



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)

ALBERTO GÓMEZ POSTIGO

BANCADA PARA ENSAYOS CON MOTORES BLDC

Autor: Alberto Gómez Postigo

Director: Fidel Fernández Bernal, Pablo Frías Marín

Madrid

Agosto de 2016

AUTORIZACIÓN PARA LA DIGITALIZACIÓN, DEPÓSITO Y DIVULGACIÓN EN RED DE PROYECTOS FIN DE GRADO, FIN DE MÁSTER, TESINAS O MEMORIAS DE BACHILLERATO

1º. Declaración de la autoría y acreditación de la misma.

El autor D. _____

DECLARA ser el titular de los derechos de propiedad intelectual de la obra: _____,

que ésta es una obra original, y que ostenta la condición de autor en el sentido que otorga la Ley de Propiedad Intelectual.

2º. Objeto y fines de la cesión.

Con el fin de dar la máxima difusión a la obra citada a través del Repositorio institucional de la Universidad, el autor **CEDE** a la Universidad Pontificia Comillas, de forma gratuita y no exclusiva, por el máximo plazo legal y con ámbito universal, los derechos de digitalización, de archivo, de reproducción, de distribución y de comunicación pública, incluido el derecho de puesta a disposición electrónica, tal y como se describen en la Ley de Propiedad Intelectual. El derecho de transformación se cede a los únicos efectos de lo dispuesto en la letra a) del apartado siguiente.

3º. Condiciones de la cesión y acceso

Sin perjuicio de la titularidad de la obra, que sigue correspondiendo a su autor, la cesión de derechos contemplada en esta licencia habilita para:

- a) Transformarla con el fin de adaptarla a cualquier tecnología que permita incorporarla a internet y hacerla accesible; incorporar metadatos para realizar el registro de la obra e incorporar “marcas de agua” o cualquier otro sistema de seguridad o de protección.
- b) Reproducirla en un soporte digital para su incorporación a una base de datos electrónica, incluyendo el derecho de reproducir y almacenar la obra en servidores, a los efectos de garantizar su seguridad, conservación y preservar el formato.
- c) Comunicarla, por defecto, a través de un archivo institucional abierto, accesible de modo libre y gratuito a través de internet.
- d) Cualquier otra forma de acceso (restringido, embargado, cerrado) deberá solicitarse expresamente y obedecer a causas justificadas.
- e) Asignar por defecto a estos trabajos una licencia Creative Commons.
- f) Asignar por defecto a estos trabajos un HANDLE (URL *persistente*).

4º. Derechos del autor.

El autor, en tanto que titular de una obra tiene derecho a:

- a) Que la Universidad identifique claramente su nombre como autor de la misma
- b) Comunicar y dar publicidad a la obra en la versión que ceda y en otras posteriores a través de cualquier medio.
- c) Solicitar la retirada de la obra del repositorio por causa justificada.
- d) Recibir notificación fehaciente de cualquier reclamación que puedan formular terceras personas en relación con la obra y, en particular, de reclamaciones relativas a los derechos de propiedad intelectual sobre ella.

5º. Deberes del autor.

El autor se compromete a:

- a) Garantizar que el compromiso que adquiere mediante el presente escrito no infringe ningún derecho de terceros, ya sean de propiedad industrial, intelectual o cualquier otro.
- b) Garantizar que el contenido de las obras no atenta contra los derechos al honor, a la intimidad y a la imagen de terceros.
- c) Asumir toda reclamación o responsabilidad, incluyendo las indemnizaciones por daños, que

d) Asumir la responsabilidad en el caso de que las instituciones fueran condenadas por infracción de derechos derivada de las obras objeto de la cesión.

La obra se pondrá a disposición de los usuarios para que hagan de ella un uso justo y respetuoso con los derechos del autor, según lo permitido por la legislación aplicable, y con fines de estudio, investigación, o cualquier otro fin lícito. Con dicha finalidad, la Universidad asume los siguientes deberes y se reserva las siguientes facultades:

- Madrid, a de de

Fdo.....

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título

.....

..... en la ETS de Ingeniería - ICAI de

la Universidad Pontificia Comillas en el

curso académico es de mi autoría, original e inédito y

no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada

de otros documentos está debidamente referenciada.

Fdo.:

Fecha://

Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO

Fdo.:

Fecha://

Fdo.:

Fecha://

Vº Bº del Coordinador de Proyectos

Fdo.:

Fecha://

RESUMEN DEL PROYECTO

El presente proyecto se ha centrado en el desarrollo de una tarjeta, diseñada para controlar un motor *brushless*, compatible para las versiones Due y Mega 2560 de Arduino.

El objetivo de controlar este tipo de motores viene motivado por su excelente relación par/peso, por su alta eficiencia de funcionamiento y por su bajo coste de mantenimiento, debido al hecho de no tener escobillas.

Como consecuencia de esta carencia de escobillas, su alimentación se debe realizar de manera electrónica, pero a voltajes y corrientes lo suficientemente altos como para generar las potencias deseadas. A esta rama de la ingeniería se la conoce como electrónica de potencia.

Por tanto, es esta tarjeta, que dispone de un *driver* diseñado para controlar los voltajes y corrientes que requiere el motor, la que se encargará de soportar y controlar la alimentación del motor. Puesto que el objetivo es que la placa pueda funcionar con baterías de 24V y 48V, el inversor y las alimentaciones se escogieron de forma que pudieran soportar este rango de tensiones.

Puesto que el objetivo es que el motor funcione de forma que el usuario le pueda realizar un control de par, permitiendo cambiar la referencia del mismo, esta tarjeta dispone también de un transductor de corriente, de forma que la intensidad sea un dato conocido en todo momento. El motivo de utilizar un transductor para medir el par, es que este es proporcional a la corriente. Debido a esta equivalencia, la variación del nivel de tensión de PWM, servirá para controlar la circulación de una mayor o menor intensidad y así controlar el par.

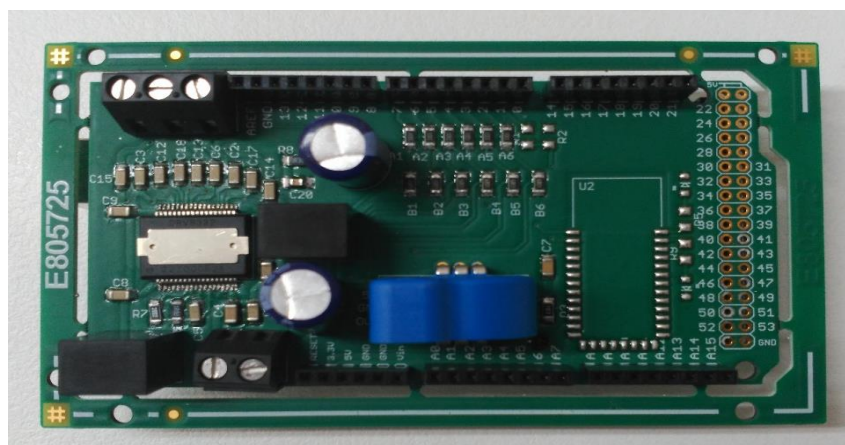
El nivel de tensión de PWM es lo que permite variar el módulo del campo magnético del estator (puesto que el rotor es un imán permanente), permitiendo así obtener más o menos par, en función de las necesidades. A pesar de que el BLDC del que se dispone

desarrolla una potencia de 360W, el *driver* instalado en la placa se encuentra preparado para soportar hasta 400W.

La tarjeta se diseñó utilizando un programa, llamado Eagle, pero el prototipo final se tuvo que hacer mediante métodos profesionales de fabricación, por lo que no pudo realizarse en nuestra Universidad. Al contrario que el circuito integrado, la soldadura de los componentes a la placa sí se hizo en los laboratorios de la Escuela, utilizando una moderna técnica conocida como montaje superficial o SMD.

Puesto que la placa de potencia debía funcionar junto con la tarjeta de Arduino Due y Mega, el segundo programa más utilizado fue Arduino. El lenguaje que se utilizó fue C y es en esta parte del proyecto donde se desarrolló el código encargado del funcionamiento del chip de potencia y de su protección.

Finalmente, no se pudo conseguir que la placa de potencia funcionase como se pretendía, aunque sí se detectaron algunos fallos de fabricación que, como era de esperar afectaban al buen funcionamiento del conjunto. Uno de los problemas se encuentra en el divisor de tensión diseñado para no sobrepasar la tensión máxima admisible del chip cuando se utiliza Arduino Mega. Se sospecha que puede ser problema de una mala soldadura. El otro, se encuentra en la soldadura del chip a la placa, en la cual se cree que no hay buen contacto entre esta y los pines del chip. Realmente, mientras el problema en el divisor de tensión persista, el problema en el chip de potencia quedaría relegado a un segundo plano hasta que el primero se resolviera.



Diseño de la PCB, 2016.

PROJECT SUMMARY

This project has focused on developing a card designed to control a brushless motor, compatible with the Arduino Due and Arduino Mega 2560 card versions.

The objective of trying to control this type of engine, comes motivated by its excellent torque / weight ratio, their high operating efficiency and the low cost of maintenance due to not having brushes.

Because of this lack of brushes, feeding should be done electronically, but at voltages and currents high enough to generate the desired power. To this branch of engineering is known as power electronics.

So, it is this card, which has a driver designed to control the voltages and currents required by the engine, which is responsible for supporting and controlling the motor supply, which begins in a 36V battery.

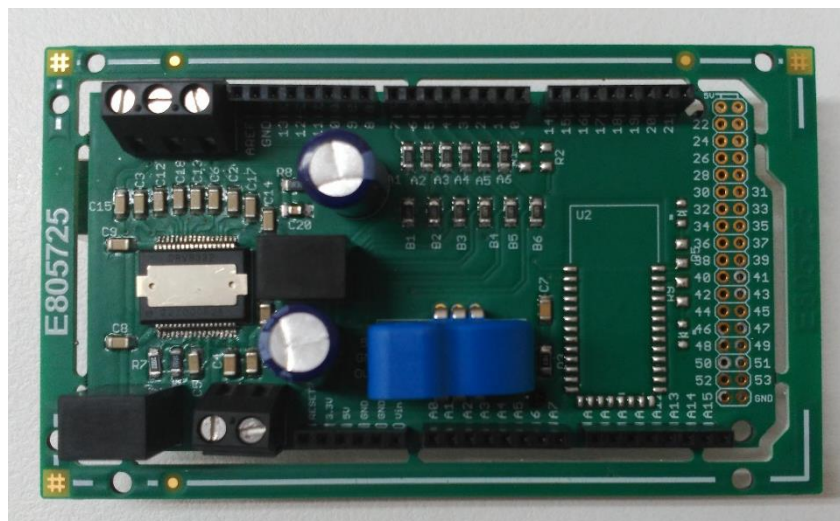
Since the objective is to control the engine runs at constant rated torque, this card also has a current transducer so that the intensity is a fact known at all times. Since the current is proportional to torque, this reference will be used to manipulate the voltage level of the PWM.

The PWM voltage level is what allows varying the module stator magnetic field (since the rotor is a permanent magnet), thereby allowing more or less torque, depending on the needs. Although the available BLDC develops an output of 360W, the driver installed on the board is prepared to support up to 400W.

The card was designed using a program called Eagle, but the final prototype had to be done by professional manufacturing methods, so this could not be done in college. Unlike the integrated circuit, welding the components to the board could be done in college labs, using a modern technique known as Surface Mounted Devices or SMD.

Since the power board should work with the Arduino Due card and Mega too, the second programme most used was Arduino. The language used was C and it is in this part of the project where the charge operation and protection codes of the chip were developed.

Finally, we could not get the power board would work as intended, although some manufacturing faults were detected and, as expected, affected the smooth functioning of the whole board. One of the problems stays in the voltage divider designed not to exceed the maximum voltage that the chip supports when used Arduino Mega board. It is suspected that problem may be a bad weld. The other is in the welding chip to the board, in which it is believed that there is not good contact between the board and the chip pins. Indeed, while the problem in the voltage divider persists, the problem in the power chip would be relieved to second place until the other was solved.



Design of the PCB, 2016.

Agradecimientos

QUISIERA agradecer a mis padres el haberme dado la oportunidad de estudiar en esta universidad, para poder formarme como ingeniero del ICAI, con las garantías de éxito en el futuro profesional que este hecho supone.

También quisiera agradecer a mis compañeros, tanto los buenos ratos que hemos compartido, como los menos buenos, en los que nos hemos apoyado. Todo ha sido más fácil gracias a vosotros.

Muchas gracias también a toda la gente de la universidad externa a este proyecto que, tan generosamente, se ha ofrecido a prestarme su ayuda a nivel de conocimientos y experiencia. Sus soluciones han facilitado que este proyecto haya salido adelante a pesar de no cumplir con el objetivo final deseado.

Muchas gracias, en especial, a mis directores Fidel y Pablo por haberme apoyado y colaborado conmigo a lo largo del proyecto, especialmente en los momentos más críticos en los que parecía que éste se ponía algo cuesta arriba.

Por último, quería dar las gracias a todas aquellas personas, tanto profesores como compañeros, que han hecho que mi paso por la Universidad haya significado algo más que simplemente el trabajo por obtener un título como ingeniero del ICAI.

DOCUMENTO I

MEMORIA

Índice

Índice	11
1. Introducción	15
1.1. Estado del arte	16
1.2. Motivación	17
1.3. Objetivos	18
1.4. Recursos	18
1.4.1. Hardware.....	18
1.4.2. Software	20
1.5. Metodología.....	20
2. Arquitectura de la PCB	21
2.1. Diseño en Eagle	21
2.1.1. Librerías.....	21
2.1.2. Esquema de conexiones.....	25
2.1.3. Disposición de componentes y trazado de pistas	30
2.2. Criterios técnicos de diseño	36
2.3. Elección de los componentes.....	40
2.3.1. Reguladores de tensión.....	40
2.3.2. Condensadores electrolíticos.....	42
2.3.3. Dispositivo Bluetooth HC-05	43
2.3.4. Transductor de corriente	43
2.3.5. Chip de potencia DRV8332.....	45
2.3.6. Bornes de potencia de 2 y 3 vías.....	47
2.3.7. Componentes SMD.....	48
2.4. Montaje de la placa.....	50
2.4.1. Montaje superficial (SMD)	50
3. Chip de potencia DRV8332.....	53
3.1. Características generales.....	53
3.2. Señales de control.....	57
3.2.1. Adaptación del rango de tensiones.....	57
3.2.2. Control del MOSFET con 6 líneas	58
3.3. Modos de funcionamiento	59
3.3.1. CBC current limiting mode	60
3.3.2. OC latching shutdown mode	60
4. Dispositivo de comunicación Bluetooth HC-05.....	61

4.1.	Introducción	61
4.2.	Características generales.....	62
4.2.1.	Hardware.....	62
4.2.2.	Software	63
4.3.	HC-05 vs HC-06.....	63
5.	El motor brushless DC	65
5.1.	Principio de funcionamiento	65
5.2.	Alimentación del BLDC	67
5.3.	Principio de control	70
6.	Software de control del BLDC	72
6.1.	Funciones y objetivo	72
6.2.	Detalles importantes del control	73
6.2.1.	Frecuencia de conmutación del PWM	73
6.2.2.	Protecciones.....	74
6.2.3.	Secuencia de conmutación.....	74
6.3.	PID de mando	75
6.4.	Uso de interrupciones.....	80
7.	Ensayos y resultados	83
7.1.	Condiciones de los ensayos.....	83
7.2.	Ensayos y pruebas	83
7.2.1.	Lectura de los sensores de efecto Hall	83
7.2.2.	Alimentación de la placa de potencia	84
7.2.3.	Alimentación del controlador DRV8332.....	85
7.2.4.	Alimentación del BLDC	85
7.2.5.	Señales de alimentación del MOSFET	86
8.	Observaciones y sugerencias	88
8.1.	Programas de simulación	88
8.1.1.	Simulación con Matlab	88
8.2.	Beaglebone Black	90
8.3.	Implantación del AM3358.....	92
9.	Conclusiones del proyecto	94
9.1.	Reconocimiento de los sensores Hall.....	94
9.2.	Alimentación correcta de la placa de potencia y sus componentes	94
9.3.	Problemas en la recepción de las señales de conmutación a la entrada del DRV8332..	95
9.3.1.	Problema con el divisor de tensión.....	95

9.3.2.	Problema con la soldadura del DRV8332	95
9.4.	Condensadores SMD de desacoplamiento	96
9.5.	Transductor de corriente	96
9.6.	Dificultad para simular con Simulink.....	97
9.7.	Conclusión general	97
10.	Estudio económico	98
10.1.	Coste del circuito integrado	98
10.2.	Coste de los componentes	100
10.3.	Costes totales de fabricación	101
10.4.	Costes del conjunto completo.....	101
10.4.1.	Conjunto con Arduino Due.....	102
10.4.2.	Conjunto con Arduino Mega	102

PARTE I

MEMORIA

Capítulo 1

1. Introducción

Los motores BLDC, también conocidos como “*brushless*” o sin escobillas, de corriente continua, han experimentado un enorme crecimiento en cuanto a sus aplicaciones en la vida cotidiana durante los últimos años debido a, principalmente, su excelente relación par/peso, a su alta eficiencia y a su bajo coste.

Los motores de corriente continua sin escobillas son capaces de desarrollar una gran potencia en relación a su pequeño tamaño. Esto ha derivado en que se empiecen a utilizar en el campo de la automoción, como fuerzas de propulsión de pequeños vehículos eléctricos y de la robótica.

Dado que no se requiere de una conmutación física entre las distintas fases para su funcionamiento, se eliminan las pérdidas que se producen en los motores con escobillas durante ese proceso, lo cual aumenta su eficiencia. Este dato es muy importante ya que esta ventaja permite alargar la vida de las baterías en el caso de utilizarlas como fuente de alimentación. Además, dado que el rotor del motor es un imán permanente, también desaparecen las pérdidas que se derivan de alimentar al mismo, lo cual aumenta todavía más su eficiencia con respecto a los motores convencionales.

El control de estos motores se hace a través de un microcontrolador, que actuará de una manera u otra en función de unas lecturas de entrada que recibe, correspondientes a los tres sensores efecto Hall ubicados a lo largo del rotor, separados 120º eléctricos. De esta forma, la posición del rotor es un dato conocido en todo momento para que las alimentaciones de las distintas fases sean las correctas y el motor pueda girar de una manera controlada. La secuencia de conmutación será diferente en función del número de pares de polos que tenga el motor.

En función del tamaño de estos motores, será necesaria o no la utilización de una placa de potencia que pueda aguantar las tensiones y corrientes que circularán por el circuito.

Esto ocurre en el caso de este proyecto, dado que el motor a controlar tiene una tensión nominal de 36V y una corriente de 10A (se recuerda que los microcontroladores funcionan con corrientes del orden de mA y tensiones que se encuentran entre los 3,3V y 5V).

1.1.Estado del arte

Actualmente el proyecto se encuentra en su tercer intento de desarrollar una placa de potencia y un programa de control válidos, que permitan finalmente controlar el motor brushless del laboratorio.

La primera persona que trató de llevarlo a cabo desarrolló un primer modelo en Eagle (programa que se utilizó para diseñar la placa) cuyo error estuvo en tratar de utilizar alimentaciones independientes para la parte de potencia del chip, la parte de tensión, el Arduino y el transductor de corriente. Este fallo se detectó después de haber fabricado ya un prototipo de la placa y se resolvió añadiendo dos reguladores de tensión, uno para alimentar la parte de 12V del chip y otro para alimentar al Arduino y al transductor, con una tensión de salida de 5V.

La segunda persona que retomó el proyecto también desarrolló su propio modelo en Eagle, incorporando ya los reguladores de tensión en su diseño. También fabricó un prototipo de la placa de potencia, pero tampoco se obtuvieron resultados satisfactorios. Parte de los cambios que se habían introducido con respecto al primer diseño no se habían realizado correctamente y además no se estaba respetando el límite máximo de tensión que podían admitir los pines PWM_X del chip cuando se ensayaba con el modelo Mega de la placa Arduino. Esto dio lugar a sobretensiones que perjudicaron al funcionamiento del chip ya que lo estropeaban e impedía el correcto funcionamiento de la placa. El problema se resolvió de forma teórica añadiendo un divisor de tensión entre los pines de salida de Arduino y los de entrada de PWM_X. Este divisor conseguía que, al utilizar tanto el modelo Due como Mega de Arduino, la tensión permaneciese

dentro de los límites de tensión del chip (2V y 3.6V). Debido a problemas de tiempo este modelo teórico no llegó a fabricarse.

Con estos antecedentes, en el momento actual, el objetivo es construir una nueva placa aplicando los cambios desarrollados de forma teórica y conseguir hacer rotar el motor del laboratorio.

1.2. Motivación

Los motores brushless se encuentran en auge desde hace varios años debido a sus competitivas ventajas con respecto a otros y su uso se ha extendido dadas sus aplicaciones, entre las que se encuentran la propulsión de numerosos vehículos y aparatos eléctricos tales como bicicletas, automóviles o drones.

La principal ventaja que incorporan estos motores frente a otros es su excelente relación par/peso y las bajas pérdidas que supone su funcionamiento, además del bajo coste de mantenimiento.

Puesto que estos motores ya se utilizan para propulsar vehículos como bicicletas, también se hace necesaria la incorporación de un circuito de potencia para proteger al microcontrolador de tensiones y corrientes demasiado elevadas.

El objetivo de este proyecto es desarrollar una placa de potencia, compatible con las versiones Due y Mega de la plataforma Arduino, que permita hacer girar el motor brushless del laboratorio hasta par nominal mediante un programa desarrollado en lenguaje C. Lógicamente, el par requerido en un momento dado puede ser menor que el nominal. Dada la potencia de este motor (36V y 10A), las aplicaciones finales que tendría esta placa, siempre conjuntamente con una de las dos versiones de Arduino, podrían ser la propulsión de cualquier vehículo eléctrico de media potencia, tal como una bicicleta, un patinete, etc. Cabe destacar que un motor de esta potencia podría lograr mover una bicicleta de peso normal a una velocidad lineal máxima de unos 40 Km/h.

1.3. Objetivos

El objetivo final es construir una placa de potencia y desarrollar un programa capaz de controlar un motor brushless de la manera deseada, es decir, a par nominal.

Para lograr este objetivo se deben cubrir una serie de objetivos parciales como el diseño de la placa, su construcción y, finalmente, su puesta en ejecución.

El diseño de la placa se realizará a través de un programa especializado llamado Eagle, cuyo diseño final se enviará a Eurocircuits, empresa holandesa encargada de su fabricación.

Además, se deberán elegir los componentes adecuados que resistan todas las circunstancias a las que se puede ver sometido el circuito. Una vez fabricada la placa y recibidos los componentes se soldarán para tener el prototipo final de la placa.

Por último, se deberá desarrollar en lenguaje C el programa que controlará y alimentará las distintas fases del motor en función de la lectura de los sensores Hall.

1.4. Recursos

Los recursos que se utilizarán se pueden subdividir en 2 grupos principales: *hardware* y *software*.

1.4.1. Hardware

- Tarjetas Arduino Due y Arduino Mega. Serán las tarjetas que se utilizarán para cargar el programa de control del motor.



Figura 2. Shield Arduino Mega 2560

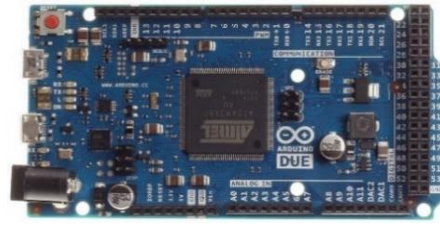


Figura 1. Shield Arduino Due

- Placa de potencia diseñada en Eagle. Su función es soportar las tensiones y corrientes del circuito y alimentar al motor gracias al chip de potencia DRV8332.

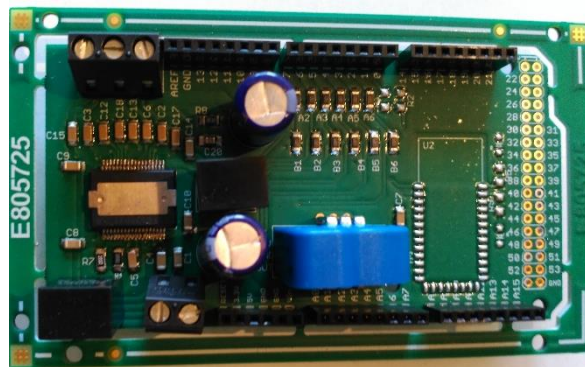


Figura 3. Placa de potencia.

- Motor brushless que será aquel que se ensayará.

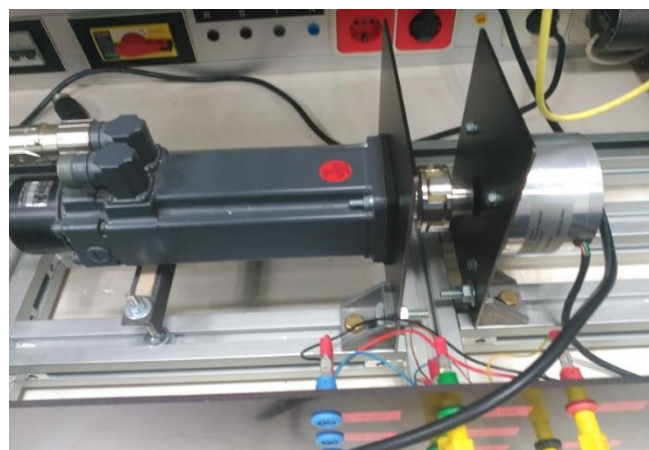


Figura 4. Motor BLDC.

- Fuente de tensión de 36V, para alimentar al motor.
- Resistencia auxiliar de 225Ω , 3A, para funcionar como carga del motor de forma que no se embale.
- Polímetro digital, para realizar las medidas correspondientes.
- Osciloscopio, para medir señales difíciles de hacer con el polímetro.

1.4.2. Software

- CadSoft EAGLE PCB Design Software. Permite diseñar la PCB.
- Programa de Arduino. Permite crear un programa de control en lenguaje C para que el motor pueda girar.

1.5. Metodología

El presente proyecto abarca 4 áreas principales de la ingeniería: electricidad, electrónica, mecánica y control. Puesto que la parte mecánica viene representada por el motor a controlar, el trabajo se ha centrado en las otras 3 secciones.

- En primer lugar, se ha diseñado la placa de potencia (PCB) encargada de alimentar tanto el circuito de potencia como el de control. Al mismo tiempo, ha sido necesario escoger los valores de todos los componentes que conformarían la placa final.
- Una vez construida la placa y con los componentes comprados, ha sido necesario soldarlos en el taller para obtener el conjunto completo de la PCB.
- Después ha sido necesario desarrollar un código de programación que permitiera el control del motor brushless.
- Por último, se ha ensayado el conjunto placa/motor en el laboratorio.

Capítulo 2

2. Arquitectura de la PCB

En este capítulo se describirá en detalle todo el proceso de diseño y fabricación de la placa de potencia, desde su origen en el ordenador hasta la obtención de un modelo físico final.

2.1. Diseño en Eagle

Eagle fue el programa escogido para realizar el diseño de la PCB. A pesar de que existen otros programas que hacen lo mismo, se eligió debido a la experiencia que tiene la Universidad trabajando con este programa desde hace varios años. Además, la empresa encargada de fabricar la placa sólo aceptaba encargos realizados con este programa. El diseño final, ha sido fruto de la superposición de diversos planos y esquemas desarrollados en paralelo en los diversos formatos de los que dispone Eagle. A continuación, se explicarán en detalle los procedimientos llevados a cabo durante la realización de los mismos.

2.1.1. Librerías

Las librerías son una parte fundamental del diseño en Eagle. Se corresponden con el formato `.lbr` y estas son las encargadas de contener toda la información de los “paquetes” de cada componente.

Eagle contiene ya por defecto una amplia gama de librerías para su libre uso. Sin embargo, debido a la complejidad del proyecto, fue necesaria la incorporación de unas nuevas librerías que contuvieran la información de todos los componentes que iban a

ser utilizados en el proyecto final. Puesto que estas librerías no se encontraban en Internet, tuvieron que ser creadas desde el principio.

Las librerías que debieron ser incorporadas se muestran a continuación:

- Chip de potencia DRV8332



Figura 5. Esquema DRV8332.

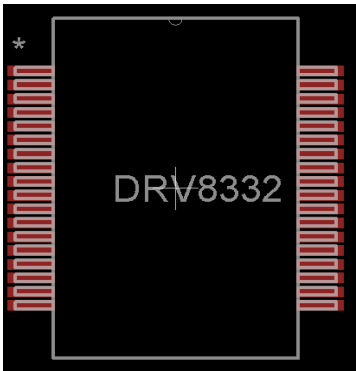


Figura 6. Paquete DRV8332.

- Transductor de corriente

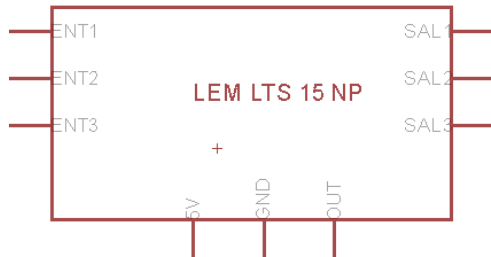


Figura 7. Esquema transductor de corriente.

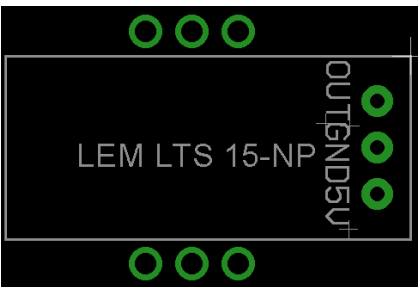


Figura 8. Paquete transductor de corriente.

- Bornes de potencia de 2 y 3 vías

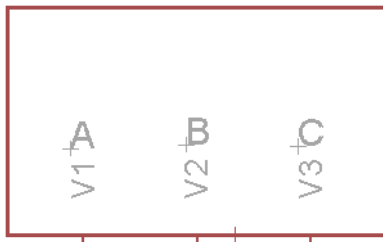


Figura 8. Esquema borne de 3 vías.



Figura 9. Paquete borne de 3 vías

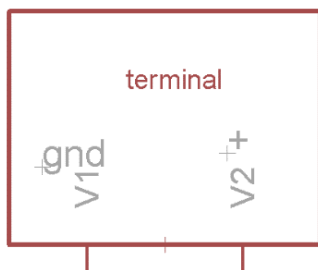


Figura 10. Esquema borne de 2 vías.

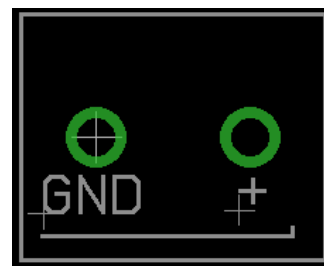


Figura 11. Paquete borne de 2 vías.

- Reguladores de tensión



Figura 13. Paquete regulador de tensión.



Figura 12. Esquema regulador de tensión.

- Placa Arduino Mega

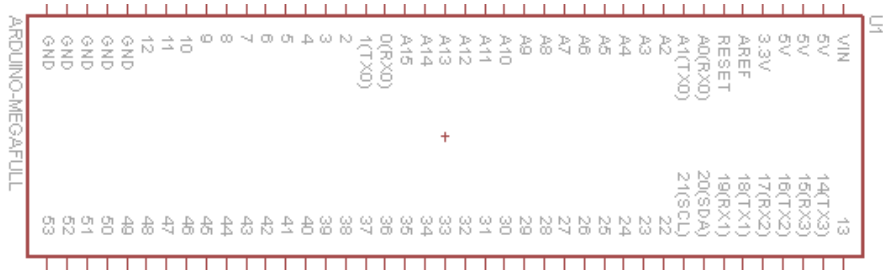


Figura 14. Esquema shield Arduino.

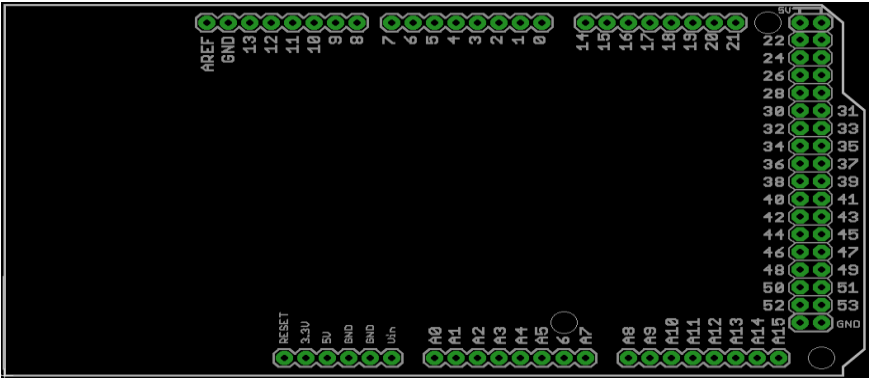


Figura 15. Paquete shield Arduino.

- Dispositivo Bluetooth HC-05

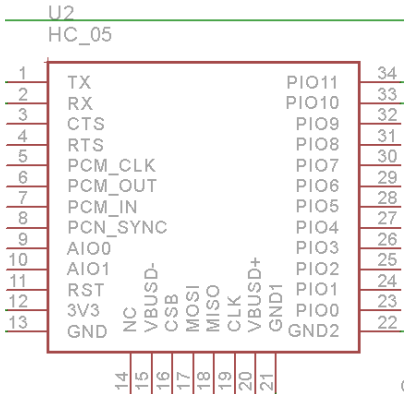


Figura 16. Esquema HC-05.

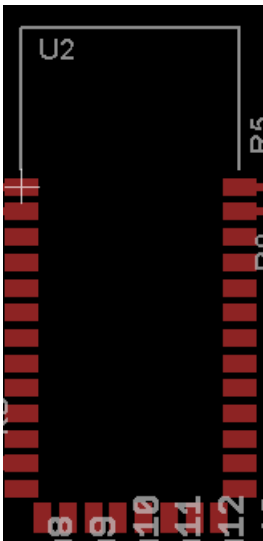


Figura 17. Paquete HC-05.

2.1.2. Esquema de conexiones

El esquema de conexiones se corresponde con el formato .sch de Eagle. Es en este formato del programa donde se diseña el conexionado eléctrico de todos los componentes que conformarán la placa. Su distribución sobre el plano no es excesivamente importante, ya que la función de este formato es informar al desarrollador de las conexiones que tiene que realizar cuando se disponga a diseñar la distribución de la placa, en el formato .brd. Para realizar un esquema correcto es necesario que estén presentes todos los elementos que se desean incorporar con posterioridad a la placa. Si no se dispusiera de algún elemento concreto (como ha sido el caso) se deberá añadir dicha librería de manera externa o, en su defecto, crearla el mismo usuario.

Para este circuito concreto, una batería de 36V alimenta al conjunto PCB-Arduino a través de un borne de 2 vías instalado en la placa de potencia. Mediante un regulador de tensión de 5V se alimenta la parte de control de Arduino y el transductor de corriente, que dará una señal de tensión proporcional a la corriente que esté circulando por el circuito. Por otro lado, un regulador de 12V alimentará los pines de potencia adicionales a los pines de alimentación de los transistores del chip DRV8332, puestos a 36V. Por último, un borne de potencia de 3 vías permite la salida de potencia hacia el motor. Cabe señalar también la presencia de dos condensadores electrolíticos que permiten mantener la tensión nominal a lo largo de todo el circuito.

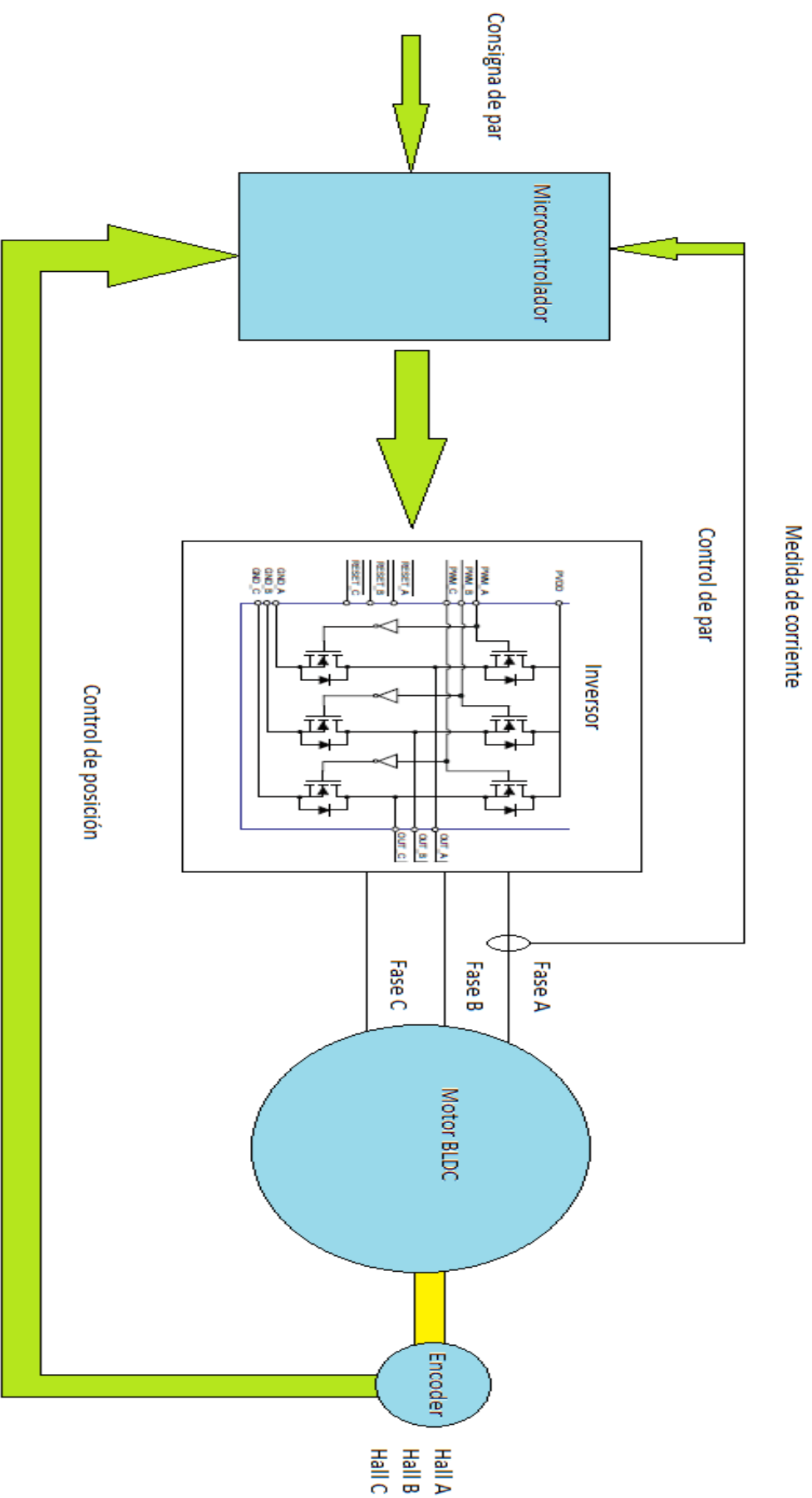
En la imagen mostrada más abajo se puede ver el diagrama de bloques que se ha seguido para llevar a cabo el diseño de la placa.

