Stabilization Technique

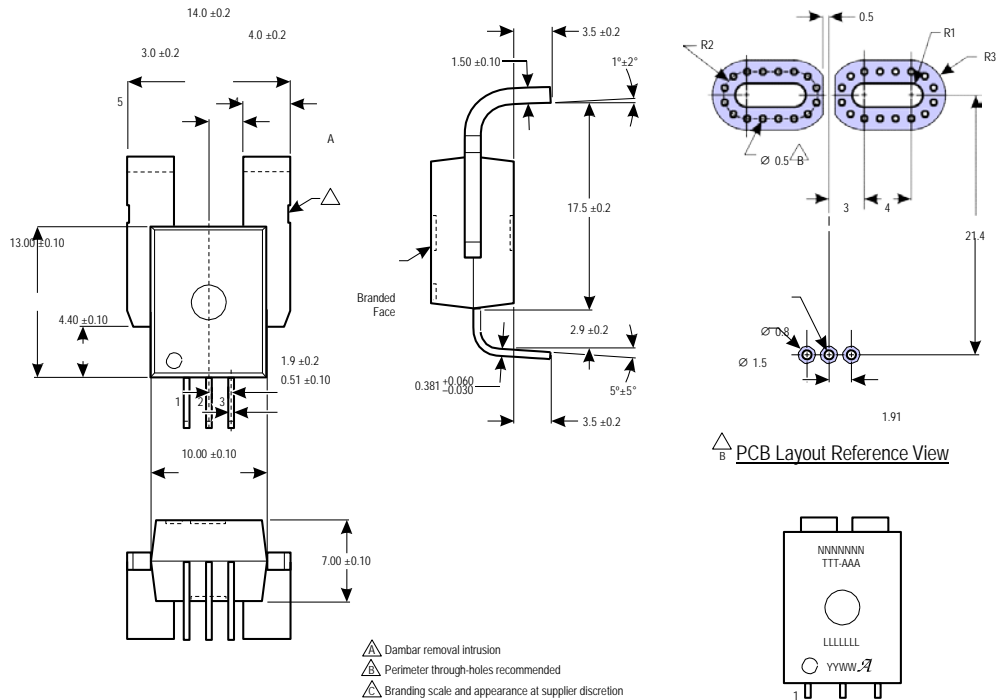
ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

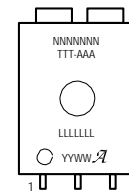
PACKAGE OUTLINE DRAWING

For Reference Only – Not for Tooling Use

(Reference DWG-9111 & DWG-9110)
 Dimensions in millimeters – NOT TO SCALE
 Dimensions exclusive of mold flash, gale burrs, and dambar protrusions
 Exact case and lead configuration at supplier discretion within limits shown



Standard Branding Reference View



N = Device part number
 T = Temperature code
 A = Amperage range
 L = Lot number
 Y = Last two digits of year of manufacture
 W = Week of manufacture
 = Supplier emblem

Creepage distance, current terminals to signal pins: 7.25 mm
 Clearance distance, current terminals to signal pins: 7.25 mm
 Package mass: 4.63 g typical

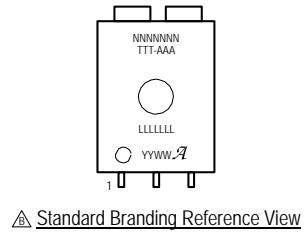
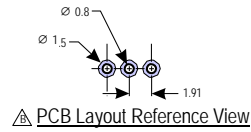
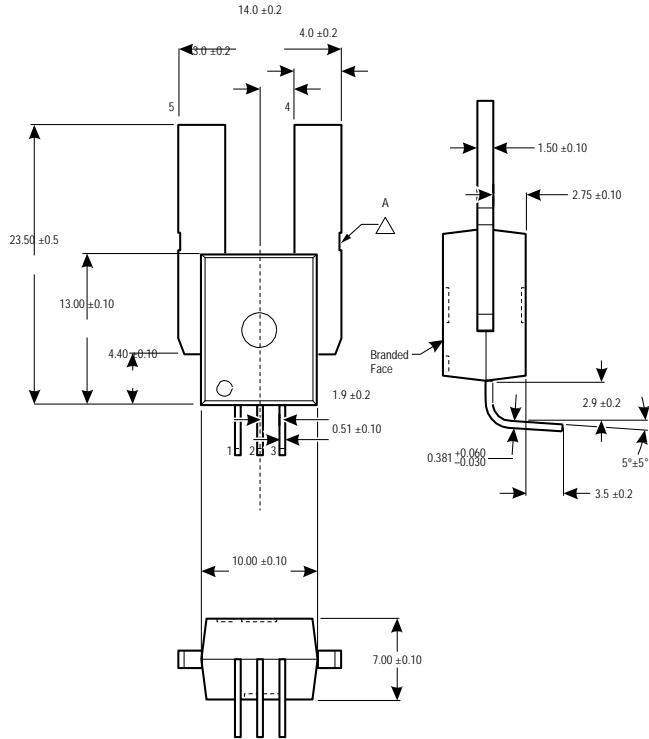
Package CB, 5-pin Package, Leadform PFF

ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

For Reference Only – Not for Tooling Use

(Reference DWG-9111, DWG-9110)
 Dimensions in millimeters – NOT TO SCALE
 Dimensions exclusive of mold flash, gate burs, and dambar protrusions
 Exact case and lead configuration at supplier discretion within limits shown



N = Device part number
 T = Temperature code
 A = Amperage range
 L = Lot number
 Y = Last two digits of year of manufacture
 W = Week of manufacture
 \mathcal{A} = Supplier emblem

\triangle A Dambar removal intrusion
 \triangle Branding scale and appearance at supplier discretion

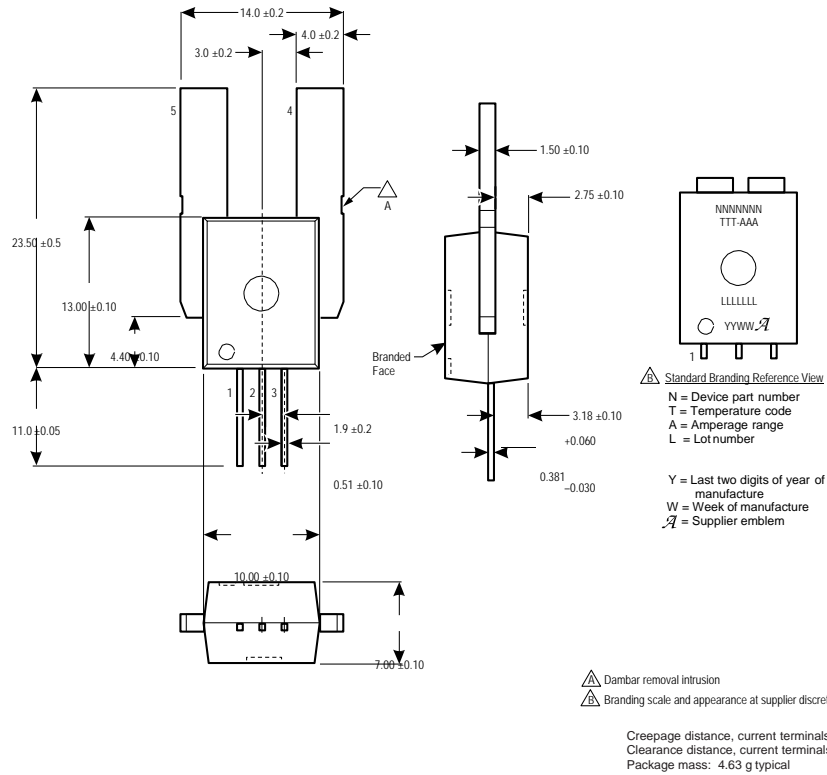
Package CB, 5-pin Package, Leadform PSF

ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

For Reference Only – Not for Tooling Use

(Reference DWG-9111, DWG-9110)
 Dimensions in millimeters – NOT TO SCALE
 Dimensions exclusive of mold flash, gate burrs, and dambar protrusions
 Exact case and lead configuration at supplier discretion within limits shown



Package CB, 5-pin Package, Leadform PSS



ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 μΩ Current Conductor

Revision History

Revision	Revision Date	Description of Revision
8	January 17, 2014	Update features list and product offering
9	April 7, 2015	Updated TUV certification and reformatted document

Copyright ©2008-2015, Allegro MicroSystems, LLC

The products described herein are protected by U.S. patents: 6,781,359, 7,265,531, and 8,080,994.

Allegro MicroSystems, LLC reserves the right to make, from time to time, such departures from the detail specifications as may be required to permit improvements in the performance, reliability, or manufacturability of its products. Before placing an order, the user is cautioned to verify that the information being relied upon is current.

Allegro's products are not to be used in any devices or systems, including but not limited to life support devices or systems, in which a failure of Allegro's product can reasonably be expected to cause bodily harm.

The information included herein is believed to be accurate and reliable. However, Allegro MicroSystems, LLC assumes no responsibility for its use; nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

For the latest version of this document, visit our website:

www.allegromicro.com



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com



International IOR Rectifier

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

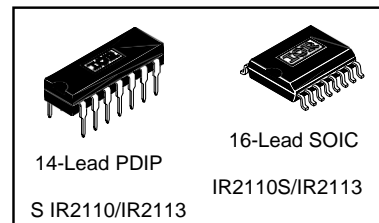
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

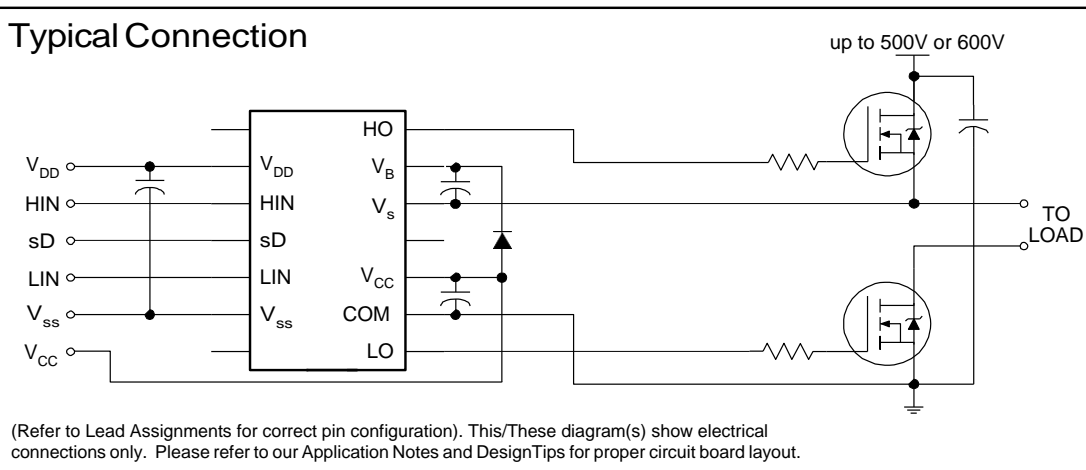
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



Typical Connection





IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	V/ns	
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

Dynamic Electrical Characteristics

VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V, CL = 1000 pF, TA = 25°C and VSS = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t _{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	V _S = 0V
t _{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		V _S = 500V/600V
t _{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		V _S = 500V/600V
t _r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t _f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	— —	— —	10 20		

Static Electrical Characteristics

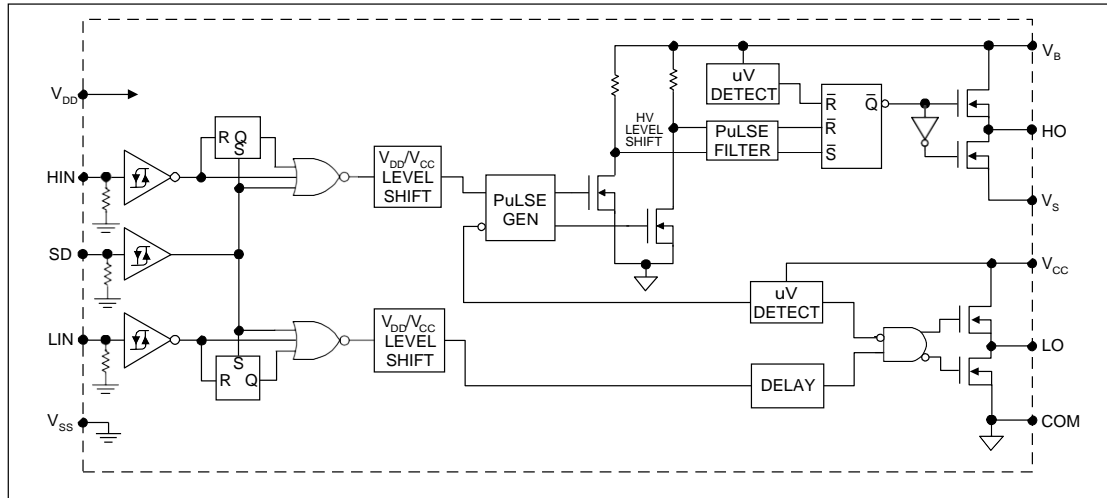
VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V, TA = 25°C and VSS = COM unless otherwise specified. The V_{IN}, V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to VSS and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V _{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V _{OH}	High level output voltage, VBIAS - V _O	14	—	—	1.2		I _O = 0A
V _{OL}	Low level output voltage, V _O	15	—	—	0.1		I _O = 0A
I _{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	V _B =V _S = 500V/600V
I _{QBS}	Quiescent V _{BS} supply current	17	—	125	230		V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{QCC}	Quiescent V _{CC} supply current	18	—	180	340		V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{QDD}	Quiescent V _{DD} supply current	19	—	15	30		V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		V _{IN} = V _{DD}
I _{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		V _{IN} = 0V
V _{BSUV+}	V _{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V _{BSUV-}	V _{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V _{CCUV+}	V _{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V _{CCUV-}	V _{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I _{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	V _O = 0V, V _{IN} = V _{DD} PW ≤ 10 μs
I _{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		V _O = 15V, V _{IN} = 0V PW ≤ 10 μs

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{DD}	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V _{SS}	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
V _{CC}	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

Lead Assignments

<p style="text-align: center;">14 Lead PDIP IR2110/IR2113</p>	<p style="text-align: center;">16 Lead SOIC (Wide Body) IR2110S/IR2113S</p>
<p style="text-align: center;">14 Lead PDIP w/o lead 4 IR2110-1/IR2113-1</p>	<p style="text-align: center;">14 Lead PDIP w/o leads 4 & 5 IR2110-2/IR2113-2</p>
Part Number	