La figura representa dos controles principales; uno de posición y otro de par.

El primero se realiza a través de un Encoder, el cual informa al microcontrolador sobre la posición del rotor en todo momento. De esta forma se pueden enviar al inversor las señales necesarias para controlar los transistores que alimentarán las fases del motor.

El segundo se hace a través de un transductor de corriente, el cual informa también en todo momento al microcontrolador sobre la corriente que está circulando por el motor.

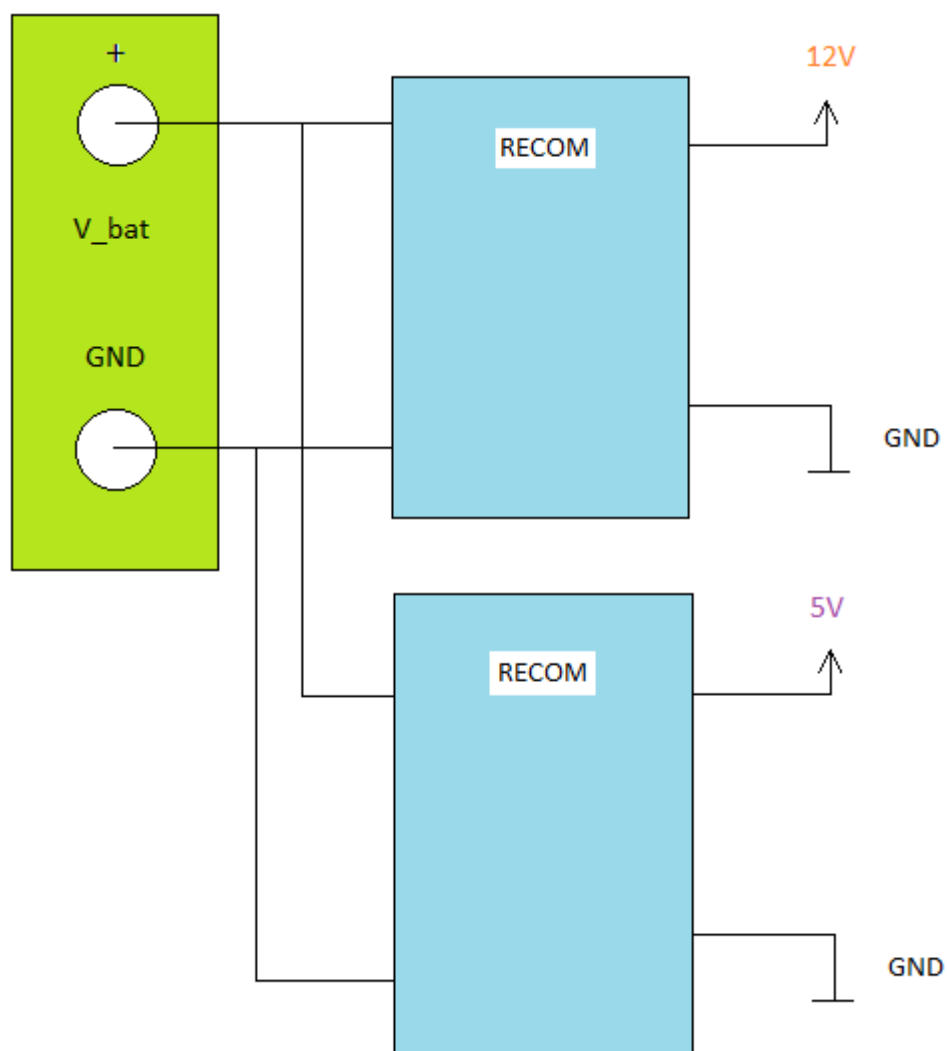
Se recuerda que la intensidad es proporcional al par en magnitudes reales y por tanto se puede utilizar para realizar este control, siendo necesaria además la asignación de un valor de consigna que se pueda utilizar como referencia.



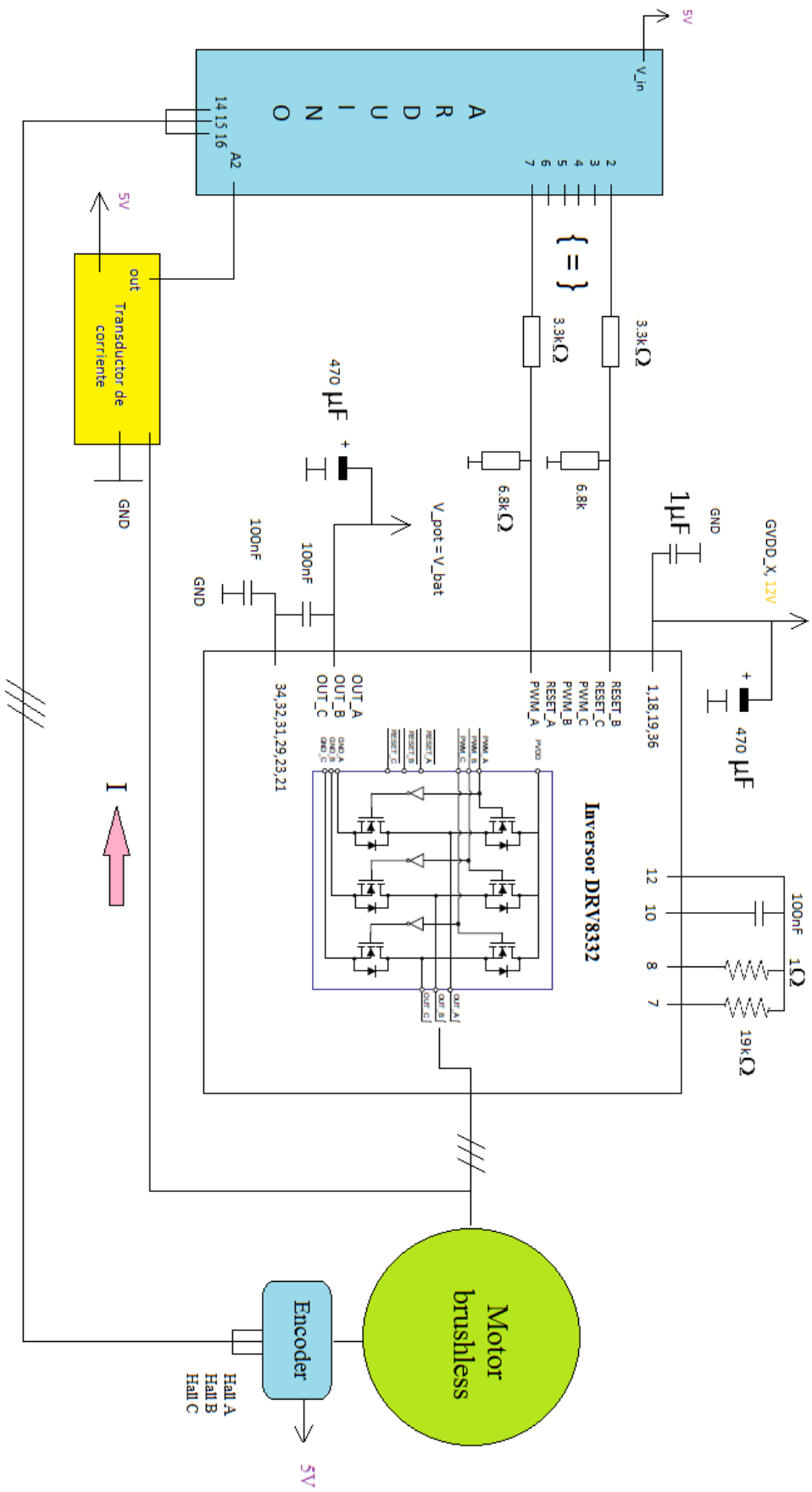
Las imágenes siguientes representan el esquema eléctrico detallado del circuito de la PCB.

Fue necesario dividirlo debido a su extensión. La primera de las imágenes simplemente representa la alimentación de entrada y la del resto de componentes a través de los reguladores de tensión.

La segunda representa el resto del circuito, que se explicará por partes y en detalle en las siguientes páginas del Capítulo actual.



Leyenda. Alimentaciones con reguladores de tensión.



2.1.3. Disposición de componentes y trazado de pistas

El último paso necesario para finalizar el diseño de la placa se basó en elegir la forma más eficiente de situar los componentes sobre su superficie, además de escoger la mejor forma de conectarlos sin generar errores tales como solapamientos de pistas, distancias mínimas entre pistas/taladros, conexiones redundantes, etc.

Cabe destacar que las PCBs pueden estar conformadas por varias capas en función del número de conexiones que sea necesario hacer. En este caso, el número de capas requerido fue de dos; una superior y otra inferior.

En cuanto al trazado de pistas se debió prestar especial atención a la hora de trazar aquellas encargadas de transportar la potencia, ya que si éstas pasan muy cerca del chip podrían generar tensiones inducidas que perjudicasen al correcto funcionamiento del mismo.

Otro factor importante es el grosor de las pistas. Este debe ser lo suficientemente ancho como para evitar problemas de sobrecalentamiento en el chip, pero sin llegar a usar grosores que impliquen un desaprovechamiento de parte del cobre utilizado. Es por ello, que las trazas encargadas de transportar la potencia se corresponden con las de mayor grosor, mientras que las más delgadas se corresponden con conexiones internas entre los propios pines del chip, o conexiones entre componentes por los que la corriente que va a circular es mínima o nula. Cabe destacar que también es regulable el espesor de la pista, el cual también ayuda a evitar la utilización de pistas demasiado gruesas. Esto quiere decir que si la corriente que va a circular es muy elevada se podría evitar, en gran medida, un trazado de pista muy ancho, si se tiene en cuenta también dicho espesor.

También se decidió utilizar, por precaución, grosores intermedios para las conexiones que iban a estar sometidas a una mayor tensión. Dado que este factor no es tan determinante como la corriente, la variación de grosor es mínima y a veces casi inexistente, estando la mayoría en grosores muy cercanos al mínimo utilizado.

A continuación, se muestran cuatro imágenes en las que se puede ver el diseño final de la placa. En la primera de ellas se han eliminado los planos de tierra de forma que se

puedan apreciar mejor las conexiones realizadas entre los distintos componentes, tanto en la cara superior como en la inferior. La segunda imagen incluye los planos de tierra, de forma conjunta, de ambas caras, a los cuales se han unido todos los puntos de aquellos componentes que debían ir conectados a masa. La tercera y cuarta imágenes se corresponden con la representación por separado de ambas caras del chip; en color rojo la superior y en azul la inferior.

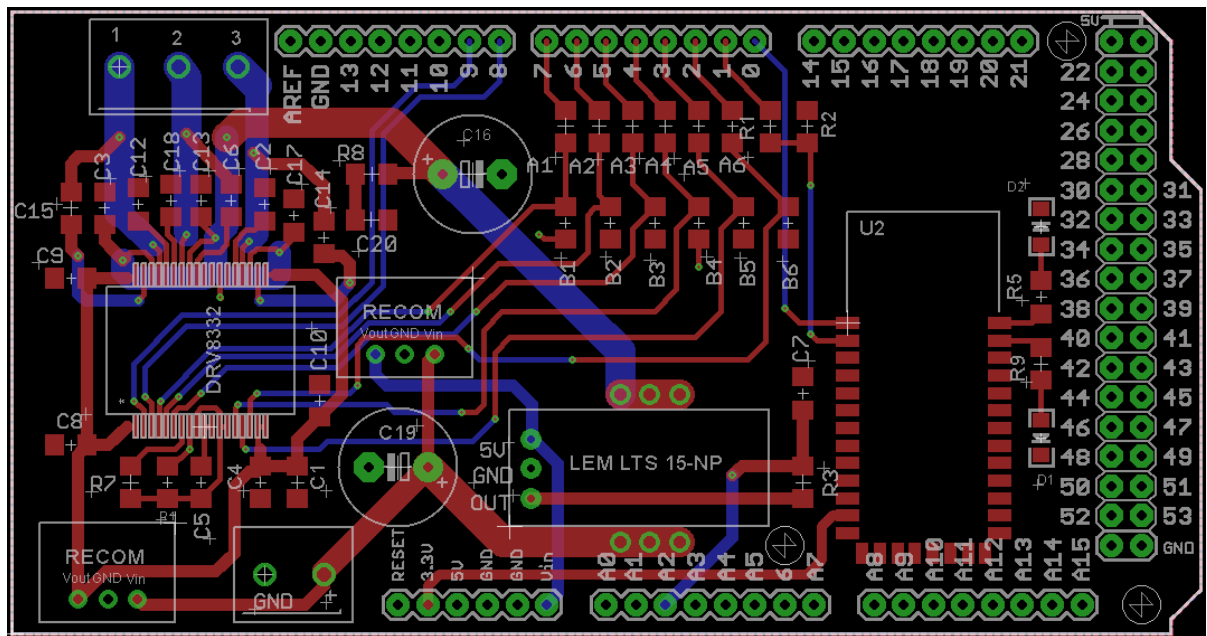


Figura 19. Placa de potencia sin planos de tierra.

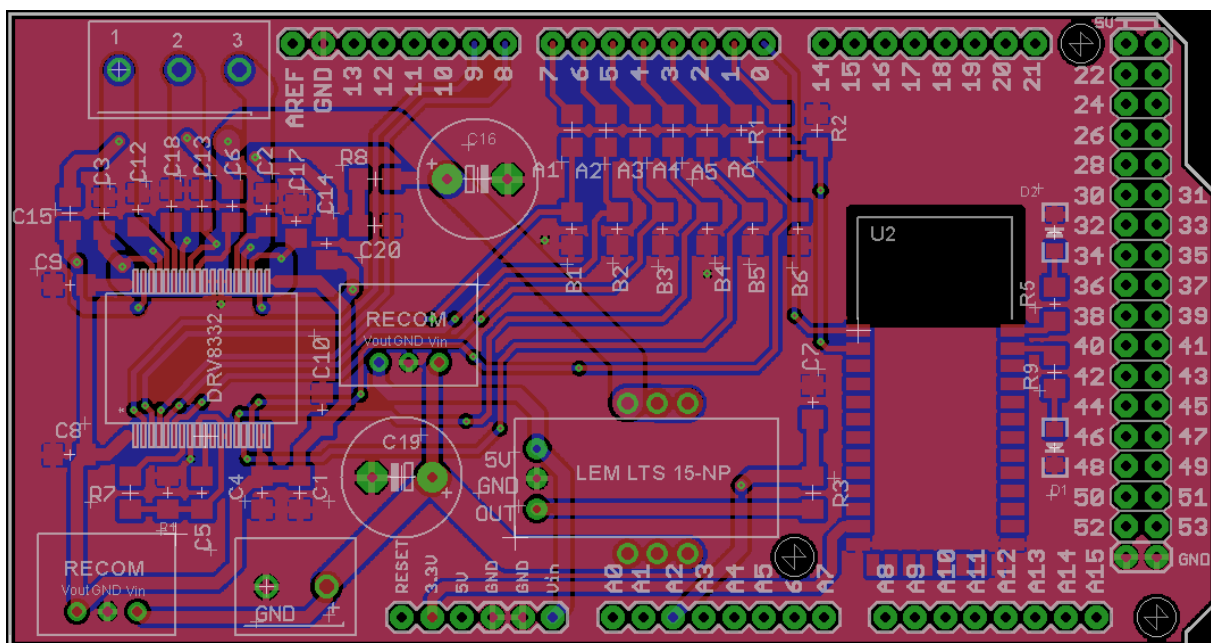


Figura 20. Placa de potencia con ambos planos de tierra.

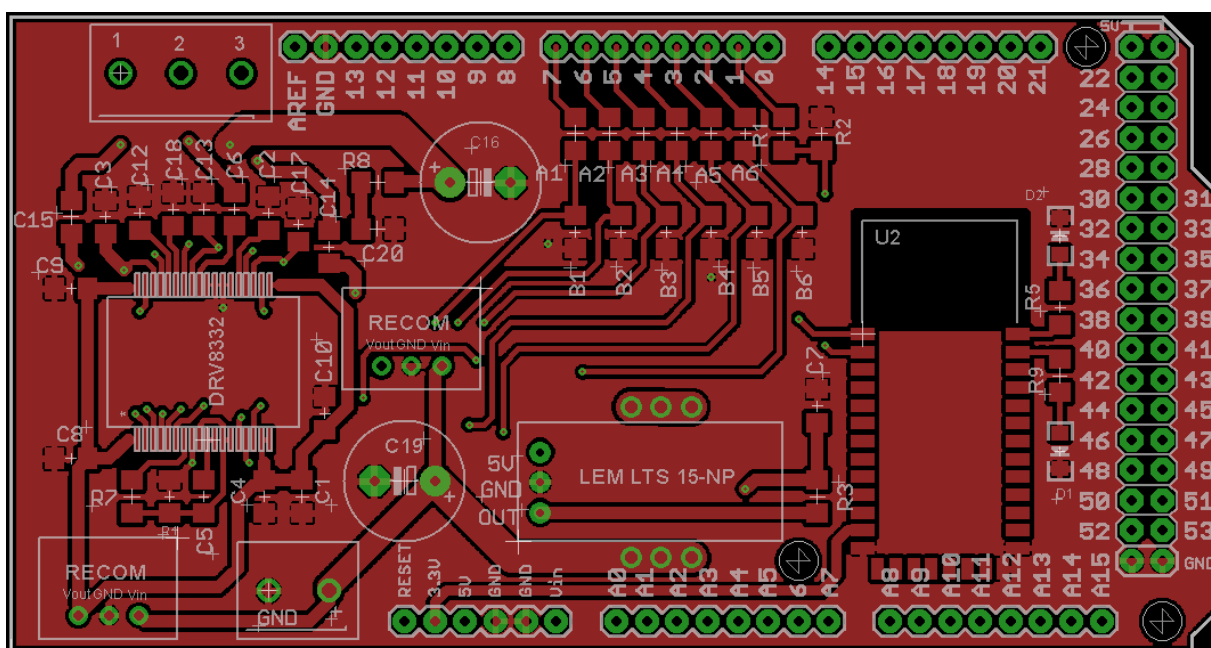


Figura 21. Placa de potencia con plano de tierra superior.

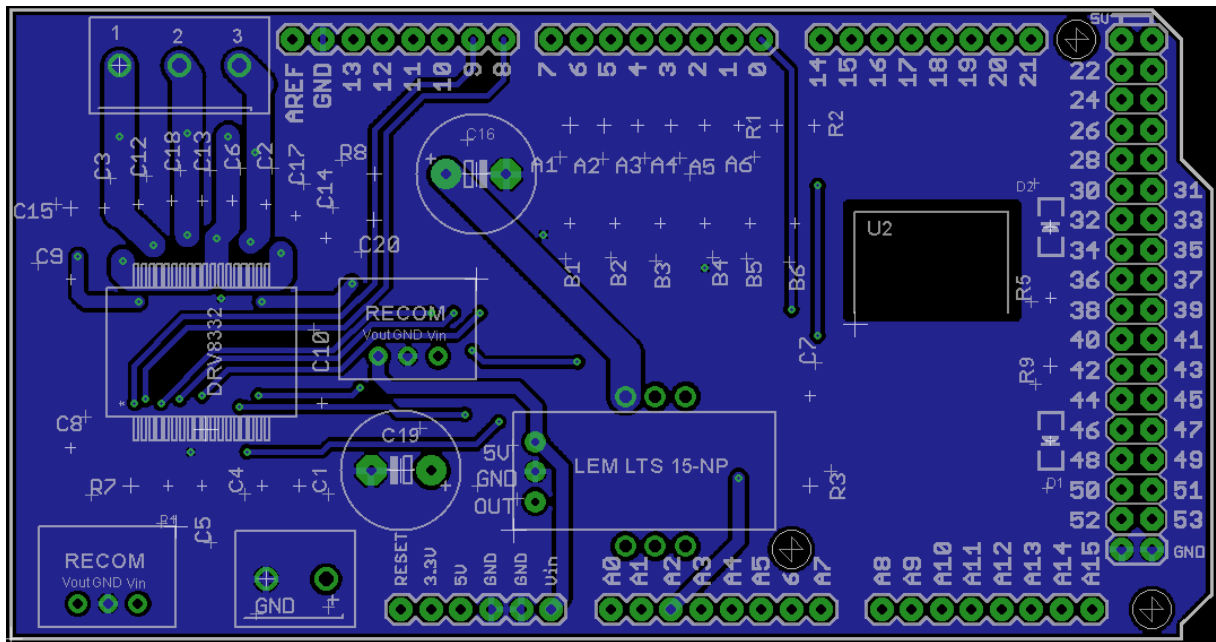


Figura 22. Placa de potencia con plano de tierra inferior.

Se puede apreciar cómo los dos condensadores electrolíticos se han posicionado próximos a la entrada de la batería (borne de 2 vías) y al transductor de corriente respectivamente. El motivo es tener la seguridad de que a la salida de ambos elementos la tensión va a permanecer lo más constante posible, con el fin de garantizar que en todo momento el motor está trabajando a su tensión nominal (36V).

Otro aspecto relevante del diseño, como ya se ha comentado, fue el trazado de las pistas transportadoras de potencia. Como se puede ver en las imágenes, estas se corresponden con las de mayor grosor. Este trazado se puede subdividir en dos zonas; la que conecta la batería con el chip de potencia (corriente de entrada) y la que conecta el chip de potencia con la salida hacia el motor (corriente de salida).

La corriente de entrada sigue una dirección horizontal hacia la derecha hasta llegar al transductor de corriente. Después sale de éste y continúa hacia la izquierda para, finalmente, llegar y alimentar a los pines de potencia del chip (PVDD_A, PVDD_B, PVDD_C). El trazado se realizó en la cara superior siempre que la localización de los componentes lo hizo posible.

La corriente de salida circula desde los pines de salida del chip de potencia (OUT_A, OUT_B, OUT_C) hasta el borne de potencia de 3 vías, el cual se conecta directamente

con el motor. En este caso fue necesario llevar las pistas de corriente por la cara inferior en una gran parte del trazado, puesto que la distribución de condensadores alrededor del chip impedía trazarlas en la cara superior. Tampoco era recomendable llevarlas por debajo del chip debido al fuerte riesgo de interferencias causadas por las tensiones inducidas derivadas la circulación de corrientes elevadas. Dada esta restricción técnica, fue necesario elegir con cuidado la distribución más adecuada para el trazado de las pistas.

También es importante destacar la distribución de los condensadores C2, C3, C6, C12, C13, C17 y C18. Éstos se conectan entre los pines PVDD_X y tierra y entre los pines GND_X y tierra. Su misión principal es actuar como filtros paso bajo y, debido a recomendación del fabricante, se han procurado situarlos lo más cerca posible a sus respectivos pines, para eliminar cualquier interferencia causada por el ruido, de la manera más eficaz. A estos componentes se les denomina condensadores de desacoplamiento ya que aíslan el circuito eléctrico del ruido exterior.

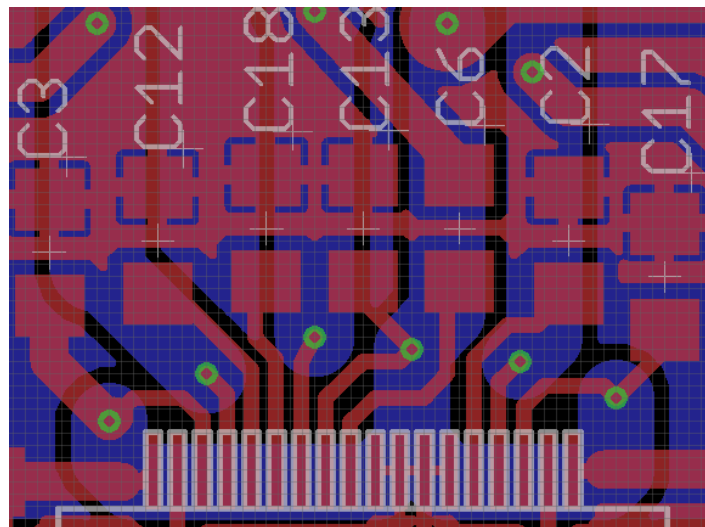


Figura 23. Condensadores de desacoplamiento.

Otro elemento importante de la placa de potencia es el divisor de tensión colocado entre las salidas digitales de la placa Arduino y las entradas PWM_X del chip. Se corresponde con las series de resistencias A1-A6 y B1-B6. Esto fue necesario debido a que la intención era crear una placa compatible con las versiones tanto de Arduino Due (3.3V) como de

Arduino Mega (5V). Puesto que el rango de entrada de los pines PWM_X se encuentra entre los 2V y los 3.6V la versión Due podría funcionar sin el divisor. Sin embargo, esto no es posible con la versión Mega. Por esta razón el divisor de resistencias se diseñó para que las tensiones de entrada a estos pines fuesen de 2.14V para la versión Due y 3.58V para la versión Mega.

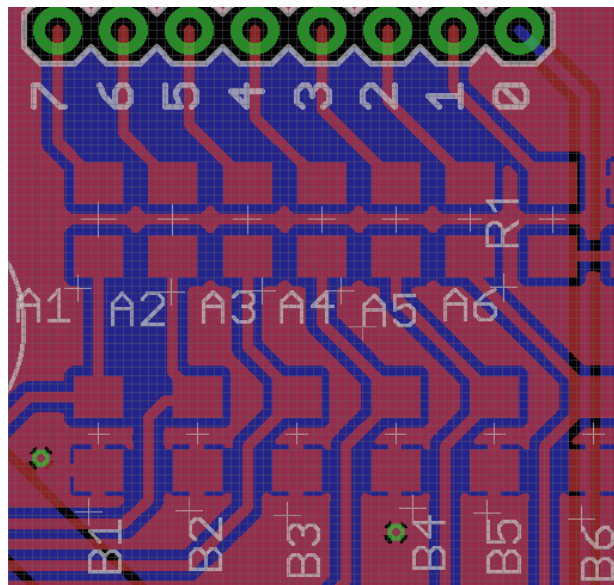


Figura 24. Divisor de tensión.

Por último, cabría destacar la utilidad de la creación de un plano de masa. Gracias a los planos de tierra creados en ambas caras, fue posible evitar el trazado innecesario de una gran cantidad de conexiones, lo cual hubiese dificultado en gran medida su diseño y habría encarecido su precio. Además, evitan, en gran medida, el trazado de conexiones redundantes evitando así importantes problemas, como pueden ser las corrientes parásitas.

2.2. Criterios técnicos de diseño

Los factores más críticos a la hora de diseñar una PCB son: la corriente que va a circular por ella y la máxima variación de temperatura que se va a permitir durante su funcionamiento. Estos dos factores están íntimamente relacionados, puesto que cuanto mayor sea la corriente que circule, mayor será la potencia disipada y, por tanto, mayor será el incremento de temperatura.

La corriente es un parámetro fijo, puesto que vendrá definida por la corriente nominal del motor que se conecte a la placa de potencia. Esto es así ya que siempre se busca el mayor rendimiento del motor y éste se produce trabajando a la corriente y tensión nominales.

En este caso se diseñó la placa para que experimentase un aumento de temperatura de unos 45°C para una corriente nominal de 13A. Este cálculo se hizo a través de una calculadora de anchos de pista *online*. La página web que se utilizó fue www.microensamble.com. Puesto que la variación de temperatura se puede controlar modificando tanto el grosor como el ancho de pista, se escogió un espesor que permitiera utilizar un ancho de pista razonable; es decir, un ancho no demasiado grande. El espesor que se eligió finalmente fue de 70µm, lo cual equivale a un ancho de pista ligeramente superior a 2mm para dicha temperatura. Por tanto, para el diseño de la placa, se utilizaron grosores de 2mm. De esta forma la variación de temperatura estimada estaría comprendida entre los 45°C y los 50°C. Suponiendo una temperatura ambiente de unos 40°C, aproximadamente (se tiene que tener en cuenta que la potencia disipada por los componentes la elevaran ligeramente con respecto al entorno), se espera que la placa alcance una temperatura en régimen permanente de unos 80°C. Un valor que se considera adecuado dadas las características constructivas del chip DRV8332, el cual incorpora un eficiente disipador de calor en su parte superior.

Las imágenes siguientes muestran el software utilizado para dichos cálculos. Como se puede ver también se le proporcionan al usuario datos adicionales como la resistencia, la caída de tensión o la potencia disipada.

Datos de entrada

Datos necesarios:

Corriente (0 - 35 A): A (Amperios)

Espesor del cobre (.5 - 3 Oz):

Datos opcionales:

Aumento de temperatura (10-100°C): °C

Figura 25. Parámetros de dimensionamiento.

Resultado para capas externas

Ancho de pista: 2.073

Resistencia eléctrica: 0.002754 Ω (Ohmios)

Caída de tensión: 0.03580 V (Voltios)

Potencia disipada: 0.4654 W (Vatios)

Figura 26. Resultado debido a los parámetros.

Como valor añadido a los diseños anteriores, se decidió instalar también un dispositivo Bluetooth con la intención de poder recopilar datos de interés desde cualquier *Smartphone*. De esta manera, el usuario que lo utilizase, podría conocer en tiempo real parámetros tan importantes como la temperatura de la placa, el par desarrollado por el motor, el consumo de batería, etc.

Aunque se verá más en detalle en el Capítulo 4, su capacidad de funcionar como “maestro” y “esclavo”, también ofrece la posibilidad de generar una red de comunicaciones entre, por ejemplo, una pequeña flota de carretillas de transporte automatizadas de una fábrica, optimizando así el proceso llevado a cabo gracias a la mejora en las comunicaciones entre los vehículos.

Debido a que no se disponía de ningún sitio en la placa, en el que la antena del dispositivo Bluetooth no se viera afectada por el plano de tierra, hubo que realizar un corte en esa zona para que el rango de comunicación fuese de 360°. De no haberlo hecho, el Bluetooth hubiera funcionado, pero sólo si el dispositivo con el que se está comunicando se hubiera encontrado por encima de la placa y no debajo.

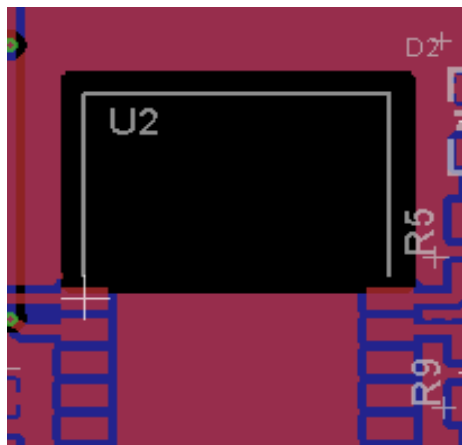


Figura 27. Hueco para la antena Bluetooth.

Otro aspecto a tener en cuenta es la forma de conexionado a masa de los distintos componentes. Se ha realizado mediante cuatro uniones independientes y no de forma global. La razón es que así se limita la conexión del plano de tierra con el componente, haciendo más fácil su posterior soldadura. Para realizarlo en Eagle se debe habilitar la opción “Thermals” en las características propias del plano de tierra. La siguiente imagen muestra en detalle la forma de conexionado a masa llevado a cabo en el diseño.

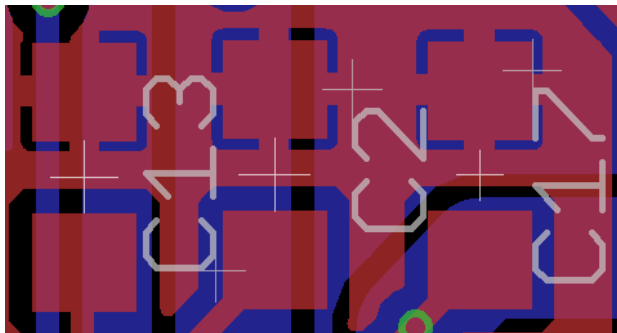


Figura 28. Conexión en cruz de las resistencias.

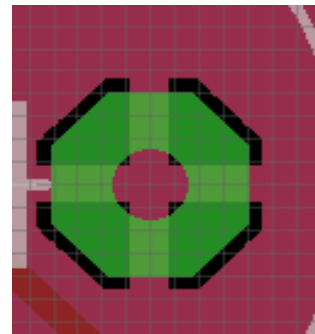


Figura 29. Conexión en cruz en condensador electrolítico.

Por último, se debieron establecer las distancias mínimas entre componentes, pistas, taladros, etc. El valor de estos parámetros depende en gran medida de las características técnicas de la placa, ya que se ven afectados por el ancho y espesor de pista utilizados. Éste viene definido por la empresa que va a realizar la impresión del conexionado; en este caso, Eurocircuits.

A continuación, se muestran unas imágenes con los valores más relevantes definidos para este proyecto, junto con una breve explicación sobre cada uno de ellos.

FileLayersClearanceDistanceSizesRestringShapesSupplyMasksMisc



Different Signals

Wire

Wire0.25mm

Pad

Pad0.15mm

Via

Via0.15mm

0.15mm

0.15mm

0.15mm

Same Signals

Smd

Smd0mil

Pad

Pad0mil

Via

Via0mil

Minimum Clearance between objects in signal layers.

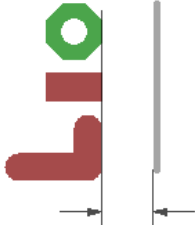
The **Same Signals** check between *Smd* and *Via* does not apply to *Micro Vias*.

The **Same Signals** check does not apply if an *Smd* and *Smd/Pad* are in the same package.

Setting the values for the **Same Signals** checks to 0 disables the respective check.

Figura 30. Parámetros de diseño en Eagle.

FileLayersClearanceDistanceSizesRestringShapesSupplyMasksMisc



Copper/Dimension

Copper/Dimension0.25mm

Drill/Hole

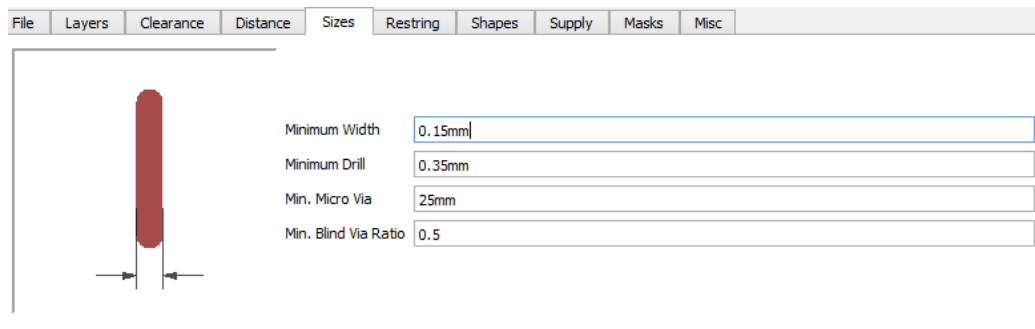
Drill/Hole0.35mm

Minimum Distance between objects in signal layers (pads, smds and any copper connected to them) and the board dimensions, and between drill holes.

Setting the value for the **Copper/Dimension** check to 0 disables that check.

Figura 31. Parámetros de diseño en Eagle.

39



Minimum Sizes of objects in signal layers and of drill holes.

Minimum Width and **Minimum Drill** may be overwritten by larger values in the *Net classes* for specific signals.

Min. Micro Via applies to *blind* vias that are exactly one layer deep. Typical values are in the range 50..100 micron. The value has to be smaller than **Minimum Drill**; otherwise (e.g. with the default value of 9.99mm) there are no micro vias defined.

Min. Blind Via Ratio defines the minimum drill diameter d a blind via must have if it goes through a layer of thickness t . Board manufacturers usually give this "aspect ratio" in the form $1 : 0.5$, where 0.5 would be the value that has to be entered here.

Figura 32. Parámetros de diseño en Eagle.

2.3. Elección de los componentes

La correcta elección de los componentes también era una parte fundamental para que la placa funcionara correctamente. Fue necesario hacer un estudio previo sobre las tensiones y corrientes que iban a estar presentes en cada zona del circuito, con el fin de escoger aquellos aptos para resistir tales valores.

2.3.1. Reguladores de tensión

Para alimentar las distintas partes del circuito a partir de una única fuente de alimentación fue necesario incorporar dos reguladores de tensión.

El primero, de 5V, serviría para alimentar tanto al microcontrolador de Arduino, como al transductor de corriente y a los sensores de efecto Hall. El segundo, de 12V, serviría para alimentar los pines auxiliares del chip DRV8332. Su tensión de entrada (72V) se escogió de forma que fuera muy superior a la tensión máxima de funcionamiento prevista, de hasta 48V.



Figura 33. Regulador de tensión de 5V.



Figura 34. Regulador de tensión de 12V.

Features

- Efficiency up to 96%, Non isolated, no need for heatsinks
- Pin-out compatible with LM78XX Linears
- Low profile(L*W*H=11.5*8.5*17.5mm)
- High voltage input range, up to 72V
- Short circuit protection, Thermal shutdown
- Non standard outputs available as specials between 3.3V~24V
- Low ripple and noise
- "L" version with 90° pins
- See Ininline Application Notes for use as an inverter (alternative to LM79xx Linear)

Selection Guide

Part Number SIP3	Input Range (V)	Output Voltage (V)	Output Current (A)	Efficiency		
				Vmin. (%)	30V (%)	72V (%)
R-78HB3.3-0.5	9 - 72	3.3	0.5	82	80	76
R-78HB5.0-0.5	9 - 72	5.0	0.5	87	85	81
R-78HB6.5-0.5	9 - 72	6.5	0.5	91	87	84
R-78HB9.0-0.5	14 - 72	9.0	0.5	92	90	86
R-78HB12-0.5	17 - 72	12	0.5	94	93	89
R-78HB15-0.5	20 - 72	15	0.5	95	94	91
R-78HB24-0.3	36 - 72	24	0.3	96		92

* add Suffix "L" for 90° bent pins, e.g. R-78HB5.0-0.5L

Specifications (refer to the standard application circuit, Ta: 25°C, minimum load = 10%)

Characteristics	Conditions	Min.	Typ.	Max.
Input Voltage Range	See table	9V	72V	75V max.
Output Voltage Range (for customized parts)	All Series	3.3V		24V
Output Current (see Note 1)	3.3V, 5V, 6.5V, 9V, 12V, 15V	10mA		500mA
	24V	6mA		300mA
Short Circuit Input Current	All Series		15mA	25mA
Internal Input Filter			1 μ F Capacitor	
Internal Power Dissipation				0.65W
Short Circuit Protection		Continuous, automatic recovery		
Output Voltage Accuracy	At 100% Load		$\pm 2\%$	$\pm 3\%$
Line Voltage Regulation	Vin = min. to max. at full load		0.4%	1%
Load Regulation	10% to 100% full load		0.3%	0.6%
Dynamic Load Stability (with Output Capacitor=100 μ F)	100% <-> 50% load		± 75 mV	± 100 mV
Ripple & Noise (without Output Capacitor)	10% to 100% full load		20mVp-p	60mVp-p

2.3.2. Condensadores electrolíticos

Su principal misión es mantener la tensión constante a lo largo de todo el circuito. Por supuesto, también se debía tener en cuenta la máxima tensión a la que podían ser sometidos, pero lo más importante era garantizar que tenían una capacidad suficiente para que la variación de tensión fuera despreciable. Por esto mismo se decidió escoger un valor grande de manera que se pudiera asegurar ese requisito. El valor utilizado finalmente fue de 470 μ F.



Figura 35. Condensador electrolítico.

2.3.3. Dispositivo Bluetooth HC-05

Puesto que se tenía la intención de controlar el motor brushless a través de un dispositivo móvil como un teléfono, se decidió incorporar un dispositivo Bluetooth al diseño de la PCB.

La elección de este dispositivo concreto fue debido a su bajo precio, su sencillo funcionamiento y por su capacidad de trabajar tanto de maestro como de esclavo. Esta última característica significa que el HC-05 puede enviar o recibir datos según sea el deseo del usuario.



Figura 36. Bluetooth HC-05.

2.3.4. Transductor de corriente

Para la elección del transductor era muy importante afinar su corriente nominal a la del motor, de forma que la tensión de salida fuera lo más precisa posible. Por esto, la corriente nominal del transductor es de 15A. Su tensión de alimentación es de 5V, coincidiendo así con la tensión de salida de uno de los reguladores.

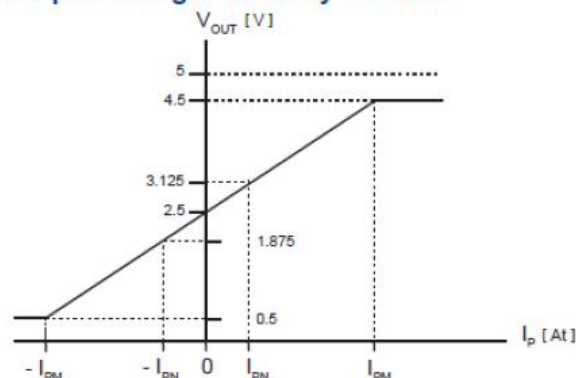


Figura 37. Transductor de corriente.

A continuación, se muestra la tabla del fabricante del transductor, en la que aparecen sus características básicas:

Electrical data			
I_{PN}	Primary nominal current rms	15	At
I_{PM}	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 48^{1)}$	At
I_p	Overload capability	250	At
V_{OUT}	Output voltage (Analog) @ I_p	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_p / I_{PN})$	V
	$I_p = 0$	$2.5^{2)}$	V
V_{REF}	Reference voltage (internal reference), Ref _{OUT} mode	$2.5^{3)}$	V
	Reference voltage (external reference), Ref _{IN} mode	$1.9 \dots 2.7^{4)}$	V
G	Sensitivity	41.6	mV/A
N_s	Number of secondary turns ($\pm 0.1\%$)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
C_{Lmax}	Maximum capacitive loading	500	pF
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5\%$)	83.33	Ω
TCR_{IM}	Temperature coefficient of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5$ V	Typ $28 + I_p^{5)} + (V_{OUT} R_L)$	mA
Accuracy - Dynamic performance data			
X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.2	%
	Accuracy with R_{IM} @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.7	%
ε_L	Linearity error	< 0.1	%
		Max	
TCV_{OUT}	Temperature coefficient of V_{OUT}/V_{REF} @ $I_p = 0$		
	$-40^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	64	ppm/K
TCG	Temperature coefficient of G	$50^{6)}$	ppm/K
V_{OM}	Magnetic offset voltage @ $I_p = 0$,		
	after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.5	mV
	$5 \times I_{PN}$	± 2.0	mV
	$10 \times I_{PN}$	± 2.0	mV
TCV_{REF}	Temperature coefficient of internal V_{REF}		
	@ $I_p = 0$ $-10^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	50	ppm/K
	$-40^\circ\text{C} \dots -10^\circ\text{C}$	100	ppm/K
t_{rs}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	< 100	ns
t_r	Response time to 90 % of I_{PN} step	< 400	ns
di/dt	di/dt accurately followed	> 35	A/ μs
BW	Frequency bandwidth (0 ... -0.5 dB)	DC ... 100	kHz
	(-0.5 ... 1 dB)	DC ... 200	kHz

Output Voltage - Primary Current



2.3.5. Chip de potencia DRV8332

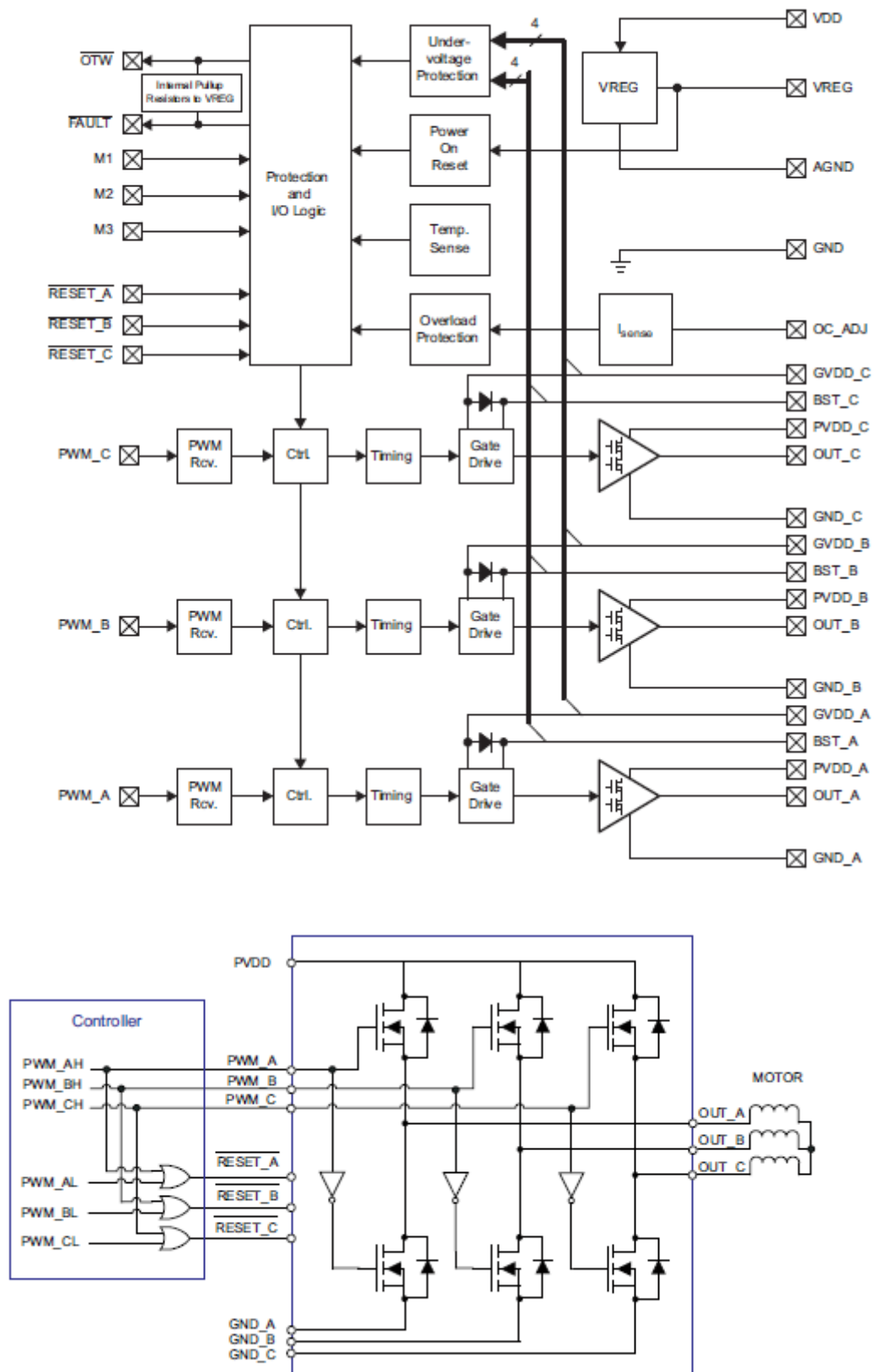
Esta es la pieza más importante de la PCB. Es el encargado de la alimentación de las distintas fases del motor. Se eligió, principalmente, por su gran velocidad de trabajo y su gran eficiencia, además de su bajo precio. Debido a su importancia, el Capítulo 3 se ha dedicado por completo a explicar el funcionamiento de este componente tan sofisticado.

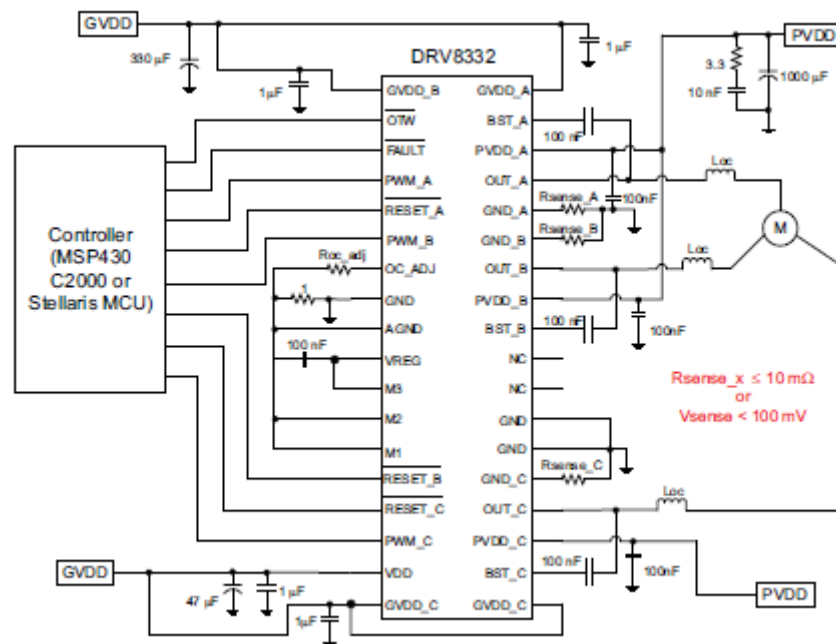


Figura 37. Chip de potencia.

A continuación, se muestran los esquemas funcionales y eléctricos del DRV8332:

SYSTEM BLOCK DIAGRAM





2.3.6. Bornes de potencia de 2 y 3 vías

Esta pieza de la PCB sirve simplemente como nexo entre la batería y la placa (el de 2 vías) y como nexo entre la placa y el motor (3 vías).



Figura 38. Terminal 3 vías.



Figura 39. Terminal 2 vías.

2.3.7. Componentes SMD

Los componentes de montaje superficial se pueden dividir en 2 grandes grupos: condensadores y resistencias, aunque con algunos puntos a destacar.

Los condensadores son, en su gran mayoría, condensadores de desacoplamiento de 100nF. Este valor viene como recomendación del fabricante del chip de potencia y su misión principal es aislar el circuito del exterior y filtrar los ruidos para que no interfieran en su funcionamiento.

Para elegir las resistencias que formarían parte del divisor de tensión previo a la alimentación del chip, se debía prestar atención a su potencia disipada. Dado que la máxima potencia consumida por las mismas era del orden de 2mW, se escogieron de forma que la mínima potencia máxima admisible fuera de 250mW. De esta forma se podría asegurar que en ningún caso se sobrepasaría el límite.

Cabe destacar la importancia de la resistencia encargada de limitar la corriente para la cual el chip de potencia daría la señal de falta. Esta resistencia de ajuste permite establecer los límites de funcionamiento del DRV8332 a las características nominales del motor a controlar, en concreto su corriente. En caso de superarla, el chip enviará una señal de alerta de sobre corriente y abrirá los seis transistores del MOSFET, de forma que el motor quede protegido.

En la siguiente tabla, presente en la hoja de datos del fabricante, se puede ver cuál es la relación entre el valor de la resistencia escogida y el valor de la corriente para la cual el chip daría señal de falta:

OC-ADJUST RESISTOR VALUES (k Ω)	MAXIMUM CURRENT BEFORE OC OCCURS (A)
19 ⁽¹⁾	13.2
22	11.6
24	10.7
27	9.7
30	8.8
36	7.4
39	6.9
43	6.3
47	5.8

Figura 40. Tabla para elegir el límite de corriente en función de la resistencia.

Finalmente se decidió escoger un valor de resistencia de 19k Ω de forma que la falta por sobre corriente aparecerá a partir de los 13.2A. Este valor es razonable puesto que la intensidad nominal del motor es de 13A.

Otro dato importante sobre estos componentes es su tamaño. Aunque existen varios tamaños en función de las necesidades y la tecnología de soldadura del usuario, para este proyecto se ha usado un tamaño 1206 (la más grande de la Figura 41). Las otras dos se corresponden con los tamaños 0805 y 0603.

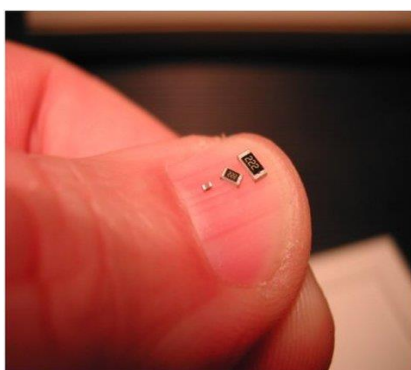


Figura 41. Resistencias SMD a tamaño real.

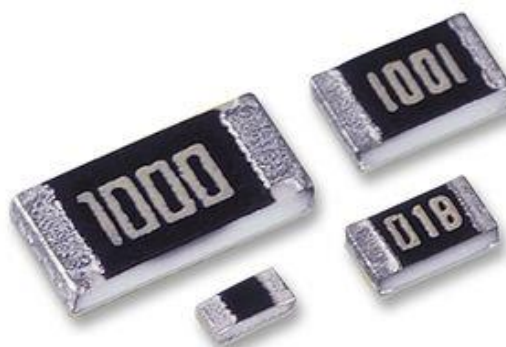


Figura 42. Resistencias SMD ampliadas.

2.4. Montaje de la placa

Una vez se tuvo la PCB y los componentes pedidos, el paso final fue la soldadura de éstos a la placa.

Puesto que se tenían dos tipos diferentes de componentes, en lo que se refiere al tipo de soldadura, algunos se soldaron a mano y otros en horno. Para estos últimos se utilizó la técnica de montaje superficial.

Los componentes que se soldaron a mano fueron el transductor de corriente, los bornes de potencia, los reguladores y los condensadores electrolíticos. El tipo de soldadura que se utilizó fue la soldadura blanda. Para los demás componentes se utilizó la soldadura SMD.

2.4.1. Montaje superficial (SMD)

Este tipo de soldadura, también conocida como Superficial Mounted Devices, se emplea para soldar componentes de reducido tamaño en circuitos impresos. Los pasos a seguir para realizar este tipo de soldadura son los siguientes:

- En primer lugar, se aplicará el Flux. Esta sustancia líquida se unta con un pincel sobre toda la placa para que el calentamiento final sea uniforme y la soldadura sea más limpia.
- A continuación, se debe aplicar la pasta de soldadura de estaño en todos aquellos huecos donde irán los distintos componentes. Para hacer esto de manera precisa se utiliza una plantilla metálica o *Stencil*, previamente encargada al fabricante de la placa. Esta plantilla se coloca sobre la placa dejando libres sólo los huecos que llevarán el estaño. Para extender la pasta se utilizará una cuña que pasaremos por encima de toda la plantilla.
- Una vez se tiene la placa con el estaño en su sitio, lo siguiente es colocar los componentes en el lugar que les corresponde. Esto se podrá hacer con pinzas, pistola de vacío, máquinas automatizadas, etc.

- El último paso es introducir la placa en un horno debidamente calibrado que aumenta su temperatura progresivamente hasta llegar a los 190°C, temperatura a la cual permanece constante durante unos minutos para después volver a bajar progresivamente hasta la temperatura ambiente.

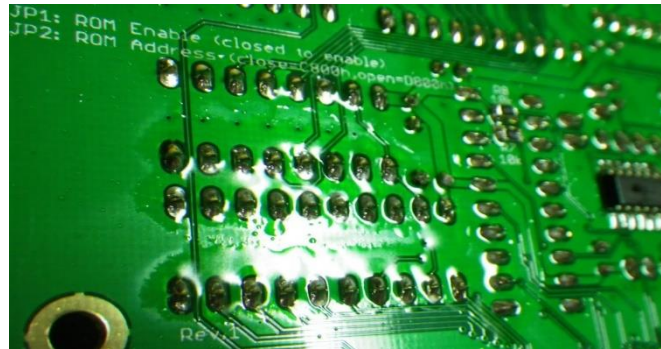


Figura 43. PCB con Flux sobre los espacios donde irán los componentes.



Figura 44. Plantilla o Stencil para facilitar la soldadura SMD.



Figura 45. Horno programable para soldadura SMD.

Capítulo 3

3. Chip de potencia DRV8332

Este componente resulta ser el corazón de la placa de potencia, dado que es el encargado de realizar la secuencia de conmutación en función de las fases del motor que se deban alimentar. El resto de componentes de los que dispone la placa se encargan de ayudar a que este chip a funcionar en sus condiciones óptimas.

3.1. Características generales

Como se comentó con anterioridad, el chip DRV8332, fabricado por Texas Instruments, se escogió como *driver* de la PCB debido a su gran eficiencia de trabajo (hasta un 97%), por su elevada velocidad de conmutación (hasta 500 kHz) y por su corriente de pico máxima (13A). Se recuerda que esta característica es muy importante ya que, su “hermano”, el DRV8312, soporta como máximo 6,5A, menor que la corriente nominal del motor a controlar (10A).



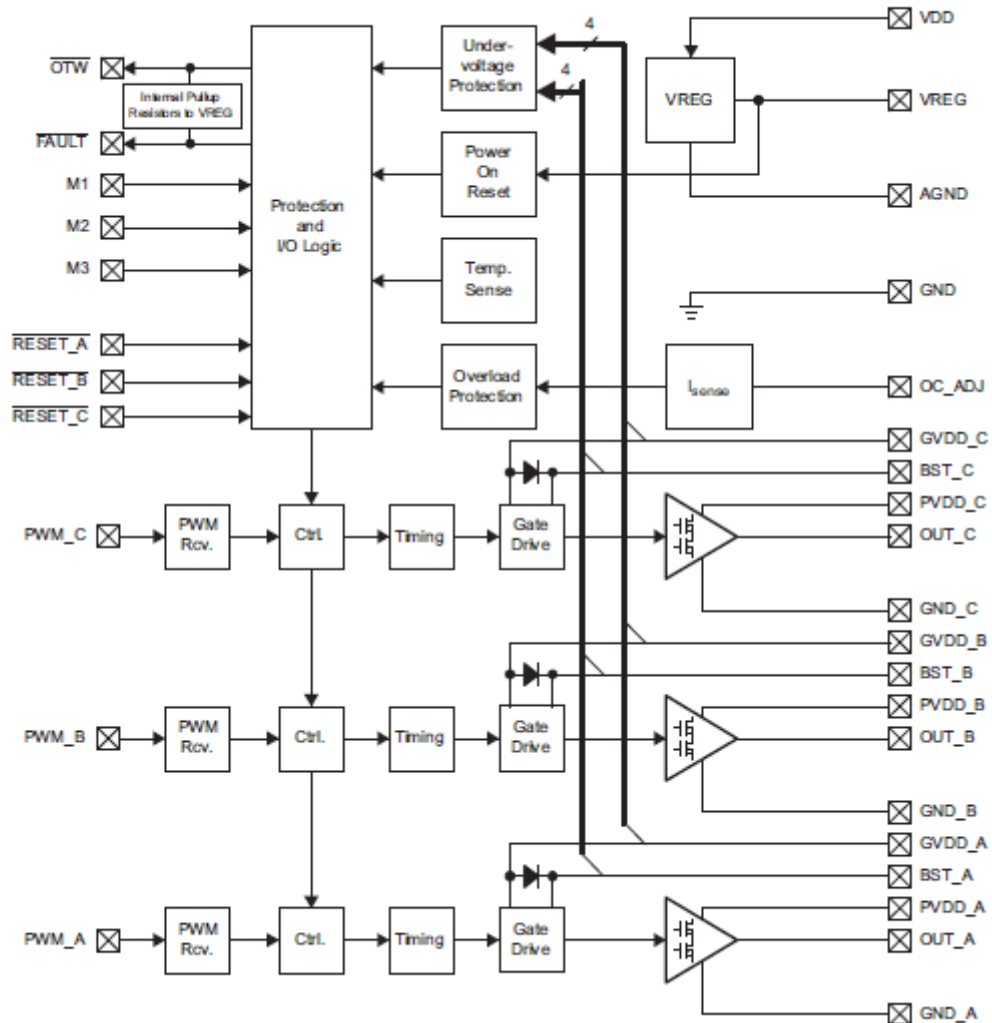
Figura 46. Chip DRV8332.

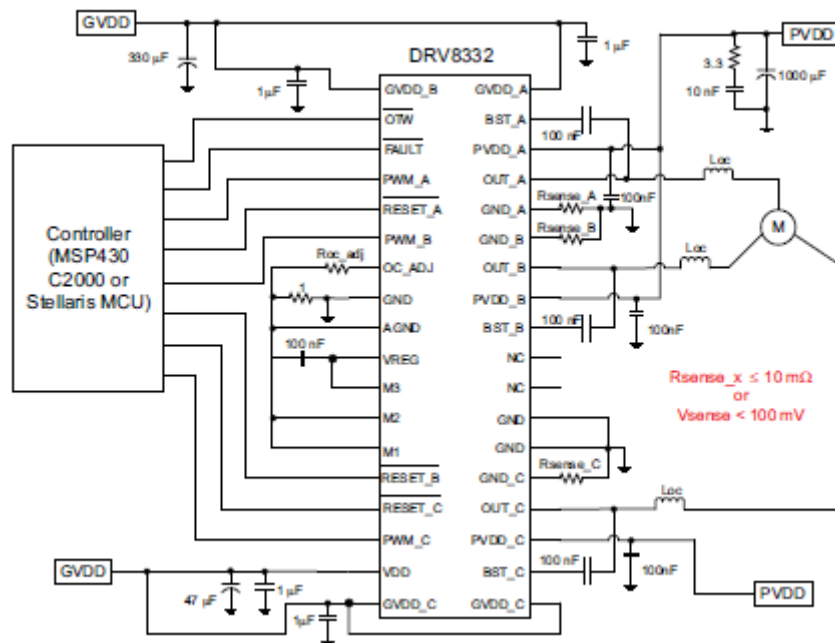
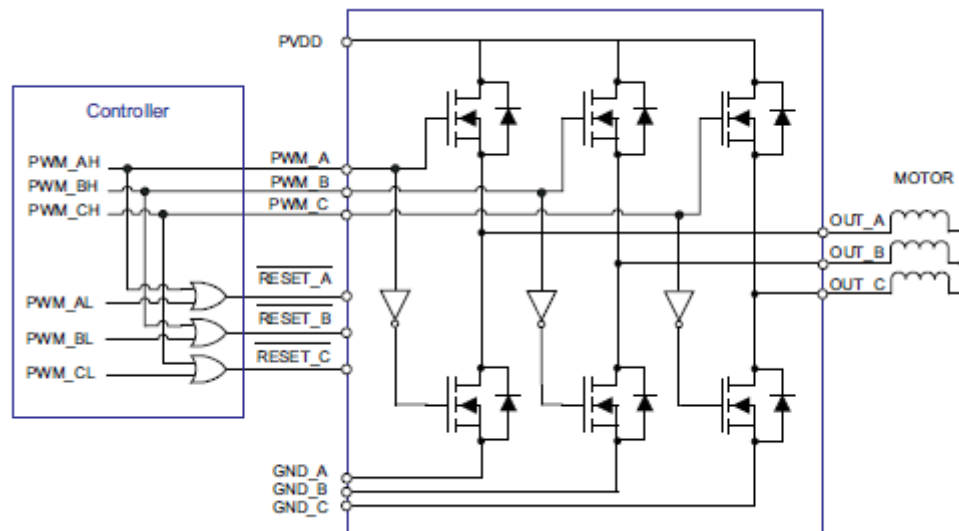
Además de estas características de funcionamiento, el DRV8332 cuenta con numerosas protecciones internas, además de las características morfológicas del propio chip que evitan problemas mayores. Las protecciones frente a las cuales el chip deja de funcionar automáticamente o emite alguna señal de alarma son:

- Sobre temperatura.
- Cortocircuito.
- Mínima tensión.
- Sobrecarga.

A continuación, se muestran las características de funcionamiento del componente que se muestran en la hoja del fabricante:

SYSTEM BLOCK DIAGRAM





Las consideraciones morfológicas que los fabricantes tuvieron a la hora de mejorar la protección del chip fueron:

- Posibilidad para el usuario de elegir su propio límite de sobrecarga (ajustando la intensidad límite mediante la elección de una determinada resistencia).
- Alimentaciones independientes para cada mitad del MOSFET.

Con respecto a sus aplicaciones, este chip es capaz de alimentar motores brushless DC, motores trifásicos síncronos de imanes permanentes, inversores y sistemas robóticos.

El chip está conformado por un total de 36 pines, cada uno con su función determinada.

Aquellos que resultan más determinantes en la correcta alimentación del motor son:

- BST_X. Funciona como suministro de arranque de la fase X.
- GVDD_X. Son los encargados del suministro de tensión para cada pareja de transistores de la fase X.
- GND_X. Es la tierra de cada pareja de transistores de la fase X.
- OUT_X. Este pin da salida a la alimentación de la fase X.
- PVDD_X. Funciona como entrada de potencia para cada pareja de transistores de la fase X.
- PWM_X. Funciona como señal de entrada para generar el PWM en la fase X.
- RESET_X. Se utiliza para dar la señal de RESET a cada pareja de transistores.

Los pines encargados de las protecciones del propio chip se muestran a continuación:

- OC_ADJ. Este pin permite ajustar el valor de sobrecarga mediante la colocación de una determinada resistencia.
- OTW. Este pin funciona como protección de sobre temperatura. En condiciones normales permanece en un estado activo, poniéndose a cero cuando se superan los 125°C.
- FAULT. Al igual que el pin anterior, éste permanece en estado activo cuando en funcionamiento del chip se encuentra en condiciones normales. Cuando detecta que ha ocurrido una falta responsable del apagado del chip, entonces se pone a cero. Estas faltas pueden ser superar la corriente máxima, escogida mediante la resistencia colocada en el pin OC_ADJ, una caída de mínima tensión o un exceso de temperatura.

A continuación, se muestra una tabla con las diferentes combinaciones de los pines de falta:

Table 1. Protection Mode Signal Descriptions

FAULT	OTW	DESCRIPTION
0	0	Overtemperature warning and (overtemperature shut down or overcurrent shut down or undervoltage protection) occurred
0	1	Overcurrent shut-down or GVDD undervoltage protection occurred
1	0	Overtemperature warning
1	1	Device under normal operation

Figura 47. Tabla de señales lógicas de protección del chip DRV8332.

3.2. Señales de control

3.2.1. Adaptación del rango de tensiones

Las señales de control son las encargadas de indicar al chip DRV8332 cómo debe realizar la conmutación de los transistores para alimentar correctamente al motor. Estas señales se envían a los tres pines PWM_X y los RESET_X. Puesto que las señales son digitales, tan sólo se pueden indicar dos estados; activo o inactivo.

Los valores de tensión para que el chip reconozca un estado u otro se muestran a continuación:

Static Digital Specifications					
V _{IH}	High-level input voltage	PWM_A, PWM_B, PWM_C, M1, M2, M3	2	3.6	V
V _{IH}	High-level input voltage	RESET_A, RESET_B, RESET_C	2	3.6	V
V _{IL}	Low-level input voltage	PWM_A, PWM_B, PWM_C, M1, M2, M3, RESET_A, RESET_B, RESET_C		0.8	V

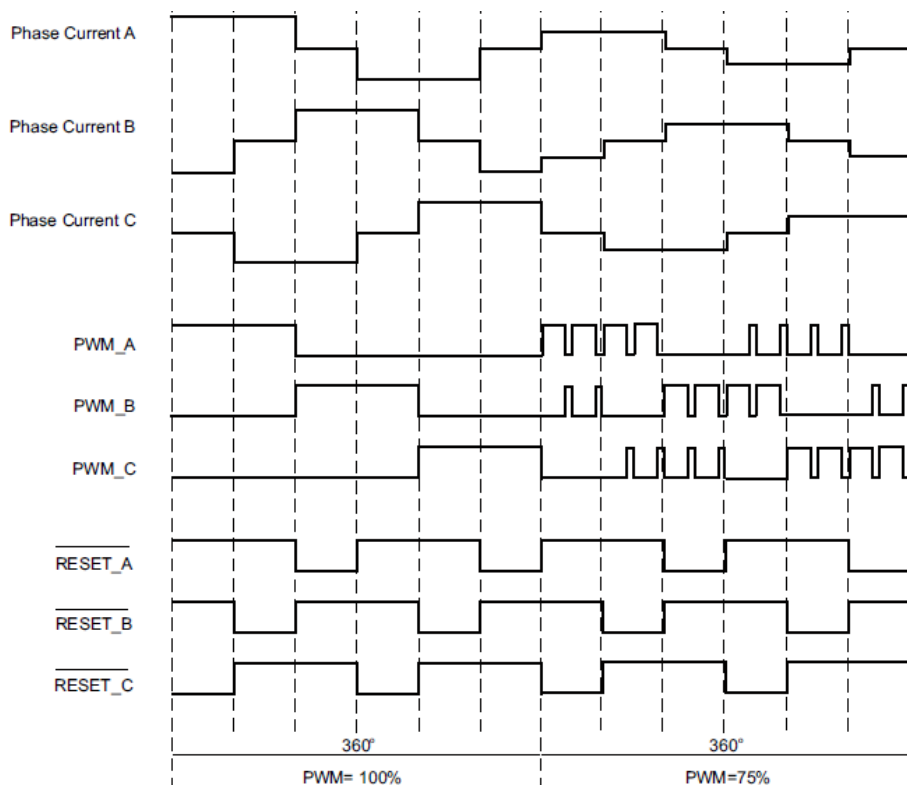
Aunque con la placa Arduino Due no existía problema, hubo que añadir el divisor de tensión, mencionado con anterioridad, para adaptar los 5V que daba la placa Arduino Mega. De esta forma se evitaba estropear el DRV8332 debido a una sobre tensión, como ya había ocurrido en intentos anteriores.

3.2.2. Control del MOSFET con 6 líneas

Aunque se verá en detalle en el Capítulo 5, la alimentación de las bobinas del motor se realiza de dos en dos (pares de bobinas). Esto obligará a que, en todo momento, una de las tres fases quede inutilizada y con sus dos transistores en estado abierto (así se evitan posibles cortocircuitos).

Este estado, también conocido como alta impedancia, se consigue mandando una señal de “activo” a los pines RESET_X, los cuales controlan los transistores inferiores del MOSFET. Puesto que además se quiere alimentar el motor a su tensión nominal, también se hace necesario controlar el funcionamiento de los transistores superiores, conectados a dicha tensión.

Por este motivo se utiliza este tipo de control. A continuación, se muestra la secuencia de conmutación de estos pines, para obtener finalmente la corriente deseada por el motor.



Cabe destacar que, cuando los dos transistores de una misma fase se encuentran en estado abierto, la tensión residual que permanece (un transistor abierto equivale a una resistencia de valor infinito) es un valor flotante, comprendido entre los 2V y los 36V, dependiendo de lo equilibrada que se encuentre la resistencia del transistor cuando este se encuentra abierto.

3.3. Modos de funcionamiento

El DRV8332 permite la posibilidad de trabajar mediante dos modos de funcionamiento. El propio chip ya cuenta con unos pines reservados sólo para elegir el modo de funcionamiento que se desea. Estos se corresponden con los pines M1, M2 y M3 (13, 12 y 11 respectivamente) y dependiendo de la combinación que se escoja se tendrá un modo de funcionamiento u otro.

La tabla siguiente muestra qué modo de funcionamiento se tendrá según qué pines se mantengan activos o inactivos:

MODE SELECTION PINS

MODE PINS			OUTPUT CONFIGURATION	DESCRIPTION
M3	M2	M1		
1	0	0	1 3PH or 3 HB	Three-phase or three half bridges with cycle-by-cycle current limit
1	0	1	1 3PH or 3 HB	Three-phase or three half bridges with OC latching shutdown (no cycle-by-cycle current limit)
0	x	x	Reserved	
1	1	x	Reserved	

Figura 48. Tabla de configuración del modo de funcionamiento del chip DRV8332.

3.3.1. CBC current limiting mode

En este modo de funcionamiento el chip se encuentra bajo la vigilancia de dos sistemas de protección. El primero se encarga de que la corriente que circula durante la etapa de potencia no supere un rango determinado. Para ello hace uso de una función interna que limita esta intensidad, tratando de corregir el error con respecto al límite establecido.

Sin embargo, a pesar de esta función, el DRV8332 no sería capaz de corregir esta intensidad en caso de cortocircuito, por lo que actuaría de forma que todos los transistores del MOSFET quedasen en impedancia infinita; es decir, abiertos. Para volver a restablecer el funcionamiento del chip habría que mandar una señal de confirmación a sus respectivos pines RESET_X.

3.3.2. OC latching shutdown mode

Para este modo de funcionamiento, la capacidad de limitar la corriente gracias a la corrección del error se encuentra inhabilitada. Lo que ocurriría en el caso de existir alguna sobrecarga sería la desconexión automática del chip con el resto del circuito. Al igual que en modo anterior, los transistores se quedan en un estado de impedancia infinita, siendo necesario su restablecimiento para volver a funcionar.

Capítulo 4

4. Dispositivo de comunicación Bluetooth HC-05

Este módulo de comunicación Bluetooth se añadió al diseño final de la placa con el objetivo de poder hacer un control, o una toma de datos de las variables de mayor interés y poder recibirlo todo en un dispositivo móvil. Se consideró interesante esta ventaja debido a que apenas incrementaba el coste final del conjunto y aportaba esta ventaja de un control en tiempo real de aquellas variables más críticas para el buen funcionamiento del motor.

4.1. Introducción

Este dispositivo es un módulo Bluetooth SPP (*Serial Port Protocol*), diseñado para establecer conexiones inalámbricas con otros dispositivos que también dispongan de este tipo de conexión.