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

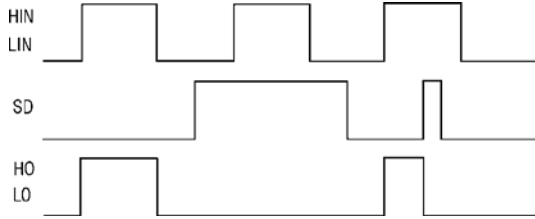


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

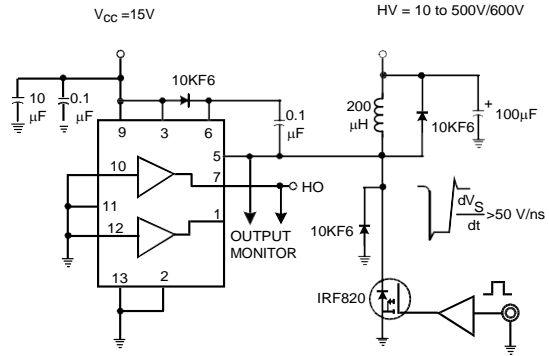


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

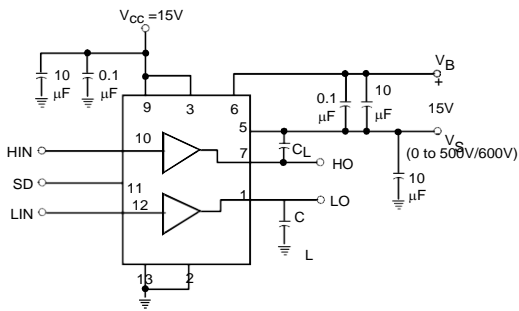


Figure 3. Switching Time Test Circuit

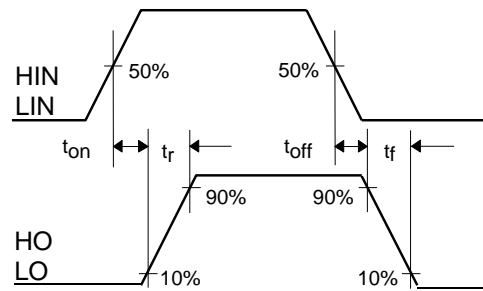


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

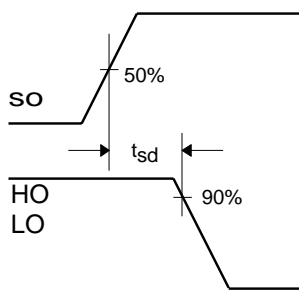


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

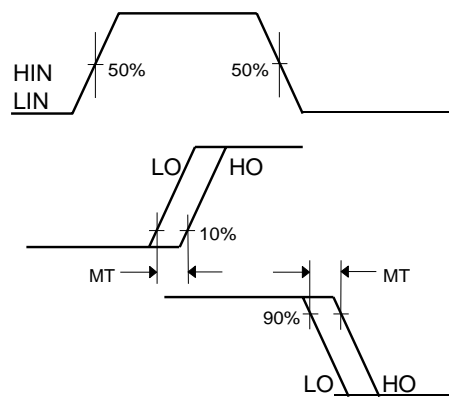


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

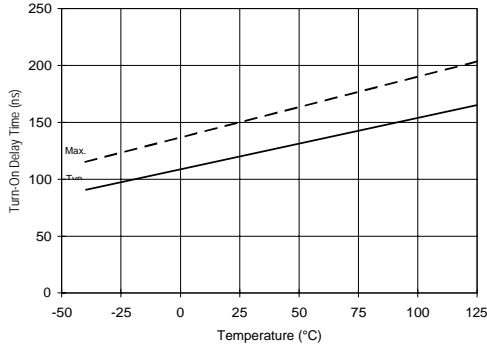


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

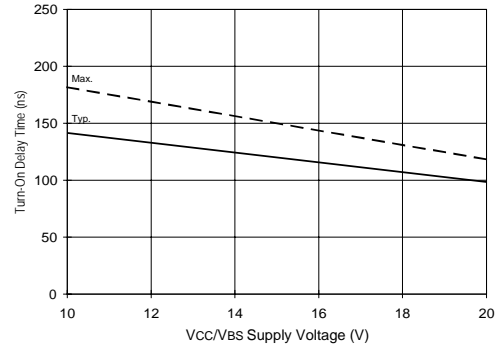


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

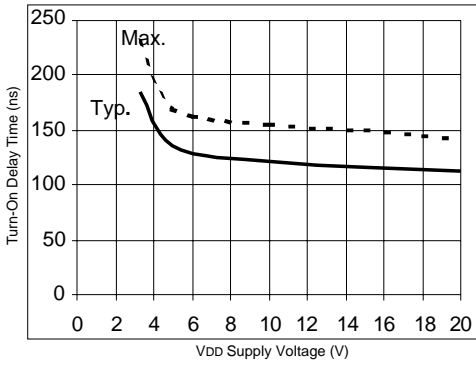


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

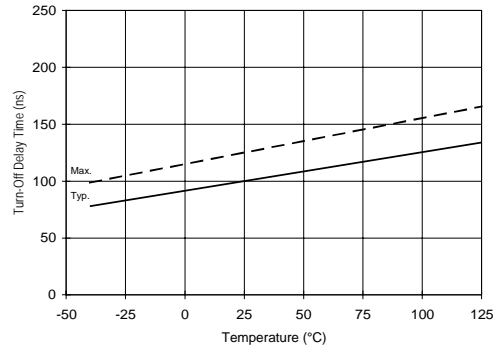


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

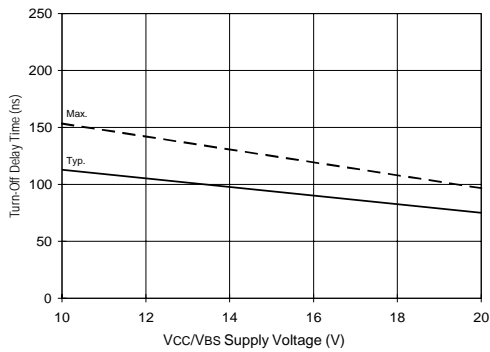


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

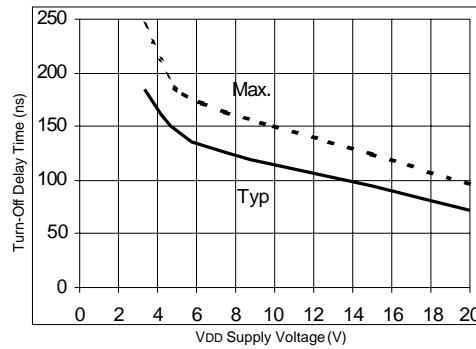


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

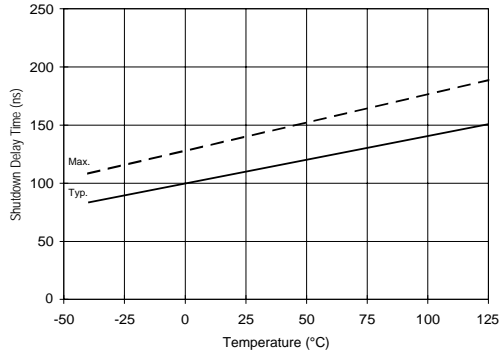


Figure 9A. Shutdown Times vs. Temperature

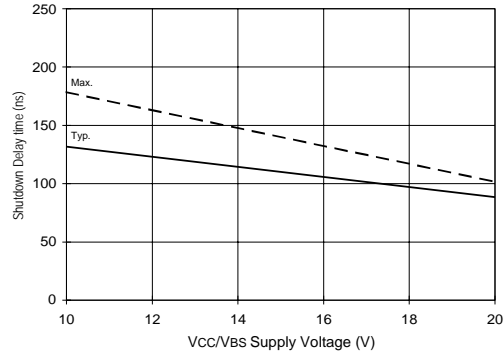


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

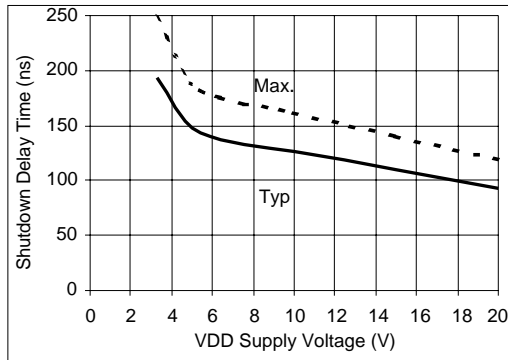


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

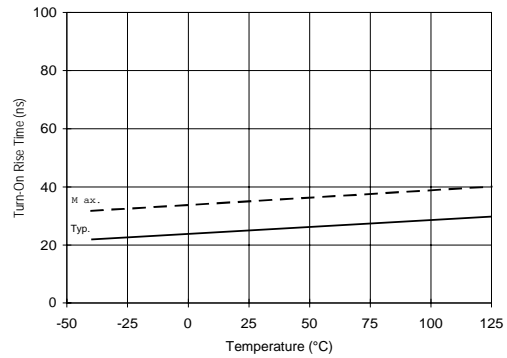


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

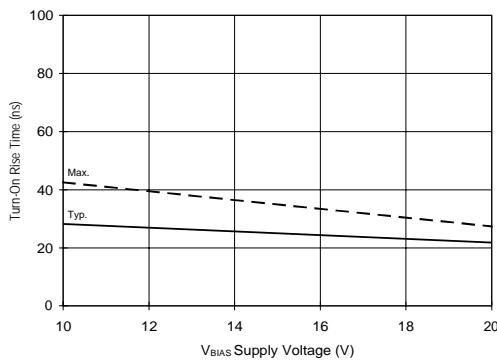


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

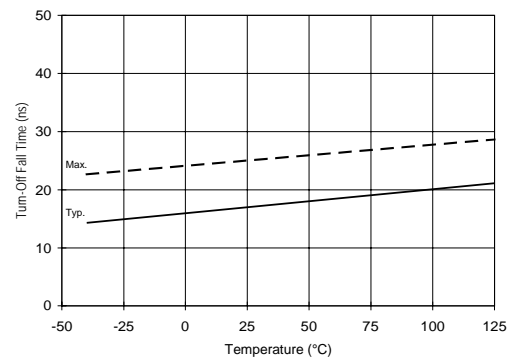


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

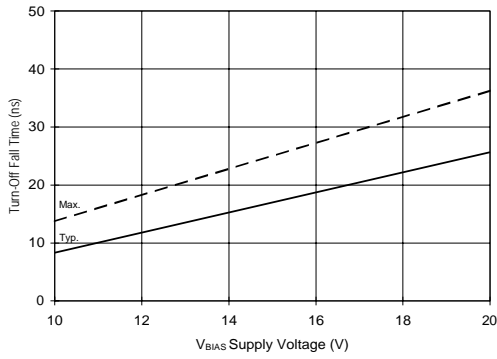


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

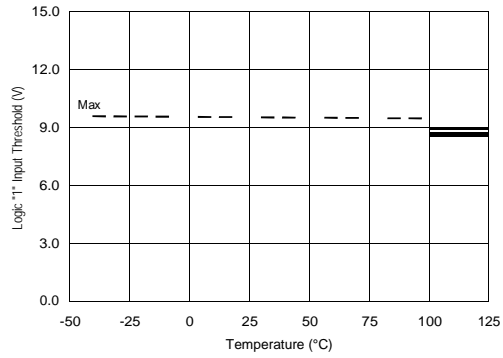


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

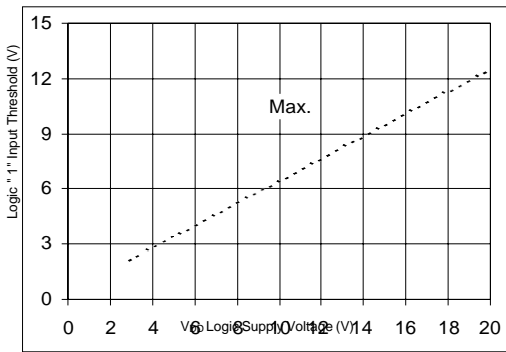


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

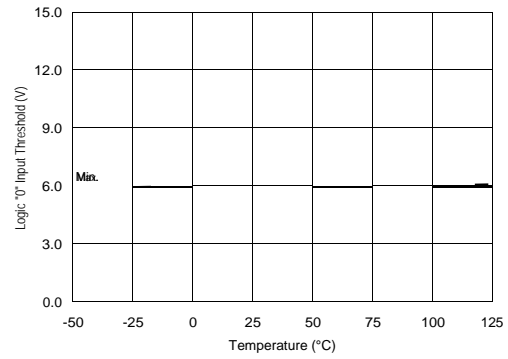


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

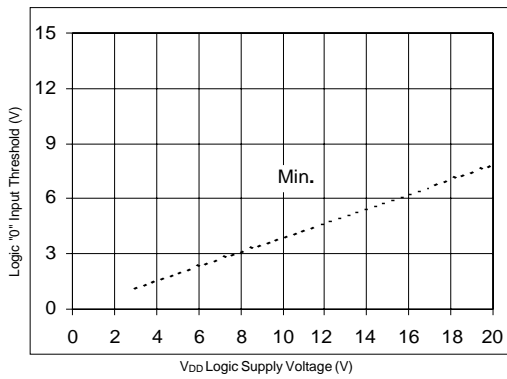


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

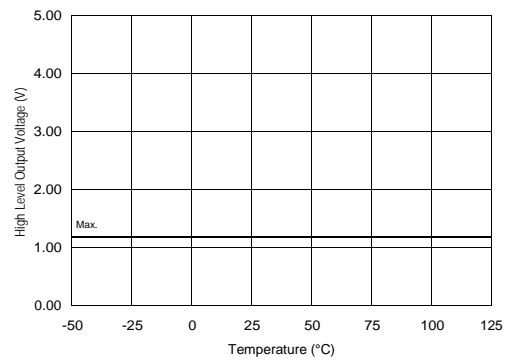


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

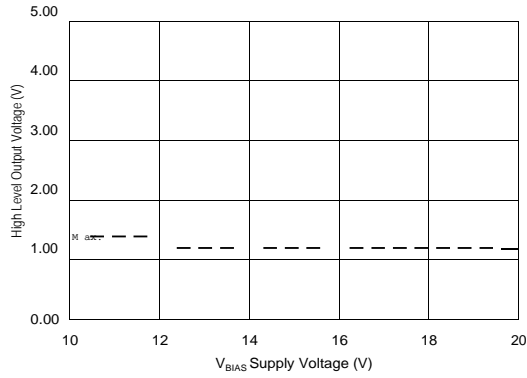


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

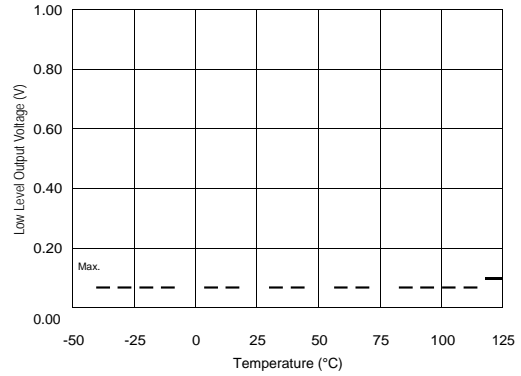


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

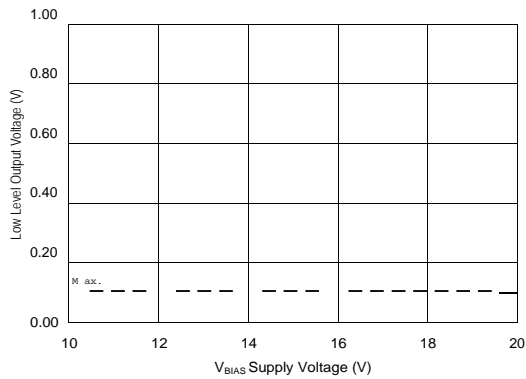


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

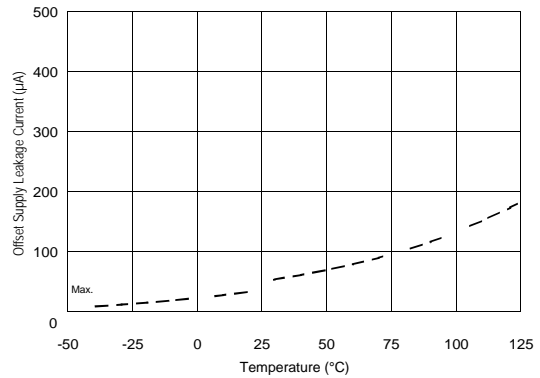


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

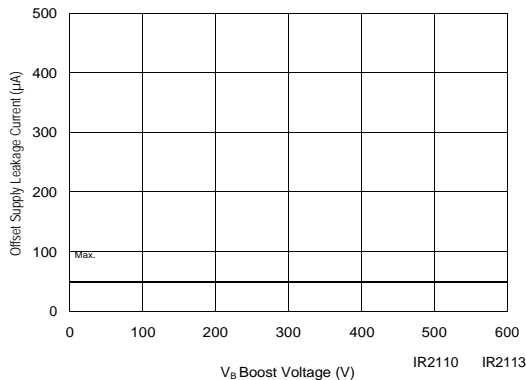


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

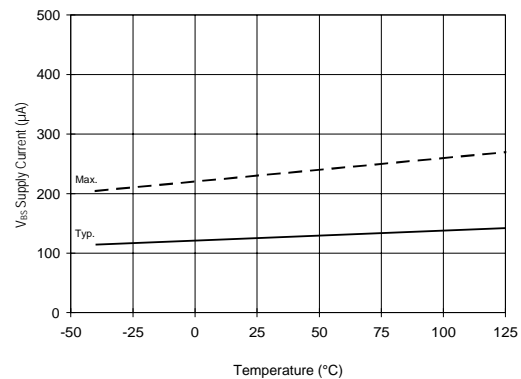


Figure 17A. V_{BS} Supply Current vs. Temperature



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

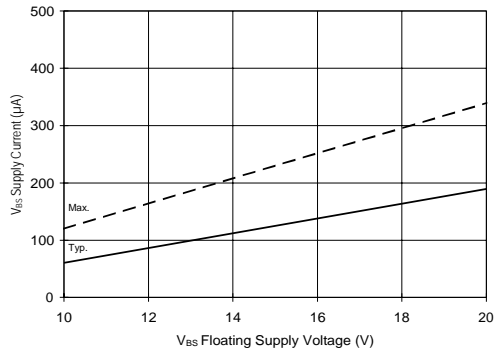


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

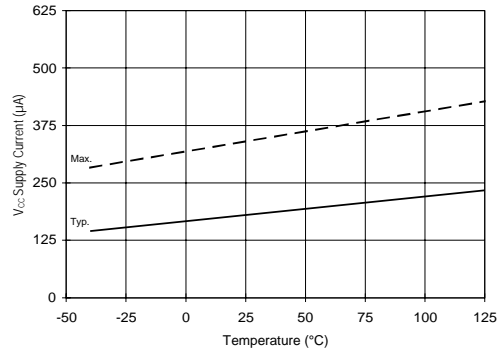


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

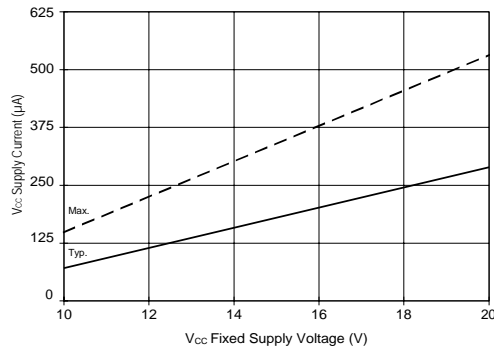


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

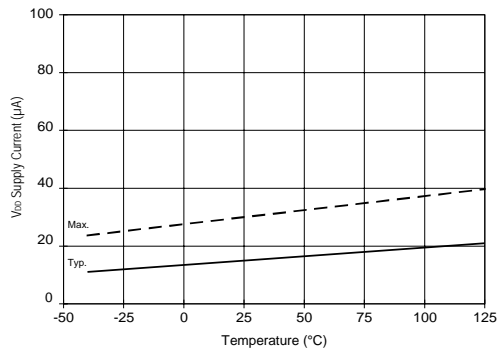


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

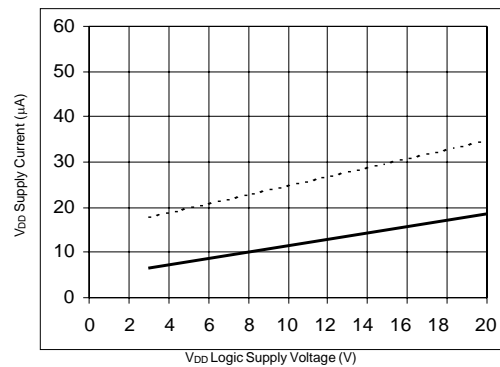


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. V_{DD} Voltage

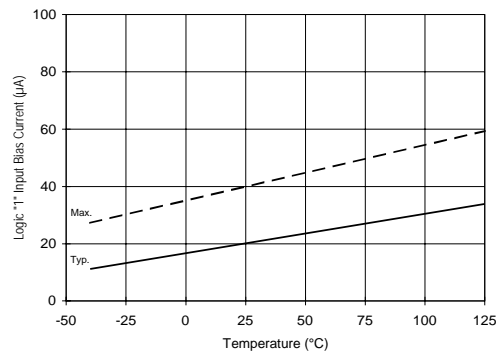


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

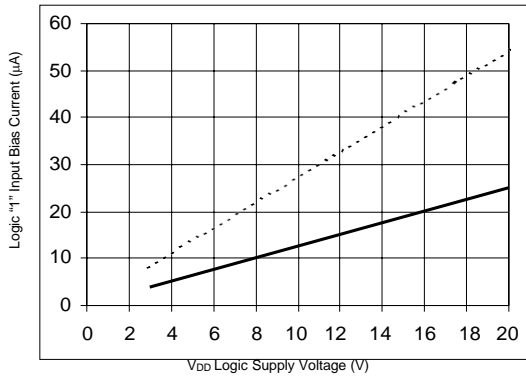


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

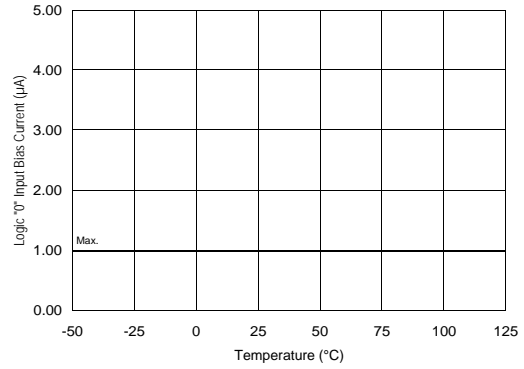


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

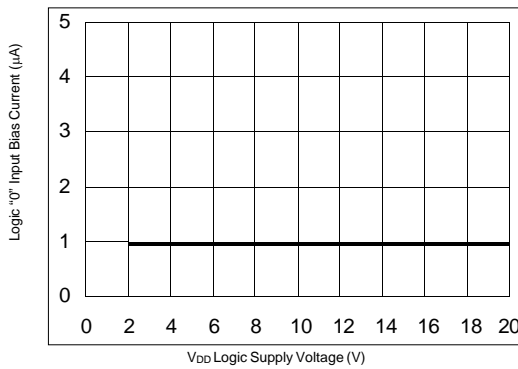


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} Voltage

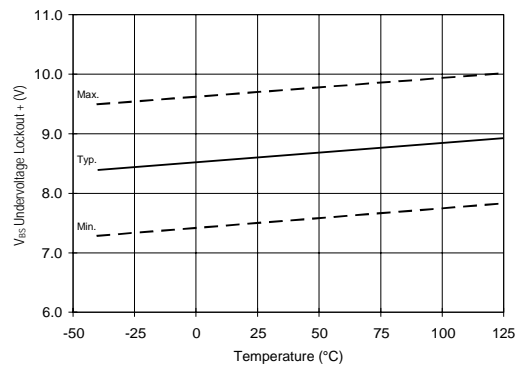


Figure 22. V_{BS} Undervoltage Lockout (+) vs. Temperature

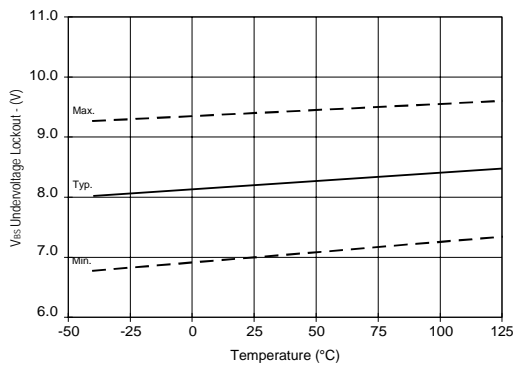


Figure 23. V_{BS} Undervoltage Lockout (-) vs. Temperature

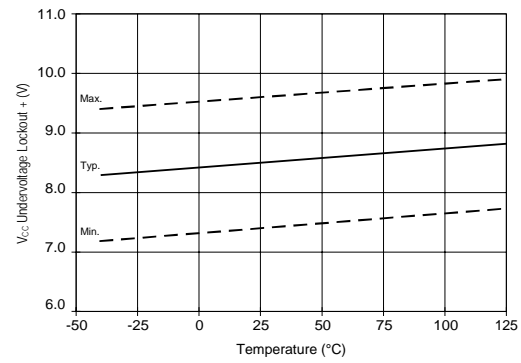


Figure 24. V_{CC} Undervoltage Lockout (+) vs. Temperature



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

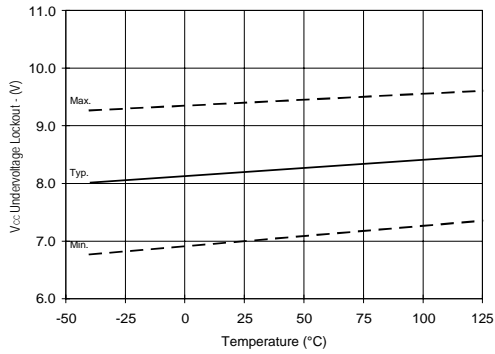


Figure 25. Vcc Undervoltage (-) vs. Temperature

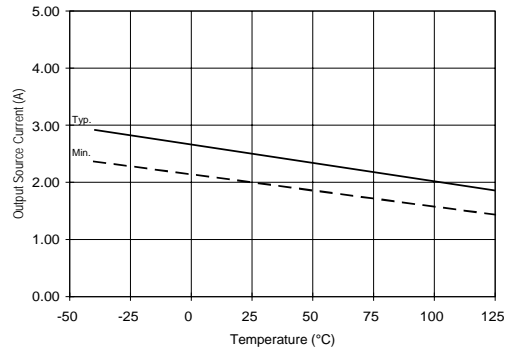


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

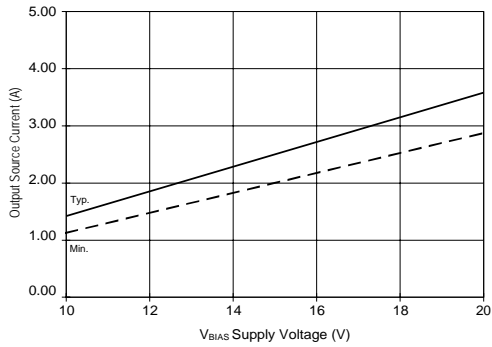


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

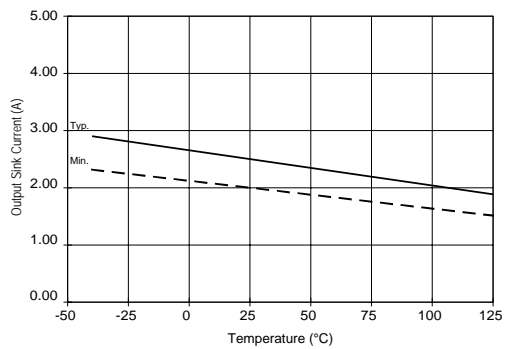


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

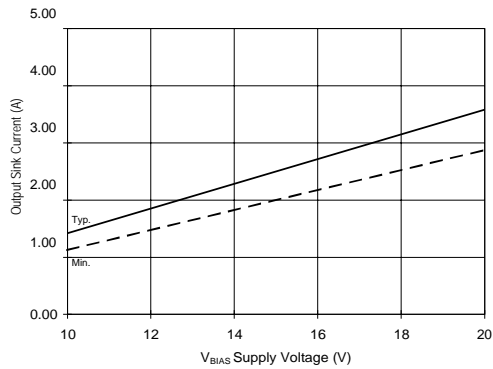


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

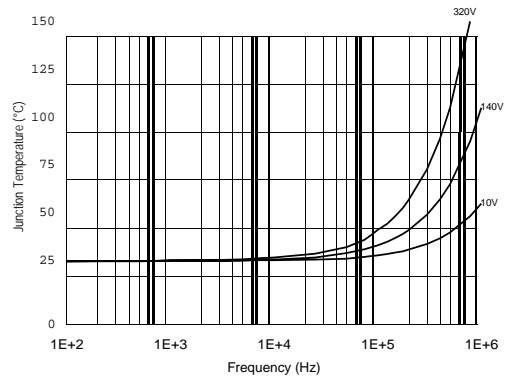


Figure 28. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency
(IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IRF Rectifier

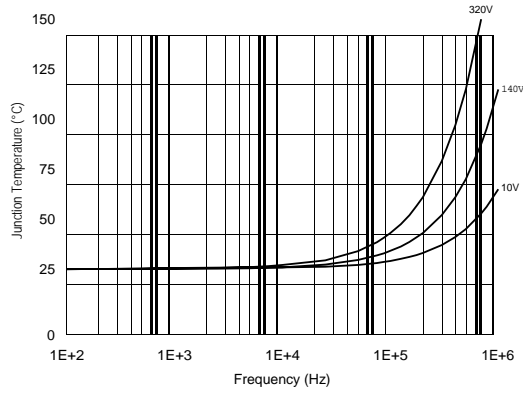


Figure 29. IR2110/IT2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

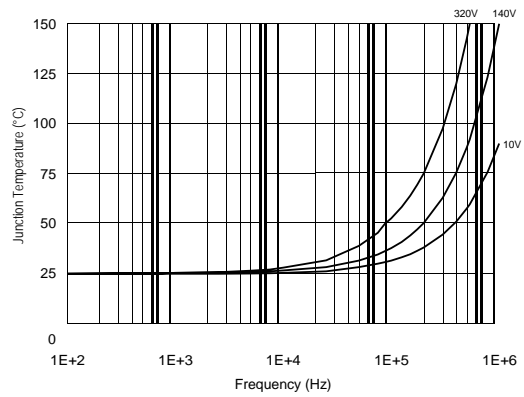


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

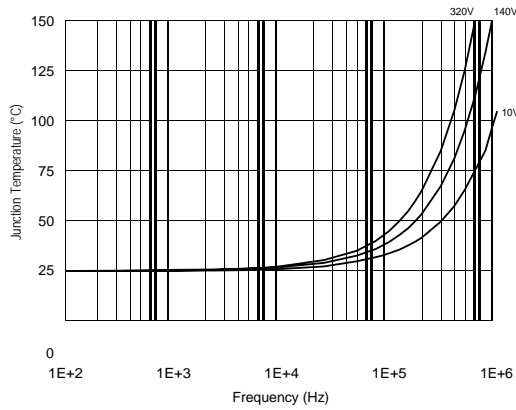


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50) R_{GATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

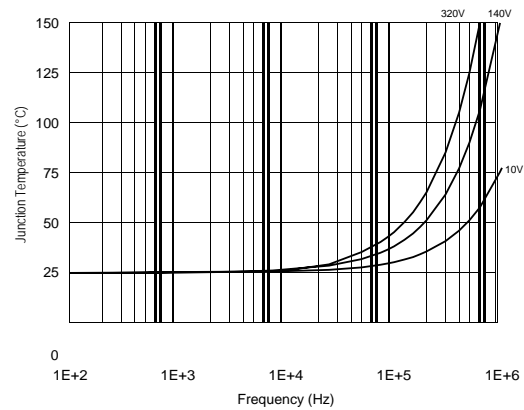


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

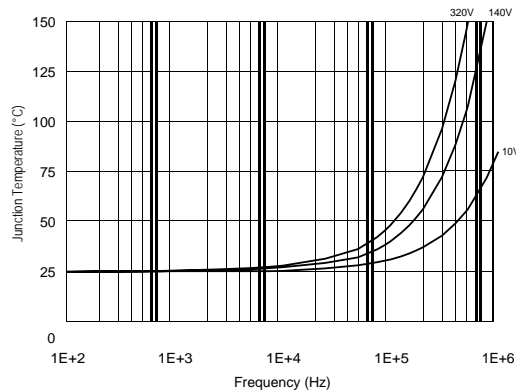


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

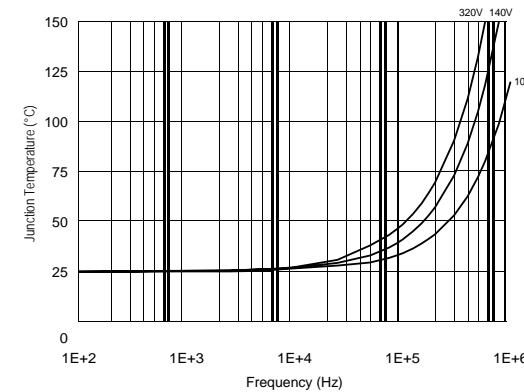


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

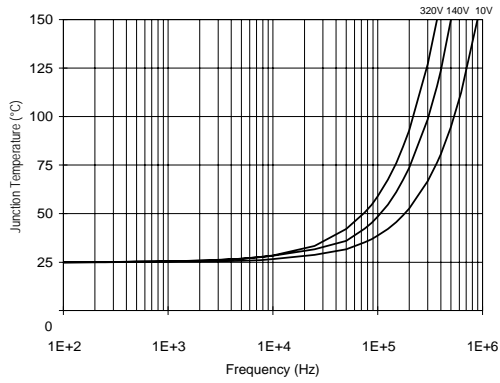


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

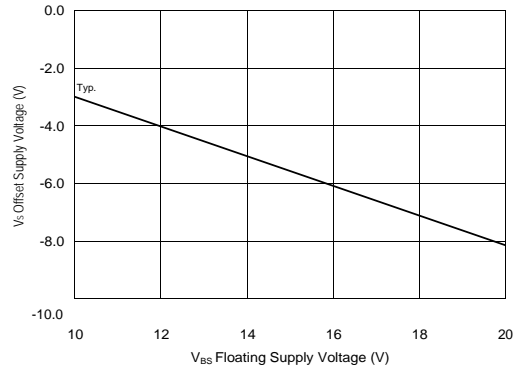


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

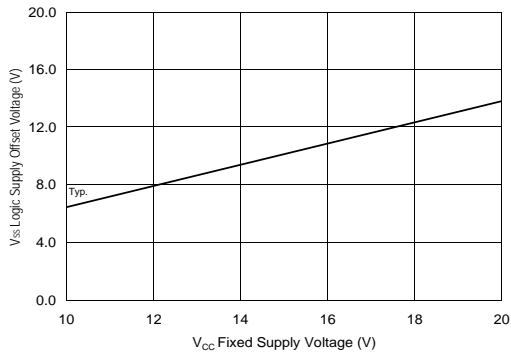
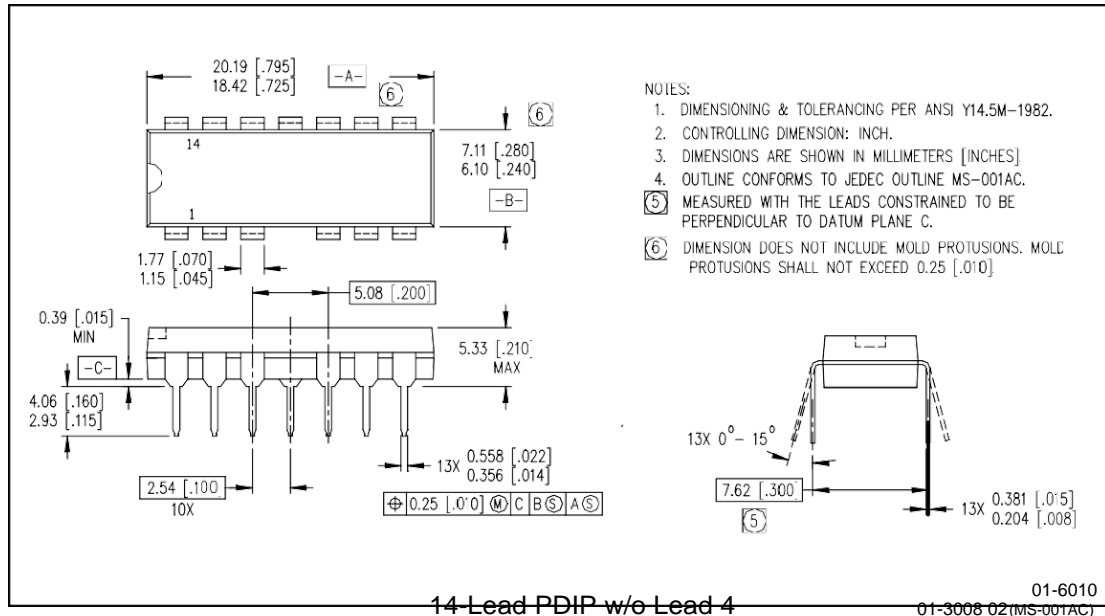
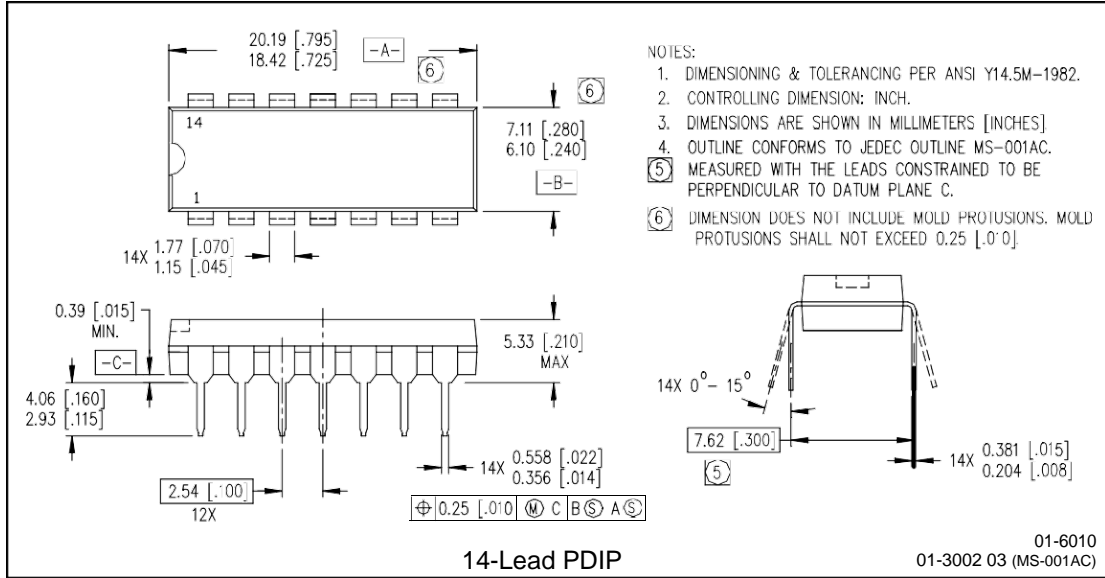


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

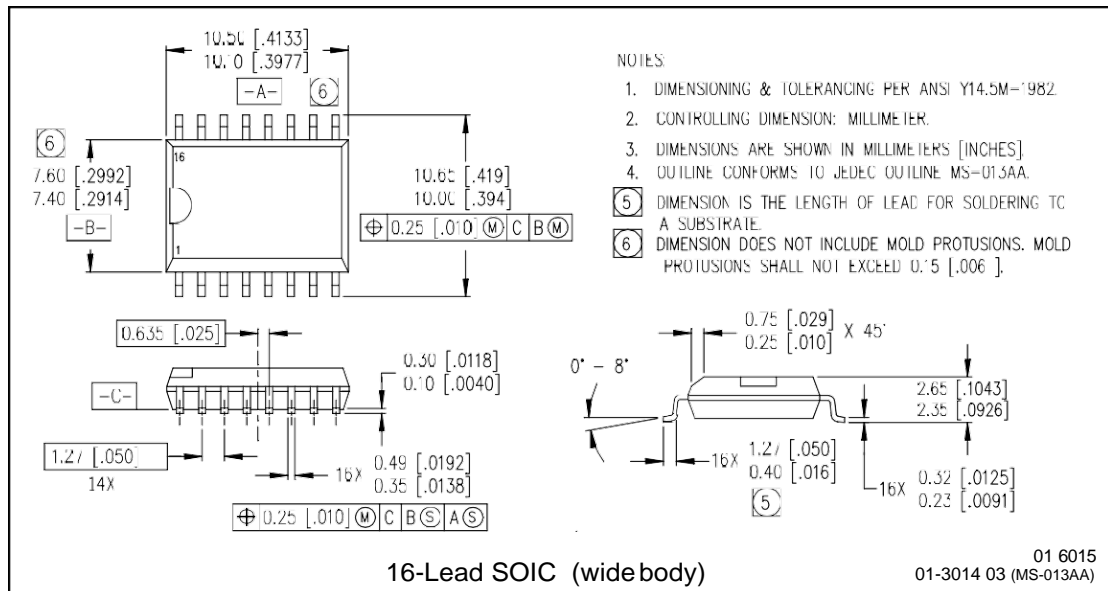
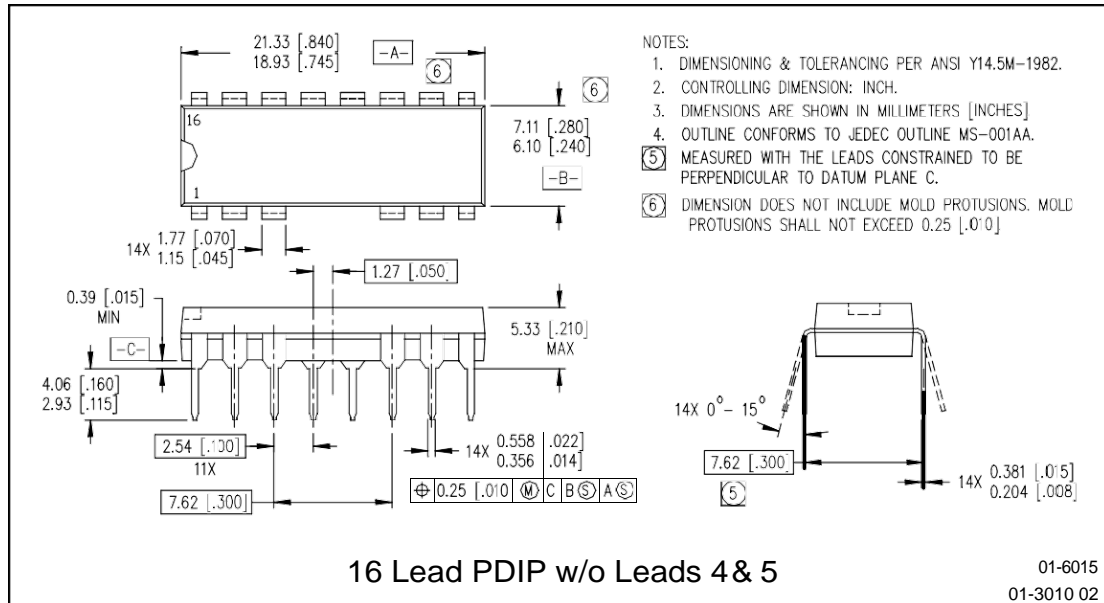
IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IRF Rectifier

Case Outlines



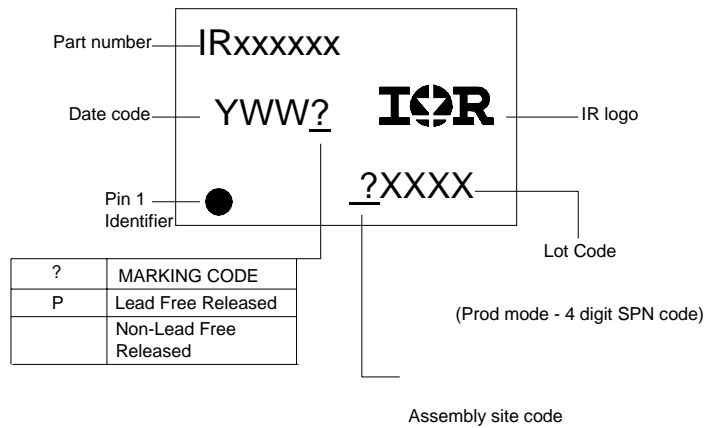
IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF





IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

LEADFREE PART MARKING INFORMATION



ORDER INFORMATION

Part only available Lead Free

- 14-Lead PDIP IR2110 order IR2110PbF
- 14-Lead PDIP IR2110-1 order IR2110-1PbF
- 14-Lead PDIP IR2110-2 order IR2110-2PbF
- 14-Lead PDIP IR2113 order IR2113PbF
- 14-Lead PDIP IR2113-1 order IR2113-1PbF
- 14-Lead PDIP IR2113-2 order IR2113-2PbF
- 16-Lead SOIC IR2110S order IR2110SPbF
- 16-Lead SOIC IR2113S order IR2113SPbF

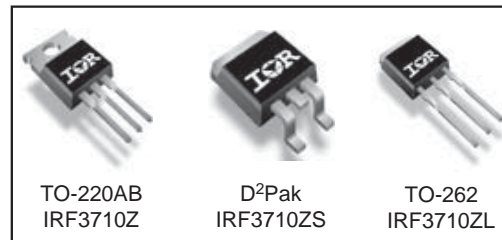
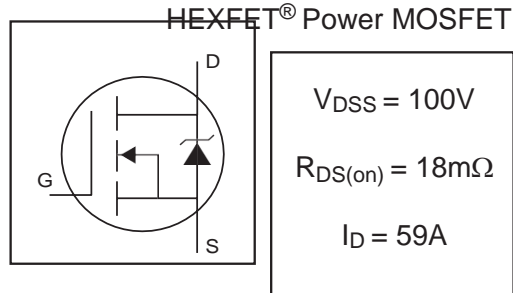


Features

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Repetitive Avalanche Allowed up to Tjmax

Description

Specifically designed for Automotive applications, this HEXFET® Power MOSFET utilizes the latest processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. Additional features of this design are a 175°C junction operating temperature, fast switching speed and improved repetitive avalanche rating. These features combine to make this design an extremely efficient and reliable device for use in Automotive applications and a wide variety of other applications.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$ (Silicon Limited)	59	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$ (See Fig. 9)	42	A
I_{DM}	Pulsed Drain Current (D)	240	A
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
	Linear Derating Factor	1.1	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (Thermally Limited) (G)	170	mJ
$E_{AS} (tested)$	Single Pulse Avalanche Energy Tested Value (I)	200	mJ
I_{AR}	Avalanche Current (D)	See Fig.12a,12b,15,16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (G)		mJ
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lb•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.92	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient (PCB Mount, steady state)@	—	40	

HEXFET® is a registered trademark of International Rectifier.
www.irf.com

1RF3710Z/S/L

Static @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	V _{GS} = 0V, I _D = 250μA
ΔBV _{DSS} /ΔT _J	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.10	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D = 1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	14	18	mΩ	V _{GS} = 10V, I _D = 35A
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	35	—	—	S	V _{DS} = 50V, I _D = 35A
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	μA	V _{DS} = 100V, V _{GS} = 0V
		—	—	250		V _{DS} = 100V, V _{GS} = 0V, T _J = 125°C
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	200	nA	V _{GS} = 20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-200		V _{GS} = -20V
Q _g	Total Gate Charge	—	82	120	nC	I _D = 35A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	19	28		V _{DS} = 80V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	27	40		V _{GS} = 10V
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	17	—	ns	V _{DD} = 50V
t _r	Rise Time	—	77	—		I _D = 35A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	41	—		R _G = 6.8Ω
t _f	Fall Time	—	56	—		V _{GS} = 10V
L _D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C _{iss}	Input Capacitance	—	2900	—	pF	V _{GS} = 0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	290	—		V _{DS} = 25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	150	—		f = 1.0MHz, See Fig. 5
C _{oss}	Output Capacitance	—	1130	—		V _{GS} = 0V, V _{DS} = 1.0V, f = 1.0MHz
C _{oss}	Output Capacitance	—	170	—		V _{GS} = 0V, V _{DS} = 80V, f = 1.0MHz
C _{oss eff.}	Effective Output Capacitance	—	280	—		V _{GS} = 0V, V _{DS} = 0V to 80V

Diode Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	59	A	MOSFET symbol showing the integral reverse
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) (D)	—	—	240		p-n junction diode.
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	T _J = 25°C, I _S = 35A, V _{GS} = 0V
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	50	75	ns	T _J = 25°C, I _F = 35A, V _{DD} = 25V
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	100	160	nC	di/dt = 100A/μs
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by LS+LD)				

Notes:

- ú) Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11).
- a> Limited by T_{Jmax}, starting T_J = 25°C, L = 0.27mH, R_G = 25Ω, I_{AS} = 35A, V_{GS} = 10V. Part not recommended for use above this value.
- @ I_{SD} ≤ 35A, di/dt ≤ 380A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_J ≤ 175°C.
- ® Pulse width ≤ 1.0ms; duty cycle ≤ 2%.

- ◆ C_{oss eff.} is a fixed capacitance that gives the same charging time as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS}.
- @ Limited by T_{Jmax}, see Fig.12a, 12b, 15, 16 for typical repetitive avalanche performance.
- (J) This value determined from sample failure population. 100% tested to this value in production.
- ® This is applied to D²Pak, when mounted on 1" square PCB (FR-4 or G-10 Material). For recommended footprint and soldering techniques refer to application note #AN-994.