El HC-05 viene equipado con la versión 2.0 + EDR (*Enhanced Data Rate*), el cual sirve para mejorar la velocidad de transmisión de los datos y además reduce el consumo. Dispone de un radio transmisor de 2,4 GHz y está construido mediante la tecnología CMOS (un tipo de fabricación que utiliza una combinación muy específica de dos óxidos metálicos tipo p y tipo n). Esto hace al dispositivo altamente inmune a los ruidos exteriores.



Figura 49. Módulo Bluetooth HC-05.

4.2. Características generales

Estas se pueden diferenciar entre *hardware* y *software*.

4.2.1. Hardware

Este componente dispone de un total de 34 pines, la mayoría de ellos dedicados a comunicación, que se puede llevar a cabo de forma bidireccional. Esto permite el intercambio de información entre dos dispositivos distintos. Además de lo anterior, también cabe destacar su reducido tamaño.

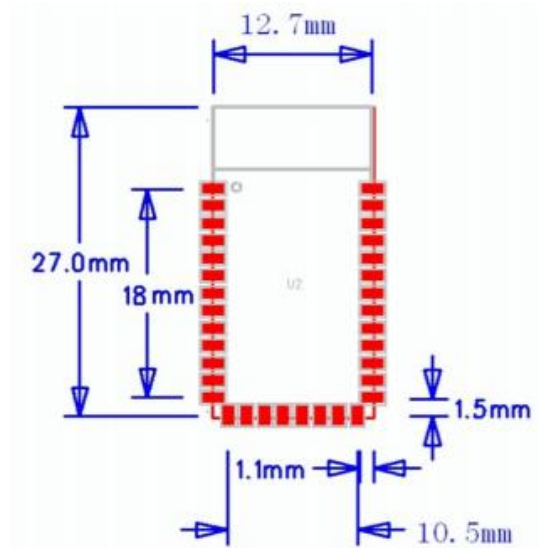


Figura 50. Esquema del módulo Bluetooth.

Sus características externas se muestran a continuación:

- Potencia de transmisión de -80dBm. Esto equivale a un consumo de potencia de 10pW (10^{-12} W).
- Cuenta con un amplificador de radio de hasta 4dBm. Este es un caso clásico de Bluetooth en el que la cobertura de la señal abarca aproximadamente diez metros.
- Baja tensión de operación. Puede funcionar en un rango de entre 1,8V y 3,6V.

- Sistema de control PIO (*Programmed Input/Output*). Dispone de distintos modos de funcionamiento programables los cuales se diferencian en la velocidad de transmisión de datos.
- Interfaz UART con velocidad de datos programable.
- Antena integrada.
- Dispone de conectores preparados para soldar en una placa.

4.2.2. Software

En cuanto a sus características más importantes de comunicación y programación se muestran a continuación:

- Mandando un pulso positivo al pin designado como PIO0 se apaga el dispositivo.
- El pin PIO1 funciona como indicador de estado del dispositivo.
- Los pines PIO10 y PIO11 se encuentran específicamente preparados para hacer parpadear dos leds (los debe poner el usuario) cuando el dispositivo se ha conectado a otro.
- Reconexión automática al último dispositivo conectado si la conexión ha sido perdida por un problema de rango de la señal.

4.3. HC-05 vs HC-06

A pesar de la enorme similitud que existe entre sendos dispositivos, existen algunas diferencias que se presentan determinantes a la hora de elegir uno u otro.

En la figura 51 se puede apreciar cómo a simple vista las diferencias son muy escasas.

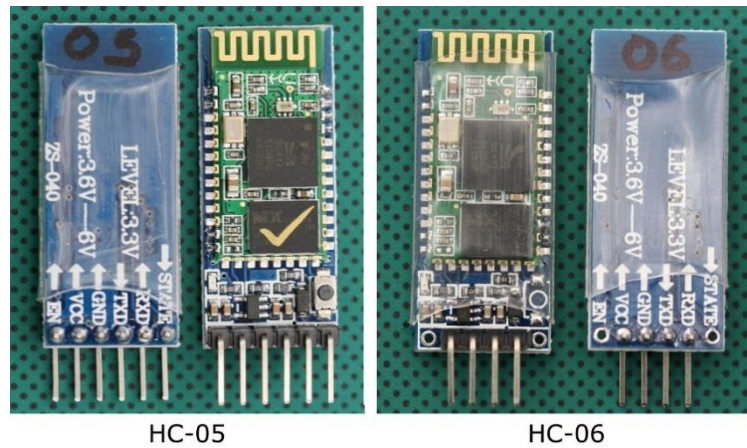


Figura 51. Ilustración comparativa de los módulos H-05 y HC-06.

El Bluetooth HC-05 se presenta como competidor de su hermano, el HC-06, debido a que este nuevo modelo permite trabajar tanto en modo Maestro como en modo Esclavo. La pega del HC-06 radica en que tan solo puede trabajar como Esclavo, suponiendo esto algunas limitaciones.

La ventaja de disponer un dispositivo capaz de trabajar como Maestro también está en que además de poder recibir datos desde un PC o Tablet se pueden conectar dos dispositivos Bluetooth de forma que se establezca una conexión punto a punto. Esto permitiría que dos microcontroladores distintos pudieran intercambiar información de utilidad para el usuario.

Capítulo 5

5. El motor brushless DC

En este capítulo se explicará el principio de funcionamiento de un motor trifásico sin escobillas (*brushless*, del inglés), cómo se regula la alimentación de las distintas fases y cuál es su principio de control.

5.1. Principio de funcionamiento

Al igual que ocurre en el resto de motores eléctricos, el giro del rotor se produce por la atracción entre dos campos magnéticos desfasados vectorialmente un determinado ángulo. Tomando como referencia el campo magnético del rotor (ya que lo genera un imán permanente), se va modificando la alimentación del estator para evitar que se alineen. Esto es posible gracias a unos sensores que, midiendo la variación de campo magnético, son capaces de informar de la posición del rotor en todo momento. A estos dispositivos se los conoce como sensores de efecto Hall.

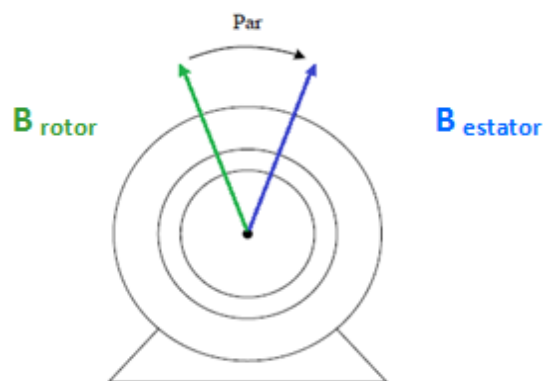


Figura 52. Representación del par electromagnético.

Por otra parte, el rotor está constituido por tres bobinas, distribuidas uniformemente a lo largo de la circunferencia, separadas 120° . Cada una de estas bobinas es capaz de generar dos campos magnéticos, en función del sentido de la corriente que circule. Lógicamente, estos dos campos tendrán la misma dirección, pero sentido opuesto. Por tanto, con la presente configuración, se pueden obtener seis orientaciones distintas de campo magnético.

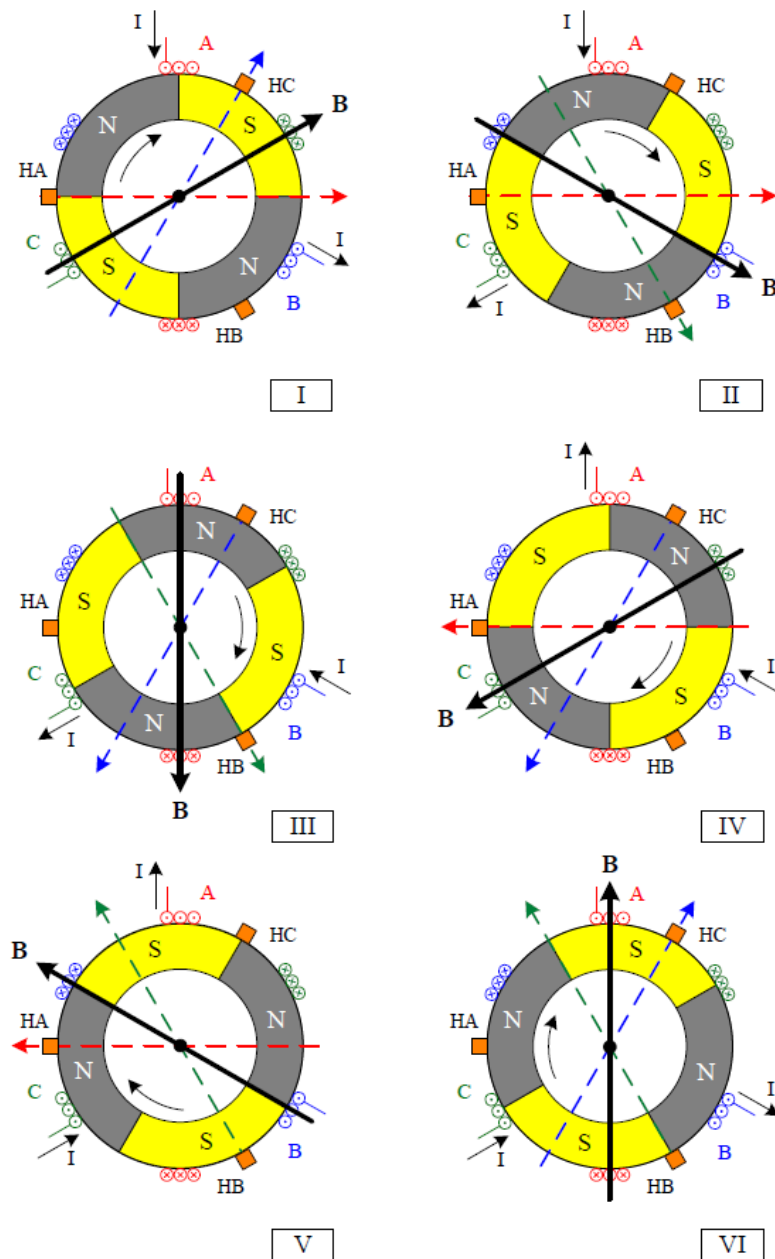


Figura 53. Representación de los seis estados posibles de los sensores Hall.

En la figura 53 vienen representadas las seis posiciones posibles del campo magnético. Las flechas designadas con I representan el sentido de circulación de la corriente por los bobinados de colores verde, rojo y azul. Las flechas discontinuas de dichos colores representan el vector del campo magnético generado por cada uno de los bobinados. Por último, la flecha negra representa el vector campo magnético resultante de los vectores discontinuos.

5.2. Alimentación del BLDC

Como se ha mencionado, los campos magnéticos del rotor y del estator deben estar desfasados para que el giro del rotor sea posible. Para poder cambiar el campo del estator, se dispone de sus sensores efecto Hall, los cuales se encuentran dispuestos con un desfase de 30° con respecto a los bobinados (HA, HB y HC) y emiten una señal de tensión cuando detectan el paso de un polo negativo S.

Una vez más, con esta configuración de sensores se consiguen seis estados que se pueden asociar a las seis posiciones del campo magnético representadas en la Figura 53. En la Figura 54 aparecen, en verde, el valor de salida de los sensores efecto Hall en función de la posición del rotor en grados eléctricos y a su vez, en azul, el nivel de tensión, positivo o negativo, de la frecuencia PWM que se aplica a cada par de bobinas para conseguir que la corriente circule en el sentido que se desea y por tanto se pueda crear el campo magnético del estator en la dirección correcta. Puesto que el motor es de dos pares de polos, se recuerda que 360° eléctricos equivalen a 180° mecánicos.

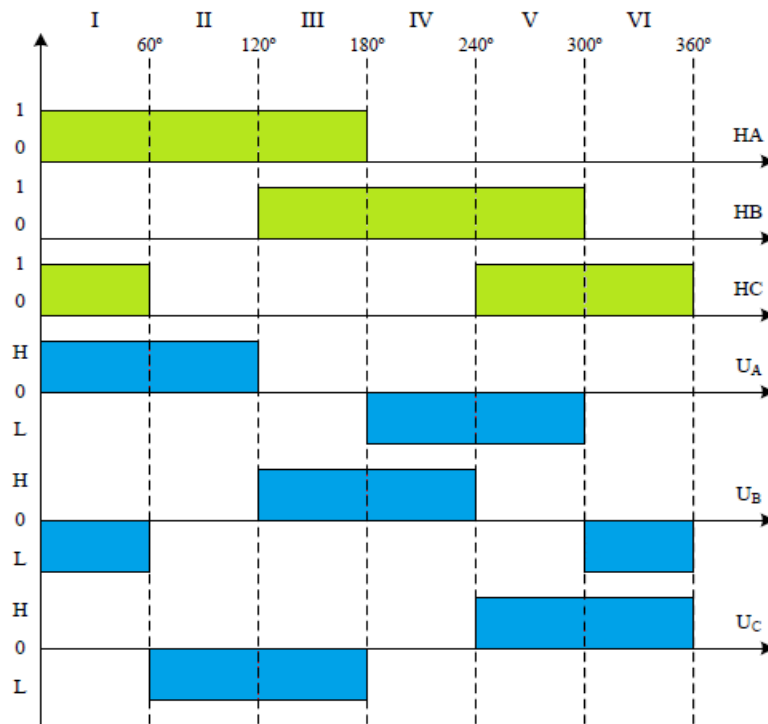


Figura 54. Señales de apertura y cierre de los transistores en función de las lecturas de los sensores Hall.

Las tensiones anteriores se consiguen con un puente MOSFET, también conocido como *driver*. Este puente MOSFET viene incorporado en el chip de potencia de la placa, mencionado con anterioridad.

Si por ejemplo el rotor se encuentra en la posición I, para conseguir el campo magnético deseado se deberá introducir corriente en la fase A y sacarla por la B, tal y como se indica en la Figura 55. Para que esto sea posible, se deben activar los transistores Q_{AH} y Q_{BL} .

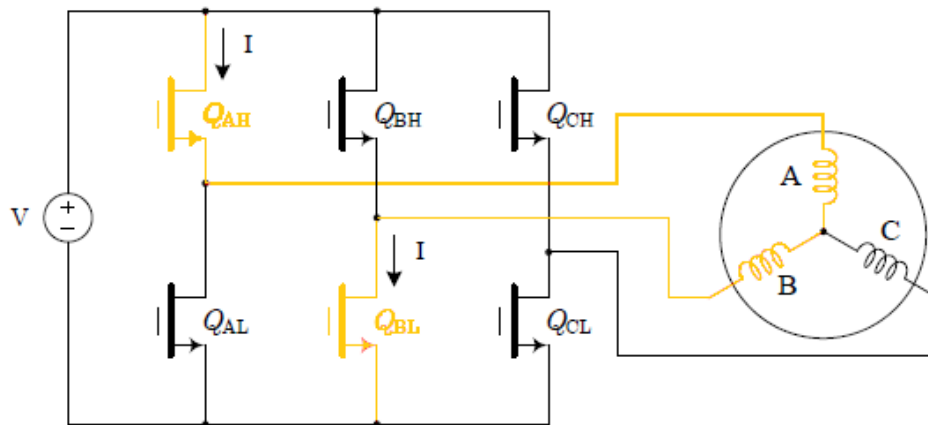


Figura 55. Circulación de la corriente para generar el campo magnético correspondiente para la situación 1.

Finalmente, también se puede controlar el consumo de corriente por el motor, modificando el módulo del campo magnético del estator. De esta manera es posible controlar el par aplicado y como consecuencia conseguir una mayor o menor velocidad del rotor. Para conseguirlo, lo mejor es dejar el puente superior en la posición que le corresponda en función de la lectura de los Hall y conmutar los puentes inferiores para variar el nivel medio de la tensión aplicada. Es importante que la conmutación se produzca a frecuencias no audibles para el oído humano (20 kHz o mayores).

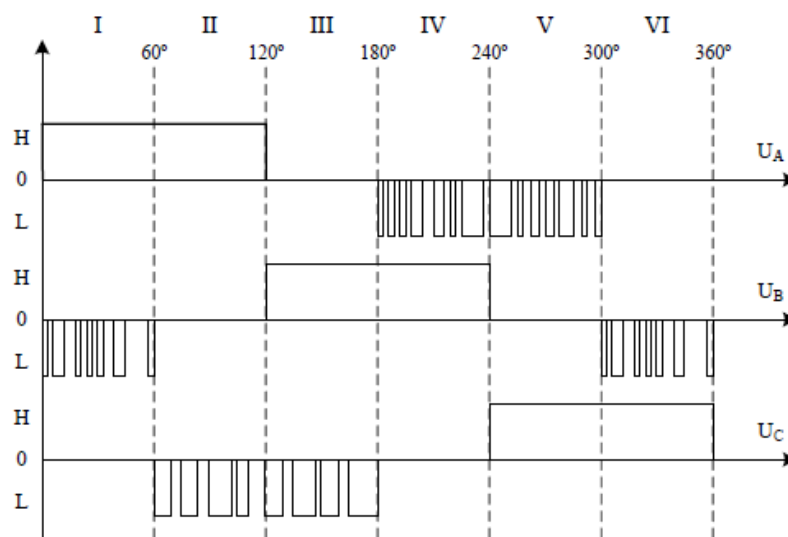


Figura 56. Ejemplo de conmutación de los transistores para variar la intensidad del campo magnético.

Cabe destacar la importancia de no permitir la conducción de los dos transistores de una misma fase (por ejemplo, Q_{AH} y Q_{AL}), puesto que, de hacerlo, se produciría un cortocircuito. No ocurriría lo mismo si dos transistores de una misma fase se encuentran abiertos al mismo tiempo ya que, en este caso, lo único que aparecería serían unas tensiones flotantes de un valor desconocido.

5.3. Principio de control

Un motor brushless DC se puede modelar como un motor convencional de corriente continua con la diferencia de que no existe un rozamiento mecánico debido a las escobillas. La fórmula de su accionamiento viene representada a continuación:

$$m_{mot} - m_{res} = J * \frac{d\omega}{dt}$$

El control completo para que el motor pueda girar viene representado por el siguiente diagrama de bloques:

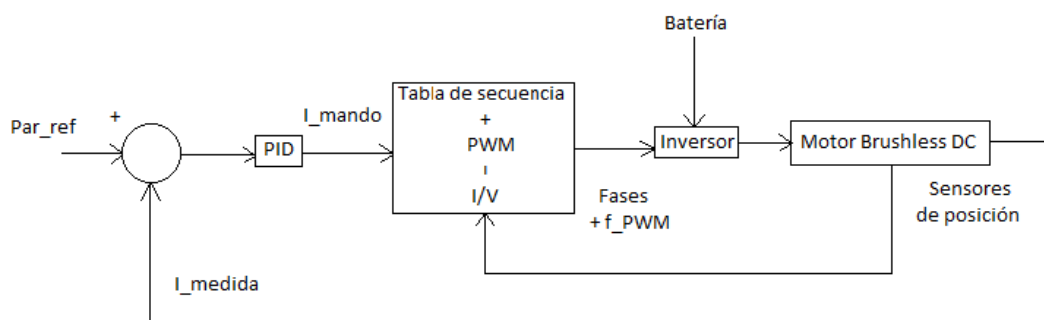


Figura 57. Diagrama de bloques del control del motor brushless.

Como se puede observar, el mando viene dado por un par de referencia (Par_{ref}) que viene determinado por un mando externo como puede ser un potenciómetro, que dará una tensión proporcional en un rango determinado (en el caso de Arduino entre 0 y 5V). Puesto que el objetivo del control es que el motor trabaje al par deseado de forma constante, esta entrada será constante también y con un valor de 5V.

Puesto que la corriente es proporcional al par en todo momento, esta señal se restará al par de referencia de entrada para obtener el error resultante. Una vez se tiene calculado el error, se tratará mediante un control PID de forma que se genere un valor de PWM que aumente o disminuya la corriente que circula por el motor de forma que se reestablezca el funcionamiento al par desee el usuario.

El PWM se generará para unas fases determinadas en función de la lectura de los sensores Hall. Una vez se conoce el valor de PWM que se quiere aplicar y las fases en las cuales se quiere generar, se envía la información en forma de señal de baja potencia a un inversor, integrado ya en el chip de potencia, el cual se encarga de reproducir lo que recibe, pero ya a niveles de electrónica de potencia; es decir, a la tensión y corriente nominales del motor. Finalmente, estas señales alimentan al motor, permitiendo así que gire.

El proceso descrito anteriormente se produce en cuestión de milisegundos y, paralelamente se está calculando en una subrutina la posición del rotor gracias a los sensores Hall. Este proceso se realiza mediante una función llamada interrupción, la cual permite asignar subrutinas prioritarias a otras dentro de un programa de control. De no hacerlo así, el microprocesador no sería capaz de trabajar a la velocidad necesaria para realizar estos dos procesos al mismo tiempo y el control no funcionaría.

Por tanto, el microprocesador tendría una rutina principal en la cual calcula el error resultante para generar un valor de PWM y otra subrutina que actúa sólo cuando cambia la salida recibida por los sensores efecto Hall; es decir, cuando se quiere actualizar la información sobre la posición del rotor.

Capítulo 6

6. Software de control del BLDC

6.1. Funciones y objetivo

El objetivo se centraba en desarrollar un programa que fuera capaz de controlar tanto la secuencia de alimentación, en función del cambio de posición del rotor, como la consigna de PWM a aplicar en función de la corriente que esté circulando por el motor. Es por esto por lo que en algún momento del programa se deberá hacer uso del comando que permite programar una subrutina dentro de la rutina principal. Puesto que el programa se compilará en Arduino, el lenguaje de programación que se utilizó fue C. El programa desarrollado se encuentra adjunto en el Documento II.

Este programa incorpora además un control PID encargado de reducir el error entre el valor de referencia de par que se desee y el valor de la corriente medida por el transductor, equivalente al par en magnitudes unitarias.

A continuación, se agrupan las funciones que el control completo deberá cumplir:

- En primer lugar, deberá leer correctamente todas las señales de entrada que requiere el control, como son los tres valores de los sensores de efecto Hall, el valor del transductor de corriente, las señales de sobrecarga o exceso de temperatura, provenientes del chip DRV8332, etc.
- En segundo lugar, deberá ser capaz de proporcionar las salidas correctas en los pines de PWM, conectados al chip de potencia, en función de las señales recibidas de los sensores Hall.
- Además, tendrá que poder proporcionar un valor de consigna de PWM en función de la lectura del transductor de corriente, por supuesto, en los pines correctos (esto depende de que el segundo punto se cumpla).
- Por otra parte, el control PID debería aportar una eliminación del error lo más rápida posible, de forma que el control sea lo más suave y preciso que se pueda.

- Por último, es de vital importancia asegurarse de que tanto las librerías como las funciones de esas librerías de Arduino que se necesitan incorporar del exterior, sean compatibles con la placa Arduino que se está utilizando. Cabe decir también que, en algunas ocasiones, estas librerías, aparentemente compatibles, están mal creadas o necesitan de algún programa externo para funcionar. Las librerías externas que se tendrían que incorporar al programa son la de PID y en ocasiones, también la de PWM.

6.2. Detalles importantes del control

Para que el control funcione correctamente se deben tener en cuenta algunas consideraciones importantes:

6.2.1. Frecuencia de conmutación del PWM

Hay que recordar que los pines de PWM de Arduino conmutan por defecto a una frecuencia de 500 Hz. Esto supone, además de que se encuentra dentro del rango de frecuencias audibles para el oído humano, una señal de PWM menos continua, dado que la señal es una onda cuadrada.

Por esta razón se considera muy recomendable aumentar la frecuencia de conmutación de los pines que se utilizarán para controlar el BLDC hasta los 20kHz. Esto se consigue utilizando la función que se muestra a continuación:

```
uint32_t pwm_freq1 = 20000;
```

Figura 58. Comando para variar la frecuencia del PWM.

6.2.2. Protecciones

Otro aspecto a tener en cuenta para que el control sea más cómodo y se sepa en todo momento en qué condiciones está trabajando el motor, son las protecciones. Estas se corresponden con los pines de FAULT y OTW, explicados en el Capítulo 3, y según la combinación que existiera entre ellos (la tabla se encuentra también adjunta en el capítulo 3) podría ser que existiera una sobrecarga o un riesgo por alta temperatura. Por la comodidad que supone el conocimiento de estos datos en todo momento merece la pena la escasa programación que supone. Esta se muestra en la Figura 59.

```
pinMode(8, INPUT); /*Entrada de la señal de sobrecarga*/
pinMode(9, INPUT); /*Entrada de la señal de sobretemperatura*/

if(digitalRead(8)==LOW) { /*Si el pin de protección de sobrecarga e
                          se encuentra en estado bajo*/
    println("Exceso de corriente");
    PWM_A=0; /*Se dando un 0 al puente superior del MOSFET*/
    PWM_B=0; /*se abren todos los transistores*/
    PWM_C=0;
} else if(digitalRead(9)==LOW) { /*Si el pin de temperatura
                                está en bajo*/
    println("Temperatura de 125°C alcanzada");
    PWM_A=0; /*Se dando un 0 al puente superior del MOSFET*/
    PWM_B=0; /*se abren todos los transistores*/
    PWM_C=0;
}
```

Figura 59. Código encargado de las protecciones del chip DRV8332.

6.2.3. Secuencia de conmutación

A pesar de que se considere algo trivial, es muy importante que la transformación de la lectura de los sensores Hall a cualquiera de los seis casos posibles (se explicó en detalle en el Capítulo 5) sea la correcta. La forma más óptima de programar esta secuencia de cálculo se muestra en la Figura 60.

```

void read_hall () {
  int suma_hall;
  hall[0] = digitalRead (HA);
  hall[1] = digitalRead (HB);
  hall[2] = digitalRead (HC);
  suma_hall = 4 * hall[0] + 2 * hall[1] + hall[2];
  if (suma_hall == 5) segment = 1;
  else if (suma_hall == 4) segment = 2;
  else if (suma_hall == 6) segment = 3;
  else if (suma_hall == 2) segment = 4;
  else if (suma_hall == 3) segment = 5;
  else if (suma_hall == 1) segment = 6;
}

```

Figura 60. Función que calcula la situación del rotor del

De esta forma, se evita tener que declarar vectores, al ser capaces de asignar un estado con un simple número entero, con la sencilla ecuación anterior.

6.3.PID de mando

Lo realmente importante de este control es el valor de las diferentes constantes que intervienen en él que, como su nombre ya indica, son la P, la I y la D, correspondientes con el control proporcional, integral y derivativo, respectivamente. El valor de estas constantes dependerá de las características de cada motor. Para este caso, los valores escogidos se muestran a continuación:

```

PID set_current(&Input, &Output, &Setpoint,2,5,1, DIRECT); /*Kp=2, Ki=5, Kd=1*/
/*Input es la entrada que se recibe. Se corresponde con el error entre referencia y mando*/
/*Output se corresponde con la salida que será el factor de servicio de PWM*/
/*Setpoint se corresponde con el valor de par tomado como referencia*/

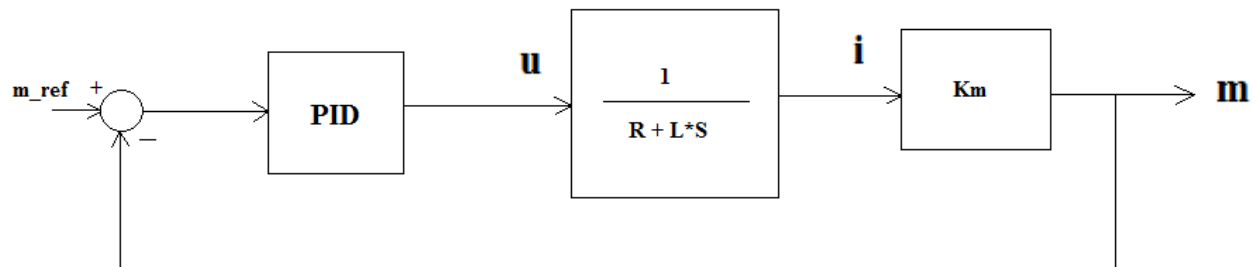
```

Figura 61. Comando para asignar los valores del control.

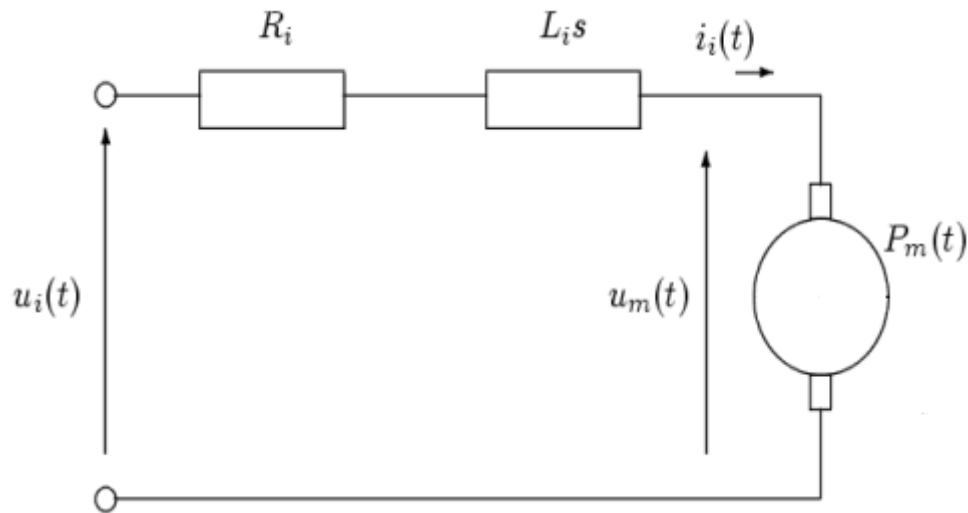
Para la obtención de estos valores se debe acudir a la *Datasheet* de cada motor concreto, puesto que dependen de sus características constructivas. Los datos utilizados se muestran a continuación:

Part Number*		BN34-25AF-    		
Winding Code**		01	02	03
L = Length	inches	2.5		
	millimeters	63.5		
Terminal Voltage	volts DC	24	50	100
Peak Torque	oz-in	310	310	310
	Nm	2.19	2.19	2.19
Continuous Stall Torque	oz-in	88	93	90
	Nm	0.62	0.66	0.64
Rated Speed	RPM	8130	7500	7280
	rad/sec	851	785	762
Rated Torque	oz-in	60	64	62
	Nm	0.4237	0.45	0.44
Rated Current	Amps	16.98	8	3.77
Rated Power	watts	361	355	334
Torque Sensitivity Nm/amp	oz-in/amp	3.78	8.5	17.48
	Nm/amp	0.027	0.06	0.123
Back EMF	volts/KRPM	2.79	6.29	12.92
	volts/rad/sec	0.027	0.06	0.123
Terminal Resistance	ohms	0.079	0.253	1.12
Terminal Inductance	mH	0.12	0.62	2.62
Motor Constant	oz-in/sq.rt.watt	13.44	16.11	16.51
	Nm/sq.rt.watt	0.11	0.11	0.12
Rotor Inertia	oz-in-sec ² x10 ⁻³	7.2	7.2	7.2
	g-cm ²	510	510	510
Weight	oz	36	37	36
	g	1020	1030	1030
# of Poles		8	8	8
Timing		120°	120°	120°
Mech. Time Constant	ms	3.87	3.58	3.75
Electrical Time Constant	ms	2.27	2.45	2.34
Thermal Resistivity	deg. C/watt	2.25	2.39	2.41
Speed/Torque Gradient	rpm/oz-in	5.3	4.3	4.3

El esquema del control, junto con la planta, se muestran en la figura siguiente:



Para diseñar la planta del motor, se ha aprovechado la equivalencia que tiene el motor *brushless* con el motor de corriente continua en su esquema eléctrico. Este se muestra a continuación:



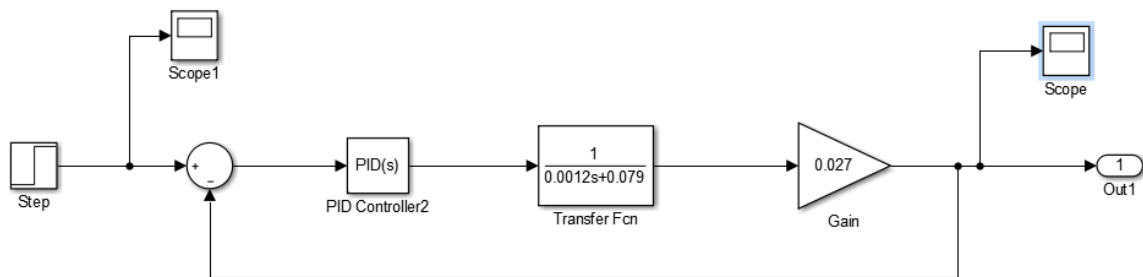
Los valores obtenidos de la *Datasheet* del motor fueron:

- $R = 0.079\Omega$.
- $L = 0.12\text{ mH}$
- $K_m = 0.027\text{ Nm/amp}$

Para obtener los valores del control PID el programa que se utilizó fue Matlab, en concreto Simulink.

Gracias a las librerías de las que dispone fue posible recrear el diagrama de bloques mostrado anteriormente y simular la respuesta del conjunto ante un escalón, de valor unitario.

El esquema realizado en Simulink se muestra en la siguiente figura:



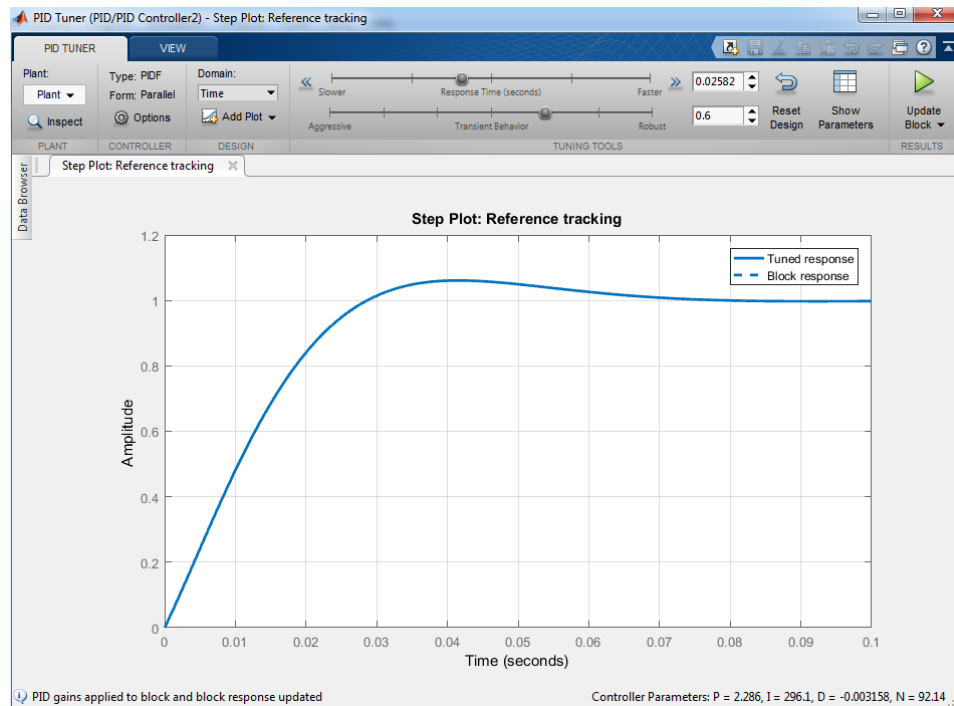
La herramienta que se utilizó, fue *PID Tuner*. Se encuentra dentro del bloque PID(s) y su función es crear un modelo lineal de la planta e identificar la entrada y la salida del sistema para comenzar a iterar los valores partiendo de un punto inicial que el usuario debe introducir.

Puesto que los valores dependen tanto de los parámetros propios del motor y de la velocidad a la que se quiere realizar el control, el punto inicial se estableció de forma aleatoria. Afortunadamente, esto no supone ningún tipo de problema para Simulink.

Para iniciar la iteración, tan solo hay que pulsar en el cuadro donde pone *Tune*, y el programa ya se encarga de hacer el esto.

En la imagen siguiente se muestra la vista que se obtiene al comenzar la iteración junto con la respuesta final obtenida tras finalizar con ella.

Como se puede observar, la señal se estabiliza a los 70ms aproximadamente. Se decidió ajustar el control a una velocidad media, de forma que se disminuyera en gran parte el sobrepaso (algo inferior al 10%). Se recuerda que este aumenta cuanto mayor es la acción derivativa, es decir, su velocidad.



Finalmente, los valores resultantes que Simulink obtuvo para el control fueron los mostrados en la figura siguiente:

Como se ha comentado en las páginas anteriores, estos valores podrían ser muy distintos si se decidiera realizar el mismo control mucho más rápido o mucho más lento.

Se recuerda brevemente cuál es la función de cada una de estas constantes:

- Kp. Correspondiente con el control proporcional. Su función es generar una señal de control proporcional al error para evitar que este siga aumentando.
- Ki. Se corresponde con el control integral y su función es restablecer el valor de consigna.
- Kd. Se corresponde con el control derivativo y su función es acelerar la influencia de la acción proporcional.

6.4. Uso de interrupciones

Las interrupciones han sido necesarias debido a la existencia de una subrutina, presente en la rutina principal, correspondiente con el cálculo de posición del rotor.

Su función dentro de cualquier programa es la interrupción de la ejecución normal del microprocesador para atender la función a la que se refiera la misma. Este concepto nació de la necesidad de atender algún acontecimiento electrónico de gran rapidez, que no admite retrasos.