1RF3710Z/S/L

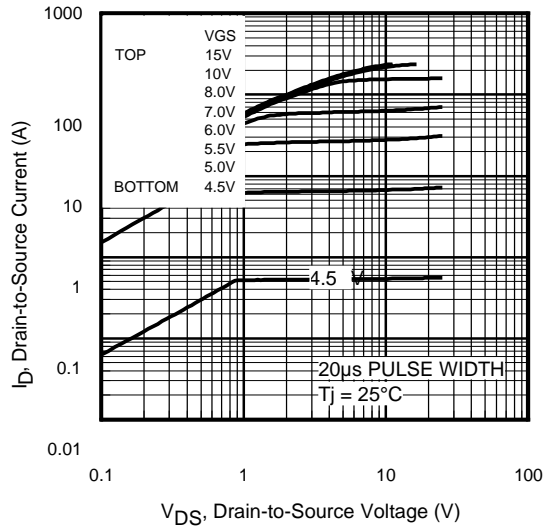


Fig 1. Typical Output Characteristics

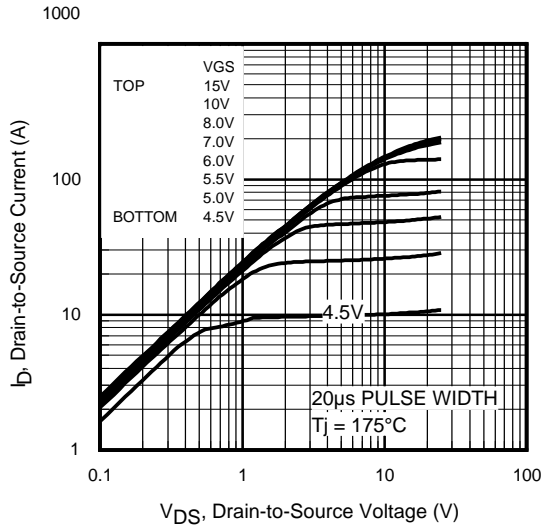


Fig 2. Typical Output Characteristics

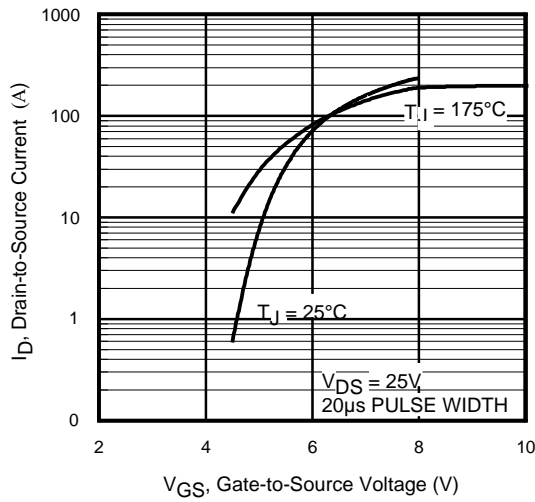


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

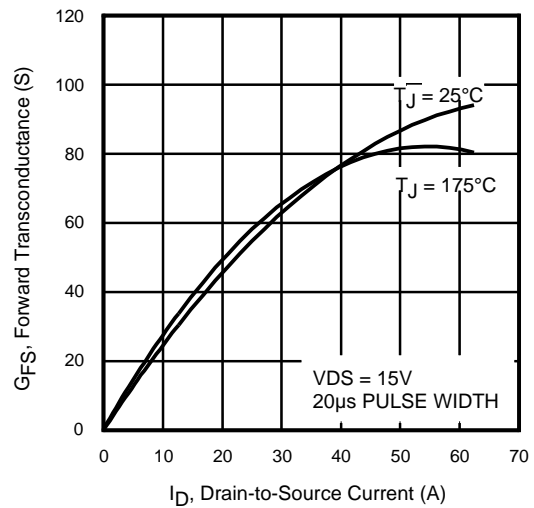


Fig 4. Typical Forward Transconductance vs. Drain Current

1RF3710Z/S/L

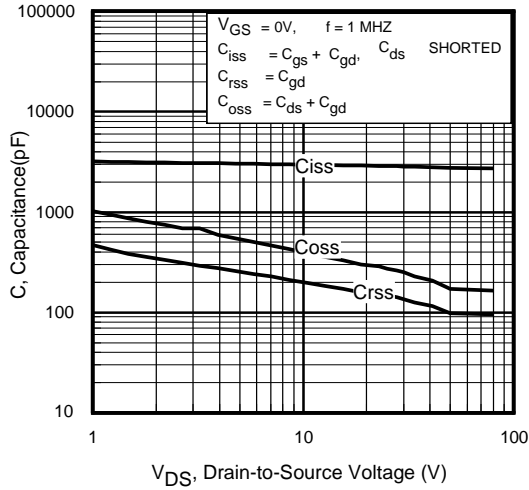


Fig 5. Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage

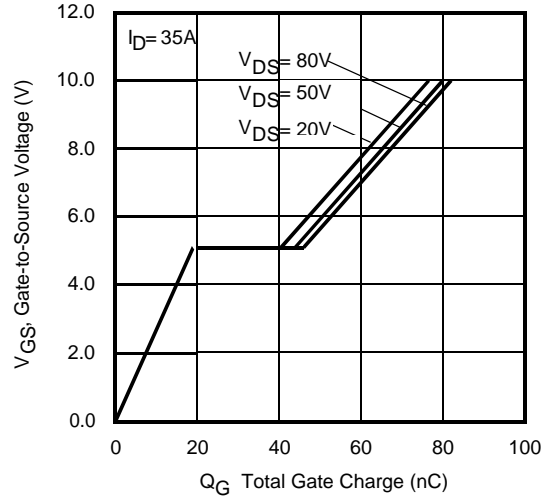


Fig 6. Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

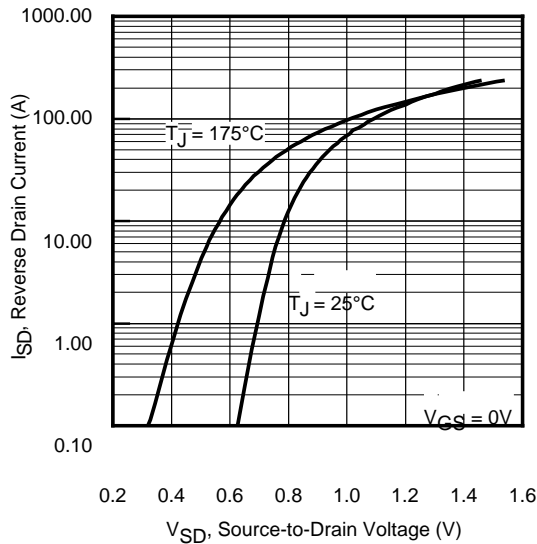


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

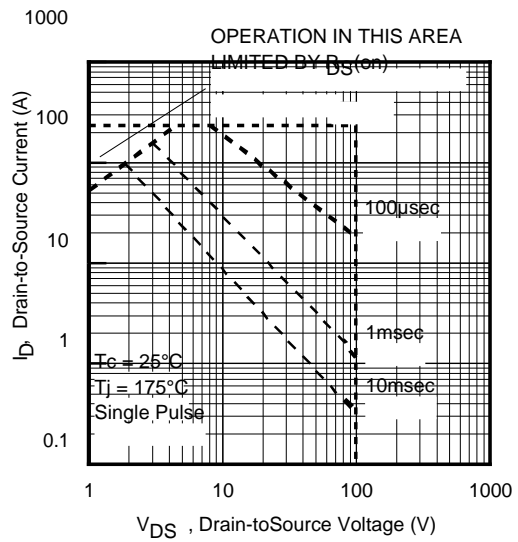


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

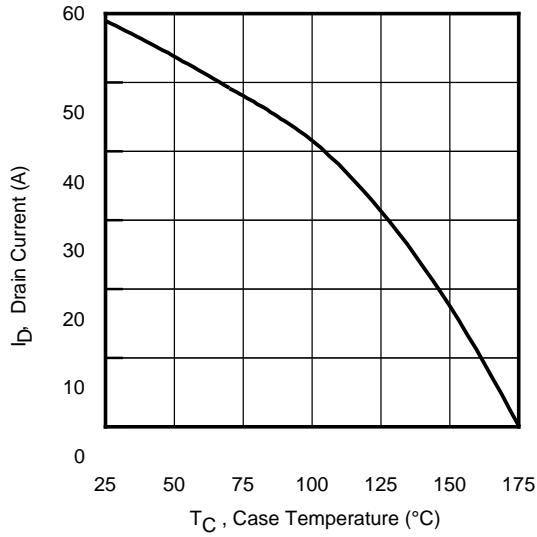


Fig 9. Maximum Drain Current vs. Case Temperature

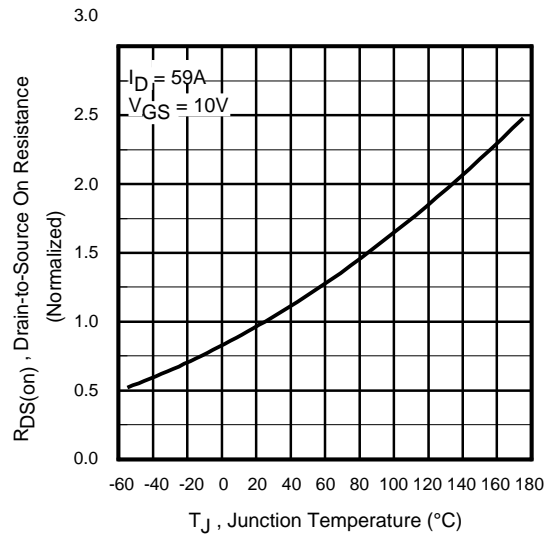


Fig 10. Normalized On-Resistance vs. Temperature

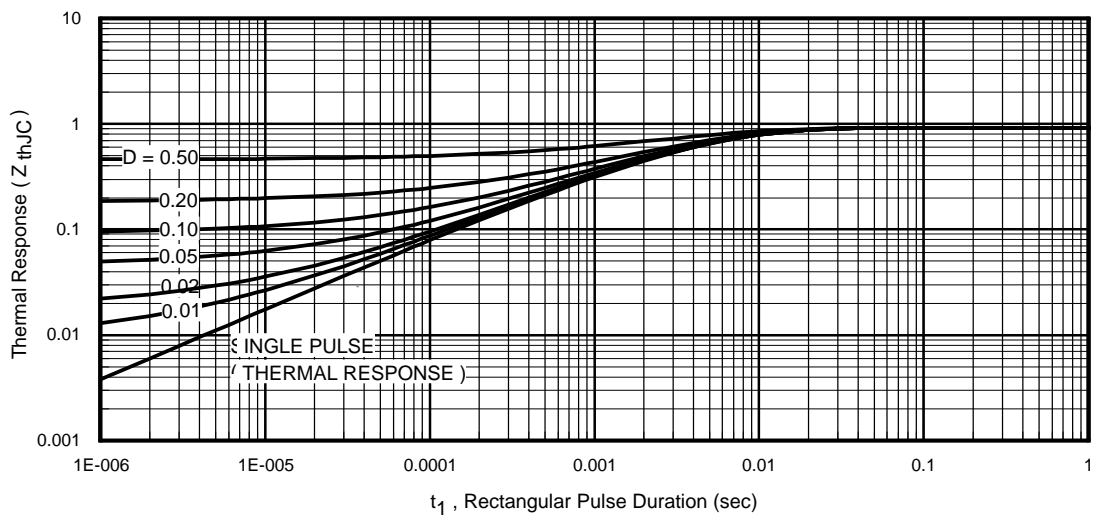


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

1RF3710Z/S/L

International
Rectifier

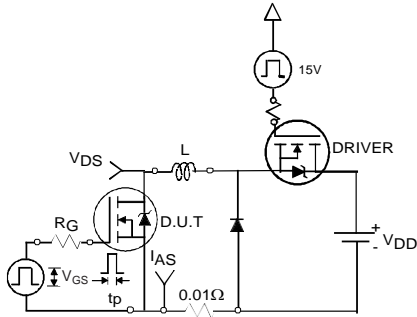


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

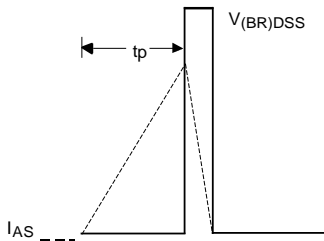


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

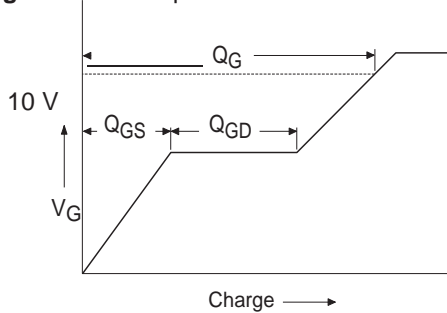


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

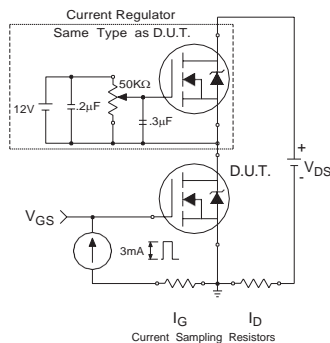


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

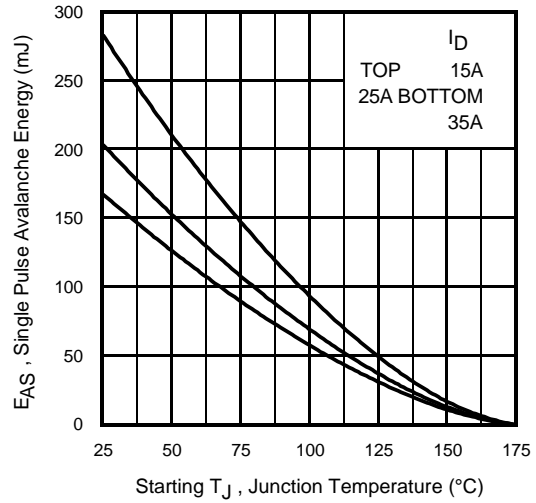


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy vs. Drain Current

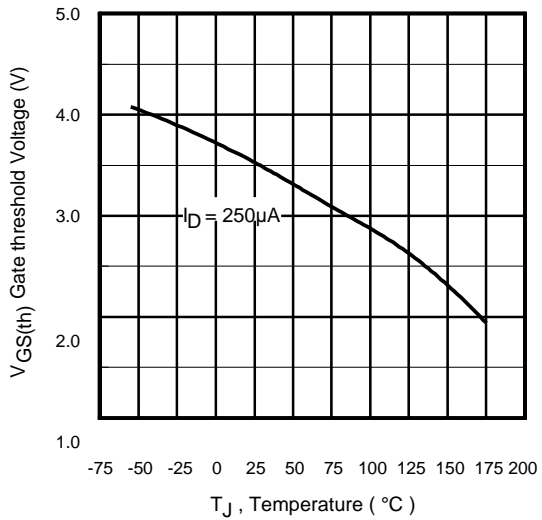


Fig 14. Threshold Voltage vs. Temperature

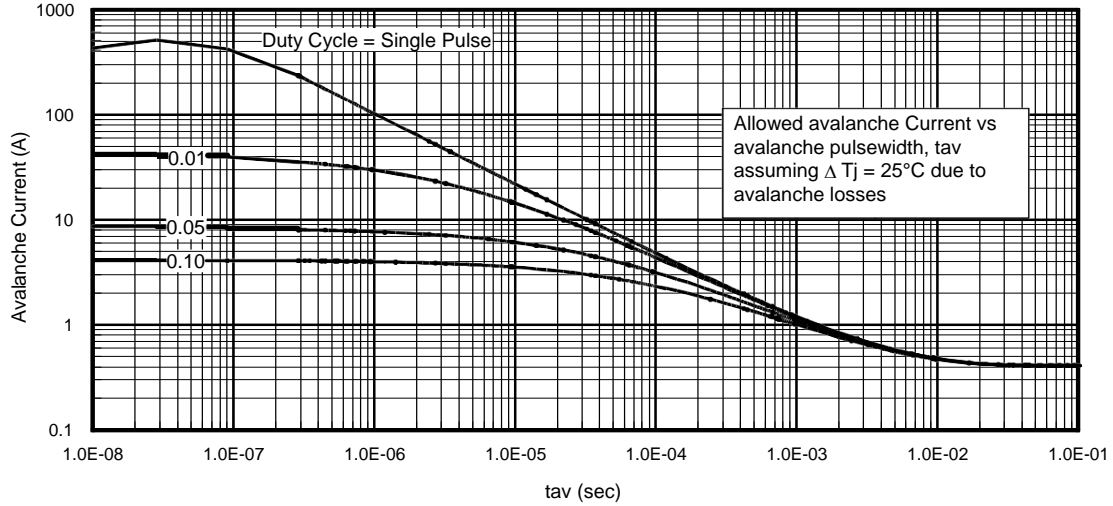


Fig 15. Typical Avalanche Current vs.Pulsewidth

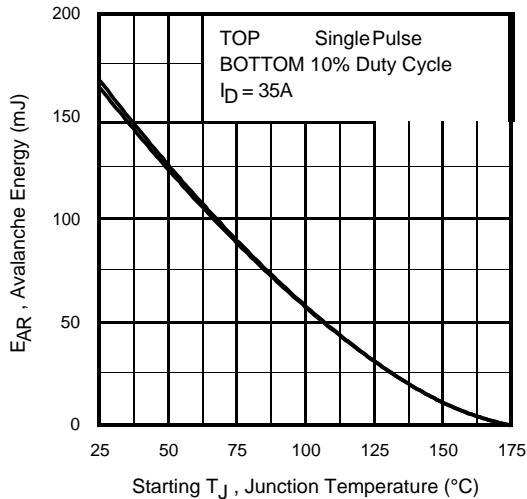


Fig 16. Maximum Avalanche Energy vs. Temperature

Notes on Repetitive Avalanche Curves , Figures 15, 16:
(For further info, see AN-1005 at www.irf.com)

1. Avalanche failures assumption:
Purely a thermal phenomenon and failure occurs at a temperature far in excess of T_{jmax} . This is validated for every part type.
2. Safe operation in Avalanche is allowed as long as T_{jmax} is not exceeded.
3. Equation below based on circuit and waveforms shown in Figures 12a, 12b.
4. $P_{D(ave)}$ = Average power dissipation per single avalanche pulse.
5. BV = Rated breakdown voltage (1.3 factor accounts for voltage increase during avalanche).
6. I_{av} = Allowable avalanche current.
7. ΔT = Allowable rise in junction temperature, not to exceed T_{jmax} (assumed as 25°C in Figure 15, 16).
 t_{av} = Average time in avalanche.
 D = Duty cycle in avalanche = $t_{av} \cdot f$
 $Z_{thJC}(D, t_{av})$ = Transient thermal resistance, see figure 11)

$$P_{D(ave)} = 1/2 (1.3 \cdot BV \cdot I_{av}) = \phi \cdot T / Z_{thJC}$$

$$I_{av} = 2\phi \cdot T / [1.3 \cdot BV \cdot Z_{th}]$$

$$E_{AS(AR)} = P_{D(ave)} \cdot t_{av}$$

1RF3710Z/S/L

International
Rectifier

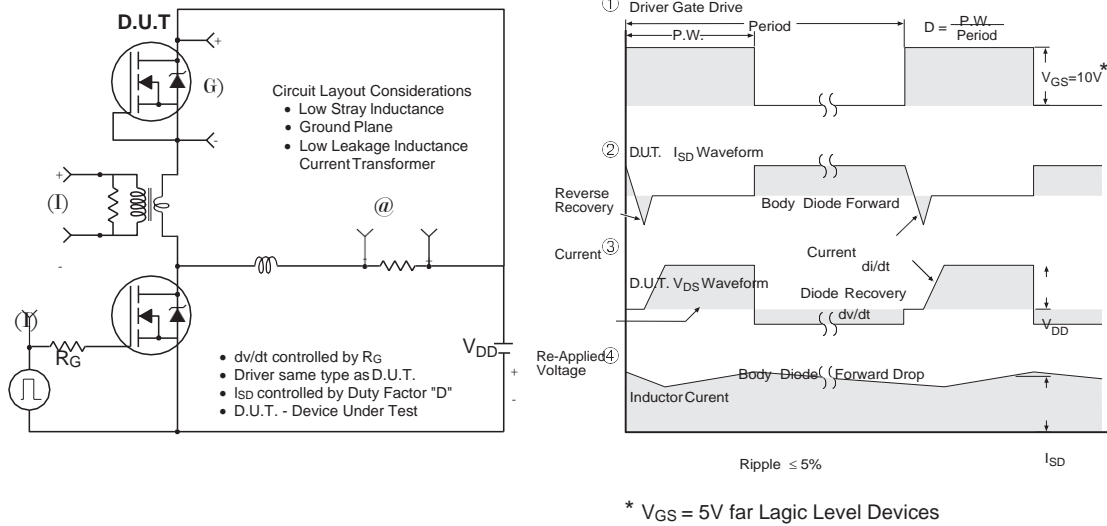


Fig 17. Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit for N-Channel HEXFET® Power MOSFETs

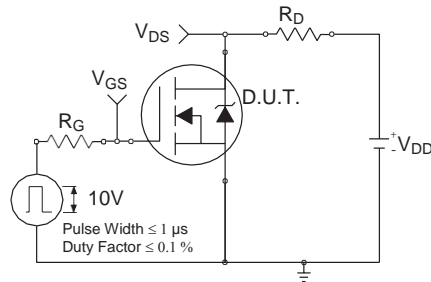


Fig 18a. Switching Time Test Circuit

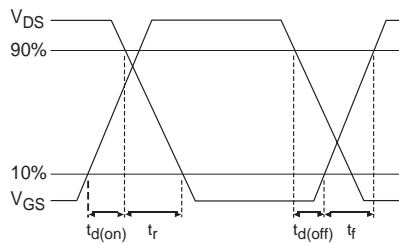
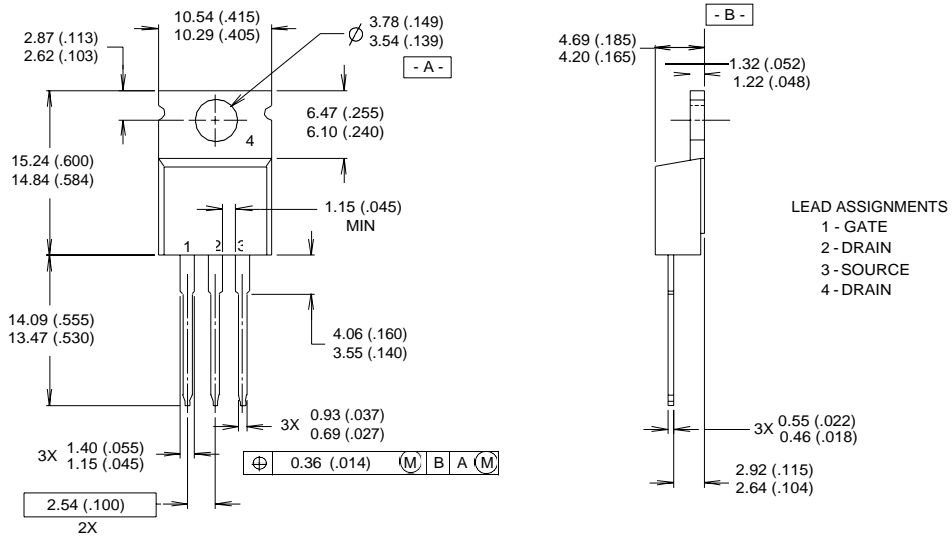


Fig 18b. Switching Time Waveforms



T0-220AB Package Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



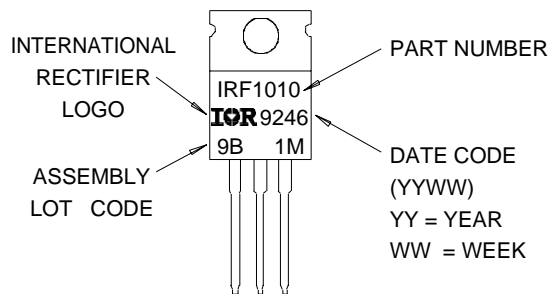
NOTES:

- 1 DIMENSIONING & TOLERANCING PER ANSII14.5M, 1982.
- 2 CONTROLLING DIMENSION : INCH

- 3 OUTLINE CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-220AB.
- 4 HEATSINK & LEAD MEASUREMENTS DO NOT INCLUDE BURRS.

T0-220AB Part Marking Information

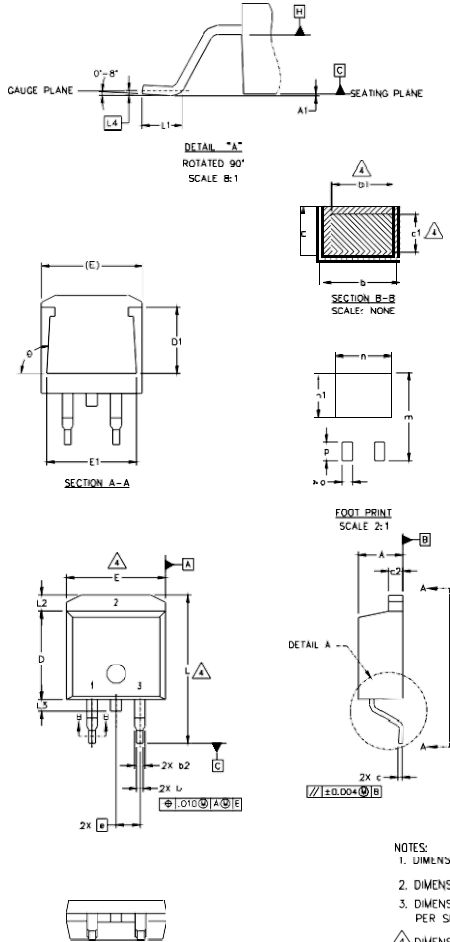
EXAMPLE : THIS IS AN IRF1010
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 9B1M



1RF3710Z/S/L

O²Pak Package Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



SYMBOL	DIMENSIONS				NOTES
	MILLIMETERS		INCHES		
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	4.06	4.83	.160	.190	4
A1		0.127		.005	
b	0.51	0.99	.020	.039	
b1	0.51	0.89	.020	.035	
b2	1.14	1.40	.045	.055	4
c	0.43	0.63	.017	.025	
c1	0.38	0.74	.015	.029	3
c2	1.14	1.40	.045	.055	
D	8.51	9.65	.335	.380	3
D1	5.33		.210		
E	9.65	10.67	.380	.420	3
E1	6.22		.245		
e	2.54 BSC		.100 BSC		
L	14.61	15.88	.575	.625	
L1	1.78	2.79	.070	.110	
L2		1.65		.065	
L3	1.27	1.78	.050	.070	
L4	0.25 BSC		.010 BSC		
m	17.78		.700		
m1	8.89		.350		
n	11.43		.450		
o	2.08		.082		
p	3.81		.150		
theta	90°	93°	90°	93°	

LEAD ASSIGNMENTS

HEXFET	IGBTs, CoPACK	DIODES
1.- GATE	1.- GATE	1.- ANODE *
2.- DRAIN	2.- COLLECTOR	2.- CATHODE
3.- SOURCE	3.- EMITTER	3.- ANODE

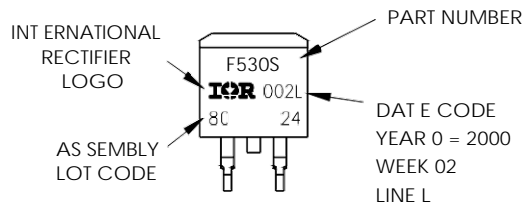
* PART DEPENDENT.

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M-1994
2. DIMENSIONS ARE SHOWN IN MILLIMETERS [INCHES]
3. DIMENSION D & E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.127 [0.005"] PER SIDE. THESE DIMENSIONS ARE MEASURED AT THE OUTMOST EXTREMES OF THE PLASTIC BODY.
4. DIMENSION b1 AND c1 APPLY TO BASE METAL ONLY.
5. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

O²Pak Part Marking Information

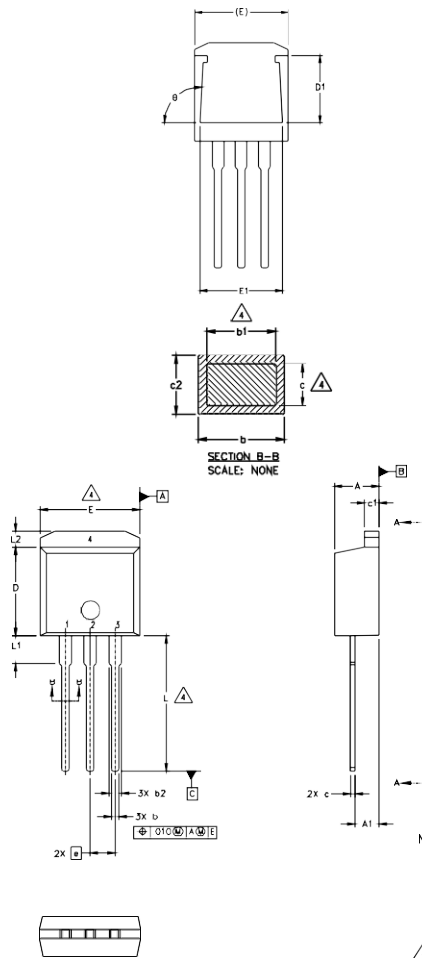
EXAMPLE: THIS IS AN IRF530S WITH
LOT CODE 8024
ASSEMBLED ON WW 02, 2000
IN THE ASSEMBLY LINE "L"





TO-262 Package Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



SYMBOL	DIMENSIONS				NOTES
	MILLIMETERS		INCHES		
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	4.06	4.83	.160	.190	
A1	2.03	2.92	.080	.115	
b	0.51	0.99	.020	.039	
b1	0.51	0.89	.020	.035	4
b2	1.14	1.40	.045	.055	
c	0.38	0.63	.015	.025	4
c1	1.14	1.40	.045	.055	
c2	0.43	.063	.017	.025	
D	8.51	9.65	.335	.380	3
D1	5.33		.210		
E	9.65	10.67	.380	.420	3
E1	6.22		.245		
e	2.54	BSC	.100	BSC	
L	13.46	14.09	.530	.555	
L1	3.56	3.71	.140	.146	
L2		1.65		.065	

LEAD ASSIGNMENTS

HEXFET

- 1.- GATE
- 2.- DRAIN
- 3.- SOURCE
- 4.- DRAIN

IGBT

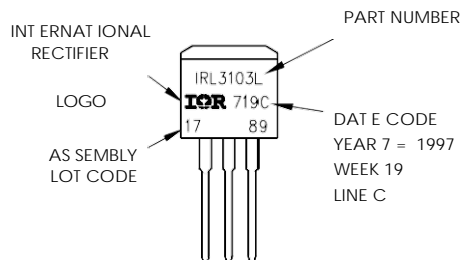
- 1- GATE
- 2- COLLECTOR
- 3- EMITTER

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M-1994
 2. DIMENSIONS ARE SHOWN IN MILLIMETERS [INCHES].
 3. DIMENSION D & E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.127 [0.005"] PER SIDE. THESE DIMENSIONS ARE MEASURED AT THE OUTMOST EXTREMES OF THE PLASTIC BODY.
 4. DIMENSION b1 AND c1 APPLY TO BASE METAL ONLY.
5. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

TO-262 Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRL3103L
 LOT CODE 1789
 ASSEMBLED ON WW 19, 1997
 IN THE ASSEMBLY LINE "C"

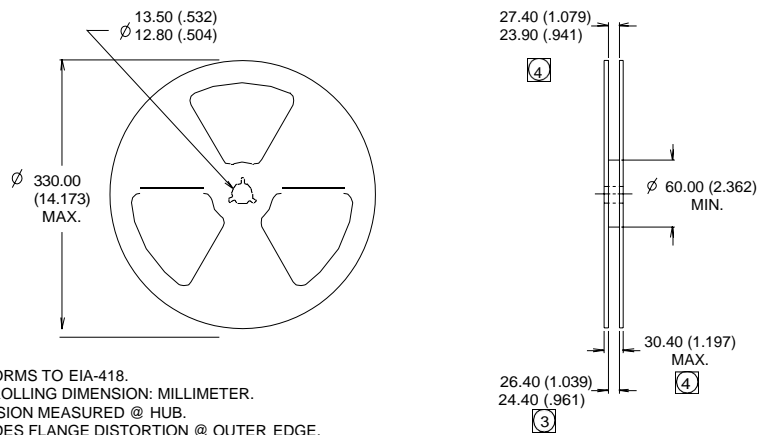
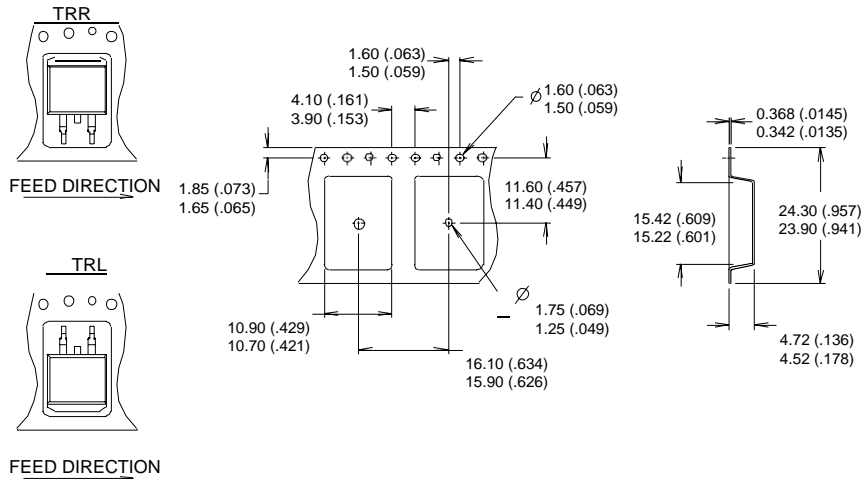


1RF3710Z/S/L

International
IR Rectifier

0²Pak Tape & Reel Information

Dimensions are shown in millimeters (inches)



- NOTES :
1. CONFORMS TO EIA-418.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 - ③ DIMENSION MEASURED @ HUB.
 - ④ INCLUDES FLANGE DISTORTION @ OUTER EDGE.

T0-220AB package is not recommended for Surface Mount Application.

Data and specifications subject to change without notice.
This product has been designed and qualified for the Automotive [Q101] market.
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at www.irf.com for sales contact information. 08/03
www.irf.com



1N53 Series

5 Watt Surmetic™ 40 Zener Voltage Regulators

This is a complete series of 5 Watt Zener diodes with tight limits and better operating characteristics that reflect the superior capabilities of silicon-oxide passivated junctions. All this in an axial lead, transfer-molded plastic package that offers protection in all common environmental conditions.

Features

- Zener Voltage Range – 3.3 V to 200 V
- ESD Rating of Class 3 (>16 kV) per Human Body Model
- Surge Rating of up to 180 W @ 8.3ms
- Maximum Limits Guaranteed on up to Six Electrical Parameters
- Pb-Free Packages are Available*

Mechanical Characteristics

CASE: Void free, transfer-molded, thermosetting plastic

FINISH: All external surfaces are corrosion resistant and leads are readily solderable

MAXIMUM LEAD TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES: 260°C, 1/16 in. from the case for 10 seconds

POLARITY: Cathode indicated by polarity band

MOUNTING POSITION: Any

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Max. Steady State Power Dissipation @ T _L = 25°C, Lead Length = 3/8 in Derate above 25°C	P _D	5	W
Junction-to-Lead Thermal Resistance	S _{JL}	40	mW/°C
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	-65 to +200 (Note 1)	°C

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

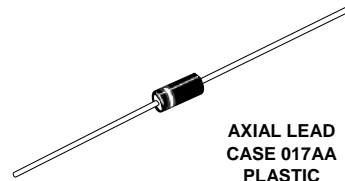
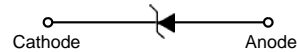
1. Max operating temperature for DC conditions is 150°C, but not to exceed 200°C for pulsed conditions with low duty cycle or non-repetitive.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

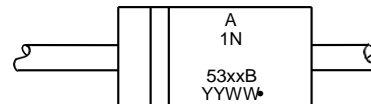


ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



MARKING DIAGRAM



- A = Assembly Location
- 1N53xxB = Device Number
(Refer to Tables on Pages 3 & 4)
- YY = Year
- WW = Work Week
- = Pb-Free Package
(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
1N53xxB, G	Axial Lead	1000 Units/Box
1N53xxBRL, G	Axial Lead	4000/Tape & Reel

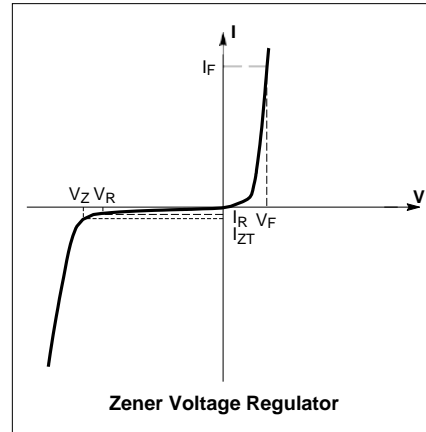
†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.



1N53 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted, $V_F = 1.2\text{ V Max}$ @ $I_F = 1.0\text{ A}$ for all types)

Symbol	Parameter
V_Z	Reverse Zener Voltage @ I_{ZT}
I_{ZT}	Reverse Current
Z_{ZT}	Maximum Zener Impedance @ I_{ZT}
I_{ZK}	Reverse Current
Z_{ZK}	Maximum Zener Impedance @ I_{ZK}
I_R	Reverse Leakage Current @ V_R
V_R	Breakdown Voltage
I_F	Forward Current
V_F	Forward Voltage @ I_F
I_R	Maximum Surge Current @ $T_A = 25^\circ\text{C}$
ΔV_Z	Reverse Zener Voltage Change
I_{ZM}	Maximum DC Zener Current



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted, $V_F = 1.2\text{ V Max}$ @ $I_F = 1.0\text{ A}$ for all types)

Device [†] (Note 2)	Device Marking	Zener Voltage (Note 3)			Zener Impedance (Note 3)			Leakage Current		I_R (Note 4)	AV_Z (Note 5)	I_{ZM} (Note 6)	
		V_Z (Volts)			@ I_{ZT}	Z_{ZT} @ I_{ZT}	Z_{ZK} @ I_{ZK}	I_{ZK}	I_R @ V_R				
		Min	Nom	Max	mA	Ω	Ω	mA	$\mu\text{A Max}$				Volts
1N5333B	1N5333B	3.14	3.3	3.47	380	3	400	1	300	1	20	0.85	1440
1N5334B	1N5334B	3.42	3.6	3.78	350	2.5	500	1	150	1	18.7	0.8	1320
1N5335B	1N5335B	3.71	3.9	4.10	320	2	500	1	50	1	17.6	0.54	1220
1N5336B	1N5336B	4.09	4.3	4.52	290	2	500	1	10	1	16.4	0.49	1100
1N5337B	1N5337B	4.47	4.7	4.94	260	2	450	1	5	1	15.3	0.44	1010
1N5338B	1N5338B	4.85	5.1	5.36	240	1.5	400	1	1	1	14.4	0.39	930
1N5339B	1N5339B	5.32	5.6	5.88	220	1	400	1	1	2	13.4	0.25	865
1N5340B	1N5340B	5.70	6.0	6.30	200	1	300	1	1	3	12.7	0.19	790
1N5341B	1N5341B	5.89	6.2	6.51	200	1	200	1	1	3	12.4	0.1	765
1N5342B	1N5342B	6.46	6.8	7.14	175	1	200	1	10	5.2	11.5	0.15	700
1N5343B	1N5343B	7.13	7.5	7.88	175	1.5	200	1	10	5.7	10.7	0.15	630
1N5344B	1N5344B	7.79	8.2	8.61	150	1.5	200	1	10	6.2	10	0.2	580
1N5345B	1N5345B	8.27	8.7	9.14	150	2	200	1	10	6.6	9.5	0.2	545
1N5346B	1N5346B	8.65	9.1	9.56	150	2	150	1	7.5	6.9	9.2	0.22	520
1N5347B	1N5347B	9.50	10	10.5	125	2	125	1	5	7.6	8.6	0.22	475

Devices listed in **bold, italic** are ON Semiconductor **Preferred** devices. **Preferred** devices are recommended choices for future use and best overall value.

- TOLERANCE AND TYPE NUMBER DESIGNATION:** The JEDEC type numbers shown indicate a tolerance of $\pm 5\%$.
- ZENER VOLTAGE (V_Z) and IMPEDANCE (I_{ZT} and I_{ZK}):** Test conditions for zener voltage and impedance are as follows: I_Z is applied 40 ± 10 ms prior to reading. Mounting contacts are located 3/8" to 1/2" from the inside edge of mounting clips to the body of the diode ($T_A = 25^\circ\text{C} + 8^\circ\text{C}, -2^\circ\text{C}$).
- SURGE CURRENT (I_R):** Surge current is specified as the maximum allowable peak, non-recurrent square-wave current with a pulse width, PW, of 8.3 ms. The data given in Figure 5 may be used to find the maximum surge current for a square wave of any pulse width between 1 ms and 1000 ms by plotting the applicable points on logarithmic paper. Examples of this, using the 3.3 V and 200 V zener are shown in Figure 6. Mounting contact located as specified in Note 2 ($T_A = 25^\circ\text{C} + 8^\circ\text{C}, -2^\circ\text{C}$).
- VOLTAGE REGULATION (AV_Z):** The conditions for voltage regulation are as follows: V_Z measurements are made at 10% and then at 50% of the I_{ZM} max value listed in the electrical characteristics table. The test current time duration for each V_Z measurement is 40 ± 10 ms. Mounting contact located as specified in Note 2 ($T_A = 25^\circ\text{C} + 8^\circ\text{C}, -2^\circ\text{C}$).
- MAXIMUM REGULATOR CURRENT (I_{ZM}):** The maximum current shown is based on the maximum voltage of a 5% type unit, therefore, it applies only to the B-suffix device. The actual I_{ZM} for any device may not exceed the value of 5 watts divided by the actual V_Z of the device. $T_L = 25^\circ\text{C}$ at 3/8" maximum from the device body.

[†]The "G" suffix indicates Pb-Free package or Pb-Free packages are available.



1N53 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted, V_F = 1.2 V Max @ I_F = 1.0 A for all types)

Device† (Note 7)	Device Marking	Zener Voltage (Note 8)				Zener Impedance (Note 8)			Leakage Current		I _R (Note 9)	AV _Z (Note 10)	I _{ZM} (Note 11)
		V _Z (Volts)			@ I _{ZT}	Z _{ZT} @ I _{ZT}	Z _{ZK} @ I _{ZK}	I _{ZK}	I _R @ V _R				
		Min	Nom	Max	mA	Ω	Ω	mA	μA Max	Volts			
1N5348B	1N5348B	10.45	11	11.55	125	2.5	125	1	5	8.4	8.0	0.25	430
1N5349B	1N5349B	11.4	12	12.6	100	2.5	125	1	2	9.1	7.5	0.25	395
1N5350B	1N5350B	12.35	13	13.65	100	2.5	100	1	1	9.9	7.0	0.25	365
1N5351B	1N5351B	13.3	14	14.7	100	2.5	75	1	1	10.6	6.7	0.25	340
1N5352B	1N5352B	14.25	15	15.75	75	2.5	75	1	1	11.5	6.3	0.25	315
1N5353B	1N5353B	15.2	16	16.8	75	2.5	75	1	1	12.2	6.0	0.3	295
1N5354B	1N5354B	16.15	17	17.85	70	2.5	75	1	0.5	12.9	5.8	0.35	280
1N5355B	1N5355B	17.1	18	18.9	65	2.5	75	1	0.5	13.7	5.5	0.4	264
1N5356B	1N5356B	18.05	19	19.95	65	3	75	1	0.5	14.4	5.3	0.4	250
1N5357B	1N5357B	19	20	21	65	3	75	1	0.5	15.2	5.1	0.4	237
1N5358B	1N5358B	20.9	22	23.1	50	3.5	75	1	0.5	16.7	4.7	0.45	216
1N5359B	1N5359B	22.8	24	25.2	50	3.5	100	1	0.5	18.2	4.4	0.55	198
1N5360B	1N5360B	23.75	25	26.25	50	4	110	1	0.5	19	4.3	0.55	190
1N5361B	1N5361B	25.65	27	28.35	50	5	120	1	0.5	20.6	4.1	0.6	176
1N5362B	1N5362B	26.6	28	29.4	50	6	130	1	0.5	21.2	3.9	0.6	170
1N5363B	1N5363B	28.5	30	31.5	40	8	140	1	0.5	22.8	3.7	0.6	158
1N5364B	1N5364B	31.35	33	34.65	40	10	150	1	0.5	25.1	3.5	0.6	144
1N5365B	1N5365B	34.2	36	37.8	30	11	160	1	0.5	27.4	3.5	0.65	132
1N5366B	1N5366B	37.05	39	40.95	30	14	170	1	0.5	29.7	3.1	0.65	122
1N5367B	1N5367B	40.85	43	45.15	30	20	190	1	0.5	32.7	2.8	0.7	110
1N5368B	1N5368B	44.65	47	49.35	25	25	210	1	0.5	35.8	2.7	0.8	100
1N5369B	1N5369B	48.45	51	53.55	25	27	230	1	0.5	38.8	2.5	0.9	93
1N5370B	1N5370B	53.2	56	58.8	20	35	280	1	0.5	42.6	2.3	1.0	86
1N5371B	1N5371B	57	60	63	20	40	350	1	0.5	45.5	2.2	1.2	79
1N5372B	1N5372B	58.9	62	65.1	20	42	400	1	0.5	47.1	2.1	1.35	76
1N5373B	1N5373B	64.6	68	71.4	20	44	500	1	0.5	51.7	2.0	1.52	70
1N5374B	1N5374B	71.25	75	78.75	20	45	620	1	0.5	56	1.9	1.6	63
1N5375B	1N5375B	77.9	82	86.1	15	65	720	1	0.5	62.2	1.8	1.8	58
1N5377B	1N5377B	86.45	91	95.55	15	75	760	1	0.5	69.2	1.6	2.2	52.5
1N5378B	1N5378B	95	100	105	12	90	800	1	0.5	76	1.5	2.5	47.5
1N5380B	1N5380B	114	120	126	10	170	1150	1	0.5	91.2	1.3	2.5	39.5
1N5381B	1N5381B	123.5	130	136.5	10	190	1250	1	0.5	98.8	1.2	2.5	36.6
1N5383B	1N5383B	142.5	150	157.5	8	330	1500	1	0.5	114	1.1	3.0	31.6
1N5384B	1N5384B	152	160	168	8	350	1650	1	0.5	122	1.1	3.0	29.4
1N5386B	1N5386B	171	180	189	5	430	1750	1	0.5	137	1.0	4.0	26.4
1N5387B	1N5387B	180.5	190	199.5	5	450	1850	1	0.5	144	0.9	5.0	25
1N5388B	1N5388B	190	200	210	5	480	1850	1	0.5	152	0.9	5.0	23.6

Devices listed in **bold, italic** are ON Semiconductor **Preferred** devices. **Preferred** devices are recommended choices for future use and best overall value.

- TOLERANCE AND TYPE NUMBER DESIGNATION:** The JEDEC type numbers shown indicate a tolerance of ±5%.
- ZENER VOLTAGE (V_Z) and IMPEDANCE (I_{ZT} and I_{ZK}):** Test conditions for zener voltage and impedance are as follows: I_Z is applied 40 ±10 ms prior to reading. Mounting contacts are located 3/8" to 1/2" from the inside edge of mounting clips to the body of the diode (T_A = 25°C +8°C, -2°C).
- SURGE CURRENT (I_R):** Surge current is specified as the maximum allowable peak, non-recurrent square-wave current with a pulse width, PW, of 8.3 ms. The data given in Figure 5 may be used to find the maximum surge current for a square wave of any pulse width between 1 ms and 1000 ms by plotting the applicable points on logarithmic paper. Examples of this, using the 3.3 V and 200 V zener are shown in Figure 6. Mounting contact located as specified in Note 7 (T_A = 25°C +8°C, -2°C).
- VOLTAGE REGULATION (AV_Z):** The conditions for voltage regulation are as follows: V_Z measurements are made at 10% and then at 50% of the I_Z max value listed in the electrical characteristics table. The test current time duration for each V_Z measurement is 40 ±10 ms. Mounting contact located as specified in Note 7 (T_A = 25°C +8°C, -2°C).
- MAXIMUM REGULATOR CURRENT (I_{ZM}):** The maximum current shown is based on the maximum voltage of a 5% type unit, therefore, it applies only to the B-suffix device. The actual I_{ZM} for any device may not exceed the value of 5 watts divided by the actual V_Z of the device. T_L = 25°C at 3/8" maximum from the device body.

†The "G" suffix indicates Pb-Free package or Pb-Free packages are available.

1N53 Series

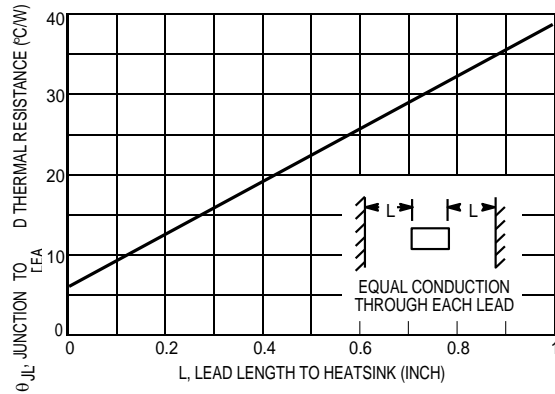


Figure 1. Typical Thermal Resistance

TEMPERATURE COEFFICIENTS

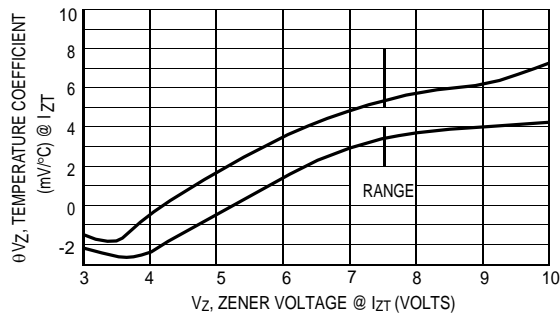


Figure 2. Temperature Coefficient-Range for Units 3 to 10 Volts

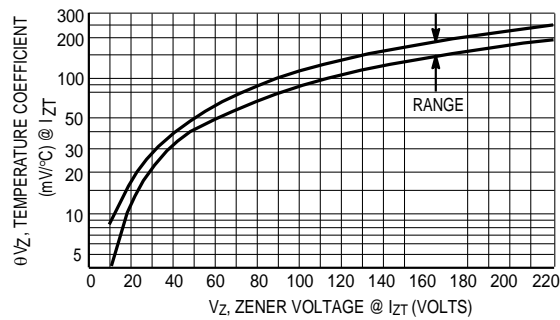


Figure 3. Temperature Coefficient-Range for Units 10 to 220 Volts

1N53 Series

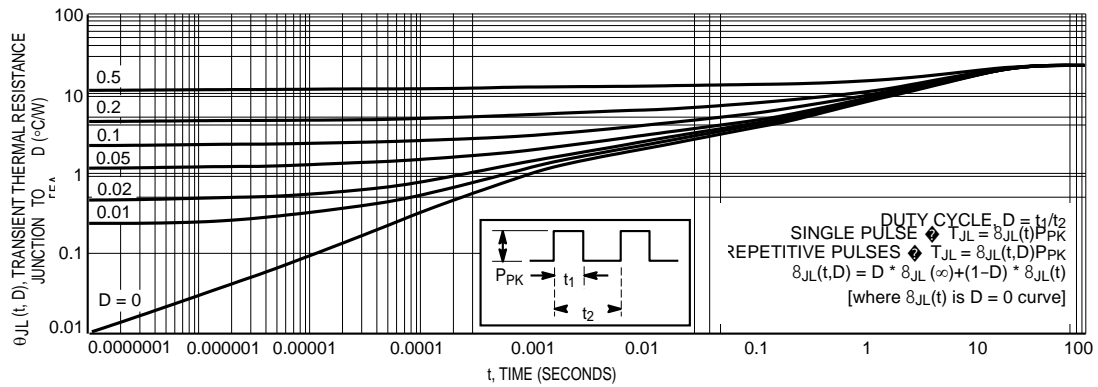


Figure 4. Typical Thermal Response
L, Lead Length = 3/8 Inch

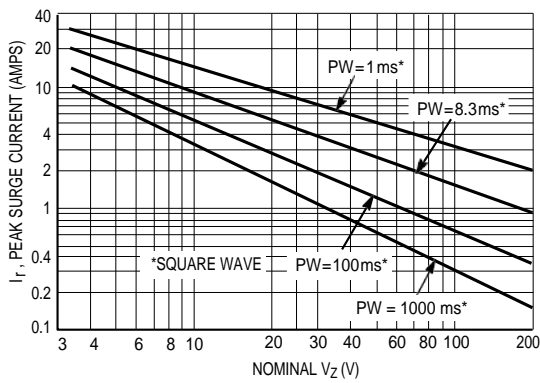


Figure 5. Maximum Non-Repetitive Surge Current versus Nominal Zener Voltage
(See Note 4)

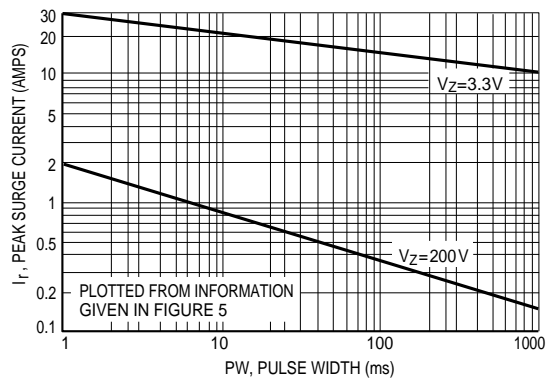


Figure 6. Peak Surge Current versus Pulse Width
(See Note 4)

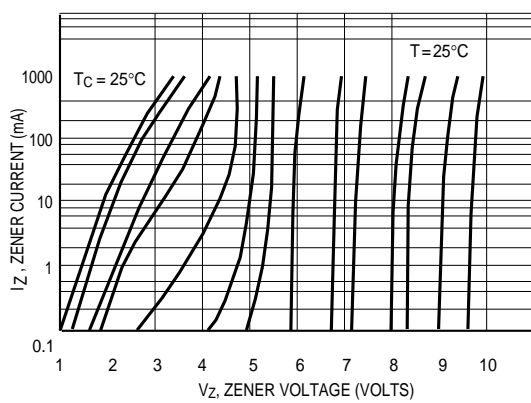


Figure 7. Zener Voltage versus Zener Current
 $V_z = 3.3$ thru 10 Volts

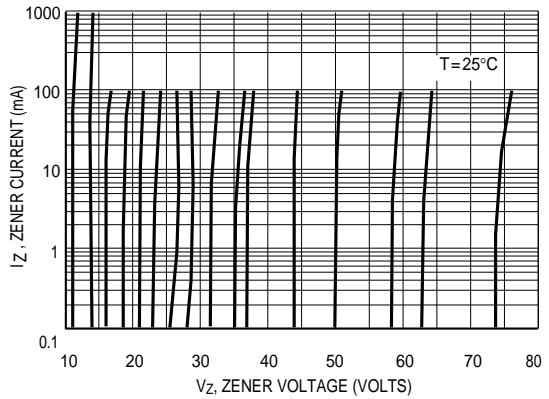


Figure 8. Zener Voltage versus Zener Current
 $V_z = 11$ thru 75 Volts

1N53 Series

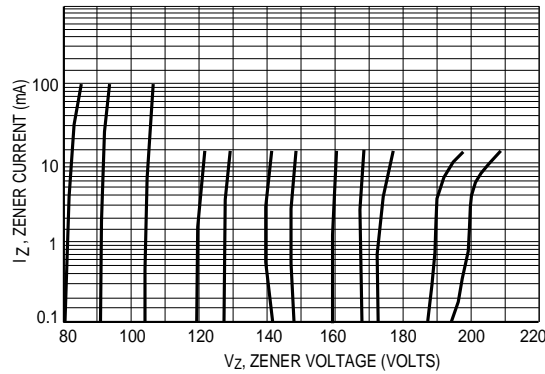


Figure 9. Zener Voltage versus Zener Current
V_Z = 82 thru 200 Volts

APPLICATION NOTE

Since the actual voltage available from a given Zener diode is temperature dependent, it is necessary to determine junction temperature under any set of operating conditions in order to calculate its value. The following procedure is recommended:

Lead Temperature, T_L, should be determined from:

$$T_L = \theta_{LA} P_D + T_A$$

θ_{LA} is the lead-to-ambient thermal resistance and P_D is the power dissipation.

Junction Temperature, T_J, may be found from:

$$T_J = T_L + \theta_{JL} T_{JL}$$

θ_{JL} is the increase in junction temperature above the lead temperature and may be found from Figure 4 for a train of power pulses or from Figure 1 for dc power.

$$\theta_{JL} = \theta_{JL} P_D$$

For worst-case design, using expected limits of I_Z, limits of P_D and the extremes of T_J (θ_{JL}) may be estimated. Changes in voltage, V_Z, can then be found from:

$$\Delta V = \delta_{VZ} \Delta T_J$$

δ_{VZ} , the Zener voltage temperature coefficient, is found from Figures 2 and 3.

Under high power-pulse operation, the Zener voltage will vary with time and may also be affected significantly by the zener resistance. For best regulation, keep current excursions as low as possible.

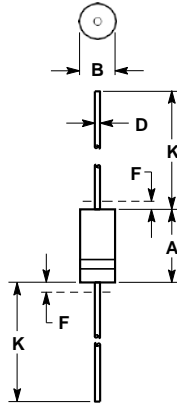
Data of Figure 4 should not be used to compute surge capability. Surge limitations are given in Figure 5. They are lower than would be expected by considering only junction temperature, as current crowding effects cause temperatures to be extremely high in small spots resulting in device degradation should the limits of Figure 5 be exceeded.



1N53 Series

PACKAGE DIMENSIONS

SURMETIC 40, AXIAL LEAD CASE 017AA ISSUE O



NOTES:

1. CONTROLLING DIMENSION: INCH
2. LEAD DIAMETER AND FINISH NOT CONTROLLED WITHIN DIMENSION F.
3. CATHODE BAND INDICATES POLARITY

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.330	0.350	8.38	8.89
B	0.130	0.145	3.30	3.68
D	0.037	0.043	0.94	1.09
F	---	0.050	---	1.27
K	1.000	1.250	25.40	31.75

SURMETIC is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC).

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

Europe, Middle East and Africa Technical Support: Phone: 421 33 790 2910

Japan Customer Focus Center Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com

Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative

1N533B/D





UF4001 - UF4007 Fast Rectifiers

Features

- Low Forward Voltage Drop
- High Surge Current Capability
- High Reliability
- High Current Capability
- Glass-Passivated Junction



DO-41 (Plastic)
COLOR BAND DENOTES CATHODE

Ordering Information

Part Number	Top Mark	Package	Packing Method
UF4001	UF4001	DO-204AL (DO-41)	Tape and Reel
UF4002	UF4002	DO-204AL (DO-41)	Tape and Reel
UF4003	UF4003	DO-204AL (DO-41)	Tape and Reel
UF4004	UF4004	DO-204AL (DO-41)	Tape and Reel
UF4005	UF4005	DO-204AL (DO-41)	Tape and Reel
UF4006	UF4006	DO-204AL (DO-41)	Tape and Reel
UF4007	UF4007	DO-204AL (DO-41)	Tape and Reel

Absolute Maximum Ratings

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only. Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Value							Unit
		UF 4001	UF 4002	UF 4003	UF 4004	UF 4005	UF 4006	UF 4007	
V_{RRM}	Maximum Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current .375 " Lead Length at $T_A = 75^\circ\text{C}$	1.0							A
I_{FSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave	30							A
T_{STG}	Storage Temperature Range	-65 to +150							$^\circ\text{C}$
T_J	Operating Junction Temperature	-65 to +150							$^\circ\text{C}$



Thermal Characteristics

Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Value	Unit
P_D	Power Dissipation	2.08	W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	60	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JL}$	Thermal Resistance, Junction-to-Lead	30	$^\circ\text{C/W}$

Electrical Characteristics

Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Value							Unit
			UF 4001	UF 4002	UF 4003	UF 4004	UF 4005	UF 4006	UF 4007	
V_F	Forward Voltage	$I_F = 1.0\text{ A}$	1.0			1.7				V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_F = 0.5\text{ A},$ $I_R = 1.0\text{ A},$ $I_{RR} = 0.25\text{ A}$	50			75				ns
I_R	Reverse Current at Rated V_R	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10							μA
		$T_A = 100^\circ\text{C}$	50							
C_T	Total Capacitance	$V_R = 4.0\text{ V},$ $f = 1.0\text{ MHz}$	17							pF

Typical Performance Characteristics

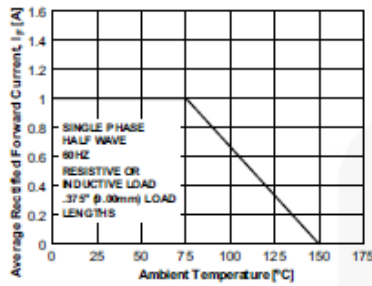


Figure 1. Forward Current Derating Curve

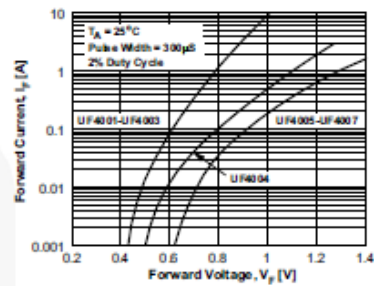


Figure 2. Forward Characteristics

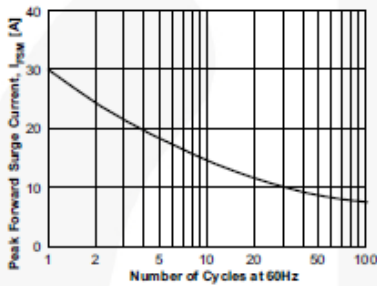


Figure 3. Non-Repetitive Surge Current

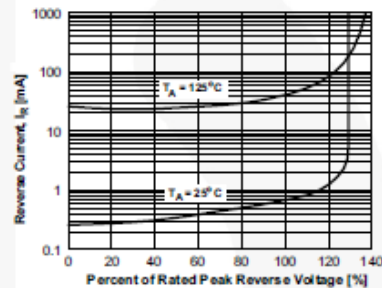


Figure 4. Reverse Characteristics

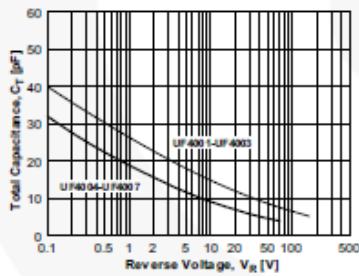
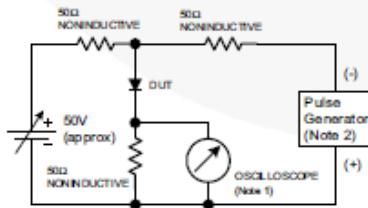
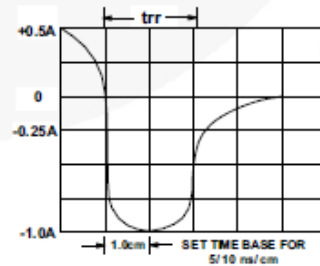


Figure 5. Typical Junction Capacitance



- NOTES:
 1. Rise time = 7.0 ns max; Input Impedance = 1.0 megohm 22 pf.
 2. Rise time = 10 ns max; Source Impedance = 50 ohms.

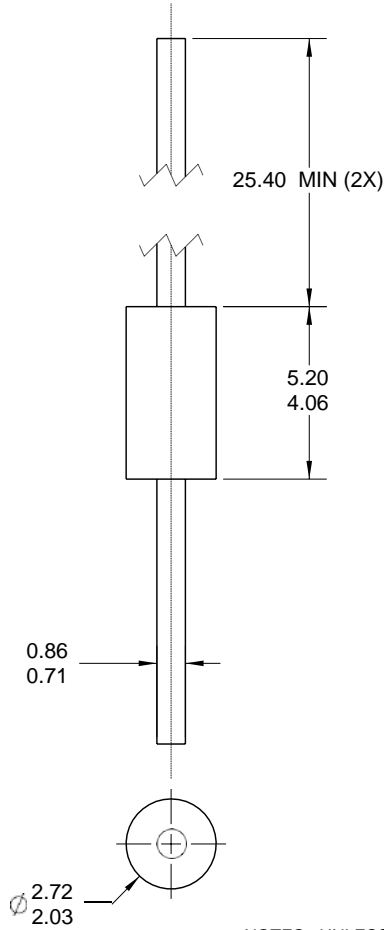
Figure 6. Reverse Recovery Time Characteristic and Test Circuit Diagram







THIS DRAWING IS THE PROPERTY OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. NO USE THEREOF SHALL BE MADE OTHER THAN AS A REFERENCE FOR PROPOSALS AS SUBMITTED TO FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION FOR JOBS TO BE EXECUTED IN CONFORMITY WITH SUCH PROPOSALS UNLESS THE CONSENT OF SAID FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION HAS PREVIOUSLY BEEN OBTAINED. NO PART OF THIS DRAWING SHALL BE COPIED OR DUPLICATED OR ITS CONTENTS DISCLOSED. THE INFORMATION CONTAINED ON THIS DRAWING IS CONFIDENTIAL AND PROPRIETARY.

REVISIONS			
NBR	DESCRIPTION	DATE	BY/APP'D
1	RELEASED TO DCC	29JUL08	HYANG/ SUZHOU
2	CHANGE 5.20 TO 5.21. CHANGE NOTE 'B' ADDED PLASTIC BODY. REMOVE 'GLASS' ON TITLE.	19SEP08	HYANG/ SUZHOU



NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

- A) PACKAGE STANDARD REFERENCE: JEDEC DO-204 VARIATION AL.
- B) PACKAGE BODY CAN BE PLASTIC OR HERMETICALLY SEALED GLASS.
- D) ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- E) DRAWING FILE NAME: DO41AREV2

APPROVALS		DATE	 AXIAL LEADED, JEDEC DO204, VARIATION AL			
DRAWN:	BOBOY MALDO	19SEP08				
CHECKED:	HENRY YANG					
APPROVED:	BY HUANG					
APPROVED:	HOWARD ALLEN		SCALE	SIZE	DRAWING NUMBER	REV
PROJECTION 			1:1	N/A	MKT-DO41A	2
			FORMERLY:	N/A	SHEET: 1 OF 1	



TRADEMARKS

The following includes registered and unregistered trademarks and service marks, owned by Fairchild Semiconductor and/or its global subsidiaries, and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

AccuPower™	F-PFS™	OPTOPLANAR®	
Awinda®	FRFET®		TinyBoost®
AX-CAP®*	Global Power Resource™	PowerTrench®	TinyBuck®
BitSiC™	GreenBridge™	PowerXS™	TinyCalc™
Build it Now™	Green FPS™	Programmable Active Droop™	TinyLogic®
CorePLUS™	Green FPS™ e-Series™	QFET™	TINYOPTO™
CorePOWER™	Gmax™	QS™	TinyPower™
CROSSVOL™	GTO™	Quiet Series™	TinyPWM™
CTL™	IntelliMAX™	RapidConfigure™	TinyWire™
Current Transfer Logic™	ISOPLANAR™		TransiC™
DEUXPEED®	Making Small Speakers Sound Louder and Better™	Saving our world, 1mW/W/kW at a time™	TriFault Detect™
Dual Cool™	MegaBuck™	SignalWise™	TRUECURRENT®*
EcoSPARK®	MICROCOUPLER™	SmartMax™	µSerDes™
EfficientMax™	MicroFET™	SMART START™	
ESBC™	MicroPak™	Solutions for Your Success™	UHC®
	MicroPak2™	SPM®	Ultra FRFET™
Fairchild®	MillerDrive™	STEALTH™	UniFET™
Fairchild Semiconductor®	MotionMax™	SuperFET®	VCX™
FACT Quiet Series™	MotionGrid®	SuperSOT™-3	VisualMax™
FACT®	MTI®	SuperSOT™-6	VoltagePlus™
FAST®	MTx®	SuperSOT™-8	XS™
FastvCore™	MVN®	SupreMOS®	Xsens™
FETBench™	mWSaver®	SyncFET™	
FPS™		Sync-Lock™	仙童™
	OptoHit™		
	OPTOLOGIC		

* Trademarks of System General Corporation, used under license by Fairchild Semiconductor.