De forma más coloquial, una interrupción es equivalente a estar viendo una película y que alguien llame al timbre de casa (evento externo que se debe atender). Entonces nosotros paramos la película y vamos a ver quién es. Cuando el evento externo ha pasado volvemos a poner la película y todo continua por donde lo dejamos.

Existen tres acontecimientos diferentes que pueden disparar la actuación de las interrupciones:

- Alguna llamada por *software*.
- Algún evento programado (también conocido como *Timer*).
- Eventos *hardware* definidos previamente.

Esta última es la que se utiliza en el presente proyecto ya que son las señales de los sensores efecto Hall las que dispararán el uso de las interrupciones.

Para llevar a cabo una interrupción se necesitan conocer tres variables:

- Un pin de Arduino al que aplicarle la interrupción.
- Una condición de disparo a partir de la cual debe ejecutarse la interrupción.
- La función que se ejecutará cuando entre en escena la interrupción.

A continuación, se muestra una tabla con las distintas interrupciones de las que disponen algunas placas Arduino, entre ellas, la Due y la Mega:

MODELO ARDUINO	INT 0	INT 1	INT 2	INT 3	INT 4	INT 5
UNO	Pin 2	Pin 3				
MEGA	2	3	21	20	19	18
DUE	Todos los pines del DUE pueden usarse para interrupciones.					
Leonardo	3	2	0	1	7	

Figura 62. Tabla de los pines con posibilidad de interrupciones según las distintas placas de Arduino.

Por otra parte, existen cinco condiciones de disparo que pueden hacer entrar en ejecución una determinada interrupción. Estas se muestran a continuación:

- LOW. Este comando significa que la interrupción se ejecutara cuando el pin correspondiente se encuentra en estado bajo.
- CHANGE. La interrupción se ejecuta cuando el pin al que va referida la interrupción cambie de estado (HIGH-LOW o LOW-HIGH).
- RISING. Se ejecuta la interrupción cuando el pin correspondiente detecta un flanco de subida (pasa de LOW a HIGH).
- FALLING. Se ejecuta cuando el flanco es de bajada (cuando pasa de HIGH a LOW).
- HIGH. Esta condición es propia de la placa Arduino Due y la interrupción se ejecuta cuando el pin correspondiente se encuentra en estado alto (HIGH).

Dado que la placa con la que se realizaron los ensayos fue la Due, esta última condición es la que se programó como disparo. El comando que se utilizó se muestra en la siguiente imagen:

```
attachInterrupt(pin, function, mode);  
attachInterrupt(10, read_hall, HIGH);/* Recalcula las fases a alimentar*/  
attachInterrupt(11, read_hall, HIGH);/* cuando el sensor Hall A, B y C pasan*/  
attachInterrupt(12, read_hall, HIGH);/* a estado alto*/
```

Figura 63. Comando para asignar las interrupciones.

Capítulo 7

7. Ensayos y resultados

7.1. Condiciones de los ensayos

Todas las pruebas realizadas se hicieron en el laboratorio de máquinas eléctricas. Puesto que era necesario alimentar el motor a su tensión nominal, se utilizó también una batería, con dos alimentaciones independientes (12V y 24V), cuya conexión en serie permitía alimentar el motor a la tensión deseada (36V). Además, se utilizó una resistencia de 225Ω , a modo de carga, para evitar que el motor se embalase.

Para realizar las medidas que tenían mayor interés, se utilizaron el polímetro digital y el osciloscopio.

7.2. Ensayos y pruebas

A pesar de que no se consiguió alimentar el motor a través del chip DRV8332, fueron muchos los ensayos y medidas que se realizaron para tratar de averiguar los motivos de estos resultados.

7.2.1. Lectura de los sensores de efecto Hall

El primer ensayo que se realizó con éxito fue la lectura de los sensores de efecto Hall. Evidentemente, este es también el primer requisito para conseguir alimentar el motor de manera correcta. La razón es que esta es la manera que se tiene de conocer la posición del rotor para alimentar las fases correctas del estator.

Las pruebas que se realizaron para comprobar que este evento se producía de manera correcta fue una sencilla programación que consistía en imprimir por pantalla, en tiempo real, los valores (1 ó 0) que estaban dando los pines correspondientes a estos sensores, de la placa de potencia. El comando de Arduino que se utilizó para esto se muestra a continuación.

```
Serial.println("Lecturas Hall");

Serial.print("HA value = ");
Serial.println(digitalRead(HA));

Serial.print("HB value = ");
Serial.println(digitalRead(HB));

Serial.print("HC value = ");
Serial.println(digitalRead(HC));

delay(2500);
```

Figura 64. Código para leer los sensores Hall.

Como se ha dicho anteriormente, esta prueba tuvo éxito puesto que los valores de los sensores cambiaban en función de las distintas posiciones del rotor, que se movía manualmente.

Estos buenos resultados también consolidaban el correcto funcionamiento del regulador de tensión de 5V instalado en la placa de potencia. La razón es que, la alimentación de los sensores Hall, se realiza desde un pin conectado a este regulador, el cual también alimenta al transductor de corriente y al *Shield* de Arduino.

7.2.2. Alimentación de la placa de potencia

También se comprobó que la entrada de alimentación instalada en la placa de potencia estaba recibiendo la tensión adecuada, puesto que este era otro posible motivo por el cual fallaba el conjunto.

Su tensión se midió con un polímetro digital de 20.000 cuentas en su alcance de 200V y, efectivamente, era la correcta. El polímetro marcó una diferencia de potencial de 36,4V, lo mismo que la fuente de tensión.

Por tanto, no es aquí donde se encuentra el problema.

7.2.3. Alimentación del controlador DRV8332

Como ya se vio en el Capítulo 3, este chip tiene varias alimentaciones distintas y además a tensiones distintas.

Por un lado, se comprobó que los pines PVDD_X, encargados de dar tensión al MOSFET, recibían el potencial correcto. En efecto, los pines 21, 29 y 34 tenían una tensión de 36,4V, igual que la batería y la entrada de potencia. Este hecho descartaba que el problema estuviera ahí y, además, afirmaba el correcto funcionamiento de los condensadores electrolíticos, encargados de mantener la tensión constante a lo largo de todo el circuito.

Los siguientes cuatro pines que se comprobaron fueron los GVDD_X repitiéndose GVDD_C. Estos se corresponden con los números 1, 18, 19 y 36 y funcionan como pines de alimentación del propio chip y la tensión a la que hay que alimentar son 12V. Esto se consigue a través del otro regulador instalado en la placa (además del de 5V) y que se encarga, únicamente, de la alimentación de estos pines (al contrario que el otro).

7.2.4. Alimentación del BLDC

Otro de los ensayos que se llevó a cabo fue la medición de la tensión que estaban recibiendo las distintas fases del motor.

Gracias a esto se pudo comprobar que uno de los motivos por los que el motor no arrancaba era que estas tensiones no se correspondían con la tensión nominal del motor, ya conocida, de 36V. El voltaje que se midió fue de 7,4V, muy inferior al

requerido. Una observación curiosa fue que estas tres tensiones eran iguales, lo cual podría significar que las salidas de estas fases estuvieran en cortocircuito por algún tipo de fallo de fabricación. Sin embargo, lo más probable es que estos voltajes no se correspondan con ningún tipo de tensión esperada y sea un residuo debido a la apertura completa de los transistores del chip. Esto significa que, debido a alguna de las protecciones de este componente de la placa, se encuentra con los dos transistores de cada fase abiertos, comportándose como una resistencia de valor infinito y dejando así una tensión flotante de un valor aleatorio.

7.2.5. Señales de alimentación del MOSFET

La otra tarea crucial que se debe realizar correctamente es la correcta señalización de los transistores que deben abrirse y cerrarse para completar la secuencia de alimentación de las distintas fases del motor.

Puesto que la placa se diseñó para ser compatible con Arduino Mega, cuya tensión de salida es de 5V, estas señales pasan además por un divisor de tensión que adecua los voltajes al rango que el chip de potencia puede soportar.

Los ensayos realizados tuvieron éxito en la secuencia de alimentación, a la entrada del divisor de tensión; es decir, los pines correspondientes de Arduino daban la secuencia de alimentación correcta. Ya en medio del divisor de tensión, en el punto al cual están conectados los pines del chip de potencia encargados de conmutar los transistores, también se obtuvo el voltaje adecuado (3,24V); excepto en el pin 4 (cuyo divisor se soldó igual que los demás y a simple vista parece idéntico), cuya tensión medida fue de 1,46V, y sin ninguna explicación aparente que se pueda dar a este fenómeno.

También se midió la tensión que llegaba justo en el punto de soldadura entre el chip y la placa, puesto que estos puntos son especialmente delicados debido a la dificultad y al acabado del proceso. Debido principalmente a este acabado fue especialmente complicado conseguir medir adecuadamente en estos puntos y existen algunas dudas sobre si se ha conseguido realizar bien este ensayo debido a los resultados. Según se

comprobó, la tensión del punto medio del divisor (tanto las buenas como la mala), llegaba sin ningún problema al punto de la placa donde debía ir perfectamente soldado el chip de potencia. Sin embargo, en la propia patilla del componente no se consiguieron medir dichas tensiones. De hecho, las patillas con tensión daban voltajes de 0,6V y 0,4V (tensiones para nada esperadas ni de fácil explicación).

Finalmente, y a pesar de no obtener los resultados deseados, fue con este último ensayo con el que se cerraron las pruebas de la placa de potencia y el BLDC.

Capítulo 8

8. Observaciones y sugerencias

El objetivo de este capítulo es aportar algunas ideas que puedan servir como alternativas a la hora de la obtención de resultados y de esta manera flexibilizar el proyecto, con la ventaja que ello supone.

8.1. Programas de simulación

Durante las últimas décadas, los programas de simulación han permitido el ahorro de un número incontable de horas a las empresas, además de minimizar al máximo el riesgo de invertir miles de millones de euros en proyectos de enorme complejidad (se puede citar como ejemplo cualquier misión espacial llevada a cabo por la NASA).

Existen multitud de programas diseñados para la simulación, aunque uno de los más extendidos y accesibles a nivel universitario es Matlab.

8.1.1. Simulación con Matlab

Matlab es un programa con multitud de posibilidades. La más interesante a la hora de realizar simulaciones en tiempo real es su aplicación de Simulink, la cual permite generar diagramas de bloques, introducir señales, etcétera, de manera que se pueda simular de la forma más precisa posible cualquier proceso de ingeniería que tenga que probar el usuario. Otra ventaja que tiene trabajar con simulaciones, es que se evita la realización de cualquier tipo de código. La razón reside en el hecho de que estos programas hacen una transformación del diagrama de bloques al código máquina del microprocesador con el que se esté trabajando y lo cargan directamente de forma que éste lo pueda entender y ejecutar. Se hace utilizando, en este caso, el generador de código C.

La pega que tiene Simulink (al igual que ocurre en la mayoría de programas), es que contiene librerías mucho más extensas para algunos procesos que para otros.

Esto ocurre en el caso de Arduino (en este caso concreto Due y Mega), cuyas librerías y, sobretodo, las opciones que se pueden modificar dentro de ellas, son mucho más limitadas que en el caso de utilizar otros microprocesadores.

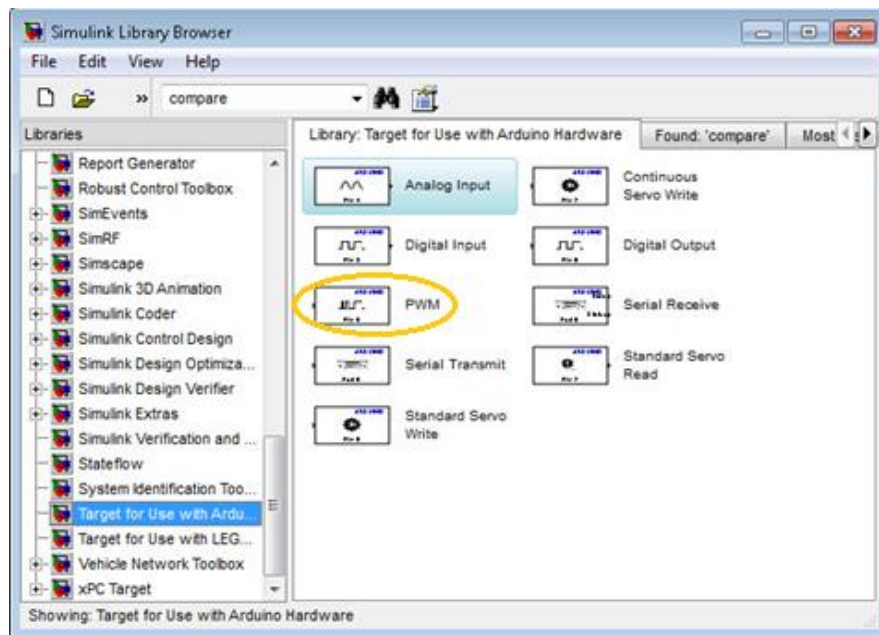


Figura 65. Librerías de Simulink para Arduino.

En la Figura 65 se muestran las librerías disponibles en Simulink para simular con Arduino. Resaltada en color ocre, se encuentra la librería correspondiente al factor de servicio de PWM. Este bloque permite seleccionar el pin en el que se quiere dar la salida de PWM, pero, como ejemplo de limitación que nos produce, se encuentra la frecuencia de conmutación de PWM, establecida por defecto, e invariable, a 500Hz.

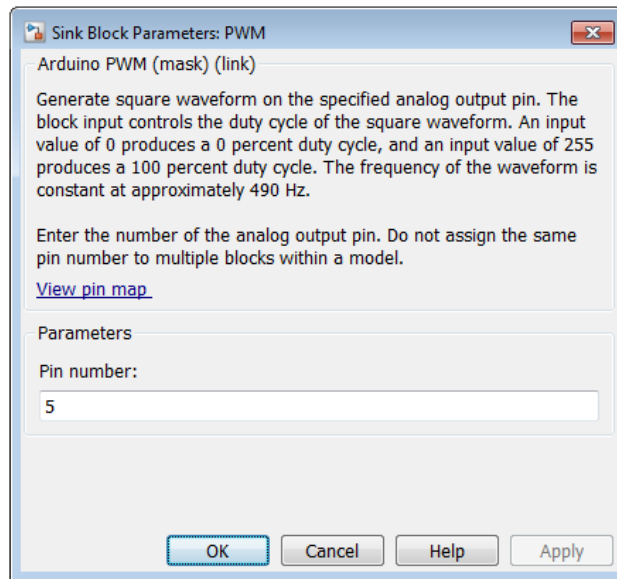


Figura 66. Máscara de Simulink para el PWM.

Se recuerda que, para que la señal fuera lo más constante posible y que la frecuencia se encontrara fuera del rango auditivo del ser humano, se había establecido que la frecuencia de conmutación óptima era 20 kHz.

El uso de otros microprocesadores, ya sea por utilizar otras placas de desarrollo, o por añadir un microprocesador propio al diseño en Eagle, facilitaría la simulación en Simulink, suponiendo esto las ventajas ya mencionadas.

8.2. Beaglebone Black

Esta es una de las placas, pertenecientes a los modelos de Beagleboard, fabricadas por la empresa *Texas Instruments*. El microprocesador que utiliza es un AM3358, cuyas velocidades de procesamiento se pueden configurar a frecuencias de 600MHz, 800MHz y 1000MHz. Esto hace que, en términos de velocidad de trabajo, este microprocesador supere con creces a cualquiera de los que están presentes en las distintas placas de Arduino, cuya placa más potente trabaja a una frecuencia de 84MHz (Arduino Due). Además, es importante decir que el precio de venta de esta placa es muy similar a la Arduino Due.

A continuación, se muestra una imagen de la placa Beaglebone Black.

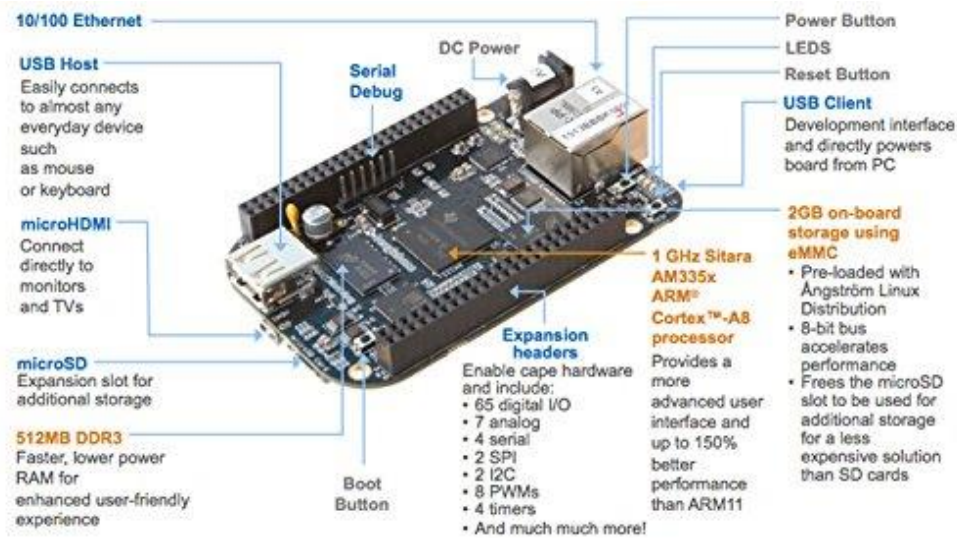


Figura 67. Beaglebone Black.

La ventaja que supondría utilizar esta otra placa es, principalmente, el poder utilizar Simulink, de una manera mucho menos limitada. A continuación, se muestra la máscara que aparece al entrar en el bloque de generación de PWM para esta placa.

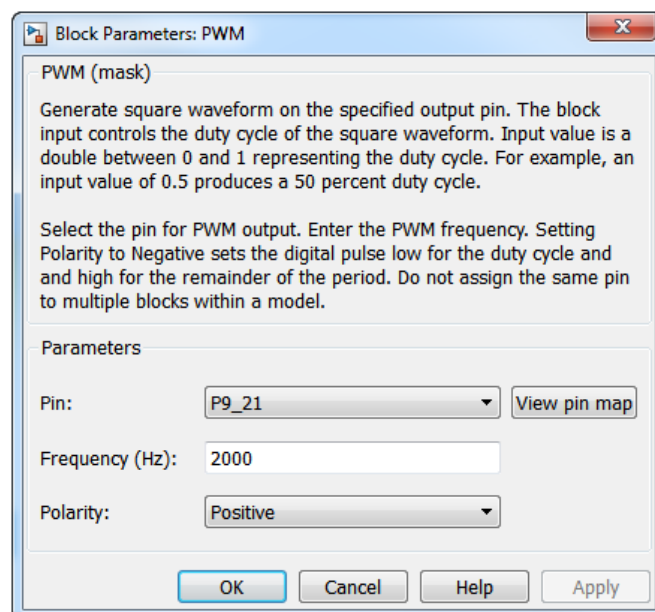


Figura 68. Máscara de PWM para Beaglebone Black.

Como se puede observar, en este bloque se pueden modificar tres parámetros:

- Pin al que va referido. Seleccionando la casilla de *View pin map* el usuario puede elegir en qué pin quiere la señal (esto es equivalente al bloque de Arduino).
- Frecuencia. Aunque por defecto viene asignado un valor de 3kHz, se puede ajustar, por ejemplo, a 20kHz.
- Polaridad. Se refiere al valor del pulso que se va a dar, ya sea positivo o negativo.

Además, al igual que ocurre con la placa de Arduino utilizada, también se dispone de multitud de pines preparados para mandar una señal PWM. Es por esto que, en cuanto a disponibilidad de pines para generar dichas señales, la utilización de Arduino no supone ningún tipo de ventaja añadida.

Como valor añadido, cabe decir que esta placa dispone de un total de cinco tipos diferentes de conexión, lo cual facilita su uso en el caso de no disponer de algún cable conector determinado.

8.3. Implantación del AM3358

Como contrapartida a utilizar una placa ya montada con su microprocesador, se podría instalar un microprocesador propio.

Se sabe del apartado anterior, que este es el microprocesador que utiliza la Beaglebone Black, aunque se podría utilizar cualquier otro de la misma familia AM335x, cuyos precios (en torno a los 6€) y velocidades de procesamiento son muy similares. De esta forma, la disponibilidad de bloques en Simulink sigue siendo la misma que en el caso anterior, mejor que para Arduino.

A continuación, se muestran algunos de los microprocesadores de la familia AM335x, con sus respectivas frecuencias de procesamiento.

	AM3359	AM3351	AM3352
ARM CPU	1 ARM Cortex-A8	1 ARM Cortex-A8	1 ARM Cortex-A8
ARM MHz (Max.)	800	300 600	300 600 800 1000

Figura 69. Tabla de características de frecuencia para los microchips AM335x.

En función de las necesidades que requiera el control, se valorará el uso de uno u otro.

Capítulo 9

9. Conclusiones del proyecto

Aunque el objetivo final que se perseguía no pudo ser conseguido, han sido muchos los avances que se han logrado de cara a los próximos intentos que sin duda se llevarán a cabo para continuar el proyecto.

A continuación, se presentan los logros y problemas más relevantes que se han ido obteniendo durante los meses de trabajo que se han dedicado al mismo.

9.1. Reconocimiento de los sensores Hall

Tal y como se pudo comprobar en los ensayos, el conjunto placa de potencia más Arduino es capaz de detectar correctamente la lectura de estos sensores encargados de informar sobre la posición del rotor e indispensables para el control del giro del motor. Por tanto, se puede decir que esta parte del control del BLDC no requiere de ningún tipo de ajuste adicional y tampoco es el motivo por el cual el motor no gira adecuadamente.

9.2. Alimentación correcta de la placa de potencia y sus componentes

También se puede afirmar que la alimentación que reciben todos los componentes de la placa de potencia es la adecuada. Gracias a esto se puede confirmar que, tanto la entrada de potencia (donde se conecta la batería) como sendos reguladores de 5V y 12V cumplen con su función. Además, se puede corroborar que los condensadores electrolíticos también están correctamente dimensionados dado que la tensión se mantiene constante a 36V desde la entrada de la placa a la entrada de los pines del chip de potencia correspondientes a cada una de las tres fases del motor.

9.3. Problemas en la recepción de las señales de conmutación a la entrada del DRV8332.

Aunque sí se consiguió que la placa recibiera las señales de conmutación correctas, en función de la lectura de los sensores Hall, no se pudo conseguir que estas llegaran correctamente a los pines correspondientes del chip de potencia. Existen dos motivos por los cuales se sufrió este problema.

9.3.1. Problema con el divisor de tensión

Como se vio en el Capítulo 7, uno de los seis divisores de tensión de los que se compone la placa diseñada (el que se encarga de controlar la señal RESET_B), no repartía ésta de manera adecuada, quedando la misma por debajo del nivel mínimo de voltaje exigido por el chip (2,2V). Esto se traduce en una incorrecta señalización de la secuencia de conmutación, al quedar uno de los pines inutilizado.

Se sospecha que el motivo de este fallo puede estar en la soldadura de la resistencia concreta de ese divisor (dado que el valor es el mismo que todas las demás) ya que, aunque se desconocía que esto pudiera ocurrir, se encuentra soldada en la misma dirección, pero en sentido opuesto, que las otras cinco resistencias.

Puesto que las resistencias están soldadas no se ha podido comprobar con otro divisor, pero esta es la única diferencia visible que se aprecia y los resultados fueron los descritos con anterioridad.

9.3.2. Problema con la soldadura del DRV8332

Debido a lo juntos que se encuentran los dieciocho pines que el chip de potencia tiene por cada lado, y dados también los medios de fabricación de los que se dispusieron, la soldadura del DRV8332 a la placa resultó bastante complicada. Se tuvieron problemas con la soldadura SMD ya que los chips que se soldaron finalmente se movieron (se han fabricado tres placas a lo largo de todo el proyecto), obligando a ser desoldados y

vueltos a ser soldados a mano. Esto provocó que el acabado final no fuera tan fino como el que puede hacer una máquina automatizada y realmente se ve a simple vista que hay varios pines que posiblemente estén tocando dos pistas (la que le corresponde y la de su lado). Soldar este componente a mano puede provocar que esto ocurra con facilidad dado que la separación que existe entre cada uno de los pines es de tan sólo 2,4mm.

9.4. Condensadores SMD de desacoplamiento

Estos condensadores de montaje superficial son los encargados de aislar el circuito de potencia del exterior, de manera que los ruidos no interfieran en las señales de salida de potencia, a las fases A, B y C del motor, que tiene que controlar el chip.

Puesto que no se logró alcanzar con éxito este objetivo final, no se ha podido comprobar la eficacia de estos condensadores, y por tanto no se puede garantizar que estén correctamente dimensionados.

9.5. Transductor de corriente

Puesto que no se logró que la corriente circulase por el circuito, tampoco se pudo comprobar si el transductor de corriente funcionaba de la forma que se esperaba.

El único problema que podría tener (dado que la alimentación se comprobó que era correcta), es que la corriente nominal del mismo estuviera mal definida. Su corriente nominal se define según se conecten los pines de entrada y salida de corriente. Teniendo en cuenta que esta unión se hizo a través de impresión en la propia placa, se considera que este posible fallo es de baja probabilidad.

9.6. Dificultad para simular con Simulink

Como ya se vio en el capítulo anterior, la escasa flexibilidad de los bloques de Simulink desarrollados para Arduino hacen imposible la realización de una simulación real del proceso, debido a la frecuencia de conmutación fija que tiene por defecto.

Dado que la simulación ha permitido el ahorro de innumerables líneas de código, según se ha ido extendiendo su uso, se considera que sería muy interesante el tener en cuenta esta posibilidad para futuros proyectos con el fin de agilizar los ensayos y por tanto obtener mejores resultados.

9.7. Conclusión general

Finalmente se considera que, aunque no se haya conseguido hacer girar el motor, los avances realizados en el funcionamiento de la placa sí han sido de importancia.

Por un lado, el requisito de lectura y reconocimiento de la posición del rotor, correspondiente con la primera parte del control, sí se ha cumplido, permitiendo así descartar esta parte del proyecto como posible causante del problema.

Además, se sabe que tanto el chip de potencia, el transductor y la placa de Arduino, reciben la tensión correcta, gracias al buen funcionamiento de los reguladores, y por tanto también se puede descartar que el funcionamiento haya sido provocado por alguno de estos dispositivos.

Se han detectado dos problemas claros de fabricación en la placa de potencia, los cuales muy probablemente, estén afectando al buen funcionamiento del chip de potencia. Uno de ellos estaba en el divisor de tensión y el otro, en la soldadura del chip a la placa. Aunque se desconoce la causa del fallo en el divisor de tensión, se sospecha que puede tener relación con la orientación de la resistencia soldada. En el caso del chip de potencia, gran parte del problema ha estado en los medios de fabricación a los que se ha tenido acceso.

Capítulo 10

10. Estudio económico

En este capítulo, se expone el estudio económico que se ha realizado sobre la fabricación de la placa de potencia. El estudio, se ha centrado en los costes de fabricación para una única placa y para más de mil unidades, asemejándose así a los costes que tendría su producción en cantidades industriales.

10.1. Coste del circuito integrado

Tal y como se explicó en el capítulo 2, el circuito integrado se hizo a través de la empresa Eurocircuits.

Dado que el proceso de fabricación se asemeja a los procesos industriales, el coste de la placa, va disminuyendo a medida que el pedido aumenta. Además, si se quiere tener la placa en un plazo menor a siete días laborables, el precio aumenta de forma inversamente proporcional al número de días en los que se requiere nuestro pedido. Como curiosidad, el plazo mínimo para esta empresa son dos días laborales.

A continuación, se muestran los precios para una y para mil unidades (plazo de 7 días laborales).

Summary	
Service	PCB proto
Estimated shipment date	16-08-2016
Quantity	1 PCB
Board surface / Order surface	0.54 dm ² / 0.54 dm ²
Prices	Gross*
Single PCB	€ 50.90
Total boards	€ 50.90
Top stencil	€ 44.30
Express transport	€ 4.45
Total	€ 99.66
* The gross prices include 21.00% VAT.	

Figura 70. Coste de fabricación de una PCB con plazo de 7 días.

Summary	
Service	STANDARD pool
Estimated shipment date	16-08-2016
Quantity	1000 PCBs
Board surface / Order surface	0.54 dm ² / 541.93 dm ²
Prices	Gross*
Single PCB	€ 2.24
Total boards	€ 2238.50
Top stencil	€ 44.30
Express transport	€ 34.29
Total	€ 2317.09
* The gross prices include 21.00% VAT.	

Figura 71. Coste de fabricación de 1000 PCBs con plazo de 7 días.

Se ha considerado facilitar también el coste de fabricación de mil unidades, con la diferencia de que el plazo especificado es de cinco días laborales.

Summary	
Service	STANDARD pool
Estimated shipment date	11-08-2016
Quantity	1000 PCBs
Board surface / Order surface	0.54 dm ² / 541.93 dm ²
Prices	Gross*
Single PCB	€ 2.59
Total boards	€ 2589.40
Top stencil	€ 44.30
Express transport	€ 34.29
Total	€ 2667.99
* The gross prices include 21.00% VAT.	

Figura 72. Coste de fabricación de 1000 PCBs con plazo de 5 días.

Tal y como cabía esperar, el precio ha aumentado al limitar el plazo original en dos días menos. El precio se incrementaría un 15 % al reducir en dos días el plazo del pedido

10.2. Coste de los componentes

Como cabía esperar, el coste total de fabricación depende, por un lado, del coste de los componentes y, por otro, del coste de fabricación del circuito integrado. En este apartado se ha centrado la atención en calcular el precio que tendría fabricar una única placa y por otra parte cuánto costaría fabricar más de mil placas.

En la tabla siguiente se puede ver en detalle el desglose llevado a cabo para cada uno de los componentes, el número de ellos que se utiliza para fabricar una placa y por último su precio para la fabricación de una o más de mil unidades de la placa.

Componente	Unid. por placa	Coste unidad [€]	Coste +1000 unid. [€]
Borne de potencia 24A-320V-3 vías	1	1,738	1,358
Borne de potencia 24A-320V-2 vías	1	1,496	1,178
Texas Instruments DRV8332	1	10,11	9,2
Regulador conmutación 9 ent-72Vin-5Vout-0.5A-2.5W	1	13,27	11,17
Regulador conmutación 17 ent-72Vin-12Vout-0.5A-6W	1	14,04	11,82
Transductor corriente-15A-Imax 48A	1	17,89	16,78
Resistencia SMD-1206-19K Ω -0.66W-1%	1	0,068	0,056
Resistencia SMD-1206-10K Ω -0.25W-5%	1	0,02	0,017
Resistencia SMD-1206-1 Ω -0.25W-1%	1	0,045	0,043
Condensador SMD, 10nF, 50V, 1206, 10%	1	0,048	0,034
Condensador SMD-1206-470nF-16V-10%	1	0,104	0,088
Condensador SMD-1206-1 μ F-25V-10%	4	0,276	0,176
Condensador electrolítico-470 μ F-50V-20%	2	1,26	0,908
Condensador SMD-1206-22 μ F-25V-10%	1	0,649	0,4

Condensador SMD-1206-100nF-50V-10%	10	0,72	0,66
Resistencia SMD-1206-6.8K Ω -0.25W-1%	6	0,252	0,198
Resistencia SMD-1206-3.3K Ω -0.25W-1%	6	0,564	0,444
Resistencia SMD-3,3 Ω - $\pm$ 1%-0,5W-1206	1	0,142	0,135
Coste total		62,692[€]	54,665[€]

10.3. Costes totales de fabricación

Una vez conocidos los costes individuales de cada una de las partes, el cálculo del precio total de fabricación es sencillo. Se trata tan sólo de sumar los costes de una de las partes, al otro.

La siguiente tabla adjunta muestra, de forma resumida, los costes totales de fabricación:

Unidades fabricadas	Coste componentes [€]	Coste placa [€]	Coste total [€]
1	62,692	50,9	113,592
1000	54.665	2.238,5	56.903,5

Para calcular los costes totales, no se ha tenido en cuenta el coste del *top Stencil*, puesto que esta plantilla se pide tan sólo una vez y sirve para hacer todas las placas que se quiera.

El coste de esta plantilla es de 44,30€, tal y como se puede ver en las imágenes adjuntas en el apartado de costes del circuito integrado.

10.4. Costes del conjunto completo

Ahora que ya se sabe cuánto cuesta la fabricación de una y mil placas, de manera diferenciada y en conjunto, tan sólo queda añadir el coste total del conjunto formado

por la placa de potencia y las placas de desarrollo Arduino Due y Arduino Mega. Esto se realiza con la idea de hacer una estimación de cuánto costaría hacer del proyecto un producto comercial.

10.4.1. Conjunto con Arduino Due

En la tabla siguiente se pueden ver resumidos los diferentes costes si se decidiera comercializar en conjunto con la versión Due de Arduino.

Conjunto	Coste unidad [€]	Coste 1000 unidades [€]
PCB + Arduino Due	150,16	93.473,5

10.4.2. Conjunto con Arduino Mega

En la tabla siguiente se pueden ver resumidos los diferentes costes si se decidiera comercializar en conjunto con la versión Mega2560 de Arduino.

Conjunto	Coste unidad [€]	Coste 1000 unidades [€]
PCB + Arduino Mega2560	132,54	75.853,5

Bibliografía

- [1.ARDU16] ARDUINO, *Getting starting with Arduino Due*.
<https://www.arduino.cc/en/Guide/ArduinoDue>
- [2.ARDU16] ARDUINO, *Arduino Mega 2560*.
<https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardMega2560>
- [3.RS16] RS, *Elección de componentes electrónicos*.
<http://es.rs-online.com/web>
- [4.ARDU16] ARDUINO, *Arduino PWM*.
<https://www.arduino.cc/en/Tutorial/PWM>
- [5.EAGL16] EAGLE, *Eagle PCB design*.
<https://cadsoft.io/>
- [6.EURO16] EURO CIRCUITS.
<http://www.eurocircuits.com/>
- [7.ARDU16] ARDUINO, *Arduino Interrupts*.
<https://www.arduino.cc/en/Reference/Interrupts>
- [8.TEXA10] TEXAS INSTRUMENTS, *Three phase PWM motor driver, 2010*.
- [9.JAIM10] Boal Martín-Larrauri, Jaime. *Desarrollo de un robot 4x4 para la navegación por terrenos agrestes*.
- [10.LUIS14] Contreras Martinez-Brocal, Luis. *Controlador de Motor Brushless DC para Arduino*.