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. TO OBTAIN THE LATEST, MOST UP-TO-DATE DATASHEET AND PRODUCT INFORMATION, VISIT OUR WEBSITE AT [HTTP://WWW.FAIRCHILDSEMI.COM](http://www.fairchildsemi.com). FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS. THESE SPECIFICATIONS DO NOT EXPAND THE TERMS OF FAIRCHILD'S WORLDWIDE TERMS AND CONDITIONS, SPECIFICALLY THE WARRANTY THEREIN, WHICH COVERS THESE PRODUCTS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support, device, or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

ANTI-COUNTERFEITING POLICY

Fairchild Semiconductor Corporation's Anti-Counterfeiting Policy. Fairchild's Anti-Counterfeiting Policy is also stated on our external website, www.fairchildsemi.com, under Sales Support.

Counterfeiting of semiconductor parts is a growing problem in the industry. All manufacturers of semiconductor products are experiencing counterfeiting of their parts. Customers who inadvertently purchase counterfeit parts experience many problems such as loss of brand reputation, substandard performance, failed applications, and increased cost of production and manufacturing delays. Fairchild is taking strong measures to protect ourselves and our customers from the proliferation of counterfeit parts. Fairchild strongly encourages customers to purchase Fairchild parts either directly from Fairchild or from Authorized Fairchild Distributors who are listed by country on our web page cited above. Products customers buy either from Fairchild directly or from Authorized Fairchild Distributors are genuine parts, have full traceability, meet Fairchild's quality standards for handling and storage and provide access to Fairchild's full range of up-to-date technical and product information. Fairchild and our Authorized Distributors will stand behind all warranties and will appropriately address any warranty issues that may arise. Fairchild will not provide any warranty coverage or other assistance for parts bought from Unauthorized Sources. Fairchild is committed to combat this global problem and encourage our customers to do their part in stopping this practice by buying direct or from authorized distributors.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative / In Design	Datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	Datasheet contains preliminary data; supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve design.
No Identification Needed	Full Production	Datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve the design.
Obsolete	Not In Production	Datasheet contains specifications on a product that is discontinued by Fairchild Semiconductor. The datasheet is for reference information only.

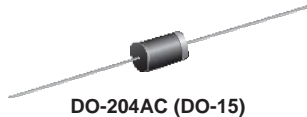
Rev. I72



Universidad de Valladolid



Schottky Barrier Plastic Rectifier



DO-204AC (DO-15)

FEATURES

- Guardring for overvoltage protection
- Very small conduction losses
- Extremely fast switching
- Low forward voltage drop
- High forward surge capability
- High frequency operation
- Solder dip 275 °C max. 10 s, per JESD 22-B106
- Material categorization: For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



RoHS
COMPLIANT

PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	2.0 A
V_{RRM}	20 V, 30 V, 40 V, 50 V, 60 V
I_{FSM}	60 A
V_F	0.50 V, 0.68 V
T_J max.	125 °C, 150 °C
Package	DO-204AC
Diode variations	Single

TYPICAL APPLICATIONS

For use in low voltage high frequency inverters, freewheeling, DC/DC converters, and polarity protection applications.

MECHANICAL DATA

Case: DO-204AC (DO-15)

Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating
Base P/N-E3 - RoHS-compliant, commercial grade

Terminals: Matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD 22-B102

E3 suffix meets JESD 201 class 1A whisker test

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25\text{ °C}$ unless otherwise noted)							
PARAMETER	SYMBOL	SB220	SB230	SB240	SB250	SB260	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	20	30	40	50	60	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	14	21	28	35	42	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	20	30	40	50	60	V
Maximum average forward rectified current at 0.375" (9.5 mm) lead length (fig. 1)	$I_{F(AV)}$	2.0					A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	60					A
Maximum full load reverse current, full cycle average at $T_A = 75\text{ °C}$	$I_{R(AV)}$	30					mA
Voltage rate of change (rated V_R)	dV/dt	10 000					V/ μ s
Operating junction temperature range	T_J	- 65 to + 125			- 65 to + 150		°C
Storage temperature range	T_{STG}	- 65 to + 150					°C



SB220, SB230, SB240, SB250, SB260

Vishay General Semiconductor

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)								
PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	SB220	SB230	SB240	SB250	SB260	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage	2.0 A	V _F ⁽¹⁾	0.50			0.68		V
Maximum instantaneous reverse current at rated DC blocking voltage	T _A = 25 °C	I _R ⁽¹⁾	0.50					mA
	T _A = 100 °C		15		8.0			
Typical junction capacitance		C _J	170					pF

Note

⁽¹⁾ Pulse test: 300 μs pulse width, 1 % duty cycle

THERMAL CHARACTERISTICS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)							
PARAMETER	SYMBOL	SB220	SB230	SB240	SB250	SB260	UNIT
Typical thermal resistance	R _{θJA} ⁽¹⁾	45					°C/W
	R _{θJL} ⁽¹⁾	14					

Note

⁽¹⁾ Thermal resistance junction to lead PCB mounted 0.375" (9.5 mm) lead length

ORDERING INFORMATION (Example)				
PREFERRED P/N	UNIT WEIGHT (g)	PREFERRED PACKAGE CODE	BASE QUANTITY	DELIVERY MODE
SB240-E3/54	0.398	54	4000	13" diameter paper tape and reel
SB240-E3/73	0.398	73	2000	Ammo pack packaging

RATINGS AND CHARACTERISTICS CURVES

(T_A = 25 °C unless otherwise noted)

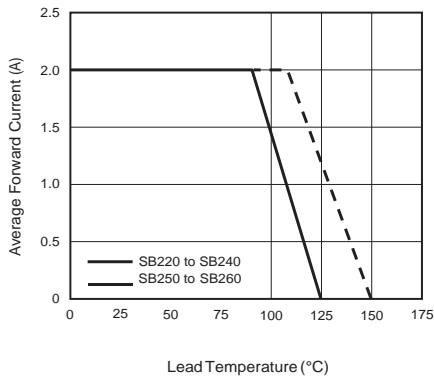


Fig. 1 - Forward Current Derating Curve

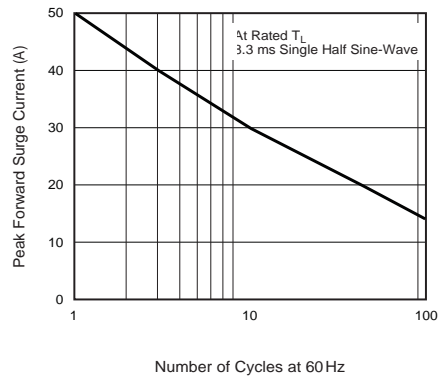


Fig. 2 - Maximum Non-Repetitive Surge Current



SB220, SB230, SB240, SB250, SB260

Vishay General Semiconductor

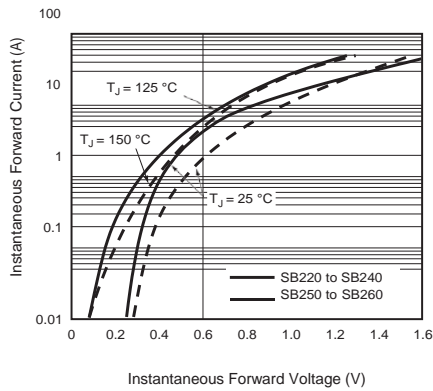


Fig. 3 - Typical Instantaneous Forward Characteristics

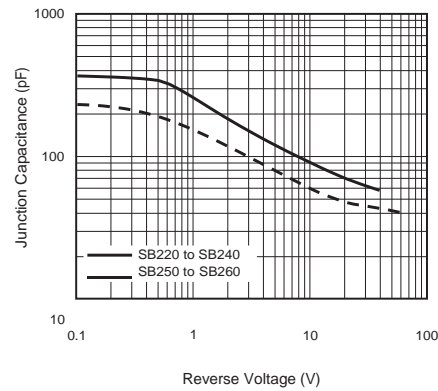


Fig. 5 - Typical Junction Capacitance

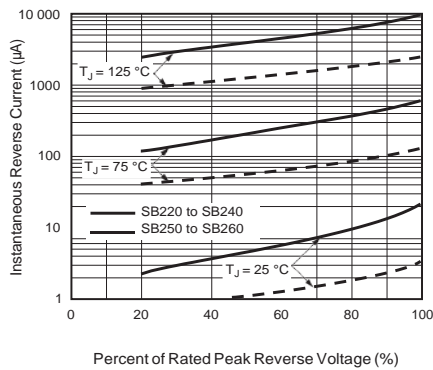


Fig. 4 - Typical Reverse Characteristics

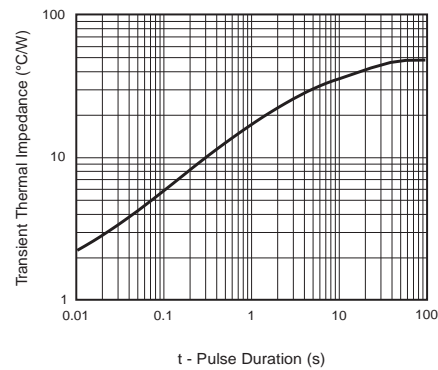
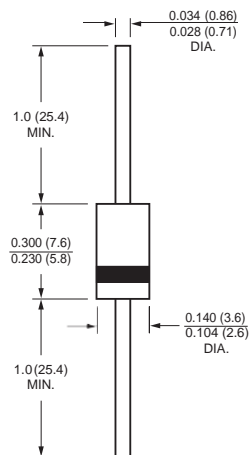


Fig. 6 - Typical Transient Thermal Impedance

PACKAGE OUTLINE DIMENSIONS in inches (millimeters)

DO-204AC (DO-15)





Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

Material Category Policy

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as RoHS-Compliant fulfill the definitions and restrictions defined under Directive 2011/65/EU of The European Parliament and of the Council of June 8, 2011 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (EEE) - recast, unless otherwise specified as non-compliant.

Please note that some Vishay documentation may still make reference to RoHS Directive 2002/95/EC. We confirm that all the products identified as being compliant to Directive 2002/95/EC conform to Directive 2011/65/EU.

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as Halogen-Free follow Halogen-Free requirements as per JEDEC JS709A standards. Please note that some Vishay documentation may still make reference to the IEC 61249-2-21 definition. We confirm that all the products identified as being compliant to IEC 61249-2-21 conform to JEDEC JS709A standards.



Universidad de Valladolid



General Purpose
Low Power PCB Relays



OEG

Slimline PCB Relay PCN

- n 1 pole 3A, 1 form A (NO) contact
- n Only 5mm wide
- n 3A switching current, load range 1mA up to 5A
- n Sensitive coil 120mW
- n Allows high function-/packing density
- n Cadmium-free contacts
- n Z type with reinforced insulation
- n RoHS compliant (Directive 2002/95/EC)



Typical applications
PLC, temperature control, I/O modules.



Approvals

VDE REG.-Nr.6166, UL E82292, CQC 08001026045

Technical data of approved types on request.

Contact Data

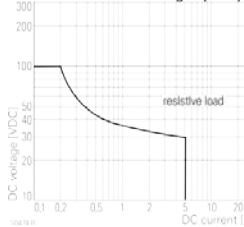
Contact arrangement	1 from A (NO)
Rated voltage	250VAC/30VDC
Max. switching voltage	277VAC/125VDC
Rated current	3A/5A
Limiting continuous current	3A/5A
Breaking capacity max.	750VA (3A), 1250VA(5A)
Contact material	AgNi, gold plated
Contact style	bifurcated contact
Min. recommended contact load (reference)	5VDC, 1mA
Initial contact resistance	30mΩ at 100mA, 6VDC
Frequency of operation, with/without load	10/300min ⁻¹
Electrical endurance	
3A, 250VAC, resistive, +70°C	100x10 ³ ops.
5A, 250VAC, resistive, +85°C	30x10 ³ ops.

Contact ratings

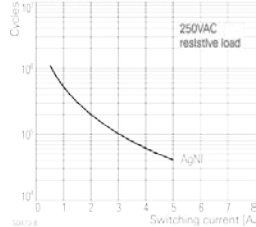
Load	Cycles
IEC 61810	
3A, 250VAC, cosφ=1, +70°C	100x10 ³
3A/30VDC, L/R=0ms, +70°C	100x10 ³
5A, 250VAC, cosφ=1, +85°C	30x10 ³
5A 30VDC, L/R=0ms, +85°C	70x10 ³
UL 508	
3A, 250VAC, resistive, +25°C	100x10 ³
Pilot duty, B300, +25°C	6x10 ³
Pilot duty, R300, +25°C	6x10 ³
9A LRA, 1.5A FLA, 240VAC, +45°C	30x10 ³

Mechanical endurance, DC coil >10x10⁶ operations

Max. DC load breaking capacity



Electrical endurance



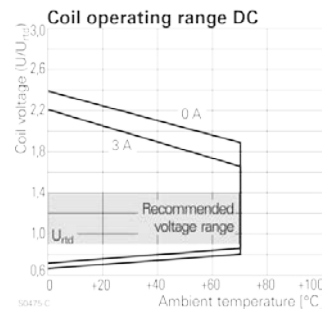
Coil Data

Coil voltage range	3 to 24VDC
Operative range, IEC 61810	1
Coil insulation system according UL	Class 155(F), Class F type available upon request

Coil versions, DC coil

Coil code	Rated voltage VDC	Operate voltage VDC	Release voltage VDC	Coil resistance Ω±10%	Rated coil power mW
03	3	2.1	0.3	75	120
05	5	3.5	0.5	208	120
06	6	4.2	0.6	300	120
09	9	6.3	0.9	375	120
12	12	8.4	1.2	1200	120
24	24	16.8	2.4	4800	120

All figures are given for coil without pre-energization, at ambient temperature +23°C.



Insulation Data

Initial dielectric strength between open contacts	750V _{rms}
between contact and coil	3000V _{rms}
Initial surge withstand voltage between contact and coil	4000
V Clearance/creepage between open contacts	>3.5mm
between contact and coil	>3.5mm
Tracking index of relay base	PTI600

04-2013, Rev. 0413
www.te.com
© 2013 Tyco Electronics Corporation,
a TE Connectivity Ltd. company.

Catalog and product specification according to IEC 61810-1 and to be used only together with the 'Definitions' section.

Catalog and product data is subject to the terms of the disclaimer and all chapters of the 'Definitions' section, available at <http://relays.te.com/definitions>

Catalog product data, 'Definitions' section, application notes and all specifications are subject to change.



Slimline PCB Relay PCN (Continued)

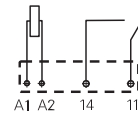
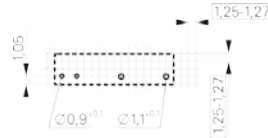
Other Data

Material compliance: EU RoHS/ELV, China RoHS, REACH, Halogen content refer to the Product Compliance Support Center at www.te.com/customer-support/rohssupportcenter

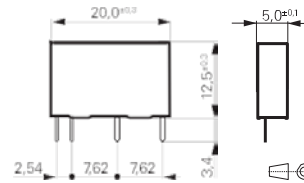
Table with 2 columns: Property and Value. Includes Ambient temperature, Category of environmental protection, IEC 61810, Vibration resistance, Shock resistance, Terminal type, Resistance to soldering heat, and Packaging/unit.

PCB layout / terminal assignment

Bottom view on solder pins



Dimensions



Product code structure table mapping PCN 1 05 D 3 M H Z ,001 to various attributes like Type, Number of poles, Coil, Contact material, etc.

Table with columns: Product code, Contact, Coil voltage, Coil, Cont. material, Enclosure, Rating, Part number. Lists various PCN models and their specifications.



InvenSense Inc.

1197 Borregas Ave, Sunnyvale, CA 94089 U.S.A.
Tel: +1 (408) 988-7339 Fax: +1 (408) 988-8104
Website: www.invensense.com

Document Number: PS-MPU-6000A-00
Revision: 3.4
Release Date: 08/19/2013

MPU-6000 and MPU-6050 Product Specification Revision 3.4



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

CONTENTS

1	REVISION HISTORY	5
2	PURPOSE AND SCOPE	6
3	PRODUCT OVERVIEW	7
3.1	MPU-60X0 OVERVIEW	7
4	APPLICATIONS	9
5	FEATURES	10
5.1	GYROSCOPE FEATURES	10
5.2	ACCELEROMETER FEATURES	10
5.3	ADDITIONAL FEATURES	10
5.4	MOTION PROCESSING	11
5.5	CLOCKING	11
6	ELECTRICAL CHARACTERISTICS	12
6.1	GYROSCOPE SPECIFICATIONS	12
6.2	ACCELEROMETER SPECIFICATIONS	13
6.3	ELECTRICAL AND OTHER COMMON SPECIFICATIONS	14
6.4	ELECTRICAL SPECIFICATIONS, CONTINUED	15
6.5	ELECTRICAL SPECIFICATIONS, CONTINUED	16
6.6	ELECTRICAL SPECIFICATIONS, CONTINUED	17
6.7	I ² C TIMING CHARACTERIZATION	18
6.8	SPI TIMING CHARACTERIZATION (MPU-6000 ONLY)	19
6.9	ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS	20
7	APPLICATIONS INFORMATION	21
7.1	PIN OUT AND SIGNAL DESCRIPTION	21
7.2	TYPICAL OPERATING CIRCUIT	22
7.3	BILL OF MATERIALS FOR EXTERNAL COMPONENTS	22
7.4	RECOMMENDED POWER-ON PROCEDURE	23
7.5	BLOCK DIAGRAM	24
7.6	OVERVIEW	24
7.7	THREE-AXIS MEMS GYROSCOPE WITH 16-BIT ADCs AND SIGNAL CONDITIONING	25
7.8	THREE-AXIS MEMS ACCELEROMETER WITH 16-BIT ADCs AND SIGNAL CONDITIONING	25
7.9	DIGITAL MOTION PROCESSOR	25
7.10	PRIMARY I ² C AND SPI SERIAL COMMUNICATIONS INTERFACES	25
7.11	AUXILIARY I ² C SERIAL INTERFACE	26



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

- 7.12 SELF-TEST27
- 7.13 MPU-60X0 SOLUTION FOR 9-AXIS SENSOR FUSION USING I²C INTERFACE28
- 7.14 MPU-6000 USING SPI INTERFACE29
- 7.15 INTERNAL CLOCK GENERATION30
- 7.16 SENSOR DATA REGISTERS30
- 7.17 FIFO30
- 7.18 INTERRUPTS30
- 7.19 DIGITAL-OUTPUT TEMPERATURE SENSOR31
- 7.20 BIAS AND LDO31
- 7.21 CHARGE PUMP31
- 8 PROGRAMMABLE INTERRUPTS.....32**
- 9 DIGITAL INTERFACE33**
- 9.1 I²C AND SPI (MPU-6000 ONLY) SERIAL INTERFACES33
- 9.2 I²C INTERFACE33
- 9.3 I²C COMMUNICATIONS PROTOCOL33
- 9.4 I²C TERMS36
- 9.5 SPI INTERFACE (MPU-6000 ONLY)37
- 10 SERIAL INTERFACE CONSIDERATIONS (MPU-6050)38**
- 10.1 MPU-6050 SUPPORTED INTERFACES38
- 10.2 LOGIC LEVELS38
- 10.3 LOGIC LEVELS DIAGRAM FOR AUX_VDDIO = 039
- 11 ASSEMBLY40**
- 11.1 ORIENTATION OF AXES40
- 11.2 PACKAGE DIMENSIONS41
- 11.3 PCB DESIGN GUIDELINES42
- 11.4 ASSEMBLY PRECAUTIONS43
- 11.5 STORAGE SPECIFICATIONS46
- 11.6 PACKAGE MARKING SPECIFICATION46
- 11.7 TAPE & REEL SPECIFICATION47
- 11.8 LABEL48
- 11.9 PACKAGING49
- 11.10 REPRESENTATIVE SHIPPING CARTON LABEL50
- 12 RELIABILITY51**
- 12.1 QUALIFICATION TEST POLICY51



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
---	--	---

12.2 QUALIFICATION TEST PLAN51

13 ENVIRONMENTAL COMPLIANCE.....52



1 Revision History

Revision Date	Revision	Description
11/24/2010	1.0	Initial Release
05/19/2011	2.0	For Rev C parts. Clarified wording in sections (3.2, 5.1, 5.2, 6.1-6.4, 6.6, 6.9, 7, 7.1-7.6, 7.11, 7.12, 7.14, 8, 8.2-8.4, 10.3, 10.4, 11, 12.2)
07/28/2011	2.1	Edited supply current numbers for different modes (section 6.4)
08/05/2011	2.2	Unit of measure for accelerometer sensitivity changed from LSB/mg to LSB/g
10/12/2011	2.3	Updated accelerometer self test specifications in Table 6.2. Updated package dimensions (section 11.2). Updated PCB design guidelines (section 11.3)
10/18/2011	3.0	For Rev D parts. Updated accelerometer specifications in Table 6.2. Updated accelerometer specification note (sections 8.2, 8.3, & 8.4). Updated qualification test plan (section 12.2).
10/24/2011	3.1	Edits for clarity Changed operating voltage range to 2.375V-3.46V Added accelerometer Intelligence Function increment value of 1mg/LSB (Section 6.2) Updated absolute maximum rating for acceleration (any axis, unpowered) from 0.3ms to 0.2ms (Section 6.9) Modified absolute maximum rating for Latch-up to Level A and $\pm 100\text{mA}$ (Section 6.9, 12.2)
11/16/2011	3.2	Updated self-test response specifications for Revision D parts dated with date code 1147 (YYWW) or later. Edits for clarity Added Gyro self-test (sections 5.1, 6.1, 7.6, 7.12) Added Min/Max limits to Accel self-test response (section 6.2) Updated Accelerometer low power mode operating currents (Section 6.3) Added gyro self test to block diagram (section 7.5) Updated packaging labels and descriptions (sections 11.8 & 11.9)
5/16/2012	3.3	Updated Gyro and Accelerometer self test information (sections 6.1, 6.2, 7.12) Updated latch-up information (Section 6.9) Updated programmable interrupts information (Section 8) Changed shipment information from maximum of 3 reels (15K units) per shipper box to 5 reels (25K units) per shipper box (Section 11.7) Updated packing shipping and label information (Sections 11.8, 11.9) Updated reliability references (Section 12.2)
8/19/2013	3.4	Updates section 4



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
---	--	---

2 Purpose and Scope

This product specification provides advanced information regarding the electrical specification and design related information for the MPU-6000™ and MPU-6050™ MotionTracking™ devices, collectively called the MPU-60X0™ or MPU™.

Electrical characteristics are based upon design analysis and simulation results only. Specifications are subject to change without notice. Final specifications will be updated based upon characterization of production silicon. For references to register map and descriptions of individual registers, please refer to the MPU-6000/MPU-6050 Register Map and Register Descriptions document.

The self-test response specifications provided in this document pertain to Revision D parts with date codes of 1147 (YYWW) or later. Please see Section 11.6 for package marking description details.



3 Product Overview

3.1 MPU-60X0 Overview

MotionInterface™ is becoming a “must-have” function being adopted by smartphone and tablet manufacturers due to the enormous value it adds to the end user experience. In smartphones, it finds use in applications such as gesture commands for applications and phone control, enhanced gaming, augmented reality, panoramic photo capture and viewing, and pedestrian and vehicle navigation. With its ability to precisely and accurately track user motions, MotionTracking technology can convert handsets and tablets into powerful 3D intelligent devices that can be used in applications ranging from health and fitness monitoring to location-based services. Key requirements for MotionInterface enabled devices are small package size, low power consumption, high accuracy and repeatability, high shock tolerance, and application specific performance programmability – all at a low consumer price point.

The MPU-60X0 is the world’s first integrated 6-axis MotionTracking device that combines a 3-axis gyroscope, 3-axis accelerometer, and a Digital Motion Processor™ (DMP) all in a small 4x4x0.9mm package. With its dedicated I²C sensor bus, it directly accepts inputs from an external 3-axis compass to provide a complete 9-axis MotionFusion™ output. The MPU-60X0 MotionTracking device, with its 6-axis integration, on-board MotionFusion™, and run-time calibration firmware, enables manufacturers to eliminate the costly and complex selection, qualification, and system level integration of discrete devices, guaranteeing optimal motion performance for consumers. The MPU-60X0 is also designed to interface with multiple non-inertial digital sensors, such as pressure sensors, on its auxiliary I²C port. The MPU-60X0 is footprint compatible with the MPU-30X0 family.

The MPU-60X0 features three 16-bit analog-to-digital converters (ADCs) for digitizing the gyroscope outputs and three 16-bit ADCs for digitizing the accelerometer outputs. For precision tracking of both fast and slow motions, the parts feature a user-programmable gyroscope full-scale range of ±250, ±500, ±1000, and ±2000°/sec (dps) and a user-programmable accelerometer full-scale range of ±2g, ±4g, ±8g, and ±16g.

An on-chip 1024 Byte FIFO buffer helps lower system power consumption by allowing the system processor to read the sensor data in bursts and then enter a low-power mode as the MPU collects more data. With all the necessary on-chip processing and sensor components required to support many motion-based use cases, the MPU-60X0 uniquely enables low-power MotionInterface applications in portable applications with reduced processing requirements for the system processor. By providing an integrated MotionFusion output, the DMP in the MPU-60X0 offloads the intensive MotionProcessing computation requirements from the system processor, minimizing the need for frequent polling of the motion sensor output.

Communication with all registers of the device is performed using either I²C at 400kHz or SPI at 1MHz (MPU-6000 only). For applications requiring faster communications, the sensor and interrupt registers may be read using SPI at 20MHz (MPU-6000 only). Additional features include an embedded temperature sensor and an on-chip oscillator with ±1% variation over the operating temperature range.

By leveraging its patented and volume-proven Nasiri-Fabrication platform, which integrates MEMS wafers with companion CMOS electronics through wafer-level bonding, InvenSense has driven the MPU-60X0 package size down to a revolutionary footprint of 4x4x0.9mm (QFN), while providing the highest performance, lowest noise, and the lowest cost semiconductor packaging required for handheld consumer electronic devices. The part features a robust 10,000g shock tolerance, and has programmable low-pass filters for the gyroscopes, accelerometers, and the on-chip temperature sensor.

For power supply flexibility, the MPU-60X0 operates from VDD power supply voltage range of 2.375V-3.46V. Additionally, the MPU-6050 provides a VLOGIC reference pin (in addition to its analog supply pin: VDD), which sets the logic levels of its I²C interface. The VLOGIC voltage may be 1.8V±5% or VDD.

The MPU-6000 and MPU-6050 are identical, except that the MPU-6050 supports the I²C serial interface only, and has a separate VLOGIC reference pin. The MPU-6000 supports both I²C and SPI interfaces and has a single supply pin, VDD, which is both the device’s logic reference supply and the analog supply for the part. The table below outlines these differences:



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

Primary Differences between MPU-6000 and MPU-6050

Part / Item	MPU-6000	MPU-6050
VDD	2.375V-3.46V	2.375V-3.46V
VLOGIC	n/a	1.71V to VDD
Serial Interfaces Supported	I ² C, SPI	I ² C
Pin 8	/CS	VLOGIC
Pin 9	AD0/SDO	AD0
Pin 23	SCL/SCLK	SCL
Pin 24	SDA/SDI	SDA



4 Applications

- *BlurFree*[™] technology (for Video/Still Image Stabilization)
- *AirSign*[™] technology (for Security/Authentication)
- *TouchAnywhere*[™] technology (for “no touch” UI Application Control/Navigation)
- *MotionCommand*[™] technology (for Gesture Short-cuts)
- Motion-enabled game and application framework
- InstantGesture[™] iG[™] gesture recognition
- Location based services, points of interest, and dead reckoning
- Handset and portable gaming
- Motion-based game controllers
- 3D remote controls for Internet connected DTVs and set top boxes, 3D mice
- Wearable sensors for health, fitness and sports
- Toys



5 Features

5.1 Gyroscope Features

The triple-axis MEMS gyroscope in the MPU-60X0 includes a wide range of features:

- Digital-output X-, Y-, and Z-Axis angular rate sensors (gyroscopes) with a user-programmable full-scale range of ± 250 , ± 500 , ± 1000 , and $\pm 2000^\circ/\text{sec}$
- External sync signal connected to the FSYNC pin supports image, video and GPS synchronization
- Integrated 16-bit ADCs enable simultaneous sampling of gyros
- Enhanced bias and sensitivity temperature stability reduces the need for user calibration
- Improved low-frequency noise performance
- Digitally-programmable low-pass filter
- Gyroscope operating current: 3.6mA
- Standby current: 5 μ A
- Factory calibrated sensitivity scale factor
- User self-test

5.2 Accelerometer Features

The triple-axis MEMS accelerometer in MPU-60X0 includes a wide range of features:

- Digital-output triple-axis accelerometer with a programmable full scale range of $\pm 2g$, $\pm 4g$, $\pm 8g$ and $\pm 16g$
- Integrated 16-bit ADCs enable simultaneous sampling of accelerometers while requiring no external multiplexer
- Accelerometer normal operating current: 500 μ A
- Low power accelerometer mode current: 10 μ A at 1.25Hz, 20 μ A at 5Hz, 60 μ A at 20Hz, 110 μ A at 40Hz
- Orientation detection and signaling
- Tap detection
- User-programmable interrupts
- High-G interrupt
- User self-test

5.3 Additional Features

The MPU-60X0 includes the following additional features:

- 9-Axis MotionFusion by the on-chip Digital Motion Processor (DMP)
- Auxiliary master I²C bus for reading data from external sensors (e.g., magnetometer)
- 3.9mA operating current when all 6 motion sensing axes and the DMP are enabled
- VDD supply voltage range of 2.375V-3.46V
- Flexible VLOGIC reference voltage supports multiple I²C interface voltages (MPU-6050 only)
- Smallest and thinnest QFN package for portable devices: 4x4x0.9mm
- Minimal cross-axis sensitivity between the accelerometer and gyroscope axes
- 1024 byte FIFO buffer reduces power consumption by allowing host processor to read the data in bursts and then go into a low-power mode as the MPU collects more data
- Digital-output temperature sensor
- User-programmable digital filters for gyroscope, accelerometer, and temp sensor
- 10,000 g shock tolerant
- 400kHz Fast Mode I²C for communicating with all registers
- 1MHz SPI serial interface for communicating with all registers (MPU-6000 only)
- 20MHz SPI serial interface for reading sensor and interrupt registers (MPU-6000 only)



- MEMS structure hermetically sealed and bonded at wafer level
- RoHS and Green compliant

5.4 MotionProcessing

- Internal Digital Motion Processing™ (DMP™) engine supports 3D MotionProcessing and gesture recognition algorithms
- The MPU-60X0 collects gyroscope and accelerometer data while synchronizing data sampling at a user defined rate. The total dataset obtained by the MPU-60X0 includes 3-Axis gyroscope data, 3-Axis accelerometer data, and temperature data. The MPU's calculated output to the system processor can also include heading data from a digital 3-axis third party magnetometer.
- The FIFO buffers the complete data set, reducing timing requirements on the system processor by allowing the processor burst read the FIFO data. After burst reading the FIFO data, the system processor can save power by entering a low-power sleep mode while the MPU collects more data.
- Programmable interrupt supports features such as gesture recognition, panning, zooming, scrolling, tap detection, and shake detection
- Digitally-programmable low-pass filters
- Low-power pedometer functionality allows the host processor to sleep while the DMP maintains the step count.

5.5 Clocking

- On-chip timing generator $\pm 1\%$ frequency variation over full temperature range
- Optional external clock inputs of 32.768kHz or 19.2MHz



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

6 Electrical Characteristics

6.1 Gyroscope Specifications

VDD = 2.375V-3.46V, VLOGIC (MPU-6050 only) = 1.8V±5% or VDD, T_A = 25°C

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
GYROSCOPE SENSITIVITY						
Full-Scale Range	FS_SEL=0		±250		%/s	
	FS_SEL=1		±500		%/s	
	FS_SEL=2		±1000		%/s	
	FS_SEL=3		±2000		%/s	
Gyroscope ADC Word Length			16		bits	
Sensitivity Scale Factor	FS_SEL=0		131		LSB/(°/s)	
	FS_SEL=1		65.5		LSB/(°/s)	
	FS_SEL=2		32.8		LSB/(°/s)	
	FS_SEL=3		16.4		LSB/(°/s)	
Sensitivity Scale Factor Tolerance	25°C	-3		+3	%	
Sensitivity Scale Factor Variation Over Temperature			±2		%	
Nonlinearity	Best fit straight line; 25°C		0.2		%	
Cross-Axis Sensitivity			±2		%	
GYROSCOPE ZERO-RATE OUTPUT (ZRO)						
Initial ZRO Tolerance	25°C		±20		%/s	
ZRO Variation Over Temperature	-40°C to +85°C		±20		%/s	
Power-Supply Sensitivity (1-10Hz)	Sine wave, 100mVpp; VDD=2.5V		0.2		%/s	
Power-Supply Sensitivity (10 - 250Hz)	Sine wave, 100mVpp; VDD=2.5V		0.2		%/s	
Power-Supply Sensitivity (250Hz - 100kHz)	Sine wave, 100mVpp; VDD=2.5V		4		%/s	
Linear Acceleration Sensitivity	Static		0.1		%/s/g	
SELF-TEST RESPONSE						
Relative	Change from factory trim	-14		14	%	1
GYROSCOPE NOISE PERFORMANCE						
Total RMS Noise	FS_SEL=0 DLPFCFG=2 (100Hz)		0.05		%/s-rms	
Low-frequency RMS noise	Bandwidth 1Hz to 10Hz		0.033		%/s-rms	
Rate Noise Spectral Density	At 10Hz		0.005		%/s/√Hz	
GYROSCOPE MECHANICAL FREQUENCIES						
X-Axis		30	33	36	kHz	
Y-Axis		27	30	33	kHz	
Z-Axis		24	27	30	kHz	
LOW PASS FILTER RESPONSE						
	Programmable Range	5		256	Hz	
OUTPUT DATA RATE						
	Programmable	4		8,000	Hz	
GYROSCOPE START-UP TIME						
ZRO Settling (from power-on)	DLPFCFG=0 to ±1%/s of Final		30		ms	

- Please refer to the following document for further information on Self-Test: *MPU-6000/MPU-6050 Register Map and Descriptions*



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

6.2 Accelerometer Specifications

VDD = 2.375V-3.46V, VLOGIC (MPU-6050 only) = 1.8V±5% or VDD, T_A = 25°C

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
ACCELEROMETER SENSITIVITY						
Full-Scale Range	AFS_SEL=0		±2		g	
	AFS_SEL=1		±4		g	
	AFS_SEL=2		±8		g	
	AFS_SEL=3		±16		g	
ADC Word Length	Output in two's complement format		16		bits	
Sensitivity Scale Factor	AFS_SEL=0		16,384		LSB/g	
	AFS_SEL=1		8,192		LSB/g	
	AFS_SEL=2		4,096		LSB/g	
	AFS_SEL=3		2,048		LSB/g	
Initial Calibration Tolerance			±3		%	
Sensitivity Change vs. Temperature	AFS_SEL=0, -40°C to +85°C		±0.02		%/°C	
Nonlinearity	Best Fit Straight Line		0.5		%	
Cross-Axis Sensitivity			±2		%	
ZERO-G OUTPUT						
Initial Calibration Tolerance	X and Y axes		±50		mg	1
	Z axis		±80		mg	
Zero-G Level Change vs. Temperature	X and Y axes, 0°C to +70°C		±35			
	Z axis, 0°C to +70°C		±60		mg	
SELF TEST RESPONSE						
Relative	Change from factory trim	-14		14	%	2
NOISE PERFORMANCE						
Power Spectral Density	@10Hz, AFS_SEL=0 & ODR=1kHz		400		µg/√Hz	
LOW PASS FILTER RESPONSE						
	Programmable Range	5		260	Hz	
OUTPUT DATA RATE						
	Programmable Range	4		1,000	Hz	
INTELLIGENCE FUNCTION INCREMENT						
			32		mg/LSB	

1. Typical zero-g initial calibration tolerance value after MSL3 preconditioning
2. Please refer to the following document for further information on Self-Test: *MPU-6000/MPU-6050 Register Map and Descriptions*



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

6.3 Electrical and Other Common Specifications

VDD = 2.375V-3.46V, VLOGIC (MPU-6050 only) = 1.8V±5% or VDD, T_A = 25°C

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	Units	Notes
TEMPERATURE SENSOR						
Range			-40 to +85		°C	
Sensitivity	Untrimmed		340		LSB/°C	
Temperature Offset	35°C		-521		LSB	
Linearity	Best fit straight line (-40°C to +85°C)		±1		°C	
VDD POWER SUPPLY						
Operating Voltages		2.375		3.46	V	
Normal Operating Current	Gyroscope + Accelerometer + DMP		3.9		mA	
	Gyroscope + Accelerometer (DMP disabled)		3.8		mA	
	Gyroscope + DMP (Accelerometer disabled)		3.7		mA	
	Gyroscope only (DMP & Accelerometer disabled)		3.6		mA	
	Accelerometer only (DMP & Gyroscope disabled)		500		µA	
Accelerometer Low Power Mode Current	1.25 Hz update rate		10		µA	
	5 Hz update rate		20		µA	
	20 Hz update rate		70		µA	
	40 Hz update rate		140		µA	
Full-Chip Idle Mode Supply Current			5		µA	
Power Supply Ramp Rate	Monotonic ramp. Ramp rate is 10% to 90% of the final value			100	ms	
VLOGIC REFERENCE VOLTAGE						
Voltage Range	MPU-6050 only VLOGIC must be ≤VDD at all times	1.71		VDD	V	
Power Supply Ramp Rate	Monotonic ramp. Ramp rate is 10% to 90% of the final value			3	ms	
Normal Operating Current			100		µA	
TEMPERATURE RANGE						
Specified Temperature Range	Performance parameters are not applicable beyond Specified Temperature Range	-40		+85	°C	



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

6.4 Electrical Specifications, Continued

VDD = 2.375V-3.46V, VLOGIC (MPU-6050 only) = 1.8V±5% or VDD, TA = 25°C

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	Units	Notes
SERIAL INTERFACE						
SPI Operating Frequency, All Registers Read/Write	MPU-6000 only, Low Speed Characterization		100 ±10%		kHz	
	MPU-6000 only, High Speed Characterization		1 ±10%		MHz	
SPI Operating Frequency, Sensor and Interrupt Registers Read Only	MPU-6000 only		20 ±10%		MHz	
I ² C Operating Frequency	All registers, Fast-mode			400	kHz	
	All registers, Standard-mode			100	kHz	
I²C ADDRESS						
	AD0 = 0		1101000			
	AD0 = 1		1101001			
DIGITAL INPUTS (SDI/SDA, AD0, SCLK/SCL, FSYNC, /CS, CLKIN)						
V _{IH} , High Level Input Voltage	MPU-6000 MPU-6050	0.7*VDD 0.7*VLOGIC			V V	
V _{IL} , Low Level Input Voltage	MPU-6000 MPU-6050			0.3*VDD 0.3*VLOGIC	V V	
C _I , Input Capacitance			< 5		pF	
DIGITAL OUTPUT (SDO, INT)						
V _{OH} , High Level Output Voltage	R _{LOAD} =1MΩ; MPU-6000 R _{LOAD} =1MΩ; MPU-6050	0.9*VDD 0.9*VLOGIC			V V	
V _{OL1} , LOW-Level Output Voltage	R _{LOAD} =1MΩ; MPU-6000			0.1*VDD	V	
	R _{LOAD} =1MΩ; MPU-6050			0.1*VLOGIC	V	
V _{OLINT1} , INT Low-Level Output Voltage	OPEN=1, 0.3mA sink Current			0.1	V	
Output Leakage Current	OPEN=1		100		nA	
t _{INT} , INT Pulse Width	LATCH_INT_EN=0		50		µs	



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

6.5 Electrical Specifications, Continued

Typical Operating Circuit of Section 7.2, VDD = 2.375V-3.46V, VLOGIC (MPU-6050 only) = 1.8V±5% or VDD, T_A = 25°C

Parameters	Conditions	Typical	Units	Notes
Primary I²C I/O (SCL, SDA)				
V _{IL} , LOW-Level Input Voltage	MPU-6000	-0.5 to 0.3*VDD	V	
V _{IH} , HIGH-Level Input Voltage	MPU-6000	0.7*VDD to VDD + 0.5V	V	
V _{hys} , Hysteresis	MPU-6000	0.1*VDD	V	
V _{IL} , LOW Level Input Voltage	MPU-6050	-0.5V to 0.3*VLOGIC	V	
V _{IH} , HIGH-Level Input Voltage	MPU-6050	0.7*VLOGIC to VLOGIC + 0.5V	V	
V _{hys} , Hysteresis	MPU-6050	0.1*VLOGIC	V	
V _{OL1} , LOW-Level Output Voltage	3mA sink current	0 to 0.4	V	
I _{OL} , LOW-Level Output Current	V _{OL} = 0.4V	3	mA	
	V _{OL} = 0.6V	5	mA	
Output Leakage Current		100	nA	
t _{df} , Output Fall Time from V _{IHmax} to V _{ILmax}	C _b bus capacitance in pF	20+0.1C _b to 250	ns	
C _I , Capacitance for Each I/O pin		< 10	pF	
Auxiliary I²C I/O (AUX_CL, AUX_DA)				
V _{IL} , LOW-Level Input Voltage	MPU-6050: AUX_VDDIO=0	-0.5V to 0.3*VLOGIC	V	
V _{IH} , HIGH-Level Input Voltage		0.7*VLOGIC to VLOGIC + 0.5V	V	
V _{hys} , Hysteresis		0.1*VLOGIC	V	
V _{OL1} , LOW-Level Output Voltage	VLOGIC > 2V; 1mA sink current	0 to 0.4	V	
V _{OL3} , LOW-Level Output Voltage	VLOGIC < 2V; 1mA sink current	0 to 0.2*VLOGIC	V	
I _{OL} , LOW-Level Output Current	V _{OL} = 0.4V	1	mA	
	V _{OL} = 0.6V	1	mA	
Output Leakage Current		100	nA	
t _{df} , Output Fall Time from V _{IHmax} to V _{ILmax}	C _b bus capacitance in pF	20+0.1C _b to 250	ns	
C _I , Capacitance for Each I/O pin		< 10	pF	



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

6.6 Electrical Specifications, Continued

Typical Operating Circuit of Section 7.2, VDD = 2.375V-3.46V, VLOGIC (MPU-6050 only) = 1.8V±5% or VDD, T_A = 25°C

Parameters	Conditions	Min	Typical	Max	Units	Notes
INTERNAL CLOCK SOURCE						
Gyroscope Sample Rate, Fast	CLK_SEL=0,1,2,3 DLPFCFG=0 SAMPLERATEDIV = 0		8		kHz	
Gyroscope Sample Rate, Slow	DLPFCFG=1,2,3,4,5, or 6 SAMPLERATEDIV = 0		1		kHz	
Accelerometer Sample Rate			1		kHz	
Clock Frequency Initial Tolerance	CLK_SEL=0, 25°C	-5		+5	%	
Frequency Variation over Temperature	CLK_SEL=1,2,3; 25°C	-1		+1	%	
PLL Settling Time	CLK_SEL=0 CLK_SEL=1,2,3 CLK_SEL=1,2,3		-15 to +10 ±1 1		% % ms	
EXTERNAL 32.768kHz CLOCK						
External Clock Frequency	CLK_SEL=4		32.768		kHz	
External Clock Allowable Jitter	Cycle-to-cycle rms		1 to 2		µs	
Gyroscope Sample Rate, Fast	DLPFCFG=0 SAMPLERATEDIV = 0		8.192		kHz	
Gyroscope Sample Rate, Slow	DLPFCFG=1,2,3,4,5, or 6 SAMPLERATEDIV = 0		1.024		kHz	
Accelerometer Sample Rate			1.024		kHz	
PLL Settling Time			1	10	ms	
EXTERNAL 19.2MHz CLOCK						
External Clock Frequency	CLK_SEL=5		19.2		MHz	
Gyroscope Sample Rate	Full programmable range	3.9		8000	Hz	
Gyroscope Sample Rate, Fast Mode	DLPFCFG=0 SAMPLERATEDIV = 0		8		kHz	
Gyroscope Sample Rate, Slow Mode	DLPFCFG=1,2,3,4,5, or 6 SAMPLERATEDIV = 0		1		kHz	
Accelerometer Sample Rate			1		kHz	
PLL Settling Time			1	10	ms	

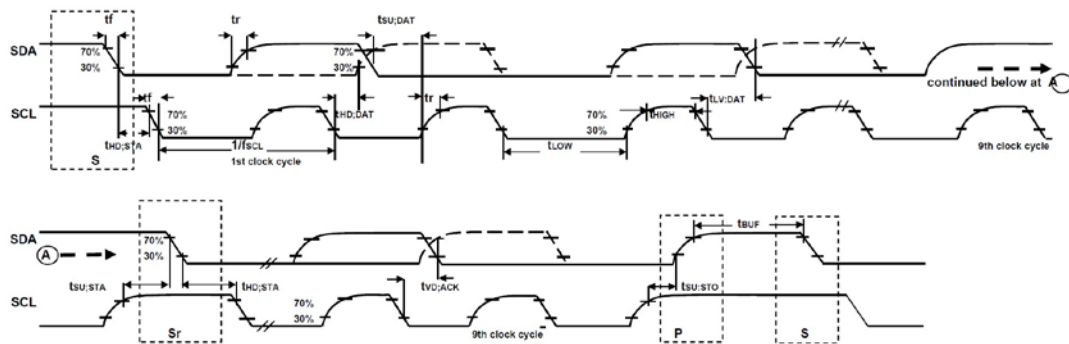
	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

6.7 I²C Timing Characterization

Typical Operating Circuit of Section 7.2, VDD = 2.375V-3.46V, VLOGIC (MPU-6050 only) = 1.8V±5% or VDD, T_A = 25°C

Parameters	Conditions	Min	Typical	Max	Units	Notes
I²C TIMING						
I²C FAST-MODE						
f _{SCL} , SCL Clock Frequency				400	kHz	
t _{HD,STA} , (Repeated) START Condition Hold Time		0.6			µs	
t _{LOW} , SCL Low Period		1.3			µs	
t _{HIGH} , SCL High Period		0.6			µs	
t _{SU,STA} , Repeated START Condition Setup Time		0.6			µs	
t _{HD,DAT} , SDA Data Hold Time		0			µs	
t _{SU,DAT} , SDA Data Setup Time		100			ns	
t _r , SDA and SCL Rise Time	C _b bus cap. from 10 to 400pF	20+0.1C _b		300	ns	
t _f , SDA and SCL Fall Time	C _b bus cap. from 10 to 400pF	20+0.1C _b		300	ns	
t _{SU,STO} , STOP Condition Setup Time		0.6			µs	
t _{BUF} , Bus Free Time Between STOP and START Condition		1.3			µs	
C _b , Capacitive Load for each Bus Line			< 400		pF	
t _{VD,DAT} , Data Valid Time				0.9	µs	
t _{VD,ACK} , Data Valid Acknowledge Time				0.9	µs	

Note: Timing Characteristics apply to both Primary and Auxiliary I²C Bus



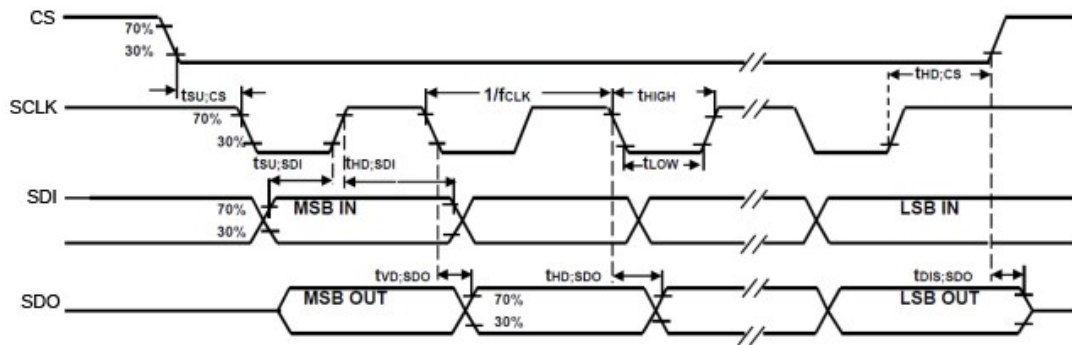
I²C Bus Timing Diagram



6.8 SPI Timing Characterization (MPU-6000 only)

Typical Operating Circuit of Section 7.2, VDD = 2.375V-3.46V, VLOGIC (MPU-6050 only) = 1.8V±5% or VDD, TA = 25°C, unless otherwise noted.

Parameters	Conditions	Min	Typical	Max	Units	Notes
SPI TIMING						
f _{SCLK} , SCLK Clock Frequency				1	MHz	
t _{LOW} , SCLK Low Period		400			ns	
t _{HIGH} , SCLK High Period		400			ns	
t _{SU,CS} , CS Setup Time		8			ns	
t _{HD,CS} , CS Hold Time		500			ns	
t _{SU,SDI} , SDI Setup Time		11			ns	
t _{HD,SDI} , SDI Hold Time		7			ns	
t _{VD,SDO} , SDO Valid Time	C _{load} = 20pF			100	ns	
t _{HD,SDO} , SDO Hold Time	C _{load} = 20pF	4			ns	
t _{DIS,SDO} , SDO Output Disable Time				10	ns	



SPI Bus Timing Diagram



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

6.9 Absolute Maximum Ratings

Stress above those listed as “Absolute Maximum Ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these conditions is not implied. Exposure to the absolute maximum ratings conditions for extended periods may affect device reliability.

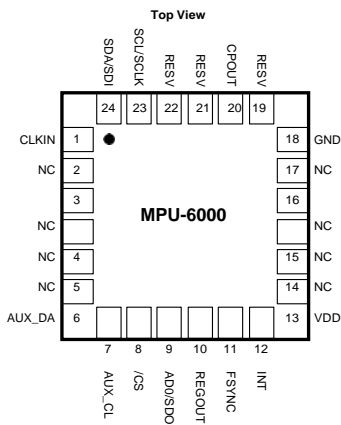
Parameter	Rating
Supply Voltage, VDD	-0.5V to +6V
VLOGIC Input Voltage Level (MPU-6050)	-0.5V to VDD + 0.5V
REGOUT	-0.5V to 2V
Input Voltage Level (CLKIN, AUX_DA, AD0, FSYNC, INT, SCL, SDA)	-0.5V to VDD + 0.5V
CPOUT (2.5V ≤ VDD ≤ 3.6V)	-0.5V to 30V
Acceleration (Any Axis, unpowered)	10,000g for 0.2ms
Operating Temperature Range	-40°C to +105°C
Storage Temperature Range	-40°C to +125°C
Electrostatic Discharge (ESD) Protection	2kV (HBM); 250V (MM)
Latch-up	JEDEC Class II (2), 125°C ±100mA

	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

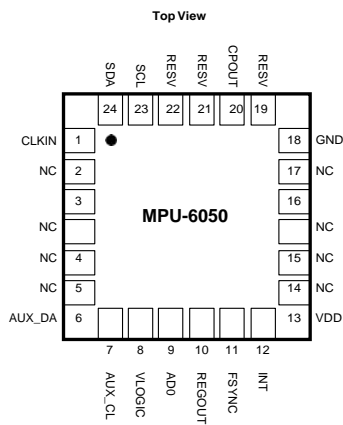
7 Applications Information

7.1 Pin Out and Signal Description

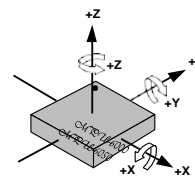
Pin Number	MPU-6000	MPU-6050	Pin Name	Pin Description
1	Y	Y	CLKIN	Optional external reference clock input. Connect to GND if unused.
6	Y	Y	AUX_DA	I ² C master serial data, for connecting to external sensors
7	Y	Y	AUX_CL	I ² C Master serial clock, for connecting to external sensors
8	Y		/CS	SPI chip select (0=SPI mode)
8		Y	VLOGIC	Digital I/O supply voltage
9	Y		AD0 / SDO	I ² C Slave Address LSB (AD0); SPI serial data output (SDO)
9		Y	AD0	I ² C Slave Address LSB (AD0)
10	Y	Y	REGOUT	Regulator filter capacitor connection
11	Y	Y	FSYNC	Frame synchronization digital input. Connect to GND if unused.
12	Y	Y	INT	Interrupt digital output (totem pole or open-drain)
13	Y	Y	VDD	Power supply voltage and Digital I/O supply voltage
18	Y	Y	GND	Power supply ground
19, 21	Y	Y	RESV	Reserved. Do not connect.
20	Y	Y	CPOUT	Charge pump capacitor connection
22	Y	Y	RESV	Reserved. Do not connect.
23	Y		SCL / SCLK	I ² C serial clock (SCL); SPI serial clock (SCLK)
23		Y	SCL	I ² C serial clock (SCL)
24	Y		SDA / SDI	I ² C serial data (SDA); SPI serial data input (SDI)
24		Y	SDA	I ² C serial data (SDA)
2, 3, 4, 5, 14, 15, 16, 17	Y	Y	NC	Not internally connected. May be used for PCB trace routing.



QFN Package
24-pin, 4mm x 4mm x 0.9mm

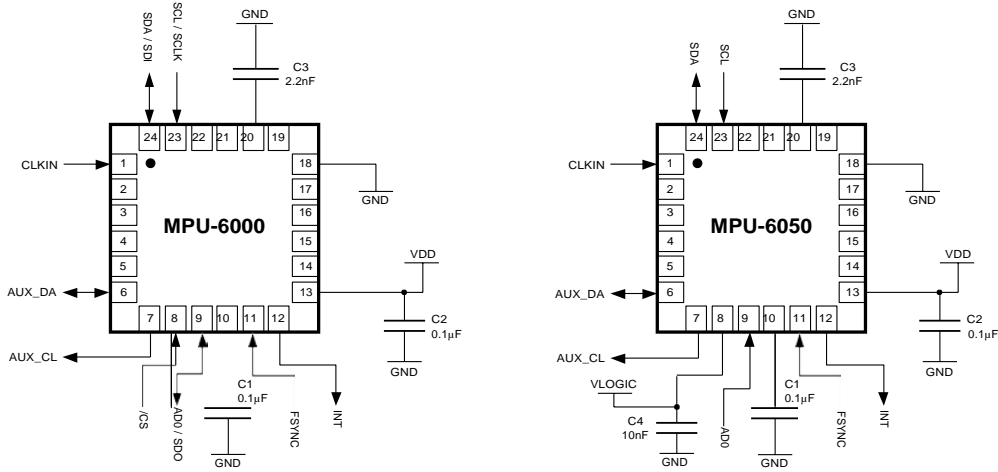


QFN Package
24-pin, 4mm x 4mm x 0.9mm



Orientation of Axes of Sensitivity and
Polarity of Rotation

7.2 Typical Operating Circuit



Typical Operating Circuits

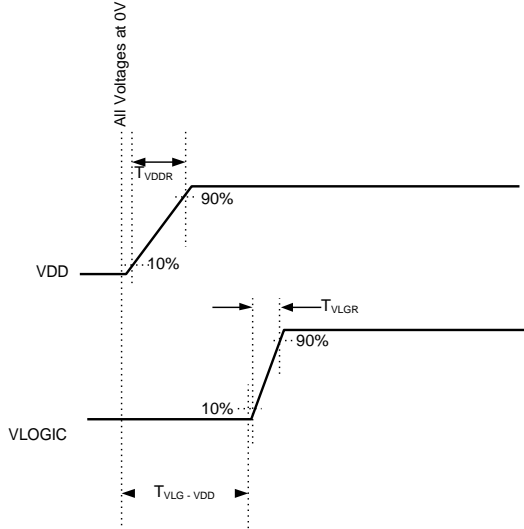
7.3 Bill of Materials for External Components

Component	Label	Specification	Quantity
Regulator Filter Capacitor (Pin 10)	C1	Ceramic, X7R, 0.1µF ±10%, 2V	1
VDD Bypass Capacitor (Pin 13)	C2	Ceramic, X7R, 0.1µF ±10%, 4V	1
Charge Pump Capacitor (Pin 20)	C3	Ceramic, X7R, 2.2nF ±10%, 50V	1
VLOGIC Bypass Capacitor (Pin 8)	C4*	Ceramic, X7R, 10nF ±10%, 4V	1

* MPU-6050 Only.



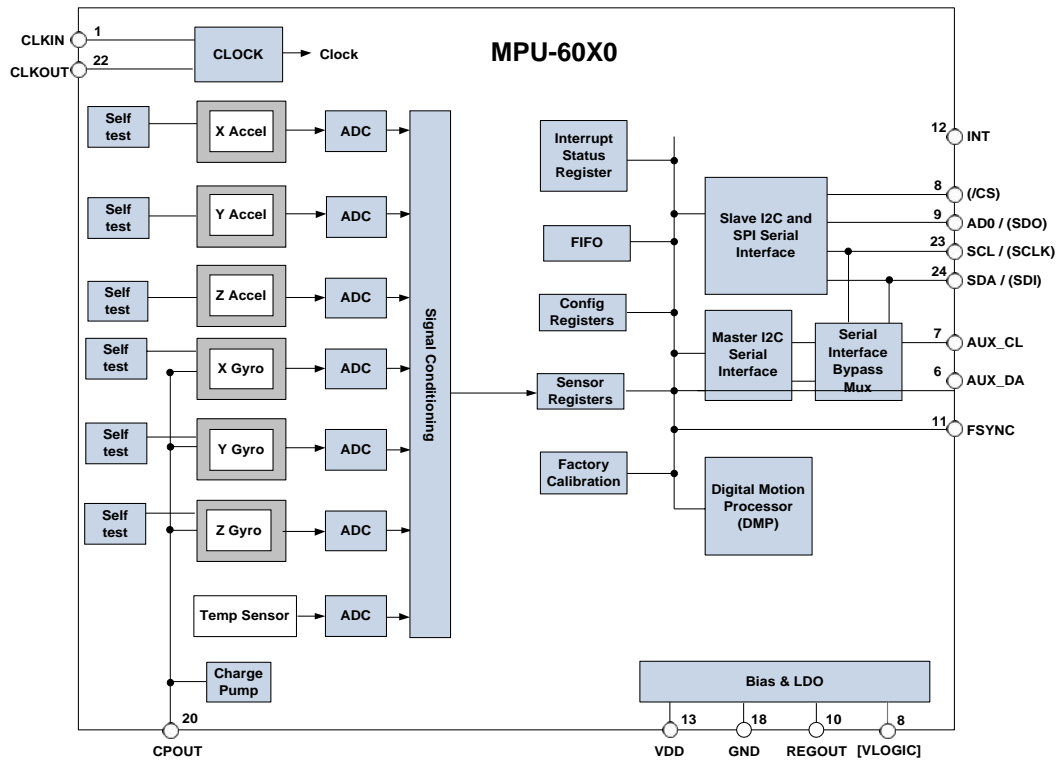
7.4 Recommended Power-on Procedure



Power-Up Sequencing

1. VLOGIC amplitude must always be $\leq VDD$ amplitude
2. T_{VDDR} is VDD rise time: Time for VDD to rise from 10% to 90% of its final value
3. T_{VDDR} is $\leq 100\text{ms}$
4. T_{VLGR} is VLOGIC rise time: Time for VLOGIC to rise from 10% to 90% of its final value
5. T_{VLGR} is $\leq 3\text{ms}$
6. $T_{VLG-VDD}$ is the delay from the start of VDD ramp to the start of VLOGIC rise
7. $T_{VLG-VDD}$ is ≥ 0
8. VDD and VLOGIC must be monotonic ramps

7.5 Block Diagram



Note: Pin names in round brackets () apply only to MPU-6000
Pin names in square brackets [] apply only to MPU-6050

7.6 Overview

The MPU-60X0 is comprised of the following key blocks and functions:

- Three-axis MEMS rate gyroscope sensor with 16-bit ADCs and signal conditioning
- Three-axis MEMS accelerometer sensor with 16-bit ADCs and signal conditioning
- Digital Motion Processor (DMP) engine
- Primary I²C and SPI (MPU-6000 only) serial communications interfaces
- Auxiliary I²C serial interface for 3rd party magnetometer & other sensors
- Clocking
- Sensor Data Registers
- FIFO
- Interrupts
- Digital-Output Temperature Sensor
- Gyroscope & Accelerometer Self-test
- Bias and LDO
- Charge Pump



7.7 Three-Axis MEMS Gyroscope with 16-bit ADCs and Signal Conditioning

The MPU-60X0 consists of three independent vibratory MEMS rate gyroscopes, which detect rotation about the X-, Y-, and Z- Axes. When the gyros are rotated about any of the sense axes, the Coriolis Effect causes a vibration that is detected by a capacitive pickoff. The resulting signal is amplified, demodulated, and filtered to produce a voltage that is proportional to the angular rate. This voltage is digitized using individual on-chip 16-bit Analog-to-Digital Converters (ADCs) to sample each axis. The full-scale range of the gyro sensors may be digitally programmed to ± 250 , ± 500 , ± 1000 , or ± 2000 degrees per second (dps). The ADC sample rate is programmable from 8,000 samples per second, down to 3.9 samples per second, and user-selectable low-pass filters enable a wide range of cut-off frequencies.

7.8 Three-Axis MEMS Accelerometer with 16-bit ADCs and Signal Conditioning

The MPU-60X0's 3-Axis accelerometer uses separate proof masses for each axis. Acceleration along a particular axis induces displacement on the corresponding proof mass, and capacitive sensors detect the displacement differentially. The MPU-60X0's architecture reduces the accelerometers' susceptibility to fabrication variations as well as to thermal drift. When the device is placed on a flat surface, it will measure 0g on the X- and Y-axes and +1g on the Z-axis. The accelerometers' scale factor is calibrated at the factory and is nominally independent of supply voltage. Each sensor has a dedicated sigma-delta ADC for providing digital outputs. The full scale range of the digital output can be adjusted to $\pm 2g$, $\pm 4g$, $\pm 8g$, or $\pm 16g$.

7.9 Digital Motion Processor

The embedded Digital Motion Processor (DMP) is located within the MPU-60X0 and offloads computation of motion processing algorithms from the host processor. The DMP acquires data from accelerometers, gyroscopes, and additional 3rd party sensors such as magnetometers, and processes the data. The resulting data can be read from the DMP's registers, or can be buffered in a FIFO. The DMP has access to one of the MPU's external pins, which can be used for generating interrupts.

The purpose of the DMP is to offload both timing requirements and processing power from the host processor. Typically, motion processing algorithms should be run at a high rate, often around 200Hz, in order to provide accurate results with low latency. This is required even if the application updates at a much lower rate; for example, a low power user interface may update as slowly as 5Hz, but the motion processing should still run at 200Hz. The DMP can be used as a tool in order to minimize power, simplify timing, simplify the software architecture, and save valuable MIPS on the host processor for use in the application.

7.10 Primary I²C and SPI Serial Communications Interfaces

The MPU-60X0 communicates to a system processor using either a SPI (MPU-6000 only) or an I²C serial interface. The MPU-60X0 always acts as a slave when communicating to the system processor. The LSB of the of the I²C slave address is set by pin 9 (AD0).

The logic levels for communications between the MPU-60X0 and its master are as follows:

- **MPU-6000:** The logic level for communications with the master is set by the voltage on VDD
- **MPU-6050:** The logic level for communications with the master is set by the voltage on VLOGIC

For further information regarding the logic levels of the MPU-6050, please refer to Section 10.



	<p>MPU-6000/MPU-6050 Product Specification</p>	<p>Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013</p>
---	---	--

7.11 Auxiliary I²C Serial Interface

The MPU-60X0 has an auxiliary I²C bus for communicating to an off-chip 3-Axis digital output magnetometer or other sensors. This bus has two operating modes:

- **I²C Master Mode:** The MPU-60X0 acts as a master to any external sensors connected to the auxiliary I²C bus
- **Pass-Through Mode:** The MPU-60X0 directly connects the primary and auxiliary I²C buses together, allowing the system processor to directly communicate with any external sensors.

Auxiliary I²C Bus Modes of Operation:

- **I²C Master Mode:** Allows the MPU-60X0 to directly access the data registers of external digital sensors, such as a magnetometer. In this mode, the MPU-60X0 directly obtains data from auxiliary sensors, allowing the on-chip DMP to generate sensor fusion data without intervention from the system applications processor.

For example, In I²C Master mode, the MPU-60X0 can be configured to perform burst reads, returning the following data from a magnetometer:

- X magnetometer data (2 bytes)
- Y magnetometer data (2 bytes)
- Z magnetometer data (2 bytes)

The I²C Master can be configured to read up to 24 bytes from up to 4 auxiliary sensors. A fifth sensor can be configured to work single byte read/write mode.

- **Pass-Through Mode:** Allows an external system processor to act as master and directly communicate to the external sensors connected to the auxiliary I²C bus pins (AUX_DA and AUX_CL). In this mode, the auxiliary I²C bus control logic (3rd party sensor interface block) of the MPU-60X0 is disabled, and the auxiliary I²C pins AUX_DA and AUX_CL (Pins 6 and 7) are connected to the main I²C bus (Pins 23 and 24) through analog switches.