DOCUMENTO II

CÓDIGO FUENTE


```

/* Alberto Gómez Postigo
*
* BLDC control
*
* Arduino Due&Mega
*
*/

#include "pwmc1.h" //PWM Library
#include <PID_v1.h> //PID Library

//Hall Sensors
#define HA 10
#define HB 11
#define HC 12

//PWM and Reset Pins
#define PWMA 7
#define RESET_A 6
#define PWMB 5
#define RESET_B 2
#define PWMC 4
#define RESET_C 3

//Transductor: Pin A2
//Potentiometer: Pin A10

//Setpoint: PID initialization
//Input: input measure (current)
//Output: output data
double Setpoint, Input, Output;
//Kp=2, Ki=5, Kd=1
PID set_current(&Input, &Output, &Setpoint,2,5,1, DIRECT);

int segment = 0;
int pwm = 1023;
int hall[3] = {0,0,0};

void setup() {

pinMode (HA, INPUT); //Hall A
pinMode (HB, INPUT); //Hall B

```

```

pinMode (HC, INPUT); //Hall C
pinMode (A2, INPUT); //Transducer
pinMode (A10, INPUT); //Potentiometer
pinMode (PWMA, OUTPUT);
pinMode (RESET_A, OUTPUT);
pinMode (PWMB, OUTPUT);
pinMode (RESET_B, OUTPUT);
pinMode (PWMC, OUTPUT);
pinMode (RESET_C, OUTPUT);
pinMode (A2, INPUT);

//Reset activates by low flank, so by default they start in high flank
digitalWrite(RESET_A,HIGH);
digitalWrite(RESET_B,HIGH);
digitalWrite(RESET_C,HIGH);

//Interruptions by flank change
attachInterrupt(HA,calculate_hall, CHANGE);
attachInterrupt(HB,calculate_hall, CHANGE);
attachInterrupt(HC,calculate_hall, CHANGE);

//PWM frequency configuration
uint32_t pwm = 0; //PWM variable
uint32_t pwm_freq = 20000; //Set PWM frequency
pwm_set_resolution(10); //Set PWM resolution (2^10 values)
pwm_setup( PWMA, pwm_freq, 1); //PWMA freq set to "pwm_freq"
pwm_setup( PWMB, pwm_freq, 1); //PWMB freq set to "pwm_freq"
pwm_setup( PWMC, pwm_freq, 1); //PWMC freq set to "pwm_freq"

Input = analogRead(A2); //Input current from transducer
Setpoint = analogRead(A10); //Load setpoint from potentiometer
myPID.SetMode(AUTOMATIC); //PID control set

}

void loop() {

    Input = analogRead(A2);
    Setpoint = 0.947 * analogRead(A10); //0.947 for Arduino Due
    myPID.Compute();
    pwm = Output; //PWM output value between 0 and 1023

```

```

//In loop only PWM values are updated
//Reset values and PWM are changed whenever a Hall sensor changes its value
switch(segment) {
  case 1:
    pwm_write_duty(PWMA, pwm);
    pwm_write_duty(PWMB, 1023-pwm);
    break;
  case 2:
    pwm_write_duty(PWMA, pwm);
    pwm_write_duty(PWMC, 1023-pwm);
    break;
  case 3:
    pwm_write_duty(PWMB, pwm);
    pwm_write_duty(PWMC, 1023-pwm);
    break;
  case 4:
    pwm_write_duty(PWMA, 1023-pwm);
    pwm_write_duty(PWMB, pwm);
    break;
  case 5:
    pwm_write_duty(PWMA, 1023-pwm);
    pwm_write_duty(PWMC, pwm);
    break;
  case 6:
    pwm_write_duty(PWMB, 1023-pwm);
    pwm_write_duty(PWMC, pwm);
    break;
}

}

}

//Function to determine the segment and generate the output signals
void calculatate_hall (){
  int sum_hall;
  hall[0] = digitalRead (HA);
  hall[1] = digitalRead (HB);
  hall[2] = digitalRead (HC);
  sum_hall = 4 * hall[0] + 2 * hall[1] + hall[2];

```

```

if (sum_hall == 5) segment = 1;
else if (sum_hall == 4) segment = 2;
else if (sum_hall == 6) segment = 3;
else if (sum_hall == 2) segment = 4;
else if (sum_hall == 3) segment = 5;
else if (sum_hall == 1) segment = 6;

//Datasheet determines the value of each PWM depending on the segment
//In this case, one PWM is set to a porcentaje, another to the opposite value and the third one to zero
//This PWM values may change for different BLDC's

switch(segment) {
    case 1:
        pwm_write_duty(PWMA, pwm);
        pwm_write_duty(PWMB, 1023-pwm);
        pwm_write_duty(PWMC, 0);
        digitalWrite(RESET_A,HIGH);
        digitalWrite(RESET_B,HIGH);
        digitalWrite(RESET_C,LOW);
        break;
    case 2:
        pwm_write_duty(PWMA, pwm);
        pwm_write_duty(PWMB, 0);
        pwm_write_duty(PWMC, 1023-pwm);
        digitalWrite(RESET_A,HIGH);
        digitalWrite(RESET_B,LOW);
        digitalWrite(RESET_C,HIGH);
        break;
    case 3:
        pwm_write_duty(PWMA, 0);
        pwm_write_duty(PWMB, pwm);
        pwm_write_duty(PWMC, 1023-pwm);
        digitalWrite(RESET_A,LOW);
        digitalWrite(RESET_B,HIGH);
        digitalWrite(RESET_C,HIGH);
        break;
    case 4:
        pwm_write_duty(PWMA, 1023-pwm);
        pwm_write_duty(PWMB, pwm);
        pwm_write_duty(PWMC, 0);
        digitalWrite(RESET_A,HIGH);
        digitalWrite(RESET_B,HIGH);

```

```

        digitalWrite(RESET_C,LOW);
        break;
    case 5:
        pwm_write_duty(PWMA, 1023-pwm);
        pwm_write_duty(PWMB, 0);
        pwm_write_duty(PWMC, pwm);
        digitalWrite(RESET_A,HIGH);
        digitalWrite(RESET_B,LOW);
        digitalWrite(RESET_C,HIGH);
        break;
    case 6:
        pwm_write_duty(PWMA, 0);
        pwm_write_duty(PWMB, 1023-pwm);
        pwm_write_duty(PWMC, pwm);
        digitalWrite(RESET_A,LOW);
        digitalWrite(RESET_B,HIGH);
        digitalWrite(RESET_C,HIGH);
        break;
    }
}

```

DOCUMENTO III

ANEXOS

HC-05

-Bluetooth to Serial Port Module

Overview



HC-05 module is an easy to use Bluetooth SPP (Serial Port Protocol) module, designed for transparent wireless serial connection setup.

Serial port Bluetooth module is fully qualified Bluetooth V2.0+EDR (Enhanced Data Rate) 3Mbps Modulation with complete 2.4GHz radio transceiver and baseband. It uses CSR Bluecore 04-External single chip Bluetooth system with CMOS technology and with AFH(Adaptive Frequency Hopping Feature). It has the footprint as small as 12.7mmx27mm. Hope it will simplify your overall design/development cycle.

Specifications

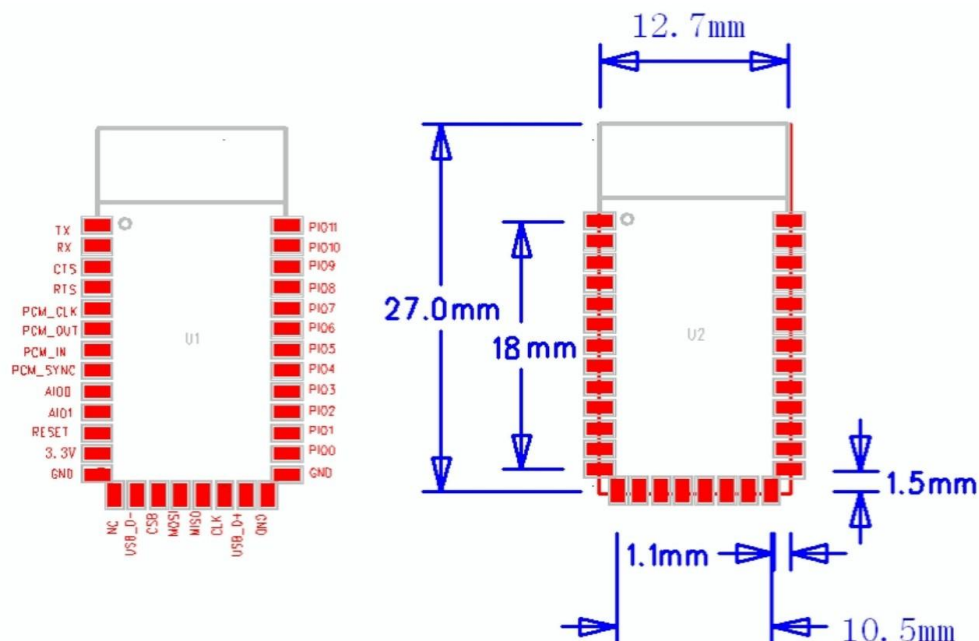
Hardware features

- Typical -80dBm sensitivity
- Up to +4dBm RF transmit power
- Low Power 1.8V Operation ,1.8 to 3.6V I/O
- PIO control
- UART interface with programmable baud rate
- With integrated antenna
- With edge connector

Software features

- Default Baud rate: 38400, Data bits:8, Stop bit:1,Parity:No parity, Data control: has. Supported baud rate: 9600,19200,38400,57600,115200,230400,460800.
- Given a rising pulse in PIO0, device will be disconnected.
- Status instruction port PIO1: low-disconnected, high-connected;
- PIO10 and PIO11 can be connected to red and blue led separately. When master and slave are paired, red and blue led blinks 1time/2s in interval, while disconnected only blue led blinks 2times/s.
- Auto-connect to the last device on power as default.
- Permit pairing device to connect as default.
- Auto-pairing PINCODE:"0000" as default
- Auto-reconnect in 30 min when disconnected as a result of beyond the range of connection.

Hardware



PIN Name	PIN #	Pad type	Description	Note
GND	13 21 22	VSS	Ground pot	
3.3 VCC	12	3.3V	Integrated 3.3V (+) supply with On-chip linear regulator output within 3.15-3.3V	
AIO0	9	Bi-Directional	Programmable input/output line	
AIO1	10	Bi-Directional	Programmable input/output line	
PIO0	23	Bi-Directional RX EN	Programmable input/output line, control output for LNA(if fitted)	
PIO1	24	Bi-Directional TX EN	Programmable input/output line, control output for PA(if fitted)	
PIO2	25	Bi-Directional	Programmable input/output line	
PIO3	26	Bi-Directional	Programmable input/output line	
PIO4	27	Bi-Directional	Programmable input/output line	
PIO5	28	Bi-Directional	Programmable input/output line	
PIO6	29	Bi-Directional	Programmable input/output line	
PIO7	30	Bi-Directional	Programmable input/output line	
PIO8	31	Bi-Directional	Programmable input/output line	
PIO9	32	Bi-Directional	Programmable input/output line	
PIO10	33	Bi-Directional	Programmable input/output line	
PIO11	34	Bi-Directional	Programmable input/output line	

RESETB	11	CMOS input with weak internal pull-up	Reset if low.input debounced so must be low for >5MS to cause a reset	
UART_RTS	4	CMOS output, tri-stable with weak internal pull-up	UART request to send, active low	
UART_CTS	3	CMOS input with weak internal pull-down	UART clear to send, active low	
UART_RX	2	CMOS input with weak internal pull-down	UART Data input	
UART_TX	1	CMOS output, Tri-stable with weak internal pull-up	UART Data output	
SPI_MOSI	17	CMOS input with weak internal pull-down	Serial peripheral interface data input	

SPI_CSB	16	CMOS input with weak internal pull-up	Chip select for serial peripheral interface, active low	
SPI_CLK	19	CMOS input with weak internal pull-down	Serial peripheral interface clock	
SPI_MISO	18	CMOS input with weak internal pull-down	Serial peripheral interface data Output	
USB_-	15	Bi-Directional		

USB_+	20	Bi-Directional		
NC	14			
PCM_CLK	5	Bi-Directional	Synchronous PCM data clock	
PCM_OUT	6	CMOS output	Synchronous PCM data output	
PCM_IN	7	CMOS Input	Synchronous PCM data input	
PCM_SYNC	8	Bi-Directional	Synchronous PCM data strobe	

AT command Default:

How to set the mode to server (master):

1. Connect PIO11 to high level.
2. Power on, module into command state.
3. Using baud rate 38400, sent the "AT+ROLE=1\r\n" to module, with "OK\r\n" means setting successes.
4. Connect the PIO11 to low level, repower the module, the module work as server (master).

AT commands: (all end with \r\n)

1. Test command:

Command	Respond	Parameter
AT	OK	-

2. Reset

Command	Respond	Parameter
AT+RESET	OK	-

3. Get firmware version

Command	Respond	Parameter
AT+VERSION?	+VERSION:<Param> OK	Param : firmware version

Example:

AT+VERSION?\r\n

+VERSION:2.0-20100601

OK

4. Restore default

Command	Respond	Parameter
AT+ORGL	OK	-

Default state:

Slave mode, pin code :1234, device name: H-C-2010-06-01 ,Baud 38400bits/s.

5. Get module address

Command	Respond	Parameter
AT+ADDR?	+ADDR:<Param> OK	Param: address of Bluetooth module

Bluetooth address: NAP: UAP : LAP

Example:

AT+ADDR?\r\n

+ADDR:1234:56:abcdef

OK

6. Set/Check module name:

Command	Respond	Parameter
AT+NAME=<Param>	OK	Param: Bluetooth module name (Default :HC-05)
AT+NAME?	+NAME:<Param> OK (/FAIL)	

Example:

AT+NAME=HC-05\r\n set the module name to "HC-05"

OK

AT+NAME=ITeadStudio\r\n

OK

AT+NAME?\r\n

+NAME: ITeadStudio

OK

7. Get the Bluetooth device name:

Command	Respond	Parameter
AT+RNAME?<Param1>	1. +NAME:<Param2> OK 2. FAIL	Param1,Param 2 : the address of Bluetooth device

Example: (Device address 00:02:72:od:22:24, name: ITead)

AT+RNAME? 0002, 72, od2224\r\n

+RNAME:ITead

OK

8. Set/Check module mode:

Command	Respond	Parameter
AT+ROLE=<Param>	OK	Param: 0- Slave
AT+ROLE?	+ROLE:<Param>	

	OK	1-Master 2-Slave-Loop
--	----	--------------------------

9. Set/Check device class

Command	Respond	Parameter
AT+CLASS=<Param>	OK	Param: Device Class
AT+ CLASS?	1. +CLASS:<Param> OK 2. FAIL	

10. Set/Check GIAC (General Inquire Access Code)

Command	Respond	Parameter
AT+IAC=<Param>	1.OK 2. FAIL	Param: GIAC (Default : 9e8b33)
AT+IAC	+IAC:<Param> OK	

Example:

AT+IAC=9e8b3f\r\n

OK

AT+IAC?\r\n

+IAC: 9e8b3f

OK

11. Set/Check -- Query access patterns

Command	Respond	Parameter
AT+INQM=<Param>,<Param2>,<Param3>	1.OK 2. FAIL	Param: 0——inquiry_mode_standard 1——inquiry_mode_rssi Param2: Maximum number of Bluetooth devices to respond to Param3: Timeout (1-48 : 1.28s to 61.44s)
AT+ INQM?	+INQM : <Param>,<Param2>,<Param3> OK	

Example:

AT+INQM=1,9,48\r\n

OK

AT+INQM\r\n

+INQM:1, 9, 48

OK

12. Set/Check PIN code:

Command	Respond	Parameter
AT+PSWD=<Param>	OK	Param: PIN code (Default 1234)
AT+ PSWD?	+ PSWD : <Param> OK	

13. Set/Check serial parameter:

Command	Respond	Parameter
AT+UART=<Param>,<Param2>,<Param3>	OK	Param1: Baud Param2: Stop bit Param3: Parity
AT+ UART?	+UART=<Param>,<Param2>,<Param3> OK	

Example:

AT+UART=115200, 1,2,\r\n

OK

AT+UART?

+UART:115200,1,2

OK

14. Set/Check connect mode:

Command	Respond	Parameter
AT+CMODE=<Param>	OK	Param: 0 - connect fixed address 1 - connect any address 2 - slave-Loop
AT+ CMODE?	+ CMODE:<Param> OK	

15. Set/Check fixed address:

Command	Respond	Parameter
AT+BIND=<Param>	OK	Param: Fixed address (Default 00:00:00:00:00:00)
AT+ BIND?	+ BIND:<Param> OK	

Example:

AT+BIND=1234, 56, abcdef\r\n

OK

AT+BIND?\r\n

+BIND:1234:56:abcdef

OK

16. Set/Check LED I/O

Command	Respond	Parameter
AT+POLAR=<Param1,<Param2>	OK	Param1: 0- PIO8 low drive LED 1- PIO8 high drive LED
AT+ POLAR?	+ POLAR=<Param1>,<Param2> OK	

		Param2: 0- PIO9 low drive LED 1- PIO9 high drive LED
--	--	--

17. Set PIO output

Command	Respond	Parameter
AT+PIO=<Param1>,<Param2>	OK	Param1: PIO number Param2: PIO level 0- low 1- high

Example:

1. PIO10 output high level

AT+PIO=10, 1\r\n

OK

18. Set/Check – scan parameter

Command	Respond	Parameter
AT+IPSCAN=<Param1>,<Param2>,<Param3>,<Param4>	OK	Param1: Query time interval
AT+IPSCAN?	+IPSCAN:<Param1>,<Param2>,<Param3>,<Param4> OK	Param2: Query duration Param3: Paging interval Param4: Call duration

Example:

AT+IPSCAN =1234,500,1200,250\r\n

OK

AT+IPSCAN?

+IPSCAN:1234,500,1200,250

19. Set/Check – SHIFF parameter

Command	Respond	Parameter
AT+SNIFF=<Param1>,<Param2>,<Param3>,<Param4>	OK	Param1: Max time Param2: Min time
AT+ SNIFF?	+SNIFF:<Param1>,<Param2>,<Param3>,<Param4> OK	Param3: Retry time Param4: Time out

20. Set/Check security mode

Command	Respond	Parameter
AT+SENM=<Param1>,<Param2>	1. OK 2. FAIL	Param1:
AT+ SENM?	+ SENM:<Param1>,<Param2>	0—sec_mode0+off 1—sec_mode1+non_se

	OK	cure 2—sec_mode2_service 3—sec_mode3_link 4—sec_mode_unknow n Param2: 0—hci_enc_mode_off 1—hci_enc_mode_pt_t o_pt 2—hci_enc_mode_pt_t o_pt_and_bcast
--	----	--

21. Delete Authenticated Device

Command	Respond	Parameter
AT+PMSAD=<Param>	OK	Param: Authenticated Device Address

Example:

AT+PMSAD =1234,56,abcdef\r\n

OK

22. Delete All Authenticated Device

Command	Respond	Parameter
AT+ RMAAD	OK	-

23. Search Authenticated Device

Command	Respond	Parameter
AT+FSAD=<Param>	1. OK 2. FAIL	Param: Device address

24. Get Authenticated Device Count

Command	Respond	Parameter
AT+ADCN?	+ADCN: <Param> OK	Param: Device Count

25. Most Recently Used Authenticated Device

Command	Respond	Parameter
AT+MRAD?	+ MRAD: <Param> OK	Param: Recently Authenticated Device Address

26. Get the module working state

Command	Respond	Parameter
---------	---------	-----------

AT+ STATE?	+ STATE: <Param> OK	Param: "INITIALIZED" "READY" "PAIRABLE" "PAIRED" "INQUIRING" "CONNECTING" "CONNECTED" "DISCONNECTED" "NUKNOW"
------------	------------------------	--

27. Initialize the SPP profile lib

Command	Respond	Parameter
AT+INIT	1. OK 2. FAIL	-

28. Inquiry Bluetooth Device

Command	Respond	Parameter
AT+INQ	+INQ: <Param1> , <Param2> , <Param3> OK	Param1: Address Param2: Device Class Param3 : RSSI Signal strength

Example:

```

AT+INIT\r\n
OK
AT+IAC=9e8b33\r\n
OK
AT+CLASS=0\r\n
AT+INQM=1,9,48\r\n
At+INQ\r\n
+INQ:2:72:D2224,3E0104,FFBC
+INQ:1234:56:0,1F1F,FFC1
+INQ:1234:56:0,1F1F,FFC0
+INQ:1234:56:0,1F1F,FFC1
+INQ:2:72:D2224,3F0104,FFAD
+INQ:1234:56:0,1F1F,FFBE
+INQ:1234:56:0,1F1F,FFC2
+INQ:1234:56:0,1F1F,FFBE
+INQ:2:72:D2224,3F0104,FFBC
OK
  
```

28. Cancel Inquiring Bluetooth Device

Command	Respond	Parameter
AT+ INQC	OK	-

29. Equipment Matching

Command	Respond	Parameter
AT+PAIR=<Param1>,<Param2>	1. OK 2. FAIL	Param1: Device Address Param2: Time out

30. Connect Device

Command	Respond	Parameter
AT+LINK=<Param>	1. OK 2. FAIL	Param: Device Address

Example:

AT+FSAD=1234,56,abcdef\r\n

OK

AT+LINK=1234,56,abcdef\r\n

OK

31. Disconnect

Command	Respond	Parameter
AT+DISC	1. +DISC:SUCCESS OK 2. +DISC:LINK_LOSS OK 3. +DISC:NO_SLC OK 4. +DISC:TIMEOUT OK 5. +DISC:ERROR OK	Param: Device Address

32. Energy-saving mode

Command	Respond	Parameter
AT+ENSNIFF=<Param>	OK	Param: Device Address

33. Exerts Energy-saving mode

Command	Respond	Parameter
AT+ EXSNIFF =<Param>	OK	Param: Device Address

Revision History

Rev.	Description	Release date
v1.0	Initial version	7/18/2010

Current Transducer LTSR 15-NP

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed, mixed, with galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 15 \text{ At}$$

Electrical data

I_{PN}	Primary nominal current rms	15	At
I_{PM}	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 48^1$	At
I_P	Overload capability	250	At
V_{OUT}	Output voltage (Analog) @ I_P	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PN})$	V
	$I_P = 0$	$2.5^{2)}$	V
V_{REF}	Reference voltage (internal reference), Ref _{OUT} mode	$2.5^{3)}$	V
	Reference voltage (external reference), Ref _{IN} mode	$1.9 \dots 2.7^{4)}$	V
G	Sensitivity	41.6	mV/A
N_S	Number of secondary turns ($\pm 0.1 \%$)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
C_{Lmax}	Maximum capacitive loading	500	pF
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5 \%$)	83.33	Ω
TCR_{IM}	Temperature coefficient of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5 \text{ V}$	Typ $28 + I_S^{5)} + (V_{OUT} R_L)$	mA

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.2	%
	Accuracy with R_{IM} @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.7	%
ε_L	Linearity error	< 0.1	%
		Max	
TCV_{OUT}	Temperature coefficient of V_{OUT}/V_{REF} @ $I_P = 0$		
	- $40^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	64	ppm/K
TCG	Temperature coefficient of G - $40^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	$50^{6)}$	ppm/K
V_{OM}	Magnetic offset voltage @ $I_P = 0$,		
	after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.5	mV
	$5 \times I_{PN}$	± 2.0	mV
	$10 \times I_{PN}$	± 2.0	mV
TCV_{REF}	Temperature coefficient of internal V_{REF}		
	@ $I_P = 0$ - $10^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	50	ppm/K
	- $40^\circ\text{C} \dots -10^\circ\text{C}$	100	ppm/K
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	< 100	ns
t_r	Response time to 90 % of I_{PN} step	< 400	ns
di/dt	di/dt accurately followed	> 35	A/ μs
BW	Frequency bandwidth (0 .. - 0.5 dB)	DC .. 100	kHz
	(- 0.5 .. 1 dB)	DC .. 200	kHz

Notes: ¹⁾ Only in ref_{OUT} mode or with external REF less than 2.525 V and greater than 2.475 V. For external REF out of these limits see leaflet. ²⁾ V_{OUT} is linked to V_{REF} , by conception the difference between these two nodes for $I_P = 0$ is maximum $\pm 25 \text{ mV}$, $2.475 \text{ V} < V_{OUT} < 2.525 \text{ V}$. ³⁾ In Ref_{OUT} mode at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $2.475 \text{ V} < V_{REF} < 2.525 \text{ V}$. The minimal impedance loading the ref pin should be $> 220 \text{ k}\Omega$. Internal impedance = 600Ω . For most applications you need to buffer this output to feed it into an ADC for example. ⁴⁾ To overdrive the REF ($1.9 \text{ V} \dots 2.7 \text{ V}$) max $\pm 1 \text{ mA}$ is needed. ⁵⁾ $I_S = I_P/N_S$. ⁶⁾ Only due to TCR_{IM} .

Features

- Closed loop (compensated) multirange current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Compact design for PCB mounting
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range
- Access to the internal voltage reference
- Possibility to feed the transducer reference from external supply.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Very low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application Domain

- Industrial.

Current Transducer LTSR 15-NP

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 40 .. + 85	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 40 .. + 100	°C
m	Mass	10	g
	Standards ¹⁾	EN 50178: 1997 IEC 60950-1: 2001	

Isolation characteristic

V_d	Rms voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 min	3	kV
$\hat{V}_w$	Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s	> 8	kV
		Min	
V_e	Rms voltage for partial discharge extinction 10 pC	> 1.5	kV
		Min	
dCp	Creepage distance ²⁾	15.35	mm
dCI	Clearance distance ³⁾	6.2	mm
CTI	Comparative Tracking Index (group IIIa)	175	

Applications examples

According to EN 50178 and CEI 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

	EN 50178	EIC 61010-1
dCp, dCI, $\hat{V}_w$	Rated insulation voltage	Nominal voltage
Single insulation	600 V	600 V
Reinforced insulation	300 V	300 V

Notes: ¹⁾ On housing

²⁾ On PCB with soldering pattern UTEC93-703.

Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).

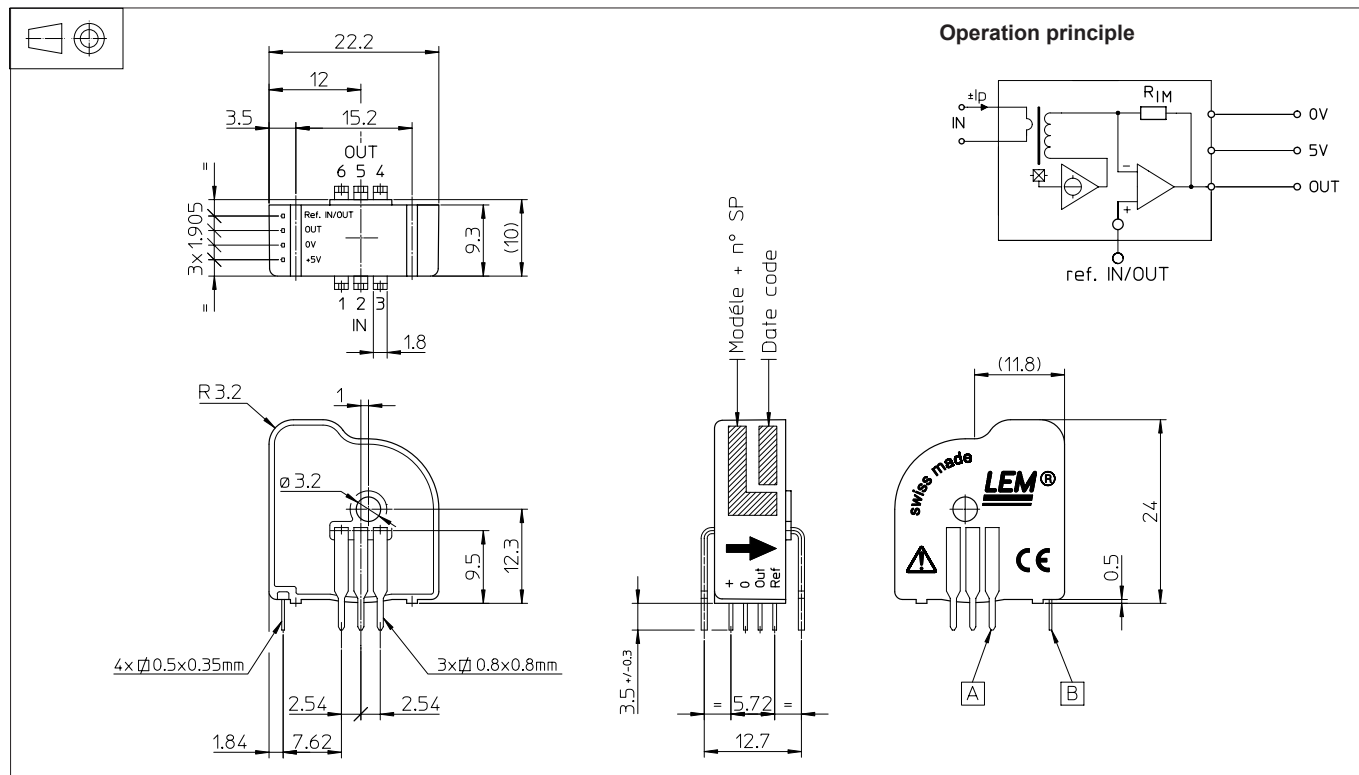
Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

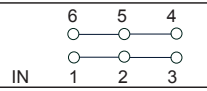
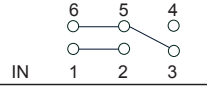
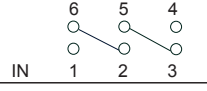
This transducer is a built-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.

Dimensions LTSR 15-NP (in mm.)



Number of primary turns	Primary nominal current rms I_{PN} [A]	Nominal ¹⁾ output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_p [mΩ]	Primary insertion inductance L_p [μH]	Recommended connections
1	± 15	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 7.5	2.5 ± 0.625	0.81	0.05	
3	± 5	2.5 ± 0.625	1.62	0.12	

Mechanical characteristics

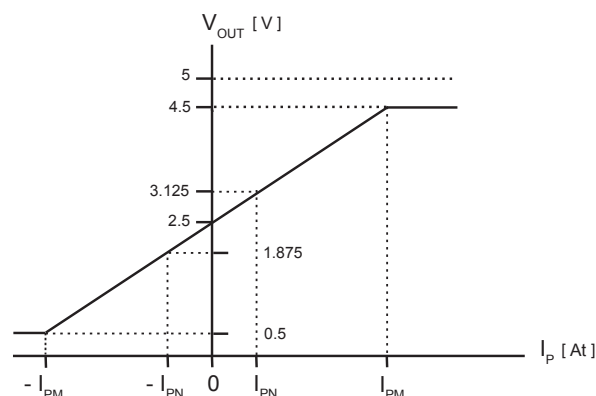
- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 6 pins 0.8 x 0.8 mm
- Recommended PCB hole 1.3 mm
- Fastening & connection of secondary 4 pins 0.5 x 0.35 mm
- Recommended PCB hole 0.8 mm
- Additional primary through-hole $\varnothing 3.2$ mm

Remarks

- V_{OUT} swings above the 2.5 V offset when I_p flows from terminals 1, 2, 3 to terminals 4, 5, 6 (with the arrow)
- For the EMC, the acceptance criteria are available on request
- Temperature of the primary conductor should not exceed 100°C.

Note: ¹⁾ Output voltage when LTSR 15-NP is used with internal reference.

Output Voltage - Primary Current



Three Phase PWM Motor Driver

Check for Samples: [DRV8312](#), [DRV8332](#)

FEATURES

- **High-Efficiency Power Stage (up to 97%) with Low $R_{DS(on)}$ MOSFETs (80 mΩ at $T_J = 25^{\circ}\text{C}$)**
- **Operating Supply Voltage up to 50 V (70 V Absolute Maximum)**
- **DRV8312 (power pad down): up to 3.5 A Continuous Phase Current (6.5 A Peak)**
- **DRV8332 (power pad up): up to 8 A Continuous Phase Current (13 A Peak)**
- **Independent Control of Three Phases**
- **PWM Operating Frequency up to 500 kHz**
- **Integrated Self-Protection Circuits Including Undervoltage, Overtemperature, Overload, and Short Circuit**
- **Programmable Cycle-by-Cycle Current Limit Protection**
- **Independent Supply and Ground Pins for Each Half Bridge**
- **Intelligent Gate Drive and Cross Conduction Prevention**
- **No External Snubber or Schottky Diode is Required**

APPLICATIONS

- **BLDC Motors**
- **Three Phase Permanent Magnet Synchronous Motors**
- **Inverters**
- **Half Bridge Drivers**
- **Robotic Control Systems**

DESCRIPTION

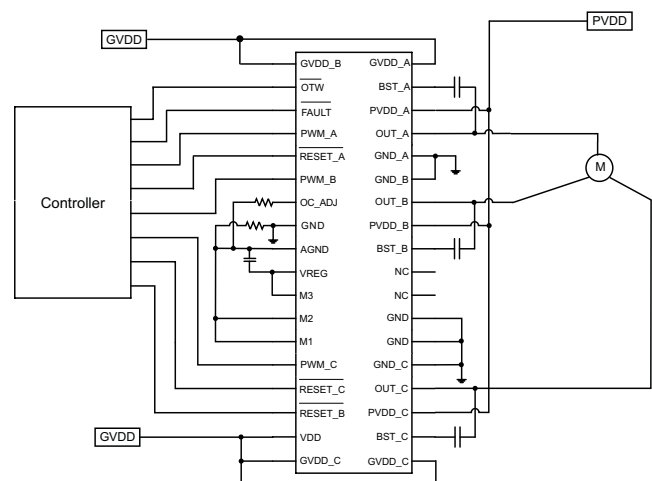
The DRV8312/32 are high performance, integrated three phase motor drivers with an advanced protection system.

Because of the low $R_{DS(on)}$ of the power MOSFETs and intelligent gate drive design, the efficiency of these motor drivers can be up to 97%, which enables the use of smaller power supplies and heatsinks, and are good candidates for energy efficient applications.

The DRV8312/32 require two power supplies, one at 12 V for GVDD and VDD, and another up to 50 V for PVDD. The DRV8312/32 can operate at up to 500-kHz switching frequency while still maintain precise control and high efficiency. They also have an innovative protection system safeguarding the device against a wide range of fault conditions that could damage the system. These safeguards are short-circuit protection, overcurrent protection, undervoltage protection, and two-stage thermal protection. The DRV8312/32 have a current-limiting circuit that prevents device shutdown during load transients such as motor start-up. A programmable overcurrent detector allows adjustable current limit and protection level to meet different motor requirements.

The DRV8312/32 have unique independent supply and ground pins for each half bridge, which makes it possible to provide current measurement through external shunt resistor and support half bridge drivers with different power supply voltage requirements.

Simplified Application Diagram



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2010, Texas Instruments Incorporated



This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Over operating free-air temperature range unless otherwise noted ⁽¹⁾

	VALUE
VDD to GND	–0.3 V to 13.2 V
GVDD_X to GND	–0.3 V to 13.2 V
PVDD_X to GND_X ⁽²⁾	–0.3 V to 70 V
OUT_X to GND_X ⁽²⁾	–0.3 V to 70 V
BST_X to GND_X ⁽²⁾	–0.3 V to 80 V
Transient peak output current (per pin), pulse width limited by internal over-current protection circuit.	16 A
Transient peak output current for latch shut down (per pin)	20 A
VREG to AGND	–0.3 V to 4.2 V
GND_X to GND	–0.3 V to 0.3 V
GND to AGND	–0.3 V to 0.3 V
PWM_X, RESET_X to GND	–0.3 V to 4.2 V
OC_ADJ, M1, M2, M3 to AGND	–0.3 V to 4.2 V
FAULT, OTW to GND	–0.3 V to 7 V
Maximum continuous sink current (FAULT, OTW)	9 mA
Maximum operating junction temperature range, T _J	–40°C to 150°C
Storage temperature, T _{STG}	–55°C to 150°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) These voltages represent the dc voltage + peak ac waveform measured at the terminal of the device in all conditions.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

		MIN	NOM	MAX	UNIT
PVDD_X	Half bridge X (A, B, or C) DC supply voltage	0	50	52.5	V
GVDD_X	Supply for logic regulators and gate-drive circuitry	10.8	12	13.2	V
VDD	Digital regulator supply voltage	10.8	12	13.2	V
I _{O_PULSE}	Pulsed peak current per output pin (could be limited by thermal)			15	A
I _O	Continuous current per output pin (DRV8332)			8	A
F _{SW}	PWM switching frequency			500	kHz
R _{OC_P_CBC}	OC programming resistor range in cycle-by-cycle current limit modes	22		200	kΩ
R _{OC_P_OCL}	OC programming resistor range in OC latching shutdown modes	19		200	kΩ
C _{BST}	Bootstrap capacitor range	33		220	nF
T _{ON_MIN}	Minimum PWM pulse duration, low side		50		nS
T _A	Operating ambient temperature	–40		85 ⁽¹⁾	°C

- (1) Depending on power dissipation and heat-sinking, the DRV8312/32 can support ambient temperature in excess of 85°C. Refer to the package heat dissipation ratings table and package power deratings table.

PACKAGE HEAT DISSIPATION RATINGS

PARAMETER	DRV8312	DRV8332
$R_{\theta JC}$, junction-to-case (power pad / heat slug) thermal resistance	1.1 °C/W	0.9 °C/W
$R_{\theta JA}$, junction-to-ambient thermal resistance	25 °C/W	This device is not intended to be used without a heatsink. Therefore, $R_{\theta JA}$ is not specified. See the <i>Thermal Information</i> section.
Exposed power pad / heat slug area	34 mm ²	80 mm ²

PACKAGE POWER DERATINGS (DRV8312)⁽¹⁾

PACKAGE	T _A = 25°C POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE T _A = 25°C	T _A = 70°C POWER RATING	T _A = 85°C POWER RATING	T _A = 125°C POWER RATING
44-PIN TSSOP (DDW)	5.0 W	40.0 mW/°C	3.2 W	2.6 W	1.0 W

(1) Based on EVM board layout

MODE SELECTION PINS

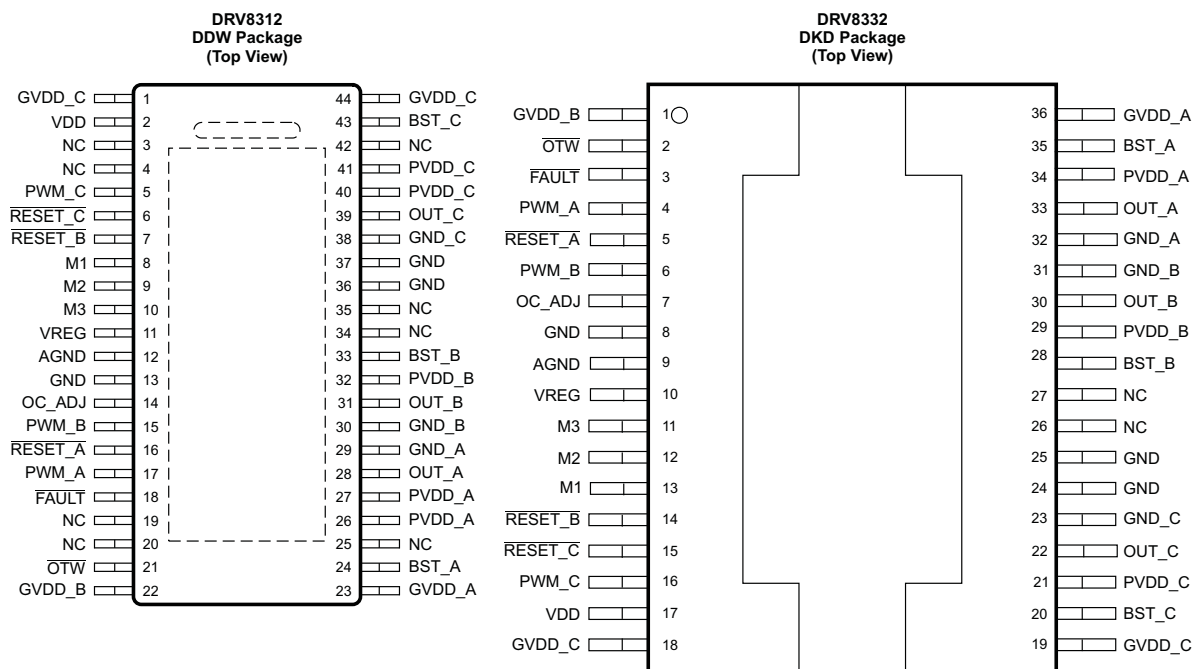
MODE PINS			OUTPUT CONFIGURATION	DESCRIPTION
M3	M2	M1		
1	0	0	1 3PH or 3 HB	Three-phase or three half bridges with cycle-by-cycle current limit
1	0	1	1 3PH or 3 HB	Three-phase or three half bridges with OC latching shutdown (no cycle-by-cycle current limit)
0	x	x		Reserved
1	1	x		Reserved

DEVICE INFORMATION

Pin Assignment

Here are the pinouts for the DRV8312/32:

- DRV8312: 44-pin TSSOP power pad down DDW package. This package contains a thermal pad that is located on the bottom side of the device for dissipating heat through PCB.
- DRV8332: 36-pin PSOP3 DKD package. This package contains a thick heat slug that is located on the top side of the device for dissipating heat through heatsink.