Pass-Through Mode is useful for configuring the external sensors, or for keeping the MPU-60X0 in a low-power mode when only the external sensors are used.

In Pass-Through Mode the system processor can still access MPU-60X0 data through the I²C interface.

Auxiliary I²C Bus IO Logic Levels

- **MPU-6000:** The logic level of the auxiliary I²C bus is VDD
- **MPU-6050:** The logic level of the auxiliary I²C bus can be programmed to be either VDD or VLOGIC

For further information regarding the MPU-6050's logic levels, please refer to Section 10.2.



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
---	--	---

7.12 Self-Test

Please refer to the MPU-6000/MPU-6050 Register Map and Register Descriptions document for more details on self test.

Self-test allows for the testing of the mechanical and electrical portions of the sensors. The self-test for each measurement axis can be activated by means of the gyroscope and accelerometer self-test registers (registers 13 to 16).

When self-test is activated, the electronics cause the sensors to be actuated and produce an output signal. The output signal is used to observe the self-test response.

The self-test response is defined as follows:

$$\text{Self-test response} = \text{Sensor output with self-test enabled} - \text{Sensor output without self-test enabled}$$

The self-test response for each accelerometer axis is defined in the accelerometer specification table (Section 6.2), while that for each gyroscope axis is defined in the gyroscope specification table (Section 6.1).

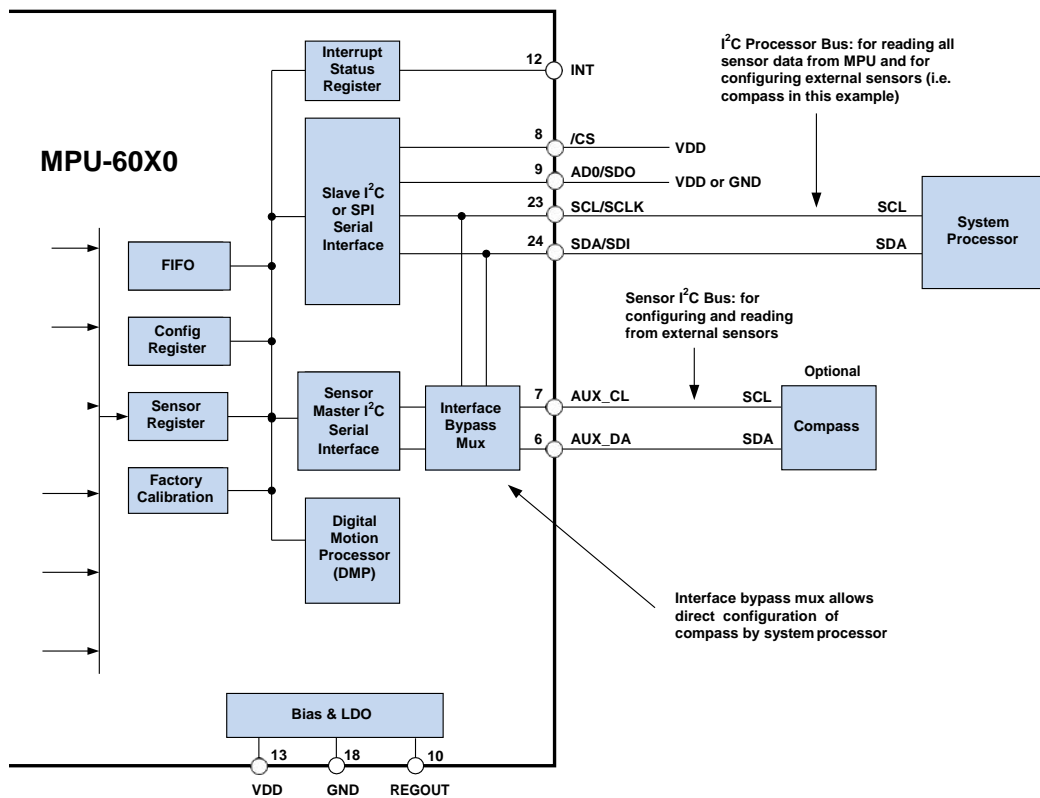
When the value of the self-test response is within the min/max limits of the product specification, the part has passed self test. When the self-test response exceeds the min/max values, the part is deemed to have failed self-test. Code for operating self test code is included within the MotionApps software provided by InvenSense.

7.13 MPU-60X0 Solution for 9-axis Sensor Fusion Using I²C Interface

In the figure below, the system processor is an I²C master to the MPU-60X0. In addition, the MPU-60X0 is an I²C master to the optional external compass sensor. The MPU-60X0 has limited capabilities as an I²C Master, and depends on the system processor to manage the initial configuration of any auxiliary sensors. The MPU-60X0 has an interface bypass multiplexer, which connects the system processor I²C bus pins 23 and 24 (SDA and SCL) directly to the auxiliary sensor I²C bus pins 6 and 7 (AUX_DA and AUX_CL).

Once the auxiliary sensors have been configured by the system processor, the interface bypass multiplexer should be disabled so that the MPU-60X0 auxiliary I²C master can take control of the sensor I²C bus and gather data from the auxiliary sensors.

For further information regarding I²C master control, please refer to Section 10.



7.14 MPU-6000 Using SPI Interface

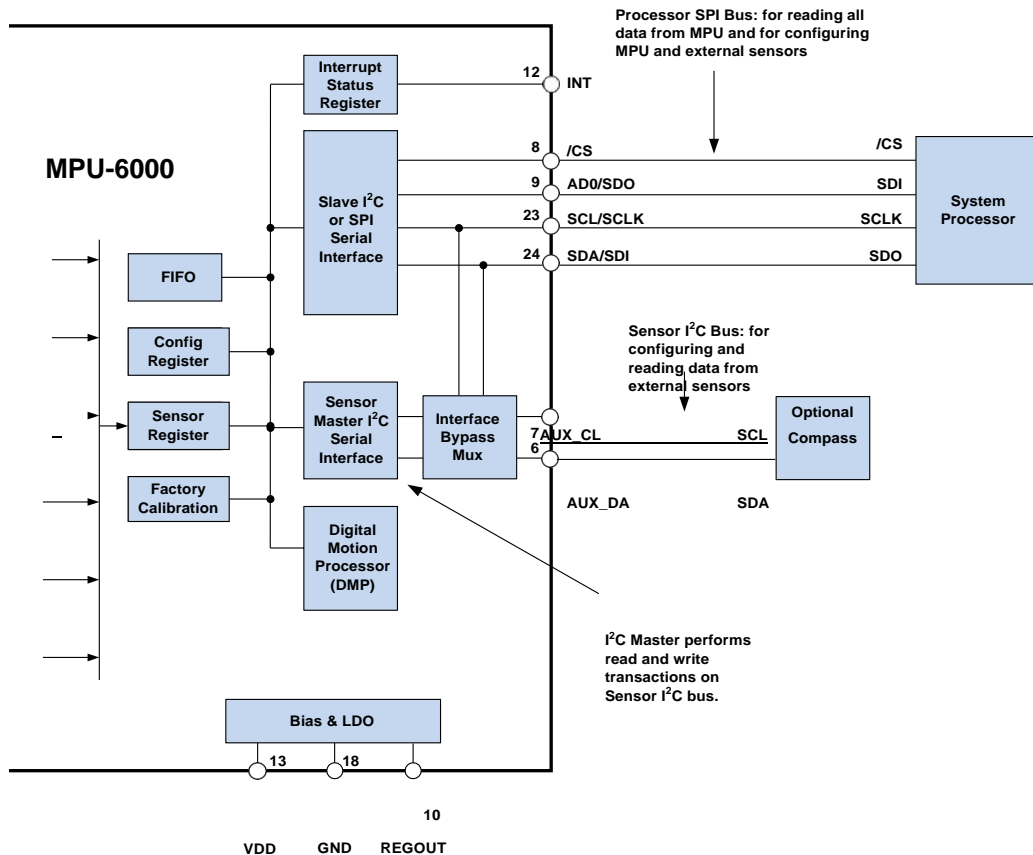
In the figure below, the system processor is an SPI master to the MPU-6000. Pins 8, 9, 23, and 24 are used to support the /CS, SDO, SCLK, and SDI signals for SPI communications. Because these SPI pins are shared with the I²C slave pins (9, 23 and 24), the system processor cannot access the auxiliary I²C bus through the interface bypass multiplexer, which connects the processor I²C interface pins to the sensor I²C interface pins.

Since the MPU-6000 has limited capabilities as an I²C Master, and depends on the system processor to manage the initial configuration of any auxiliary sensors, another method must be used for programming the sensors on the auxiliary sensor I²C bus pins 6 and 7 (AUX_DA and AUX_CL).

When using SPI communications between the MPU-6000 and the system processor, configuration of devices on the auxiliary I²C sensor bus can be achieved by using I²C Slaves 0-4 to perform read and write transactions on any device and register on the auxiliary I²C bus. The I²C Slave 4 interface can be used to perform only single byte read and write transactions.

Once the external sensors have been configured, the MPU-6000 can perform single or multi-byte reads using the sensor I²C bus. The read results from the Slave 0-3 controllers can be written to the FIFO buffer as well as to the external sensor registers.

For further information regarding the control of the MPU-60X0's auxiliary I²C interface, please refer to the MPU-6000/MPU-6050 Register Map and Register Descriptions document.





7.15 Internal Clock Generation

The MPU-60X0 has a flexible clocking scheme, allowing a variety of internal or external clock sources to be used for the internal synchronous circuitry. This synchronous circuitry includes the signal conditioning and ADCs, the DMP, and various control circuits and registers. An on-chip PLL provides flexibility in the allowable inputs for generating this clock.

Allowable internal sources for generating the internal clock are:

- An internal relaxation oscillator
- Any of the X, Y, or Z gyros (MEMS oscillators with a variation of $\pm 1\%$ over temperature)

Allowable external clocking sources are:

- 32.768kHz square wave
- 19.2MHz square wave

Selection of the source for generating the internal synchronous clock depends on the availability of external sources and the requirements for power consumption and clock accuracy. These requirements will most likely vary by mode of operation. For example, in one mode, where the biggest concern is power consumption, the user may wish to operate the Digital Motion Processor of the MPU-60X0 to process accelerometer data, while keeping the gyros off. In this case, the internal relaxation oscillator is a good clock choice. However, in another mode, where the gyros are active, selecting the gyros as the clock source provides for a more accurate clock source.

Clock accuracy is important, since timing errors directly affect the distance and angle calculations performed by the Digital Motion Processor (and by extension, by any processor).

There are also start-up conditions to consider. When the MPU-60X0 first starts up, the device uses its internal clock until programmed to operate from another source. This allows the user, for example, to wait for the MEMS oscillators to stabilize before they are selected as the clock source.

7.16 Sensor Data Registers

The sensor data registers contain the latest gyro, accelerometer, auxiliary sensor, and temperature measurement data. They are read-only registers, and are accessed via the serial interface. Data from these registers may be read anytime. However, the interrupt function may be used to determine when new data is available.

For a table of interrupt sources please refer to Section 8.

7.17 FIFO

The MPU-60X0 contains a 1024-byte FIFO register that is accessible via the Serial Interface. The FIFO configuration register determines which data is written into the FIFO. Possible choices include gyro data, accelerometer data, temperature readings, auxiliary sensor readings, and FSYNC input. A FIFO counter keeps track of how many bytes of valid data are contained in the FIFO. The FIFO register supports burst reads. The interrupt function may be used to determine when new data is available.

For further information regarding the FIFO, please refer to the MPU-6000/MPU-6050 Register Map and Register Descriptions document.

7.18 Interrupts

Interrupt functionality is configured via the Interrupt Configuration register. Items that are configurable include the INT pin configuration, the interrupt latching and clearing method, and triggers for the interrupt. Items that can trigger an interrupt are (1) Clock generator locked to new reference oscillator (used when switching clock



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
---	--	---

sources); (2) new data is available to be read (from the FIFO and Data registers); (3) accelerometer event interrupts; and (4) the MPU-60X0 did not receive an acknowledge from an auxiliary sensor on the secondary I²C bus. The interrupt status can be read from the Interrupt Status register.

For further information regarding interrupts, please refer to the MPU-60X0 Register Map and Register Descriptions document.

For information regarding the MPU-60X0's accelerometer event interrupts, please refer to Section 8.

7.19 Digital-Output Temperature Sensor

An on-chip temperature sensor and ADC are used to measure the MPU-60X0 die temperature. The readings from the ADC can be read from the FIFO or the Sensor Data registers.

7.20 Bias and LDO

The bias and LDO section generates the internal supply and the reference voltages and currents required by the MPU-60X0. Its two inputs are an unregulated VDD of 2.375 to 3.46V and a VLOGIC logic reference supply voltage of 1.71V to VDD (MPU-6050 only). The LDO output is bypassed by a capacitor at REGOUT. For further details on the capacitor, please refer to the Bill of Materials for External Components (Section 7.3).

7.21 Charge Pump

An on-board charge pump generates the high voltage required for the MEMS oscillators. Its output is bypassed by a capacitor at CPOUT. For further details on the capacitor, please refer to the Bill of Materials for External Components (Section 7.3).



8 Programmable Interrupts

The MPU-60X0 has a programmable interrupt system which can generate an interrupt signal on the INT pin. Status flags indicate the source of an interrupt. Interrupt sources may be enabled and disabled individually.

Table of Interrupt Sources

Interrupt Name	Module
FIFO Overflow	FIFO
Data Ready	Sensor Registers
I ² C Master errors: Lost Arbitration, NACKs	I ² C Master
I ² C Slave 4	I ² C Master

For information regarding the interrupt enable/disable registers and flag registers, please refer to the MPU-6000/MPU-6050 Register Map and Register Descriptions document. Some interrupt sources are explained below.



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
---	--	---

9 Digital Interface

9.1 I²C and SPI (MPU-6000 only) Serial Interfaces

The internal registers and memory of the MPU-6000/MPU-6050 can be accessed using either I²C at 400 kHz or SPI at 1MHz (MPU-6000 only). SPI operates in four-wire mode.

Serial Interface

Pin Number	MPU-6000	MPU-6050	Pin Name	Pin Description
8	Y		/CS	SPI chip select (0=SPI enable)
8		Y	VLOGIC	Digital I/O supply voltage. VLOGIC must be ≤ VDD at all times.
9	Y		AD0 / SDO	I ² C Slave Address LSB (AD0); SPI serial data output (SDO)
9		Y	AD0	I ² C Slave Address LSB
23	Y		SCL / SCLK	I ² C serial clock (SCL); SPI serial clock (SCLK)
23		Y	SCL	I ² C serial clock
24	Y		SDA / SDI	I ² C serial data (SDA); SPI serial data input (SDI)
24		Y	SDA	I ² C serial data

Note:

To prevent switching into I²C mode when using SPI (MPU-6000), the I²C interface should be disabled by setting the *I2C_IF_DIS* configuration bit. Setting this bit should be performed immediately after waiting for the time specified by the “Start-Up Time for Register Read/Write” in Section 6.3.

For further information regarding the *I2C_IF_DIS* bit, please refer to the MPU-6000/MPU-6050 Register Map and Register Descriptions document.

9.2 I²C Interface

I²C is a two-wire interface comprised of the signals serial data (SDA) and serial clock (SCL). In general, the lines are open-drain and bi-directional. In a generalized I²C interface implementation, attached devices can be a master or a slave. The master device puts the slave address on the bus, and the slave device with the matching address acknowledges the master.

The MPU-60X0 always operates as a slave device when communicating to the system processor, which thus acts as the master. SDA and SCL lines typically need pull-up resistors to VDD. The maximum bus speed is 400 kHz.

The slave address of the MPU-60X0 is b110100X which is 7 bits long. The LSB bit of the 7 bit address is determined by the logic level on pin AD0. This allows two MPU-60X0s to be connected to the same I²C bus. When used in this configuration, the address of the one of the devices should be b1101000 (pin AD0 is logic low) and the address of the other should be b1101001 (pin AD0 is logic high).

9.3 I²C Communications Protocol

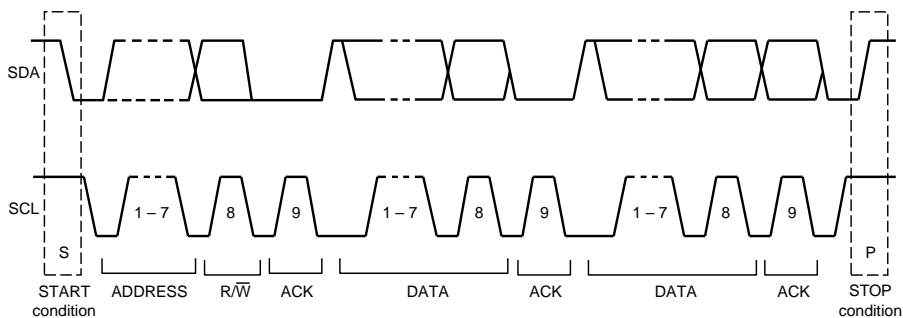
START (S) and STOP (P) Conditions

Communication on the I²C bus starts when the master puts the START condition (S) on the bus, which is defined as a HIGH-to-LOW transition of the SDA line while SCL line is HIGH (see figure below). The bus is considered to be busy until the master puts a STOP condition (P) on the bus, which is defined as a LOW to HIGH transition on the SDA line while SCL is HIGH (see figure below).



Communications

After beginning communications with the START condition (S), the master sends a 7-bit slave address followed by an 8th bit, the read/write bit. The read/write bit indicates whether the master is receiving data from or is writing to the slave device. Then, the master releases the SDA line and waits for the acknowledge signal (ACK) from the slave device. Each byte transferred must be followed by an acknowledge bit. To acknowledge, the slave device pulls the SDA line LOW and keeps it LOW for the high period of the SCL line. Data transmission is always terminated by the master with a STOP condition (P), thus freeing the communications line. However, the master can generate a repeated START condition (Sr), and address another slave without first generating a STOP condition (P). A LOW to HIGH transition on the SDA line while SCL is HIGH defines the stop condition. All SDA changes should take place when SCL is low, with the exception of start and stop conditions.



Complete I²C Data Transfer

To write the internal MPU-60X0 registers, the master transmits the start condition (S), followed by the I²C address and the write bit (0). At the 9th clock cycle (when the clock is high), the MPU-60X0 acknowledges the transfer. Then the master puts the register address (RA) on the bus. After the MPU-60X0 acknowledges the reception of the register address, the master puts the register data onto the bus. This is followed by the ACK signal, and data transfer may be concluded by the stop condition (P). To write multiple bytes after the last ACK signal, the master can continue outputting data rather than transmitting a stop signal. In this case, the MPU-60X0 automatically increments the register address and loads the data to the appropriate register. The following figures show single and two-byte write sequences.

Single-Byte Write Sequence

Master	S	AD+W		RA		DATA		P
Slave			ACK		ACK		ACK	

Burst Write Sequence

Master	S	AD+W		RA		DATA		DATA		P
Slave			ACK		ACK		ACK		ACK	



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
---	--	---

To read the internal MPU-60X0 registers, the master sends a start condition, followed by the I²C address and a write bit, and then the register address that is going to be read. Upon receiving the ACK signal from the MPU-60X0, the master transmits a start signal followed by the slave address and read bit. As a result, the MPU-60X0 sends an ACK signal and the data. The communication ends with a not acknowledge (NACK) signal and a stop bit from master. The NACK condition is defined such that the SDA line remains high at the 9th clock cycle. The following figures show single and two-byte read sequences.

Single-Byte Read Sequence

Master	S	AD+W		RA		S	AD+R			NACK	P
Slave			ACK		ACK			ACK	DATA		

Burst Read Sequence

Master	S	AD+W		RA		S	AD+R			ACK		NACK	P
Slave			ACK		ACK			ACK	DATA		DATA		

9.4 I²C Terms

Signal	Description
S	Start Condition: SDA goes from high to low while SCL is high
AD	Slave I ² C address
W	Write bit (0)
R	Read bit (1)
ACK	Acknowledge: SDA line is low while the SCL line is high at the 9 th clock cycle
NACK	Not-Acknowledge: SDA line stays high at the 9 th clock cycle
RA	MPU-60X0 internal register address
DATA	Transmit or received data
P	Stop condition: SDA going from low to high while SCL is high



9.5 SPI Interface (MPU-6000 only)

SPI is a 4-wire synchronous serial interface that uses two control lines and two data lines. The MPU-6000 always operates as a Slave device during standard Master-Slave SPI operation.

With respect to the Master, the Serial Clock output (SCLK), the Serial Data Output (SDO) and the Serial Data Input (SDI) are shared among the Slave devices. Each SPI slave device requires its own Chip Select (/CS) line from the master.

/CS goes low (active) at the start of transmission and goes back high (inactive) at the end. Only one /CS line is active at a time, ensuring that only one slave is selected at any given time. The /CS lines of the non-selected slave devices are held high, causing their SDO lines to remain in a high-impedance (high-z) state so that they do not interfere with any active devices.

SPI Operational Features

1. Data is delivered MSB first and LSB last
2. Data is latched on the rising edge of SCLK
3. Data should be transitioned on the falling edge of SCLK
4. The maximum frequency of SCLK is 1MHz
5. SPI read and write operations are completed in 16 or more clock cycles (two or more bytes). The first byte contains the SPI Address, and the following byte(s) contain(s) the SPI data. The first bit of the first byte contains the Read/Write bit and indicates the Read (1) or Write (0) operation. The following 7 bits contain the Register Address. In cases of multiple-byte Read/Writes, data is two or more bytes:

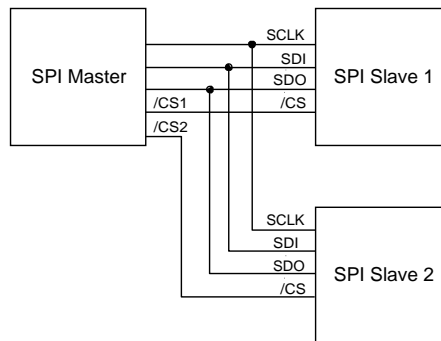
SPI Address format

MSB							LSB
R/W	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0

SPI Data format

MSB							LSB
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0

6. Supports Single or Burst Read/Writes.



Typical SPI Master / Slave Configuration



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

10 Serial Interface Considerations (MPU-6050)

10.1 MPU-6050 Supported Interfaces

The MPU-6050 supports I²C communications on both its primary (microprocessor) serial interface and its auxiliary interface.

10.2 Logic Levels

The MPU-6050's I/O logic levels are set to be VLOGIC, as shown in the table below. AUX_VDDIO must be set to 0.

I/O Logic Levels vs. AUX_VDDIO

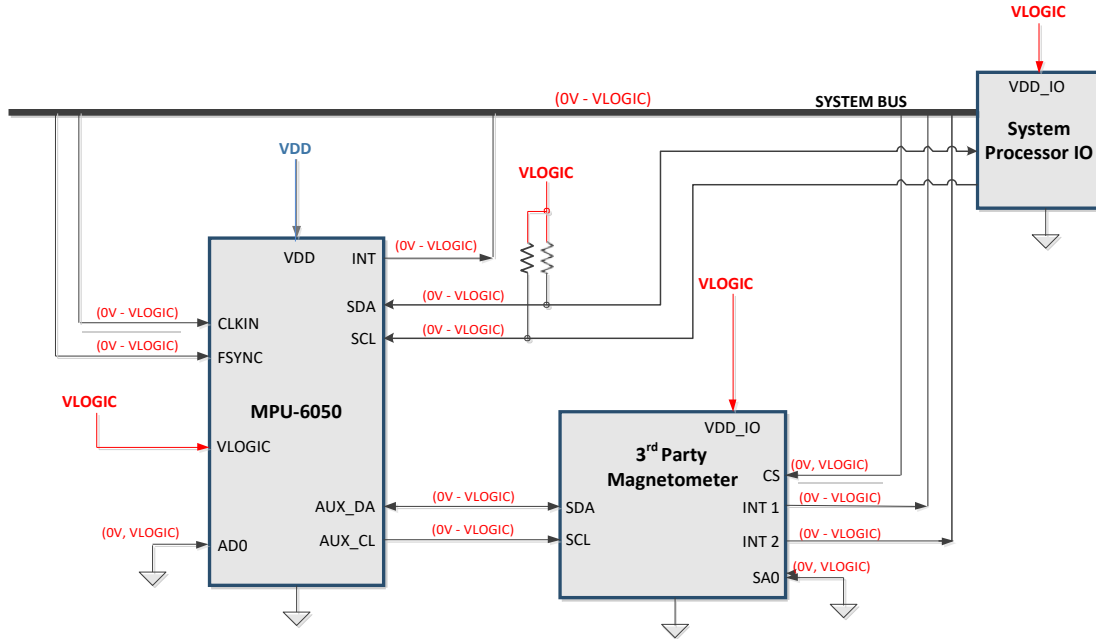
AUX_VDDIO	MICROPROCESSOR LOGIC LEVELS (Pins: SDA, SCL, AD0, CLKIN, INT)	AUXILIARY LOGIC LEVELS (Pins: AUX_DA, AUX_CL)
0	VLOGIC	VLOGIC

Note: The power-on-reset value for AUX_VDDIO is 0.

When AUX_VDDIO is set to 0 (its power-on-reset value), VLOGIC is the power supply voltage for both the microprocessor system bus and the auxiliary I²C bus, as shown in the figure of Section 10.3.

10.3 Logic Levels Diagram for AUX_VDDIO = 0

The figure below depicts a sample circuit with a third party magnetometer attached to the auxiliary I²C bus. It shows logic levels and voltage connections for AUX_VDDIO = 0. Note: Actual configuration will depend on the auxiliary sensors used.



I/O Levels and Connections for AUX_VDDIO = 0

Notes:

1. AUX_VDDIO determines the IO voltage levels of AUX_DA and AUX_CL (0 = set output levels relative to VLOGIC)
2. All other MPU-6050 logic IOs are referenced to VLOGIC.

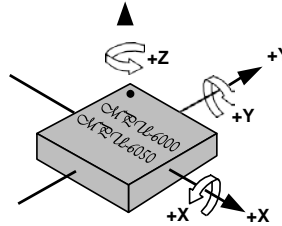
	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

11 Assembly

This section provides general guidelines for assembling InvenSense Micro Electro-Mechanical Systems (MEMS) gyros packaged in Quad Flat No leads package (QFN) surface mount integrated circuits.

11.1 Orientation of Axes

The diagram below shows the orientation of the axes of sensitivity and the polarity of rotation. Note the pin 1 identifier (•) in the figure.

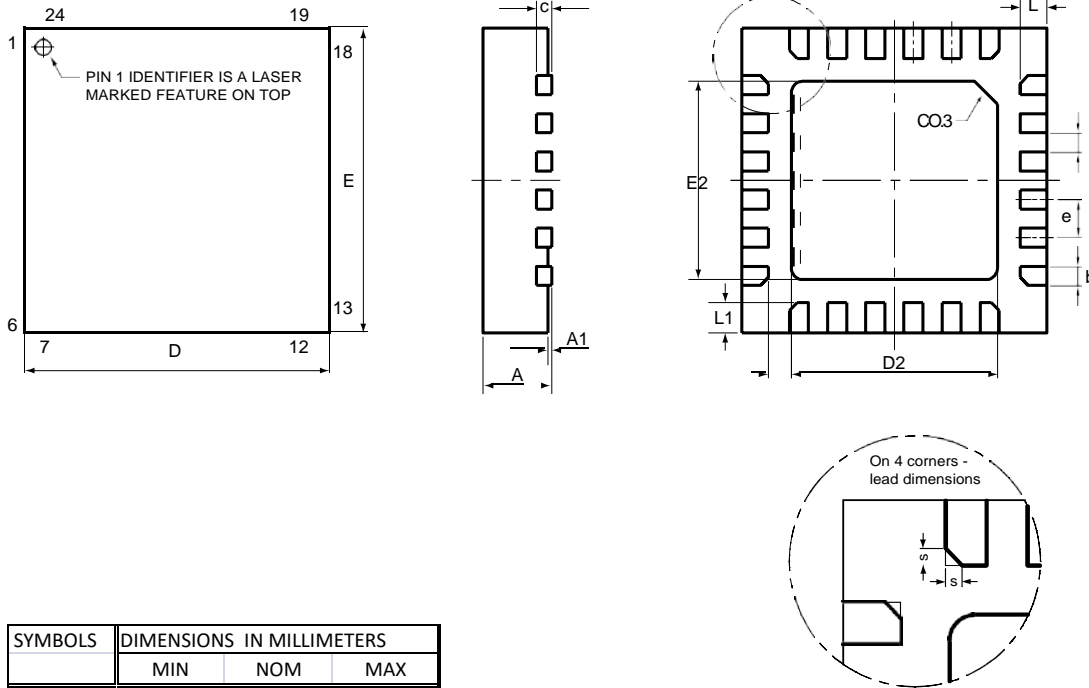


Orientation of Axes of Sensitivity and Polarity of Rotation

	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

11.2 Package Dimensions

24 Lead QFN (4x4x0.9) mm NiPdAu Lead-frame finish

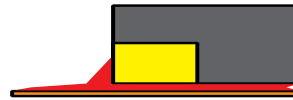


SYMBOLS	DIMENSIONS IN MILLIMETERS		
	MIN	NOM	MAX
A	0.85	0.90	0.95
A1	0.00	0.02	0.05
b	0.18	0.25	0.30
c	---	0.20 REF	---
D	3.90	4.00	4.10
D2	2.65	2.70	2.75
E	3.90	4.00	4.10
E2	2.55	2.60	2.65
e	---	0.50	---
f (e-b)	---	0.25	---
K	0.25	0.30	0.35
L	0.30	0.35	0.40
L1	0.35	0.40	0.45
s	0.05	---	0.15

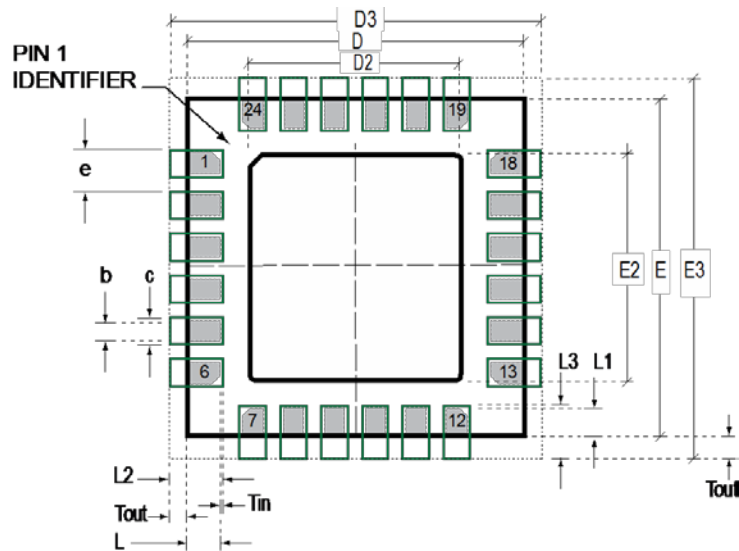
	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

11.3 PCB Design Guidelines

The Pad Diagram using a JEDEC type extension with solder rising on the outer edge is shown below. The Pad Dimensions Table shows pad sizing (mean dimensions) recommended for the MPU-60X0 product.



JEDEC type extension with solder rising on outer edge



PCB Layout Diagram

SYMBOLS	DIMENSIONS IN MILLIMETERS	NOM
Nominal Package I/O Pad Dimensions		
e	Pad Pitch	0.50
b	Pad Width	0.25
L	Pad Length	0.35
L1	Pad Length	0.40
D	Package Width	4.00
E	Package Length	4.00
D2	Exposed Pad Width	2.70
E2	Exposed Pad Length	2.60
I/O Land Design Dimensions (Guidelines)		
D3	I/O Pad Extent Width	4.80
E3	I/O Pad Extent Length	4.80
c	Land Width	0.35
Tout	Outward Extension	0.40
Tin	Inward Extension	0.05
L2	Land Length	0.80
L3	Land Length	0.85

PCB Dimensions Table (for PCB Lay-out Diagram)



11.4 Assembly Precautions

11.4.1 Gyroscope Surface Mount Guidelines

InvenSense MEMS Gyros sense rate of rotation. In addition, gyroscopes sense mechanical stress coming from the printed circuit board (PCB). This PCB stress can be minimized by adhering to certain design rules:

When using MEMS gyroscope components in plastic packages, PCB mounting and assembly can cause package stress. This package stress in turn can affect the output offset and its value over a wide range of temperatures. This stress is caused by the mismatch between the Coefficient of Linear Thermal Expansion (CTE) of the package material and the PCB. Care must be taken to avoid package stress due to mounting.

Traces connected to pads should be as symmetric as possible. Maximizing symmetry and balance for pad connection will help component self alignment and will lead to better control of solder paste reduction after reflow.

Any material used in the surface mount assembly process of the MEMS gyroscope should be free of restricted RoHS elements or compounds. Pb-free solders should be used for assembly.

11.4.2 Exposed Die Pad Precautions

The MPU-60X0 has very low active and standby current consumption. The exposed die pad is not required for heat sinking, and should not be soldered to the PCB. Failure to adhere to this rule can induce performance changes due to package thermo-mechanical stress. There is no electrical connection between the pad and the CMOS.