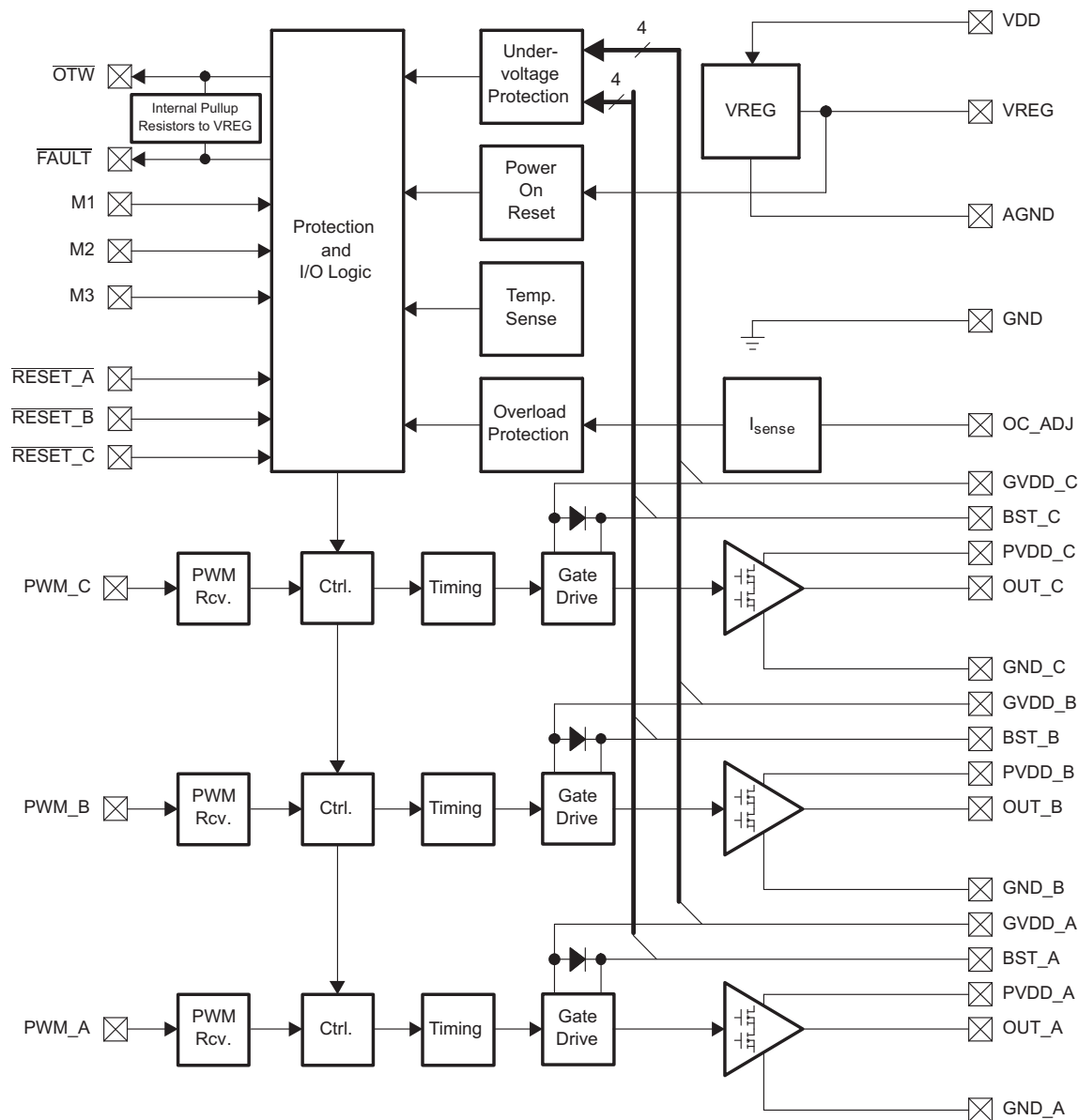
Pin Functions

PIN			FUNCTION ⁽¹⁾	DESCRIPTION
NAME	DRV8312	DRV8332		
AGND	12	9	P	Analog ground
BST_A	24	35	P	High side bootstrap supply (BST), external capacitor to OUT_A required
BST_B	33	28	P	High side bootstrap supply (BST), external capacitor to OUT_B required
BST_C	43	20	P	High side bootstrap supply (BST), external capacitor to OUT_C required
GND	13, 36, 37	8	P	Ground
GND_A	29	32	P	Power ground for half-bridge A requires close decoupling capacitor to ground
GND_B	30	31	P	Power ground for half-bridge B requires close decoupling capacitor to ground
GND_C	38	23	P	Power ground for half-bridge C requires close decoupling capacitor to ground
GVDD_A	23	36	P	Gate-drive voltage supply
GVDD_B	22	1	P	Gate-drive voltage supply
GVDD_C	1, 44	18, 19	P	Gate-drive voltage supply
M1	8	13	I	Mode selection pin
M2	9	12	I	Mode selection pin
M3	10	11	I	Reserved mode selection pin, AGND connection is recommended
NC	3, 4, 19, 20, 25, 34, 35, 42	26, 27	-	No connection pin. Ground connection is recommended
OC_ADJ	14	7	O	Analog overcurrent programming pin, requires resistor to AGND

(1) I = input, O = output, P = power, T = thermal

PIN			FUNCTION ⁽¹⁾	DESCRIPTION
NAME	DRV8312	DRV8332		
$\overline{\text{OTW}}$	21	2	O	Overtemperature warning signal, open-drain, active-low. An internal pull-up resistor to VREG (3.3 V) is provided on output. Level compliance for 5-V logic can be obtained by adding external pull-up resistor to 5 V
OUT_A	28	33	O	Output, half-bridge A
OUT_B	31	30	O	Output, half-bridge B
OUT_C	39	22	O	Output, half-bridge C
PVDD_A	26,27	34	P	Power supply input for half-bridge A requires close decoupling capacitor to ground.
PVDD_B	32	29	P	Power supply input for half-bridge B requires close decoupling capacitor to ground.
PVDD_C	40,41	21	P	Power supply input for half-bridge C requires close decoupling capacitor to ground.
PWM_A	17	4	I	Input signal for half-bridge A
PWM_B	15	6	I	Input signal for half-bridge B
PWM_C	5	16	I	Input signal for half-bridge C
$\overline{\text{RESET_A}}$	16	5	I	Reset signal for half-bridge A, active-low
$\overline{\text{RESET_B}}$	7	15	I	Reset signal for half-bridge B, active-low
$\overline{\text{RESET_C}}$	6	15	I	Reset signal for half-bridge C, active-low
$\overline{\text{FAULT}}$	18	3	O	Fault signal, open-drain, active-low. An internal pull-up resistor to VREG (3.3 V) is provided on output. Level compliance for 5-V logic can be obtained by adding external pull-up resistor to 5 V
VDD	2	17	P	Power supply for digital voltage regulator requires capacitor to ground for decoupling.
VREG	11	10	P	Digital regulator supply filter pin requires 0.1- μ F capacitor to AGND.
THERMAL PAD	--	N/A	T	Solder the exposed thermal pad at the bottom of the DRV8312DDW package to the landing pad on the PCB. Connect the landing pad through vias to large ground plate for better thermal dissipation.
HEAT SLUG	N/A	--	T	Mount heatsink with thermal interface to the heat slug on the top of the DRV8332DKD package to improve thermal dissipation.

SYSTEM BLOCK DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $PVDD = 50\text{ V}$, $GVDD = VDD = 12\text{ V}$, $f_{sw} = 400\text{ kHz}$, unless otherwise noted. All performance is in accordance with recommended operating conditions unless otherwise specified.

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Internal Voltage Regulator and Current Consumption						
V_{REG}	Voltage regulator, only used as a reference node	$VDD = 12\text{ V}$	2.95	3.3	3.65	V
I_{VDD}	VDD supply current	Idle, reset mode		9	12	mA
		Operating, 50% duty cycle		10.5		
I_{GVDD_X}	Gate supply current per half-bridge	Reset mode		1.7	2.5	mA
		Operating, 50% duty cycle		8		
I_{PVDD_X}	Half-bridge X (A, B, or C) idle current	Reset mode		0.7	1	mA
Output Stage						
$R_{DS(on)}$	MOSFET drain-to-source resistance, low side (LS)	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $GVDD = 12\text{ V}$		80		m Ω
	MOSFET drain-to-source resistance, high side (HS)	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $GVDD = 12\text{ V}$		80		m Ω
V_F	Diode forward voltage drop	$T_J = 25^\circ\text{C} - 125^\circ\text{C}$, $I_O = 5\text{ A}$		1		V
t_R	Output rise time	Resistive load, $I_O = 5\text{ A}$		14		nS
t_F	Output fall time	Resistive load, $I_O = 5\text{ A}$		14		nS
t_{PD_ON}	Propagation delay when FET is on	Resistive load, $I_O = 5\text{ A}$		38		nS
t_{PD_OFF}	Propagation delay when FET is off	Resistive load, $I_O = 5\text{ A}$		38		nS
t_{DT}	Dead time between HS and LS FETs	Resistive load, $I_O = 5\text{ A}$		5.5		nS
I/O Protection						
$V_{uvp,G}$	Gate supply voltage $GVDD_X$ undervoltage protection threshold			8.5		V
$V_{uvp,hyst}^{(1)}$	Hysteresis for gate supply undervoltage event			0.8		V
$OTW^{(1)}$	Overtemperature warning		115	125	135	$^\circ\text{C}$
$OTW_{hyst}^{(1)}$	Hysteresis temperature to reset OTW event			25		$^\circ\text{C}$
$OTSD^{(1)}$	Overtemperature shut down			150		$^\circ\text{C}$
$OTE-OTW_{differential}^{(1)}$	OTE-OTW overtemperature detect temperature difference			25		$^\circ\text{C}$
$OTSD_{HYST}^{(1)}$	Hysteresis temperature for $\overline{FAULT}$ to be released following an OTSD event			25		$^\circ\text{C}$
I_{OC}	Overcurrent limit protection	Resistor—programmable, nominal, $R_{OCP} = 27\text{ k}\Omega$		9.7		A
I_{OCT}	Overcurrent response time	Time from application of short condition to Hi-Z of affected FET(s)		250		ns
Static Digital Specifications						
V_{IH}	High-level input voltage	PWM_A, PWM_B, PWM_C, M1, M2, M3	2		3.6	V
V_{IH}	High-level input voltage	$\overline{RESET_A}$, $\overline{RESET_B}$, $\overline{RESET_C}$	2		3.6	V
V_{IL}	Low-level input voltage	PWM_A, PWM_B, PWM_C, M1, M2, M3, $\overline{RESET_A}$, $\overline{RESET_B}$, $\overline{RESET_C}$			0.8	V
I_{lkg}	Input leakage current		-100		100	μA
OTW / FAULT						
R_{INT_PU}	Internal pullup resistance, $\overline{OTW}$ to VREG, $\overline{FAULT}$ to VREG		20	26	35	k Ω
V_{OH}	High-level output voltage	Internal pullup resistor only	2.95	3.3	3.65	V
		External pullup of 4.7 k Ω to 5 V	4.5		5	
V_{OL}	Low-level output voltage	$I_O = 4\text{ mA}$		0.2	0.4	V

(1) Specified by design

TYPICAL CHARACTERISTICS

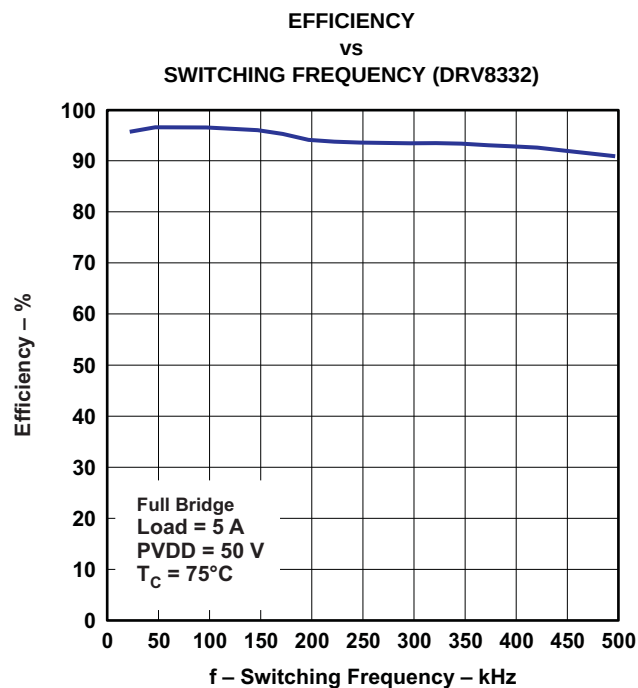


Figure 1.

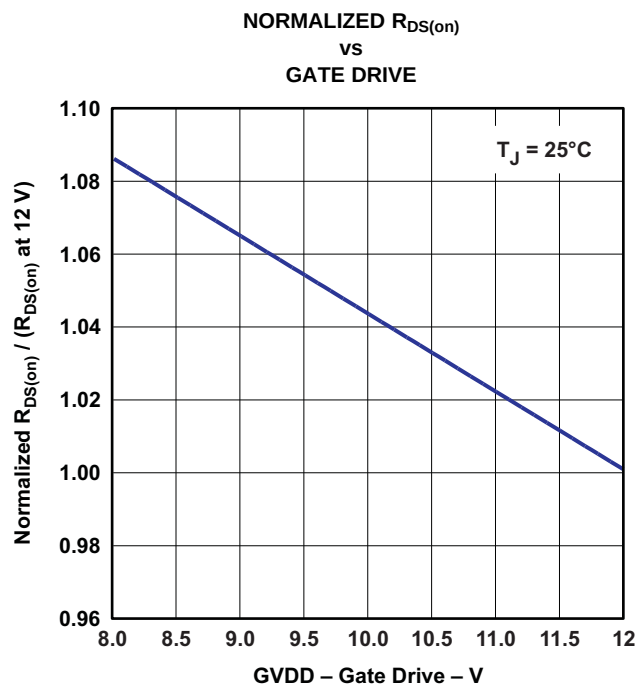


Figure 2.

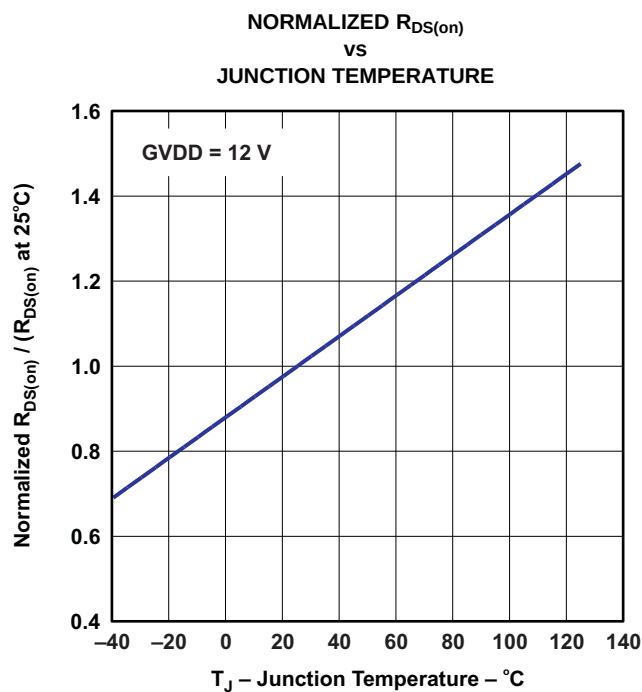


Figure 3.

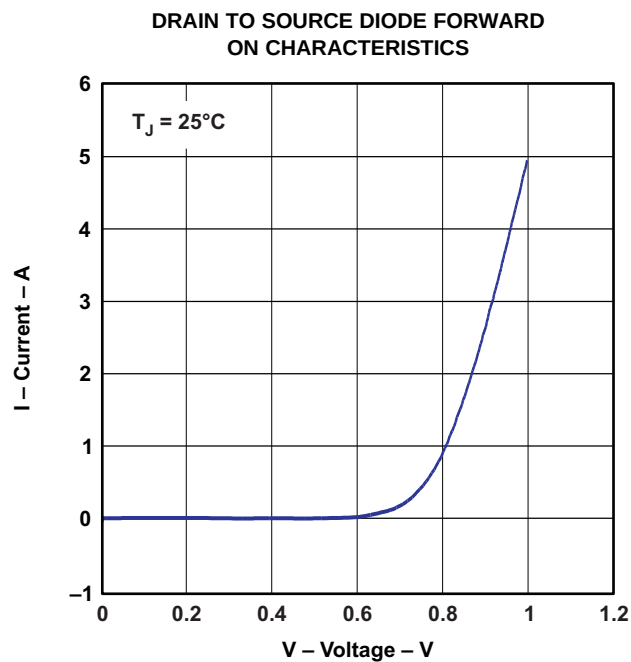
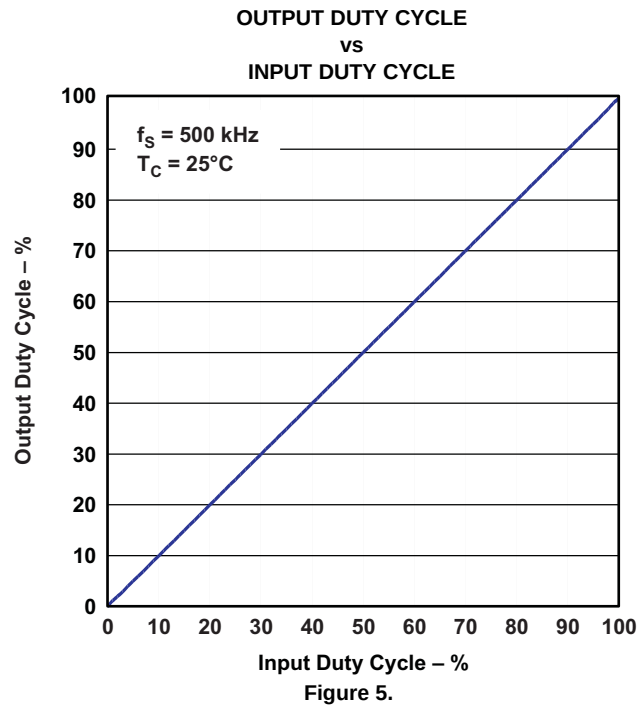


Figure 4.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)



THEORY OF OPERATION

POWER SUPPLIES

To facilitate system design, the DRV8312/32 need only a 12-V supply in addition to H-Bridge power supply (PVDD). An internal voltage regulator provides suitable voltage levels for the digital and low-voltage analog circuitry. Additionally, the high-side gate drive requiring a floating voltage supply, which is accommodated by built-in bootstrap circuitry requiring external bootstrap capacitor.

To provide symmetrical electrical characteristics, the PWM signal path, including gate drive and output stage, is designed as identical, independent half-bridges. For this reason, each half-bridge has a separate gate drive supply (GVDD_X), a bootstrap pin (BST_X), and a power-stage supply pin (PVDD_X). Furthermore, an additional pin (VDD) is provided as supply for all common circuits. Special attention should be paid to place all decoupling capacitors as close to their associated pins as possible. In general, inductance between the power supply pins and decoupling capacitors must be avoided. Furthermore, decoupling capacitors need a short ground path back to the device.

For a properly functioning bootstrap circuit, a small ceramic capacitor (an X5R or better) must be connected from each bootstrap pin (BST_X) to the power-stage output pin (OUT_X). When the power-stage output is low, the bootstrap capacitor is charged through an internal diode connected between the gate-drive power-supply pin (GVDD_X) and the bootstrap pin. When the power-stage output is high, the bootstrap capacitor potential is shifted above the output potential and thus provides a suitable voltage supply for the high-side gate driver. In an application with PWM switching frequencies in the range from 10 kHz to 500 kHz, the use of 100-nF ceramic capacitors (X5R or better), size 0603 or 0805, is recommended for the bootstrap supply. These 100-nF capacitors ensure sufficient energy storage, even during minimal PWM duty cycles, to keep the high-side power stage FET fully turned on during the remaining part of the PWM cycle. In an application running at a switching frequency lower than 10 kHz, the bootstrap capacitor might need to be increased in value.

Special attention should be paid to the power-stage power supply; this includes component selection, PCB placement, and routing. As indicated, each half-bridge has independent power-stage supply pin (PVDD_X). For optimal electrical performance, EMI compliance, and system reliability, it is important that each PVDD_X pin is decoupled with a ceramic capacitor (X5R or better) placed as close as possible to each supply pin. It is recommended to follow the PCB layout of the DRV8312/32 EVM board.

The 12-V supply should be from a low-noise, low-output-impedance voltage regulator. Likewise, the 50-V power-stage supply is assumed to have low output impedance and low noise. The power-supply sequence is not critical as facilitated by the internal power-on-reset circuit. Moreover, the DRV8312/32 are fully protected against erroneous power-stage turn-on due to parasitic gate charging. Thus, voltage-supply ramp rates (dv/dt) are non-critical within the specified voltage range (see the *Recommended Operating Conditions* section of this data sheet).

SYSTEM POWER-UP/POWER-DOWN SEQUENCE

Powering Up

The DRV8312/32 do not require a power-up sequence. The outputs of the H-bridges remain in a high impedance state until the gate-drive supply voltage GVDD_X and VDD voltage are above the undervoltage protection (UVP) voltage threshold (see the *Electrical Characteristics* section of this data sheet). Although not specifically required, holding RESET_A, RESET_B, and RESET_C in a low state while powering up the device is recommended. This allows an internal circuit to charge the external bootstrap capacitors by enabling a weak pulldown of the half-bridge output.

Powering Down

The DRV8312/32 do not require a power-down sequence. The device remains fully operational as long as the gate-drive supply (GVDD_X) voltage and VDD voltage are above the UVP voltage threshold (see the *Electrical Characteristics* section of this data sheet). Although not specifically required, it is a good practice to hold RESET_A, RESET_B and RESET_C low during power down to prevent any unknown state during this transition.

ERROR REPORTING

The $\overline{\text{FAULT}}$ and $\overline{\text{OTW}}$ pins are both active-low, open-drain outputs. Their function is for protection-mode signaling to a PWM controller or other system-control device.

Any fault resulting in device shutdown, such as overtemperature shut down, overcurrent shut-down, or undervoltage protection, is signaled by the $\overline{\text{FAULT}}$ pin going low. Likewise, $\overline{\text{OTW}}$ goes low when the device junction temperature exceeds 125°C (see [Table 1](#)).

Table 1. Protection Mode Signal Descriptions

FAULT	OTW	DESCRIPTION
0	0	Overtemperature warning and (overtemperature shut down or overcurrent shut down or undervoltage protection) occurred
0	1	Overcurrent shut-down or GVDD undervoltage protection occurred
1	0	Overtemperature warning
1	1	Device under normal operation

TI recommends monitoring the $\overline{\text{OTW}}$ signal using the system microcontroller and responding to an OTW signal by reducing the load current to prevent further heating of the device resulting in device overtemperature shutdown (OTSD).

To reduce external component count, an internal pullup resistor to internal VREG (3.3 V) is provided on both FAULT and OTW outputs. Level compliance for 5-V logic can be obtained by adding external pull-up resistors to 5 V (see the *Electrical Characteristics* section of this data sheet for further specifications).

DEVICE PROTECTION SYSTEM

The DRV8312/32 contain advanced protection circuitry carefully designed to facilitate system integration and ease of use, as well as to safeguard the device from permanent failure due to a wide range of fault conditions such as short circuits, overcurrent, overtemperature, and undervoltage. The DRV8312/32 respond to a fault by immediately setting the half bridge outputs in a high-impedance (Hi-Z) state and asserting the $\overline{\text{FAULT}}$ pin low. In situations other than overcurrent or overtemperature, the device automatically recovers when the fault condition has been removed or the gate supply voltage has increased. For highest possible reliability, reset the device externally no sooner than 1 second after the shutdown when recovering from an overcurrent shut down (OCSD) or OTSD fault.

Bootstrap Capacitor Under Voltage Protection

When the device runs at a low switching frequency (e.g. less than 10 kHz with a 100-nF bootstrap capacitor), the bootstrap capacitor voltage might not be able to maintain a proper voltage level for the high-side gate driver. A bootstrap capacitor undervoltage protection circuit (BST_UVP) will prevent potential failure of the high-side MOSFET. When the voltage on the bootstrap capacitors is less than the required value for safe operation, the DRV8312/32 will initiate bootstrap capacitor recharge sequences (turn off high side FET for a short period) until the bootstrap capacitors are properly charged for safe operation. This function may also be activated when PWM duty cycle is too high (e.g. less than 20 ns off time at 10 kHz). Note that bootstrap capacitor might not be able to be charged if no load or extremely light load is presented at output during BST_UVP operation, so it is recommended to turn on the low side FET for at least 50 ns for each PWM cycle to avoid BST_UVP operation if possible.

For applications with lower than 10 kHz switching frequency and not to trigger BST_UVP protection, a larger bootstrap capacitor can be used (e.g., 1 uF cap for 800 Hz operation). When using a bootstrap cap larger than 220 nF, it is recommended to add 5 ohm resistors between 12V GVDD power supply and GVDD_X pins to limit the inrush current on the internal bootstrap diodes.

Overcurrent (OC) Protection

The DRV8312/32 have independent, fast-reacting current detectors with programmable trip threshold (OC threshold) on all high-side and low-side power-stage FETs. There are two settings for OC protection through mode selection pins: cycle-by-cycle (CBC) current limiting mode and OC latching (OCL) shut down mode.

In CBC current limiting mode, the detector outputs are monitored by two protection systems. The first protection system controls the power stage in order to prevent the output current from further increasing, i.e., it performs a CBC current-limiting function rather than prematurely shutting down the device. This feature could effectively limit the inrush current during motor start-up or transient without damaging the device. During short to power and short to ground conditions, the current limit circuitry might not be able to control the current to a proper level, a second protection system triggers a latching shutdown, resulting in the related half bridge being set in the high-impedance (Hi-Z) state. Current limiting and overcurrent protection are independent for half-bridges A, B, and C, respectively.

Figure 6 illustrates cycle-by-cycle operation with high side OC event and Figure 7 shows cycle-by-cycle operation with low side OC. Dashed lines are the operation waveforms when no CBC event is triggered and solid lines show the waveforms when CBC event is triggered. In CBC current limiting mode, when low side FET OC is detected, device will turn off the affected low side FET and keep the high side FET at the same half bridge off until next PWM cycle; when high side FET OC is detected, device will turn off the affected high side FET and turn on the low side FET at the half bridge until next PWM cycle.

In OC latching shut down mode, the CBC current limit and error recovery circuitries are disabled and an overcurrent condition will cause the device to shutdown immediately. After shutdown, RESET_A, RESET_B, and / or RESET_C must be asserted to restore normal operation after the overcurrent condition is removed.

For added flexibility, the OC threshold is programmable using a single external resistor connected between the OC_ADJ pin and AGND pin. See Table 2 for information on the correlation between programming-resistor value and the OC threshold.

Table 2. Programming-Resistor Values and OC Threshold

OC-ADJUST RESISTOR VALUES (k Ω)	MAXIMUM CURRENT BEFORE OC OCCURS (A)
19 ⁽¹⁾	13.2
22	11.6
24	10.7
27	9.7
30	8.8
36	7.4
39	6.9
43	6.3
47	5.8
56	4.9
68	4.1
82	3.4
100	2.8
120	2.4
150	1.9
200	1.4

(1) Recommended to use in OC Latching Mode Only

It should be noted that a properly functioning overcurrent detector assumes the presence of a proper inductor or power ferrite bead at the power-stage output. Short-circuit protection is not guaranteed with direct short at the output pins of the power stage.

Overtemperature Protection

The DRV8312/32 have a two-level temperature-protection system that asserts an active-low warning signal (OTW) when the device junction temperature exceeds 125°C (nominal) and, if the device junction temperature exceeds 150°C (nominal), the device is put into thermal shutdown, resulting in all half-bridge outputs being set in the high-impedance (Hi-Z) state and FAULT being asserted low. OTSD is latched in this case and RESET_A, RESET_B, and RESET_C must be asserted low to clear the latch.

Undervoltage Protection (UVP) and Power-On Reset (POR)

The UVP and POR circuits of the DRV8312/32 fully protect the device in any power-up / down and brownout situation. While powering up, the POR circuit resets the overcurrent circuit and ensures that all circuits are fully operational when the GVDD_X and VDD supply voltages reach 9.8 V (typical). Although GVDD_X and VDD are independently monitored, a supply voltage drop below the UVP threshold on any VDD or GVDD_X pin results in all half-bridge outputs immediately being set in the high-impedance (Hi-Z) state and FAULT being asserted low. The device automatically resumes operation when all supply voltage on the bootstrap capacitors have increased above the UVP threshold.

DEVICE RESET

Three reset pins are provided for independent control of half-bridges A, B, and C. When RESET_X is asserted low, two power-stage FETs in half-bridges X are forced into a high-impedance (Hi-Z) state.

A rising-edge transition on reset input allows the device to resume operation after a shut-down fault. E.g., when half-bridge X has OC shutdown, a low to high transition of RESET_X pin will clear the fault and FAULT pin. When an OTSD occurs, all three RESET_A, RESET_B, and RESET_C need to have a low to high transition to clear the fault and reset FAULT signal.

DIFFERENT OPERATIONAL MODES

The DRV8312/32 support two different modes of operation:

1. Three-phase (3PH) or three half bridges (HB) with CBC current limit
2. Three-phase or three half bridges with OC latching shutdown (no CBC current limit)

Because each half bridge has independent supply and ground pins, a shunt sensing resistor can be inserted between PVDD to PVDD_X or GND_X to GND (ground plane). A high side shunt resistor between PVDD and PVDD_X is recommended for differential current sensing because a high bias voltage on the low side sensing could affect device operation. If low side sensing has to be used, a shunt resistor value of 10 mΩ or less or sense voltage 100 mV or less is recommended.

Figure 8 and Figure 9 show the three-phase application examples, and Figure 10 shows how to connect to DRV8312/32 with some simple logic to accommodate conventional 6 PWM inputs control.

We recommend using complementary control scheme for switching phases to prevent circulated energy flowing inside the phases and to make current limiting feature active all the time. Complementary control scheme also forces the current flowing through sense resistors all the time to have a better current sensing and control of the system.

Figure 11 shows six steps trapezoidal scheme with hall sensor control and Figure 12 shows six steps trapezoidal scheme with sensorless control. The hall sensor sequence in real application might be different than the one we showed in Figure 11 depending on the motor used. Please check motor manufacture datasheet for the right sequence in applications. In six step trapezoidal complementary control scheme, a half bridge with larger than 50% duty cycle will have a positive current and a half bridge with less than 50% duty cycle will have a negative current. For normal operation, changing PWM duty cycle from 50% to 100% will adjust the current from 0 to maximum value with six steps control. It is recommended to apply a minimum 50ns to 100 nS PWM pulse at each switching cycle at lower side to properly charge the bootstrap cap. The impact of minimum pulse at low side FET is pretty small, e.g., the maximum duty cycle is 99.9% with 100ns minimum pulse on low side. RESET_Xpin can be used to get channel X into high impedance mode. If you prefer PWM switching one channel but hold low side FET of the other channel on (and third channel in Hi-Z) for 2-quadrant mode, OT latching shutdown mode is recommended to prevent the channel with low side FET on stuck in Hi-Z during OC event in CBC mode.

The DRV8312/32 can also be used for sinusoidal waveform control and field oriented control. Please check TI website MCU motor control library for control algorithms.