11.4.3 Trace Routing

Routing traces or vias under the gyro package such that they run under the exposed die pad is prohibited. Routed active signals may harmonically couple with the gyro MEMS devices, compromising gyro response. These devices are designed with the drive frequencies as follows: X = $33\pm 3\text{KHz}$, Y = $30\pm 3\text{KHz}$, and Z = $27\pm 3\text{KHz}$. To avoid harmonic coupling don't route active signals in non-shielded signal planes directly below, or above the gyro package. Note: For best performance, design a ground plane under the e-pad to reduce PCB signal noise from the board on which the gyro device is mounted. If the gyro device is stacked under an adjacent PCB board, design a ground plane directly above the gyro device to shield active signals from the adjacent PCB board.

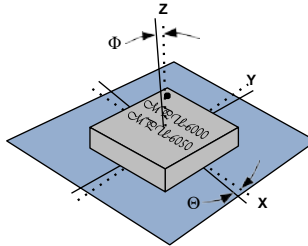
11.4.4 Component Placement

Do not place large insertion components such as keyboard or similar buttons, connectors, or shielding boxes at a distance of less than 6 mm from the MEMS gyro. Maintain generally accepted industry design practices for component placement near the MPU-60X0 to prevent noise coupling and thermo-mechanical stress.

11.4.5 PCB Mounting and Cross-Axis Sensitivity

Orientation errors of the gyroscope and accelerometer mounted to the printed circuit board can cause cross-axis sensitivity in which one gyro or accel responds to rotation or acceleration about another axis, respectively. For example, the X-axis gyroscope may respond to rotation about the Y or Z axes. The orientation mounting errors are illustrated in the figure below.

	<p>MPU-6000/MPU-6050 Product Specification</p>	<p>Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013</p>
--	---	--



Package Gyro & Accel Axes () Relative to PCB Axes (—) with Orientation Errors (Θ and Φ)

The table below shows the cross-axis sensitivity as a percentage of the gyroscope or accelerometer's sensitivity for a given orientation error, respectively.

Cross-Axis Sensitivity vs. Orientation Error

Orientation Error (θ or Φ)	Cross-Axis Sensitivity (sinθ or sinΦ)
0°	0%
0.5°	0.87%
1°	1.75%

The specifications for cross-axis sensitivity in Section 6.1 and Section 6.2 include the effect of the die orientation error with respect to the package.

11.4.6 MEMS Handling Instructions

MEMS (Micro Electro-Mechanical Systems) are a time-proven, robust technology used in hundreds of millions of consumer, automotive and industrial products. MEMS devices consist of microscopic moving mechanical structures. They differ from conventional IC products, even though they can be found in similar packages. Therefore, MEMS devices require different handling precautions than conventional ICs prior to mounting onto printed circuit boards (PCBs).

The MPU-60X0 has been qualified to a shock tolerance of 10,000g. InvenSense packages its gyroscopes as it deems proper for protection against normal handling and shipping. It recommends the following handling precautions to prevent potential damage.

- Do not drop individually packaged gyroscopes, or trays of gyroscopes onto hard surfaces. Components placed in trays could be subject to *g*-forces in excess of 10,000g if dropped.
- Printed circuit boards that incorporate mounted gyroscopes should not be separated by manually snapping apart. This could also create *g*-forces in excess of 10,000g.
- Do not clean MEMS gyroscopes in ultrasonic baths. Ultrasonic baths can induce MEMS damage if the bath energy causes excessive drive motion through resonant frequency coupling.

11.4.7 ESD Considerations

Establish and use ESD-safe handling precautions when unpacking and handling ESD-sensitive devices.



- Store ESD sensitive devices in ESD safe containers until ready for use. The Tape-and-Reel moisture-sealed bag is an ESD approved barrier. The best practice is to keep the units in the original moisture sealed bags until ready for assembly.

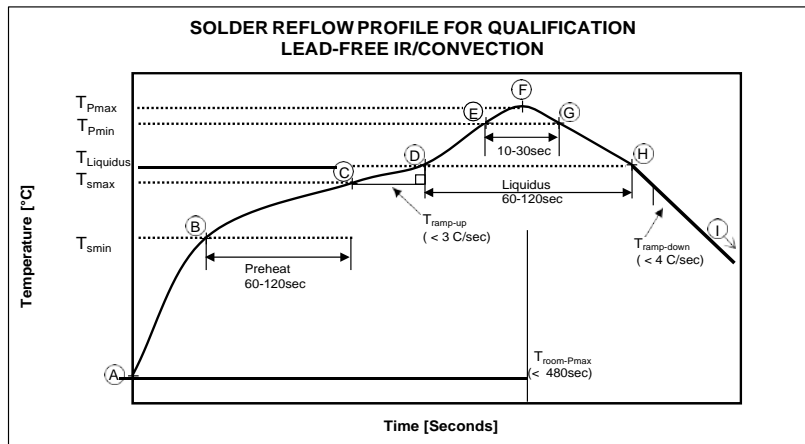
Restrict all device handling to ESD protected work areas that measure less than 200V static charge. Ensure that all workstations and personnel are properly grounded to prevent ESD.

11.4.8 Reflow Specification

Qualification Reflow: The MPU-60X0 was qualified in accordance with IPC/JEDEC J-STD-020D.1. This standard classifies proper packaging, storage and handling in order to avoid subsequent thermal and mechanical damage during the solder reflow attachment phase of PCB assembly.

The qualification preconditioning process specifies a sequence consisting of a bake cycle, a moisture soak cycle (in a temperature humidity oven), and three consecutive solder reflow cycles, followed by functional device testing.

The peak solder reflow classification temperature requirement for package qualification is (260 +5/-0°C) for lead-free soldering of components measuring less than 1.6 mm in thickness. The qualification profile and a table explaining the set-points are shown below:



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

Temperature Set Points Corresponding to Reflow Profile Above				
Step	Setting	CONSTRAINTS		
		Temp (°C)	Time (sec)	Max. Rate (°C/sec)
A	T _{room}	25		
B	T _{Smin}	150		
C	T _{Smax}	200	60 < t _{BC} < 120	
D	T _{Liquidus}	217		f _(TLiquidus-TPmax) < 3
E	T _{Pmin} [255°C, 260°C]	255		f _(TLiquidus-TPmax) < 3
F	T _{Pmax} [260°C, 265°C]	260	t _{AF} < 480	f _(TLiquidus-TPmax) < 3
G	T _{Pmin} [255°C, 260°C]	255	10 < t _{EG} < 30	f _(TPmax-TLiquidus) < 4
H	T _{Liquidus}	217	60 < t _{DH} < 120	
I	T _{room}	25		

Notes: Customers must never exceed the Classification temperature (T_{Pmax} = 260°C).
 All temperatures refer to the topside of the QFN package, as measured on the package body surface.

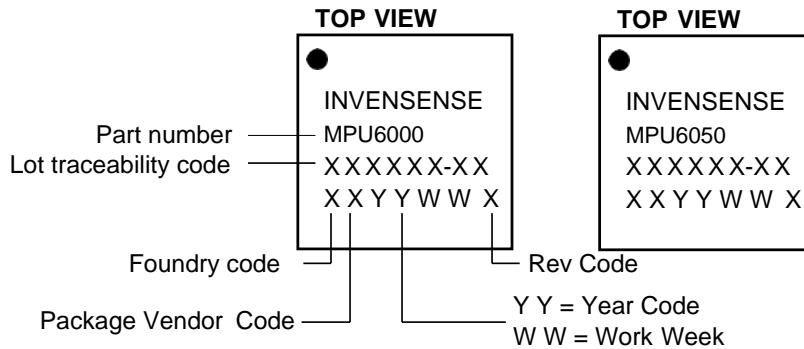
Production Reflow: Check the recommendations of your solder manufacturer. For optimum results, use lead-free solders that have lower specified temperature profiles (T_{Pmax} ~ 235°C). Also use lower ramp-up and ramp-down rates than those used in the qualification profile. Never exceed the maximum conditions that we used for qualification, as these represent the maximum tolerable ratings for the device.

11.5 Storage Specifications

The storage specification of the MPU-60X0 conforms to IPC/JEDEC J-STD-020D.1 Moisture Sensitivity Level (MSL) 3.

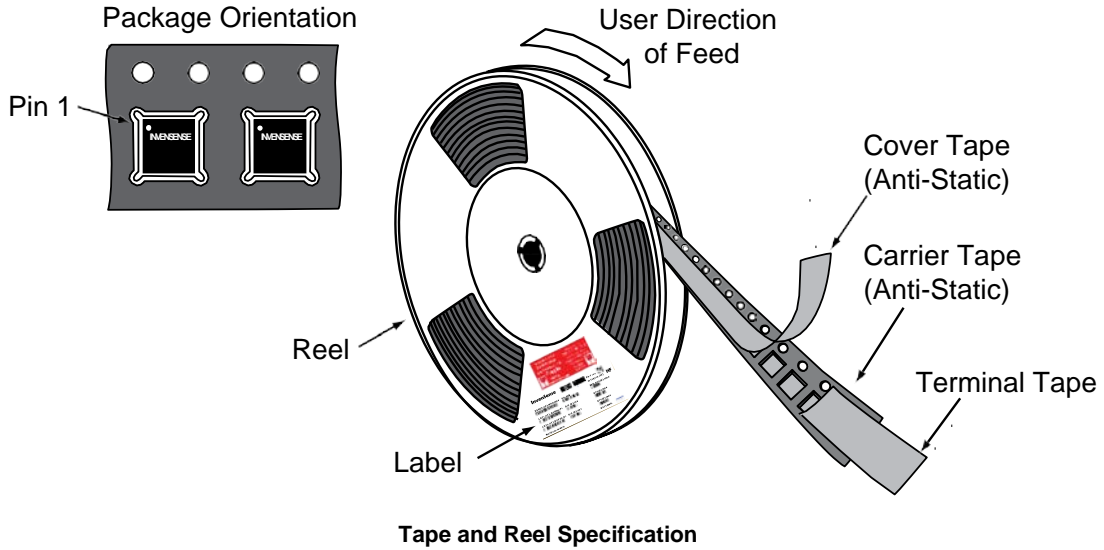
Calculated shelf-life in moisture-sealed bag	12 months -- Storage conditions: <40°C and <90% RH
After opening moisture-sealed bag	168 hours -- Storage conditions: ambient ≤30°C at 60%RH

11.6 Package Marking Specification



Package Marking Specification

	<p>MPU-6000/MPU-6050 Product Specification</p>	<p>Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013</p>
--	---	--



Reel Specifications

Quantity Per Reel	5,000
Reels per Box	1
Boxes Per Carton (max)	5
Pcs/Carton (max)	25,000

11.8 Label



Barcode Label



Location of Label on Reel

11.9 Packaging



REEL – with Barcode & Caution labels



Vacuum-Sealed Moisture Barrier Bag with ESD, MSL3, Caution, and Barcode Labels



MSL3 Label



Caution Label



ESD Label



Inner Bubble Wrap



Pizza Box



Pizza Boxes Placed in Foam-Lined Shipper Box



Outer Shipper Label



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

11.10 Representative Shipping Carton Label

		INV. NO: 111013-99	
From: InvenSense Taiwan, Ltd. 1F, 9 Prosperity 1st Road, Hsinchu Science Park, HsinChu City, 30078, Taiwan TEL: +886 3 6686999 FAX: +886 3 6686777		Ship To: Customer Name Street Address City, State, Country ZIP Attn: Buyer Name Phone: Buyer Phone Number	
SUPP PROD ID: MPU-6050			
LOT#: Q2R994-F1		LOT#:	
QTY: 5615		QTY: 0	
LOT#: Q3X785-G1		LOT#:	
QTY: 4385		QTY: 0	
LOT#: Q3Y196-02		LOT#:	
QTY: 5000		QTY: 0	
LOT#:		LOT#:	
QTY: 0		QTY: 0	
Total Quantity/Carton		Weight: (KG)	
15000		4.05	
Pb-free	Shipping Carton:	Category (e4) HF	
MSL3	1 OF 3		



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
---	--	---

12 Reliability

12.1 Qualification Test Policy

InvenSense's products complete a Qualification Test Plan before being released to production. The Qualification Test Plan for the MPU-60X0 followed the JESD471 Standards, "Stress-Test-Driven Qualification of Integrated Circuits," with the individual tests described below.

12.2 Qualification Test Plan

Accelerated Life Tests

TEST	Method/Condition	Lot Quantity	Sample / Lot	Acc / Reject Criteria
(HTOL/LFR) High Temperature Operating Life	JEDEC JESD22-A108D, Dynamic, 3.63V biased, T _j >125°C [read-points 168, 500, 1000 hours]	3	77	(0/1)
(HAST) Highly Accelerated Stress Test ⁽¹⁾	JEDEC JESD22-A118A Condition A, 130°C, 85%RH, 33.3 psia. unbiased, [read-point 96 hours]	3	77	(0/1)
(HTS) High Temperature Storage Life	JEDEC JESD22-A103D, Cond. A, 125°C Non-Bias Bake [read-points 168, 500, 1000 hours]	3	77	(0/1)

Device Component Level Tests

TEST	Method/Condition	Lot Quantity	Sample / Lot	Acc / Reject Criteria
(ESD-HBM) ESD-Human Body Model	JEDEC JS-001-2012, (2KV)	1	3	(0/1)
(ESD-MM) ESD-Machine Model	JEDEC JESD22-A115C, (250V)	1	3	(0/1)
(LU) Latch Up	JEDEC JESD-78D Class II (2), 125°C; ±100mA	1	6	(0/1)
(MS) Mechanical Shock	JEDEC JESD22-B104C, Mil-Std-883, Method 2002.5, Cond. E, 10,000g's, 0.2ms, ±X, Y, Z – 6 directions, 5 times/direction	3	5	(0/1)
(VIB) Vibration	JEDEC JESD22-B103B, Variable Frequency (random), Cond. B, 5-500Hz, X, Y, Z – 4 times/direction	3	5	(0/1)
(TC) Temperature Cycling ⁽¹⁾	JEDEC JESD22-A104D Condition G [-40°C to +125°C], Soak Mode 2 [5'], 1000 cycles	3	77	(0/1)

Board Level Tests

TEST	Method/Condition	Lot Quantity	Sample / Lot	Acc / Reject Criteria
(BMS) Board Mechanical Shock	JEDEC JESD22-B104C, Mil-Std-883, Method 2002.5, Cond. E, 10000g's, 0.2ms, +X, Y, Z – 6 directions, 5 times/direction	1	5	(0/1)
(BTC) Board Temperature Cycling ⁽¹⁾	JEDEC JESD22-A104D Condition G [-40°C to +125°C], Soak mode 2 [5'], 1000 cycles	1	40	(0/1)

(1) Tests are preceded by MSL3 Preconditioning in accordance with JEDEC JESD22-A113F



	MPU-6000/MPU-6050 Product Specification	Document Number: PS-MPU-6000A-00 Revision: 3.4 Release Date: 08/19/2013
--	--	---

13 Environmental Compliance

The MPU-6000/MPU-6050 is RoHS and Green compliant.

The MPU-6000/MPU-6050 is in full environmental compliance as evidenced in report HS-MPU-6000, Materials Declaration Data Sheet.

Environmental Declaration Disclaimer:

InvenSense believes this environmental information to be correct but cannot guarantee accuracy or completeness. Conformity documents for the above component constitutes are on file. InvenSense subcontracts manufacturing and the information contained herein is based on data received from vendors and suppliers, which has not been validated by InvenSense.

This information furnished by InvenSense is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by InvenSense for its use, or for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications are subject to change without notice. InvenSense reserves the right to make changes to this product, including its circuits and software, in order to improve its design and/or performance, without prior notice. InvenSense makes no warranties, neither expressed nor implied, regarding the information and specifications contained in this document. InvenSense assumes no responsibility for any claims or damages arising from information contained in this document, or from the use of products and services detailed therein. This includes, but is not limited to, claims or damages based on the infringement of patents, copyrights, mask work and/or other intellectual property rights.

Certain intellectual property owned by InvenSense and described in this document is patent protected. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of InvenSense. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. Trademarks that are registered trademarks are the property of their respective companies. InvenSense sensors should not be used or sold in the development, storage, production or utilization of any conventional or mass-destructive weapons or for any other weapons or life threatening applications, as well as in any other life critical applications such as medical equipment, transportation, aerospace and nuclear instruments, undersea equipment, power plant equipment, disaster prevention and crime prevention equipment.

InvenSense® is a registered trademark of InvenSense, Inc. MPU™, MPU-6000™, MPU-6050™, MPU-60X0™, Digital Motion Processor™, DMP™, Motion Processing Unit™, MotionFusion™, MotionInterface™, MotionTracking™, and MotionApps™ are trademarks of InvenSense, Inc.

©2013 InvenSense, Inc. All rights reserved.





10.4 Código de Arduino

SKETCH PRINCIPAL

```
// I2C device class (I2Cdev) demonstration Arduino sketch for MPU6050 class
using DMP (MotionApps v2.0)
// 6/21/2012 by Jeff Rowberg <jeff@rowberg.net>
// Updates should (hopefully) always be available at
https://github.com/jrowberg/i2cdevlib
//
// Changelog:
//   2013-05-08 - added seamless Fastwire support
//               - added note about gyro calibration
//   2012-06-21 - added note about Arduino 1.0.1 + Leonardo compatibility
error
//   2012-06-20 - improved FIFO overflow handling and simplified read
process
//   2012-06-19 - completely rearranged DMP initialization code and
simplification
//   2012-06-13 - pull gyro and accel data from FIFO packet instead of
reading directly
//   2012-06-09 - fix broken FIFO read sequence and change interrupt
detection to RISING
//   2012-06-05 - add gravity-compensated initial reference frame
acceleration output
//               - add 3D math helper file to DMP6 example sketch
//               - add Euler output and Yaw/Pitch/Roll output formats
//   2012-06-04 - remove accel offset clearing for better results (thanks
Sungon Lee)
//   2012-06-01 - fixed gyro sensitivity to be 2000 deg/sec instead of 250
//   2012-05-30 - basic DMP initialization working

/* =====
I2Cdev device library code is placed under the MIT license
Copyright (c) 2012 Jeff Rowberg

Permission is hereby granted, free of charge, to any person obtaining a
copy
of this software and associated documentation files (the "Software"), to
deal
in the Software without restriction, including without limitation the
rights
to use, copy, modify, merge, publish, distribute, sublicense, and/or sell
copies of the Software, and to permit persons to whom the Software is
furnished to do so, subject to the following conditions:

The above copyright notice and this permission notice shall be included in
all copies or substantial portions of the Software.

THE SOFTWARE IS PROVIDED "AS IS", WITHOUT WARRANTY OF ANY KIND, EXPRESS OR
IMPLIED, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO THE WARRANTIES OF MERCHANTABILITY,
FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE AND NONINFRINGEMENT. IN NO EVENT SHALL THE
AUTHORS OR COPYRIGHT HOLDERS BE LIABLE FOR ANY CLAIM, DAMAGES OR OTHER
LIABILITY, WHETHER IN AN ACTION OF CONTRACT, TORT OR OTHERWISE, ARISING
FROM,
```



OUT OF OR IN CONNECTION WITH THE SOFTWARE OR THE USE OR OTHER DEALINGS IN THE SOFTWARE.

```
=====
*/

// I2Cdev and MPU6050 must be installed as libraries, or else the .cpp/.h
files
// for both classes must be in the include path of your project
#include "I2Cdev.h"

#include "MPU6050_6Axis_MotionApps20.h"
//#include "MPU6050.h" // not necessary if using MotionApps include file

// Arduino Wire library is required if I2Cdev I2CDEV_ARDUINO_WIRE
implementation
// is used in I2Cdev.h
#if I2CDEV_IMPLEMENTATION == I2CDEV_ARDUINO_WIRE
#include "Wire.h"
#endif

// class default I2C address is 0x68
// specific I2C addresses may be passed as a parameter here
// AD0 low = 0x68 (default for SparkFun breakout and InvenSense evaluation
board)
// AD0 high = 0x69
MPU6050 mpu;
//MPU6050 mpu(0x69); // <-- use for AD0 high

/* =====
NOTE: In addition to connection 3.3v, GND, SDA, and SCL, this sketch
depends on the MPU-6050's INT pin being connected to the Arduino's
external interrupt #0 pin. On the Arduino Uno and Mega 2560, this is
digital I/O pin 2.
=====
*/

/* =====
NOTE: Arduino v1.0.1 with the Leonardo board generates a compile error
when using Serial.write(buf, len). The Teapot output uses this method.
The solution requires a modification to the Arduino USBAPI.h file, which
is fortunately simple, but annoying. This will be fixed in the next IDE
release. For more info, see these links:

http://arduino.cc/forum/index.php/topic,109987.0.html
http://code.google.com/p/arduino/issues/detail?id=958
=====
*/

/****DEFINICION DE PINES****/
#define PRE 45
#define PWR 43
#define rojo 47
#define verde 49

#define peso A0
#define giro A1
#define bat A2

342
```



```

/****DEFINICION E INICIALIZACIÓN DE VARIABLES****/
bool conexion, OK = 0;
float tita = 0, Atita = 0;
float media = 0;
int refD = 0, refI = 0;
const int C=100;

// MPU control/status vars
bool dmpReady = false; // set true if DMP init was successful
uint8_t mpuIntStatus; // holds actual interrupt status byte from MPU
uint8_t devStatus; // return status after each device operation (0 =
success, != 0 = error)
uint16_t packetSize; // expected DMP packet size (default is 42 bytes)
uint16_t fifoCount; // count of all bytes currently in FIFO
uint8_t fifoBuffer[64]; // FIFO storage buffer

// orientation/motion vars
Quaternion q; // [w, x, y, z] quaternion container
VectorInt16 aa; // [x, y, z] accel sensor measurements
VectorInt16 aaReal; // [x, y, z] gravity-free accel sensor
measurements
VectorInt16 aaWorld; // [x, y, z] world-frame accel sensor
measurements
VectorFloat gravity; // [x, y, z] gravity vector
float euler[3]; // [psi, theta, phi] Euler angle container
float ypr[3]; // [yaw, pitch, roll] yaw/pitch/roll container and
gravity vector

// packet structure for InvenSense teapot demo
uint8_t teapotPacket[14] = { '$', 0x02, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0x00, 0x00,
'\r', '\n' };

// =====
// === INTERRUPT DETECTION ROUTINE ===
// =====

volatile bool mpuInterrupt = false; // indicates whether MPU interrupt
pin has gone high
void dmpDataReady() {
    mpuInterrupt = true;
}

// =====
// === INITIAL SETUP ===
// =====

void setup() {
    // join I2C bus (I2Cdev library doesn't do this automatically)
    #if I2CDEV_IMPLEMENTATION == I2CDEV_ARDUINO_WIRE
        Wire.begin();
        TWBR = 24; // 400kHz I2C clock (200kHz if CPU is 8MHz)
    #endif
}

```



```
#elif I2CDEV_IMPLEMENTATION == I2CDEV_BUILTIN_FASTWIRE
  Fastwire::setup(400, true);
#endif

pinMode(PRE, OUTPUT);
pinMode(PWR, OUTPUT);
pinMode(rojo, OUTPUT);
pinMode(verde, OUTPUT);

pinMode(peso, INPUT);
pinMode(giro, INPUT);
pinMode(bat, INPUT);

digitalWrite(PRE, LOW);
digitalWrite(PWR, LOW);
digitalWrite(rojo, HIGH);
digitalWrite(verde, LOW);

inicia_motores();
// initialize device

Serial.begin(115200);
mpu.initialize();

// verify connection
conexion = mpu.testConnection();
//digitalWrite(rojo,!conexion);
digitalWrite(verde, conexion);

// load and configure the DMP
devStatus = mpu.dmpInitialize();

// supply your own gyro offsets here, scaled for min sensitivity
mpu.setXGyroOffset(220);
mpu.setYGyroOffset(76);
mpu.setZGyroOffset(-85);
mpu.setZAccelOffset(1788); // 1688 factory default for my test chip

// make sure it worked (returns 0 if so)
if (devStatus == 0) {
  // turn on the DMP, now that it's ready
  mpu.setDMPEnabled(true);

  // enable Arduino interrupt detection

  attachInterrupt(0, dmpDataReady, RISING);
  mpuIntStatus = mpu.getIntStatus();

  // set our DMP Ready flag so the main loop() function knows it's okay to
  use it

  dmpReady = true;

  // get expected DMP packet size for later comparison
  packetSize = mpu.dmpGetFIFOPacketSize();
```




```
//===VARIABLES PARA USO DE SETUP===//
int j = 0, n = 0;
unsigned long t = 0;
//float main[10];
float tita[20];
float angulo;
for (int i = 0; i < 20; i++)
    tita[i] = 0;

digitalWrite(PRE, HIGH);
while (OK == 0)
{
    media = 0;
    // wait for MPU interrupt or extra packet(s) available
    while (!mpuInterrupt && fifoCount < packetSize);
    {
        if (j == 20)
        {
            j = 0;
            for (int i = 0; i < 20; i++)
                media += tita[i];
            media = media / 20.0;
            if (millis() > (t + 1500))
            {
                if ((angulo - 0.01) <= media && media <= (angulo + 0.01))
                {
                    //main[n] = media;
                    n++;
                }

                t = millis();
            }
        }
    }

}

// reset interrupt flag and get INT_STATUS byte
mpuInterrupt = false;
mpuIntStatus = mpu.getIntStatus();

// get current FIFO count
fifoCount = mpu.getFIFOCount();

// check for overflow (this should never happen unless our code is too
inefficient)
if ((mpuIntStatus & 0x10) || fifoCount == 1024) {
    // reset so we can continue cleanly
    mpu.resetFIFO();
    // otherwise, check for DMP data ready interrupt (this should happen
frequently)
}
else if (mpuIntStatus & 0x02) {
```



```
wait // wait for correct available data length, should be a VERY short
while (fifoCount < packetSize) fifoCount = mpu.getFIFOCount();

// read a packet from FIFO
mpu.getFIFOBytes(fifoBuffer, packetSize);

// track FIFO count here in case there is > 1 packet available
// (this lets us immediately read more without waiting for an
interrupt)
fifoCount -= packetSize;

mpu.dmpGetQuaternion(&q, fifoBuffer);
mpu.dmpGetGravity(&gravity, &q);
mpu.dmpGetYawPitchRoll(ypr, &q, &gravity);
angulo = (ypr[1] * 180 / M_PI);
tita[j] = angulo;
j++;

}
Serial.print(angulo);
Serial.print(" ");
Serial.print(media);
Serial.print(" ");
Serial.println(j);

if (n == 9) OK = 1;
}
}
else {
digitalWrite(verde, LOW);
while (1)
{
digitalWrite(rojo, LOW);
delay(1000);
digitalWrite(rojo, HIGH);
delay(1000);
}
// ERROR!
// 1 = initial memory load failed
// 2 = DMP configuration updates failed
// (if it's going to break, usually the code will be 1)
}

digitalWrite(PRE, LOW);
Serial.println("calibracion completa");
delay(1000);
digitalWrite(rojo, LOW);
digitalWrite(PWR, HIGH);
```



```
}
```

```
// =====  
// ===                MAIN PROGRAM LOOP                ===  
// =====
```

```
void loop() {  
  
    // if programming failed, don't try to do anything  
    if (!dmpReady) return;  
  
    // wait for MPU interrupt or extra packet(s) available  
    while (!mpuInterrupt && fifoCount < packetSize) {  
        tita = (ypr[1] * 180 / M_PI);  
        Atita = media - tita;  
        refD=Atita*C;  
        refI=Atita*C;  
    }  
  
    // reset interrupt flag and get INT_STATUS byte  
    mpuInterrupt = false;  
    mpuIntStatus = mpu.getIntStatus();  
  
    // get current FIFO count  
    fifoCount = mpu.getFIFOCount();  
  
    // check for overflow (this should never happen unless our code is too  
    inefficient)  
    if ((mpuIntStatus & 0x10) || fifoCount == 1024) {  
        // reset so we can continue cleanly  
        mpu.resetFIFO();  
        // otherwise, check for DMP data ready interrupt (this should happen  
        frequently)  
    }  
    else if (mpuIntStatus & 0x02) {  
        // wait for correct available data length, should be a VERY short wait  
        while (fifoCount < packetSize) fifoCount = mpu.getFIFOCount();  
  
        // read a packet from FIFO  
        mpu.getFIFOBytes(fifoBuffer, packetSize);  
  
        // track FIFO count here in case there is > 1 packet available  
        // (this lets us immediately read more without waiting for an interrupt)  
        fifoCount -= packetSize;  
  
        mpu.dmpGetQuaternion(&q, fifoBuffer);  
        mpu.dmpGetGravity(&gravity, &q);  
        mpu.dmpGetYawPitchRoll(ypr, &q, &gravity);  
  
        MD(refD);  
        MI(refI);  
    }  
}
```



Universidad de Valladolid

```
/*Serial.print("ypr\t");  
  Serial.print(ypr[0] * 180 / M_PI);  
  Serial.print("\t");  
  Serial.print(ypr[1] * 180 / M_PI);  
  Serial.print("\t");  
  Serial.println(ypr[2] * 180 / M_PI);*/  
  
/*Serial.print(media);  
Serial.print("\t");  
Serial.println(tita);*/  
  
}  
}
```



SKETCH GESTIÓN MOTORES

```
/*****DEFINICION DE PINES DE MOTORES*****/
#define sd 12

#define L3 11
#define H3 10
#define L4 9
#define H4 8

#define L1 7
#define H1 6
#define L2 5
#define H2 4

/****-----Definición de constantes-----***/
#define tiempo_muerto 50 //OJO-> Unidades en MICROSEGUNDOS
const unsigned long tiempo_rampa = 1; //OJO-> Unidades en MILISEGUNDOS
#define PWM_max 50
/*****DEFINICION DE VARIABLES*****/

int pwmD = 0, pwmI = 0;
unsigned long tD = 0, tI = 0;

/*****FUNCIONES*****/

void inicia_motores()
{
    pinMode(sd, OUTPUT);
    pinMode (L3, OUTPUT);
    pinMode (H3, OUTPUT);
    pinMode (L4, OUTPUT);
    pinMode (H4, OUTPUT);
    pinMode (L1, OUTPUT);
    pinMode (H1, OUTPUT);
    pinMode (L2, OUTPUT);
    pinMode (H2, OUTPUT);

    digitalWrite(sd, LOW);

    digitalWrite(H1, LOW);
    digitalWrite(H2, LOW);
    digitalWrite(H3, LOW);
    digitalWrite(H4, LOW);

    digitalWrite(L1, HIGH);
    digitalWrite(L2, HIGH);
    digitalWrite(L3, HIGH);
    digitalWrite(L4, HIGH);
}
```



```
void MD(int ref)
{
  if (abs(ref) > PWM_max)
  {
    if (ref < 0)
      ref = -(PWM_max);
    else
      ref = PWM_max;
  }
  if (millis() >= (tD + tiempo_rampa))
  {
    if (ref < pwmD)
    {
      pwmD--;
    }
    else if (ref > pwmD)
    {
      pwmD++;
    }

    tD = millis();
  }

  if (pwmD == 0)
  {
    digitalWrite(H1, LOW);
    digitalWrite(H2, LOW);
    delayMicroseconds(tiempo_muerto);
    digitalWrite(L1, HIGH);
    digitalWrite(L2, HIGH);
  }
  else if (pwmD < 0)
  {
    digitalWrite(H2, LOW);
    digitalWrite(L1, LOW);
    delayMicroseconds(tiempo_muerto);
    digitalWrite(L2, HIGH);
    analogWrite(H1, abs(pwmD));
  }
  else if (pwmD > 0)
  {
    digitalWrite(H1, LOW);
    digitalWrite(L2, LOW);
    delayMicroseconds(tiempo_muerto);
    digitalWrite(L1, HIGH);
    analogWrite(H2, pwmD);
  }

  /*Serial.print(ref);
  Serial.print(" ");*/
}

void MI(int ref)
{
  if (abs(ref) > PWM_max)
    350
```



```
{
  if (ref < 0)
    ref = -(PWM_max);
  else
    ref = PWM_max;
}
if (millis() >= (tI + tiempo_rampa))
{
  if (ref < pwmI)
  {
    pwmI--;
  }
  else if (ref > pwmI)
  {
    pwmI++;
  }
}

if (pwmI == 0)
{
  digitalWrite(H3, LOW);
  digitalWrite(H4, LOW);
  delayMicroseconds(tiempo_muerto);
  digitalWrite(L3, HIGH);
  digitalWrite(L4, HIGH);
}
else if (pwmI < 0)
{
  digitalWrite(H4, LOW);
  digitalWrite(L3, LOW);
  delayMicroseconds(tiempo_muerto);
  digitalWrite(L4, HIGH);
  analogWrite(H3, abs(pwmI));
}
else if (pwmI > 0)
{
  digitalWrite(H3, LOW);
  digitalWrite(L4, LOW);
  delayMicroseconds(tiempo_muerto);
  digitalWrite(L3, HIGH);
  analogWrite(H4, pwmI);
}
Serial.print(pwmI);
Serial.print(" ");
Serial.println(pwmD);
}
```