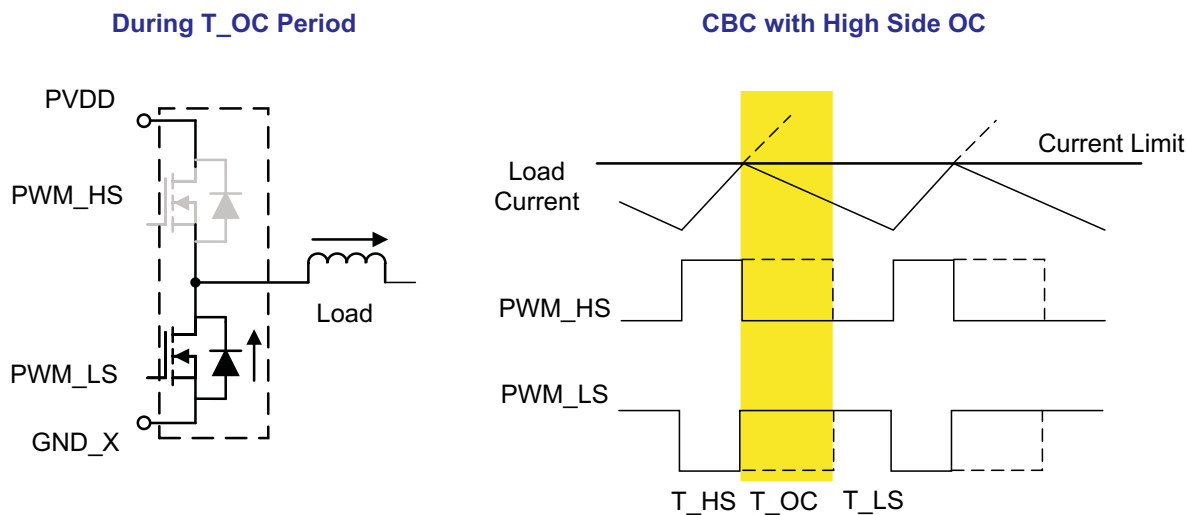


Figure 6. Cycle-by-Cycle Operation with High Side OC (dashed line: normal operation; solid line: CBC event)

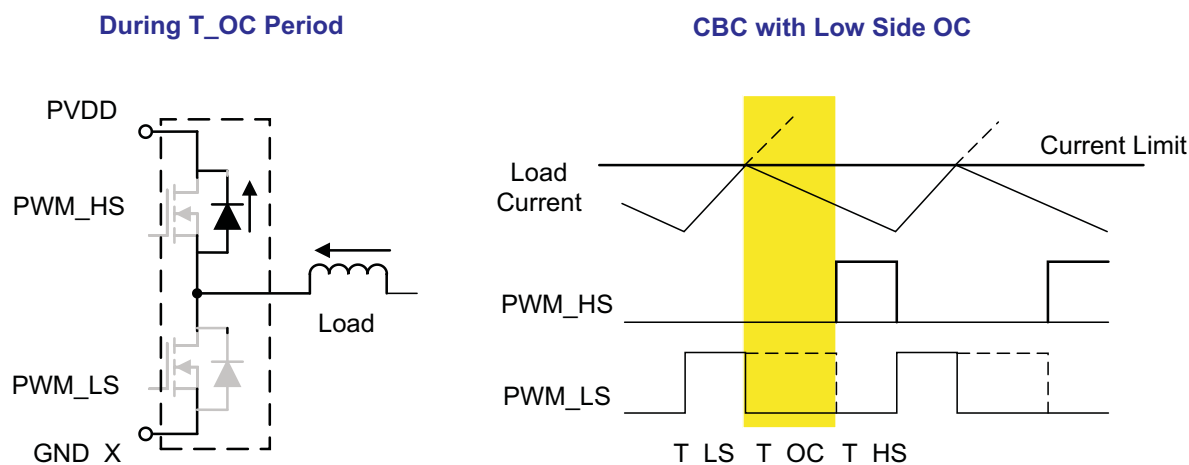


Figure 7. Cycle-by-Cycle Operation with Low Side OC (dashed line: normal operation; solid line: CBC event)

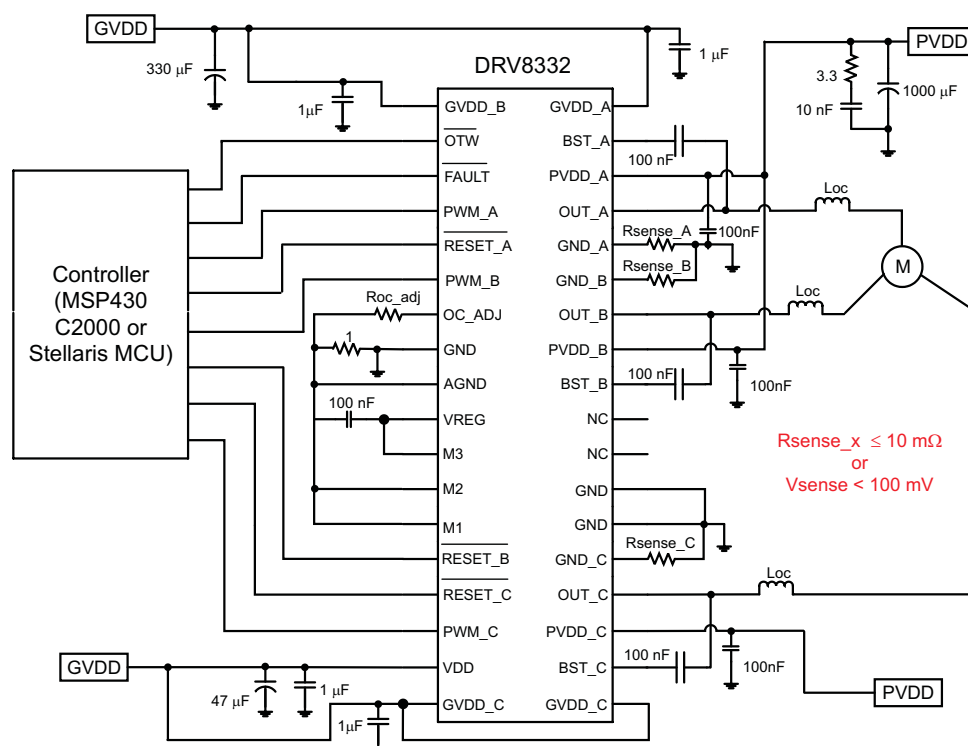


Figure 8. DRV8332 Application Diagram for Three-Phase Operation

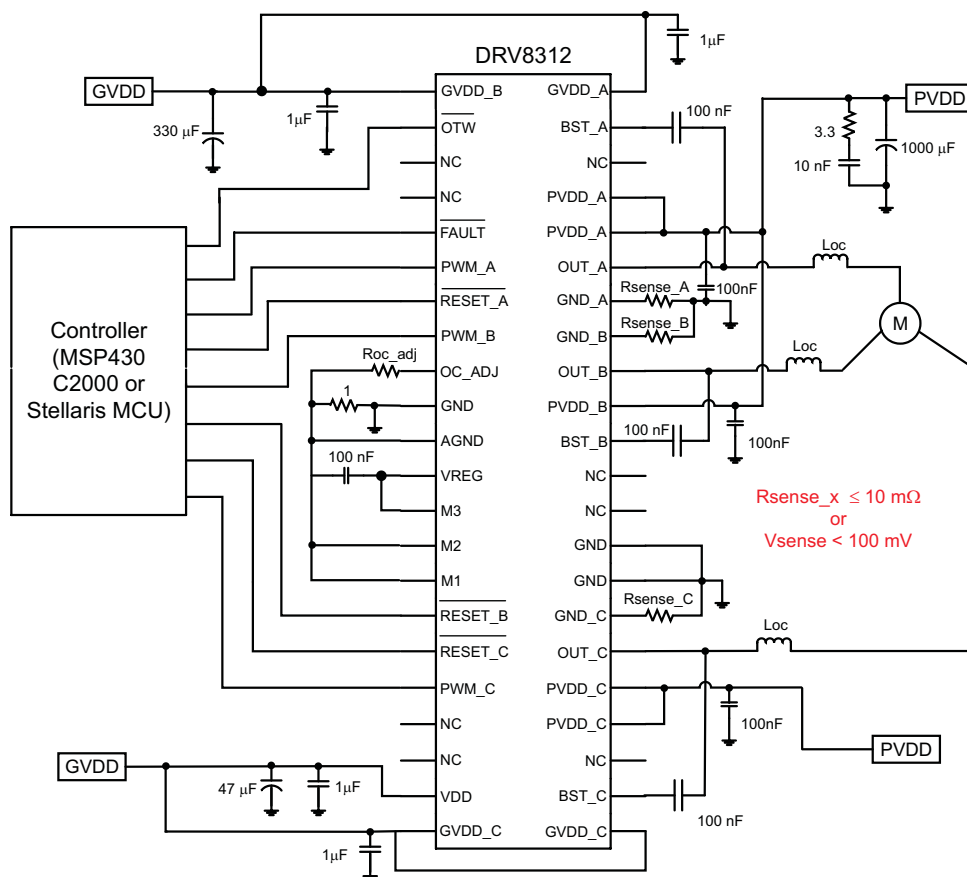


Figure 9. DRV8312 Application Diagram for Three-Phase Operation

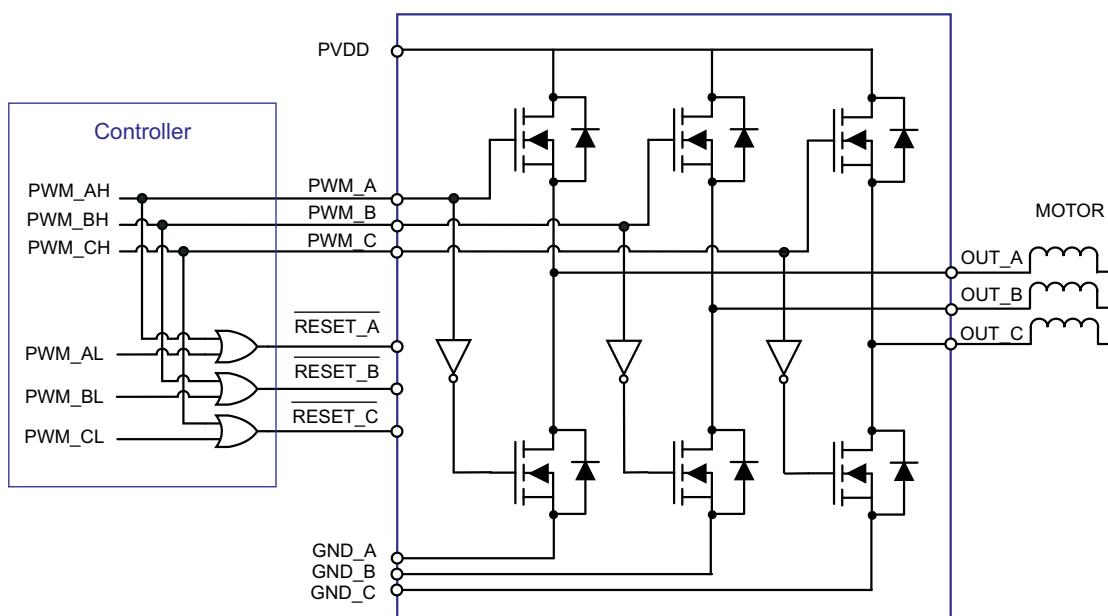


Figure 10. Control Signal Logic with Conventional 6 PWM Input Scheme

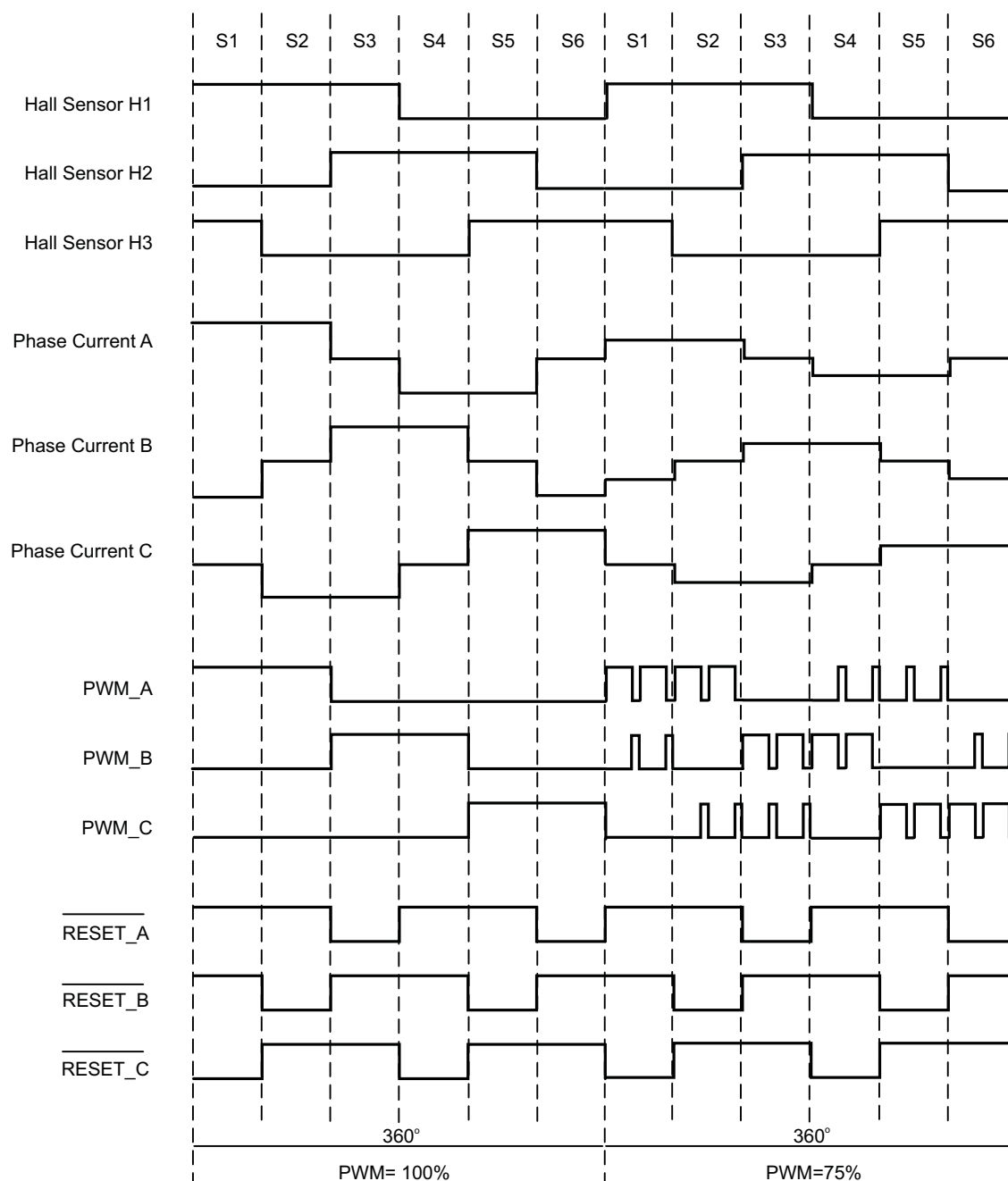


Figure 11. Hall Sensor Control with 6 Steps Trapezoidal Scheme

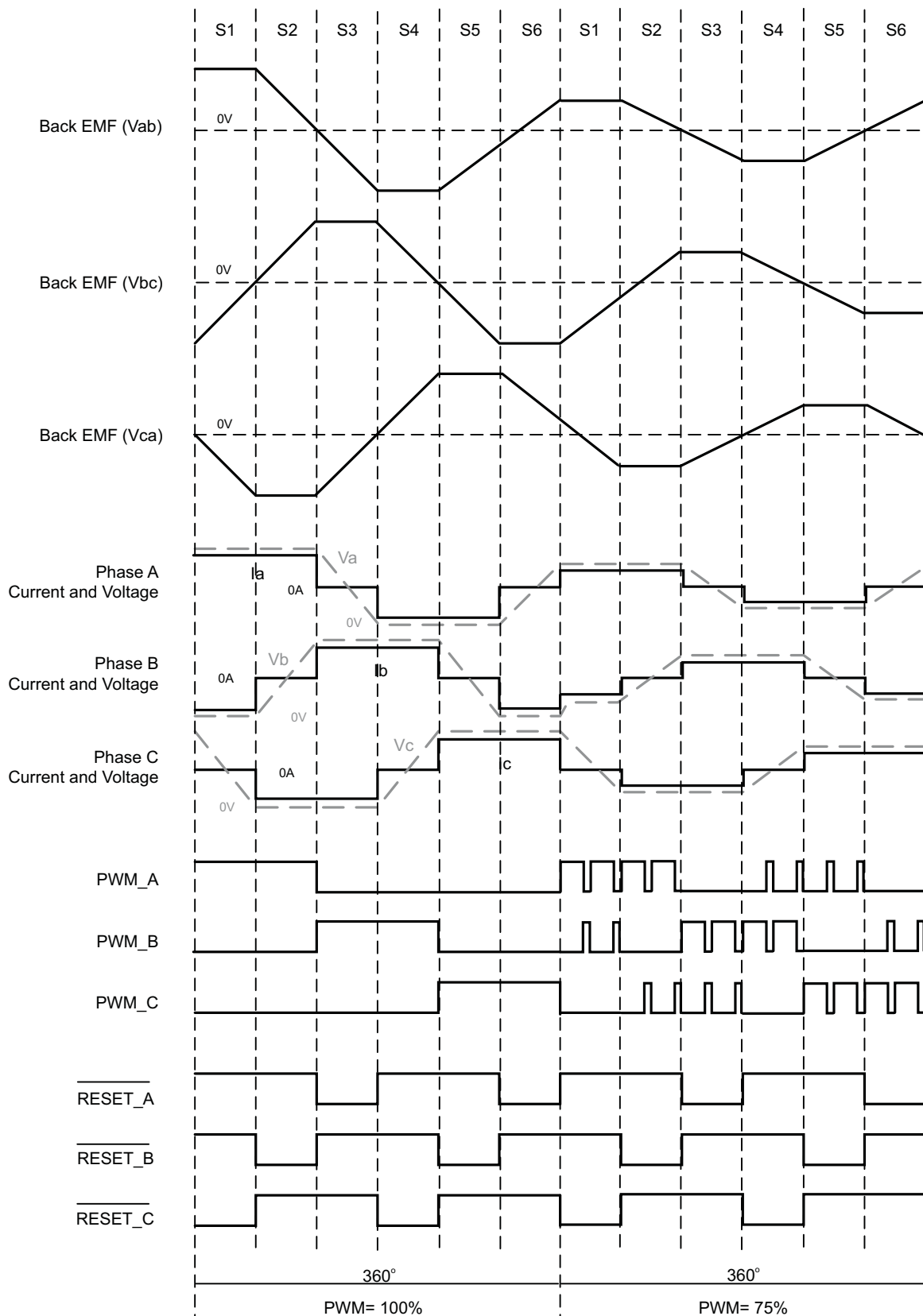


Figure 12. Sensorless Control with 6 Steps Trapezoidal Scheme

APPLICATION INFORMATION

SYSTEM DESIGN RECOMMENDATIONS

Voltage of Decoupling Capacitor

The voltage of the decoupling capacitors should be selected in accordance with good design practices. Temperature, ripple current, and voltage overshoot must be considered. The high frequency decoupling capacitor should use ceramic capacitor with X5R or better rating. For a 50-V application, a minimum voltage rating of 63 V is recommended.

Current Requirement of 12V Power Supply

The DRV8312/32 require a 12V power supply for GVDD and VDD pins. The total supply current is pretty low at room temp (less than 50mA), but the current could increase significantly when the device temperature goes too high (e.g. above 125°C), especially at heavy load conditions due to substrate current collection by 12V guard rings. So it is recommended to design the 12V power supply with current capability at least 5-10% of your load current and no less than 100mA to assure the device performance across all temperature range.

VREG Pin

The VREG pin is used for internal logic and should not be used as a voltage source for external circuitries. The capacitor on VREG pin should be connected to AGND.

VDD Pin

The transient current in VDD pin could be significantly higher than average current through VDD pin. A low resistive path to GVDD should be used. A 22-μF to 47-μF capacitor should be placed on VDD pin beside the 100-nF to 1-μF decoupling capacitor to provide a constant voltage during transient.

OTW Pin

$\overline{\text{OTW}}$ reporting indicates the device approaching high junction temperature. This signal can be used with MCU to decrease system power when $\overline{\text{OTW}}$ is low in order to prevent OT shut down at a higher temperature.

No external pull up resistor or 3.3V power supply is needed for 3.3V logic. The $\overline{\text{OTW}}$ pin has an internal pullup resistor connecting to an internal 3.3V to reduce external component count. For 5V logic, an external pull up resistor to 5V is needed.

FAULT Pin

The $\overline{\text{FAULT}}$ pin reports any fault condition resulting in device shut down. No external pull up resistor or 3.3V power supply is needed for 3.3V logic. The $\overline{\text{FAULT}}$ pin has an internal pullup resistor connecting to an internal 3.3V to reduce external component count. For 5V logic, an external pull up resistor to 5V is needed.

OC_ADJ Pin

For accurate control of the overcurrent protection, the OC_ADJ pin has to be connected to AGND through an OC adjust resistor.

PWM_X and RESET_X Pins

It is recommended to connect these pins to either AGND or GND when they are not used, and these pins only support 3.3V logic.

Mode Select Pins

Mode select pins (M1, M2, and M3) should be connected to either VREG (for logic high) or AGND for logic low. It is not recommended to connect mode pins to board ground if 1-Ω resistor is used between AGND and GND.

Output Inductor Selection

For normal operation, inductance in motor (assume larger than 10 μ H) is sufficient to provide low di/dt output (e.g. for EMI) and proper protection during overload condition (CBC current limiting feature). So no additional output inductors are needed during normal operation.

However during a short condition, the motor (or other load) could be shorted, so the load inductance might not present in the system anymore; the current in short condition can reach such a high level that may exceed the abs max current rating due to extremely low impedance in the short circuit path and high di/dt before oc detection circuit kicks in. So a ferrite bead or inductor is recommended to utilize the short circuit protection feature in DRV8312/32. With an external inductor or ferrite bead, the current will rise at a much slower rate and reach a lower current level before oc protection starts. The device will then either operate CBC current limit or OC shut down automatically (when current is well above the current limit threshold) to protect the system.

For a system that has limited space, a power ferrite bead can be used instead of an inductor. The current rating of ferrite bead has to be higher than the RMS current of the system at normal operation. A ferrite bead designed for very high frequency is NOT recommended. A minimum impedance of 10 Ω or higher is recommended at 10 MHz or lower frequency to effectively limit the current rising rate during short circuit condition.

The TDK MPZ2012S300A and MPZ2012S101A (with size of 0805 inch type) have been tested in our system to meet short circuit conditions in the DRV8312. But other ferrite beads that have similar frequency characteristics can be used as well.

For higher power applications, such as in the DRV8332, there might be limited options to select suitable ferrite bead with high current rating. If an adequate ferrite bead cannot be found, an inductor can be used.

The inductance can be calculated as:

$$L_{oc_min} = \frac{PVDD \cdot T_{oc_delay}}{I_{peak} - I_{ave}} \quad (1)$$

Where T_{oc_delay} = 250 nS, I_{peak} = 15 A (below abs max rating).

Because an inductor usually saturates pretty quickly after reaching its current rating, it is recommended to use an inductor with a doubled value or an inductor with a current rating well above the operating condition.

PCB LAYOUT RECOMMENDATION

PCB Material Recommendation

FR-4 Glass Epoxy material with 2 oz. copper on both top and bottom layer is recommended for improved thermal performance (better heat sinking) and less noise susceptibility (lower PCB trace inductance).

Ground Plane

Because of the power level of these devices, it is recommended to use a big unbroken single ground plane for the whole system / board. The ground plane can be easily made at bottom PCB layer. In order to minimize the impedance and inductance of ground traces, the traces from ground pins should keep as short and wide as possible before connected to bottom ground plane through vias. Multiple vias are suggested to reduce the impedance of vias. Try to clear the space around the device as much as possible especially at bottom PCB side to improve the heat spreading.

Decoupling Capacitor

High frequency decoupling capacitors (100 nF) should be placed close to PVDD_X pins and with a short ground return path to minimize the inductance on the PCB trace.

AGND

AGND is a localized internal ground for logic signals. A 1- Ω resistor is recommended to be connected between GND and AGND to isolate the noise from board ground to AGND. There are other two components are connected to this local ground: 0.1- μ F capacitor between VREG to AGND and R_{oc_adj} resistor between OC_ADJ and AGND. Capacitor for VREG should be placed close to VREG and AGND pins and connected without vias.

Current Shunt Resistor

If current shunt resistor is connected between GND_X to GND or PVDD_X to PVDD, make sure there is only one single path to connect each GND_X or PVDD_X pin to shunt resistor, and the path is short and symmetrical on each sense path to minimize the measurement error due to additional resistance on the trace.

PCB LAYOUT EXAMPLE

An example of the schematic and PCB layout of DRV8312 are shown in [Figure 13](#), [Figure 14](#), and [Figure 15](#).

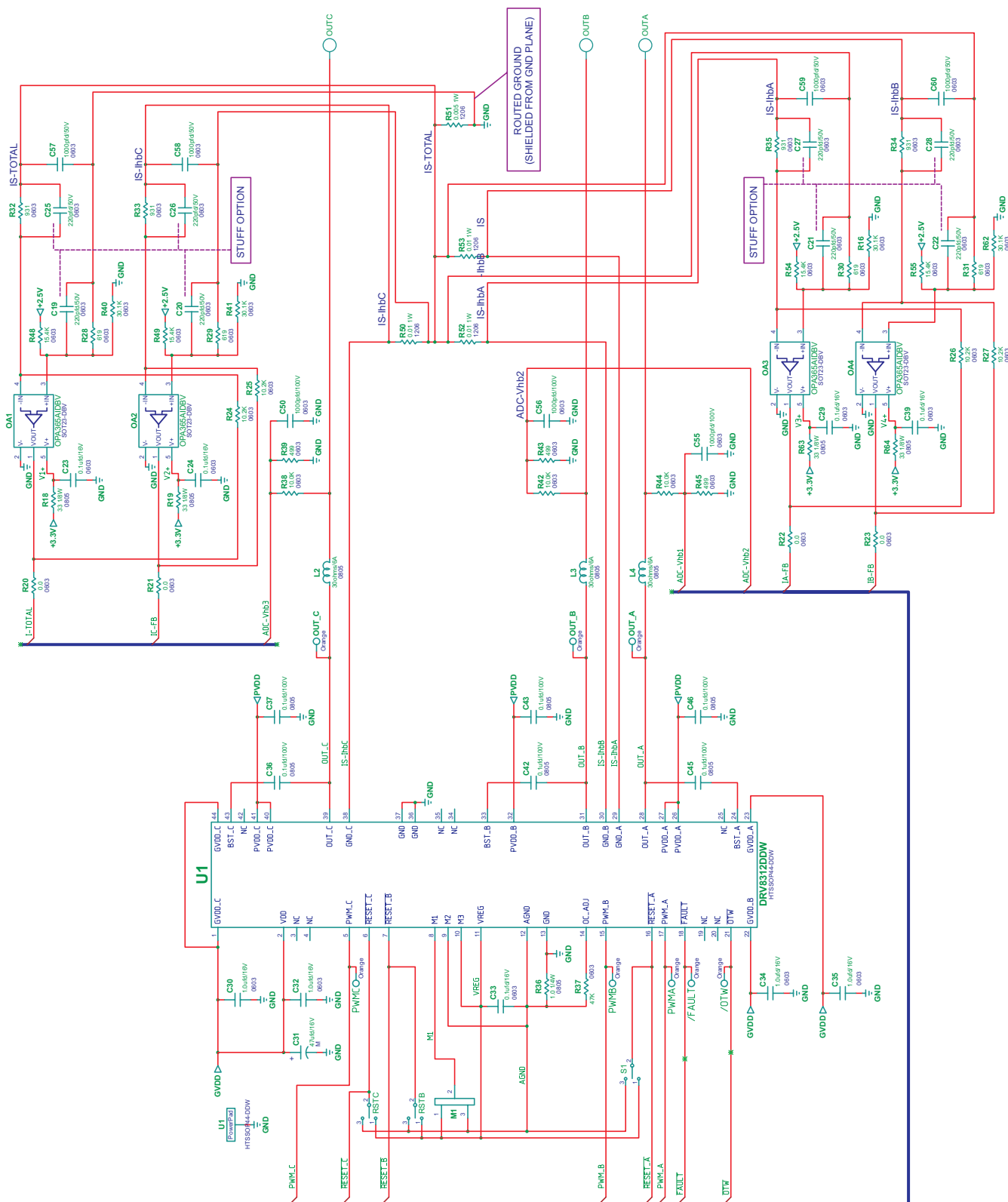
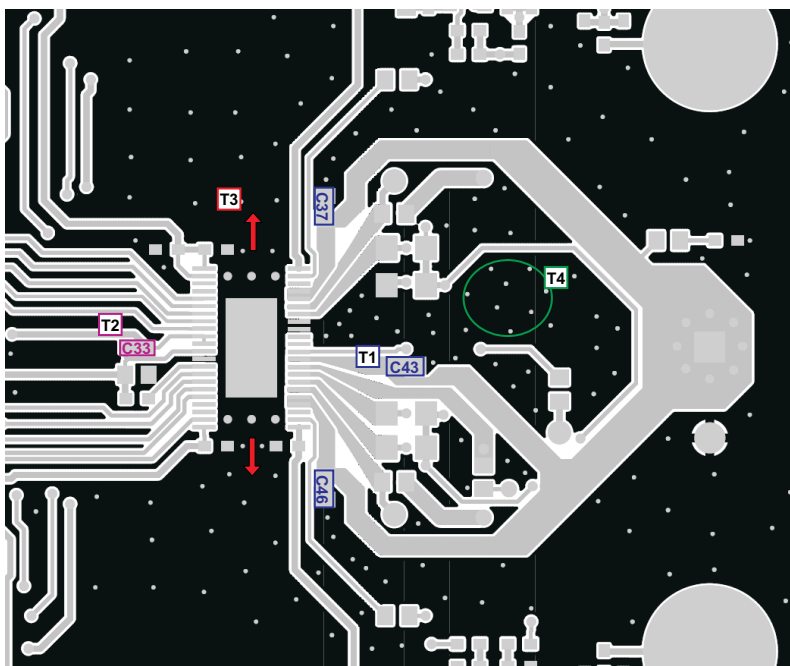


Figure 13. DRV8312 Schematic Example



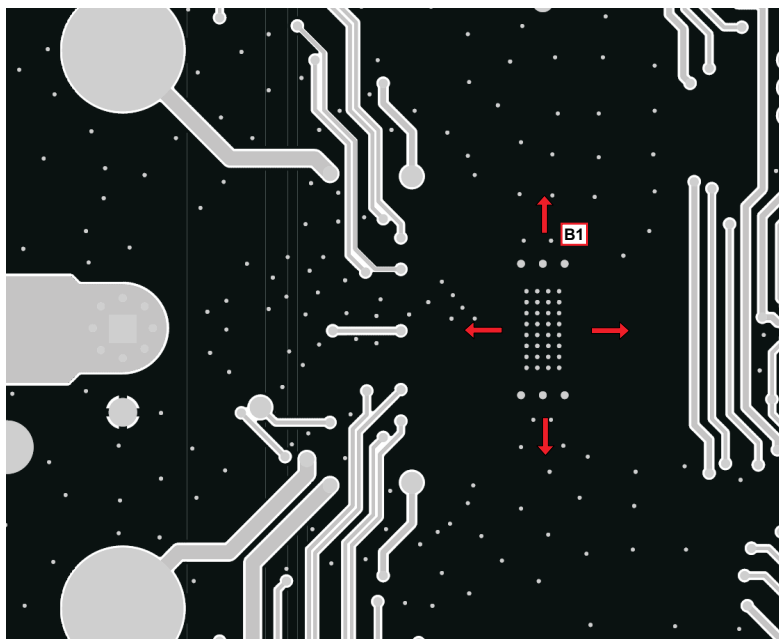
T1: PVDD decoupling capacitors C37, C43, and C46 should be placed very close to PVDD_X pins and ground return path.

T2: VREG decoupling capacitor C33 should be placed very close to VREG and AGND pins.

T3: Clear the space above and below the device as much as possible to improve the thermal spreading.

T4: Add many vias to reduce the impedance of ground path through top to bottom side. Make traces as wide as possible for ground path such as GND_X path.

Figure 14. Printed Circuit Board – Top Layer



B1: Do not block the heat transfer path at bottom side. Clear as much space as possible for better heat spreading.

Figure 15. Printed Circuit Board – Bottom Layer

THERMAL INFORMATION

The thermally enhanced package provided with the DRV8332 is designed to interface directly to heat sink using a thermal interface compound in between, (e.g., Ceramique from Arctic Silver, TIMTronics 413, etc.). The heat sink then absorbs heat from the ICs and couples it to the local air. It is also a good practice to connect the heatsink to system ground on the PCB board to reduce the ground noise.

$R_{\theta JA}$ is a system thermal resistance from junction to ambient air. As such, it is a system parameter with the following components:

- $R_{\theta JC}$ (the thermal resistance from junction to case, or in this example the power pad or heat slug)
- Thermal grease thermal resistance
- Heat sink thermal resistance

The thermal grease thermal resistance can be calculated from the exposed power pad or heat slug area and the thermal grease manufacturer's area thermal resistance (expressed in $^{\circ}\text{C-in}^2/\text{W}$ or $^{\circ}\text{C-mm}^2/\text{W}$). The approximate exposed heat slug size is as follows:

- DRV8332, 36-pin PSOP3 0.124 in^2 (80 mm^2)

The thermal resistance of a thermal pad is considered higher than a thin thermal grease layer and is not recommended. Thermal tape has an even higher thermal resistance and should not be used at all. Heat sink thermal resistance is predicted by the heat sink vendor, modeled using a continuous flow dynamics (CFD) model, or measured.

Thus the system $R_{\theta JA} = R_{\theta JC} + \text{thermal grease resistance} + \text{heat sink resistance}$.

See the TI application report, *IC Package Thermal Metrics* ([SPRA953A](#)), for more thermal information.

DRV8312 Thermal Via Design Recommendation

Thermal pad of the DRV8312 is attached at bottom of device to improve the thermal capability of the device. The thermal pad has to be soldered with a very good coverage on PCB in order to deliver the power specified in the datasheet. The figure below shows the recommended thermal via and land pattern design for the DRV8312. For additional information, see TI application report, *PowerPad Made Easy* ([SLMA004B](#)) and *PowerPad Layout Guidelines* ([SOLA120](#)).

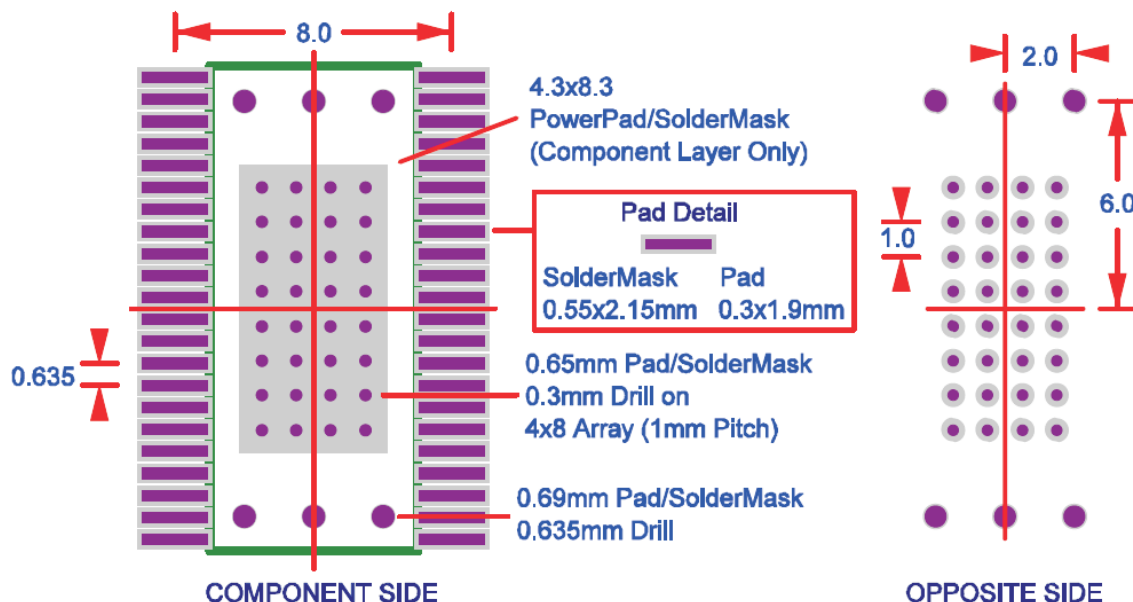


Figure 16. DRV8312 Thermal Via Footprint

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/ Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾	Samples (Requires Login)
DRV8312DDW	ACTIVE	HTSSOP	DDW	44	35	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR	
DRV8312DDWR	ACTIVE	HTSSOP	DDW	44	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR	
DRV8332DKD	ACTIVE	HSSOP	DKD	36	29	Green (RoHS & no Sb/Br)	NIPDAU	Level-4-260C-72 HR	
DRV8332DKDR	ACTIVE	HSSOP	DKD	36	500	Green (RoHS & no Sb/Br)	NIPDAU	Level-4-260C-72 HR	

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

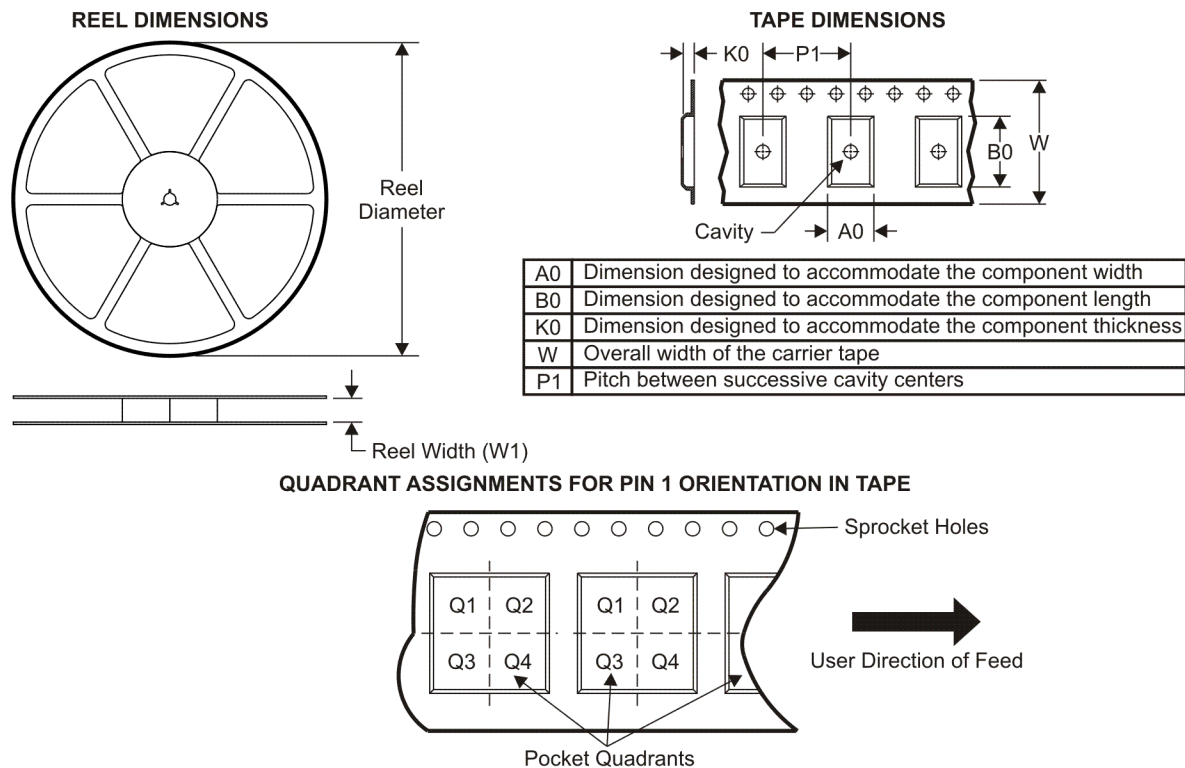
Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

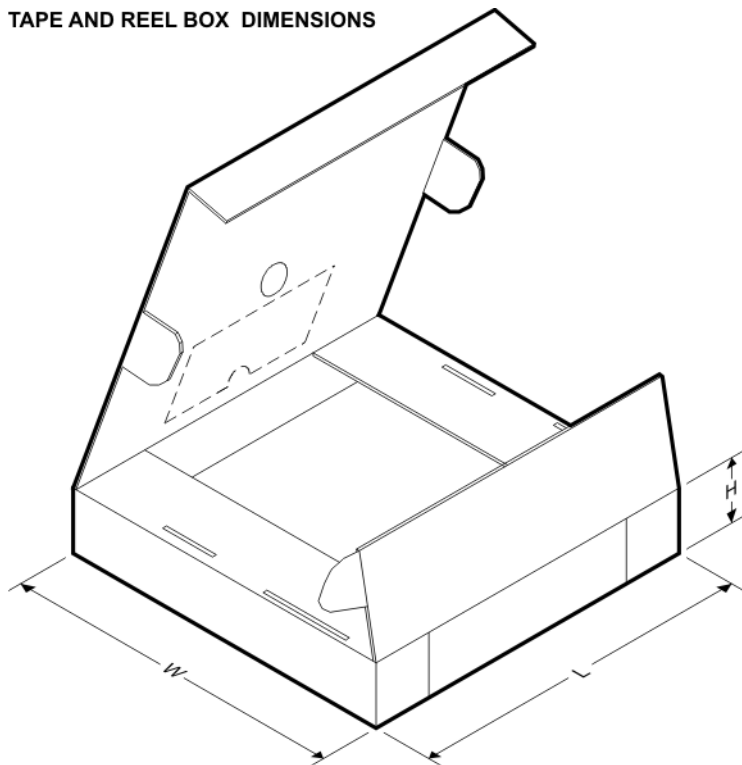
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
DRV8312DDWR	HTSSOP	DDW	44	2000	330.0	24.4	8.6	15.6	1.8	12.0	24.0	Q1
DRV8332DKDR	HSSOP	DKD	36	500	330.0	24.4	14.7	16.4	4.0	20.0	24.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS

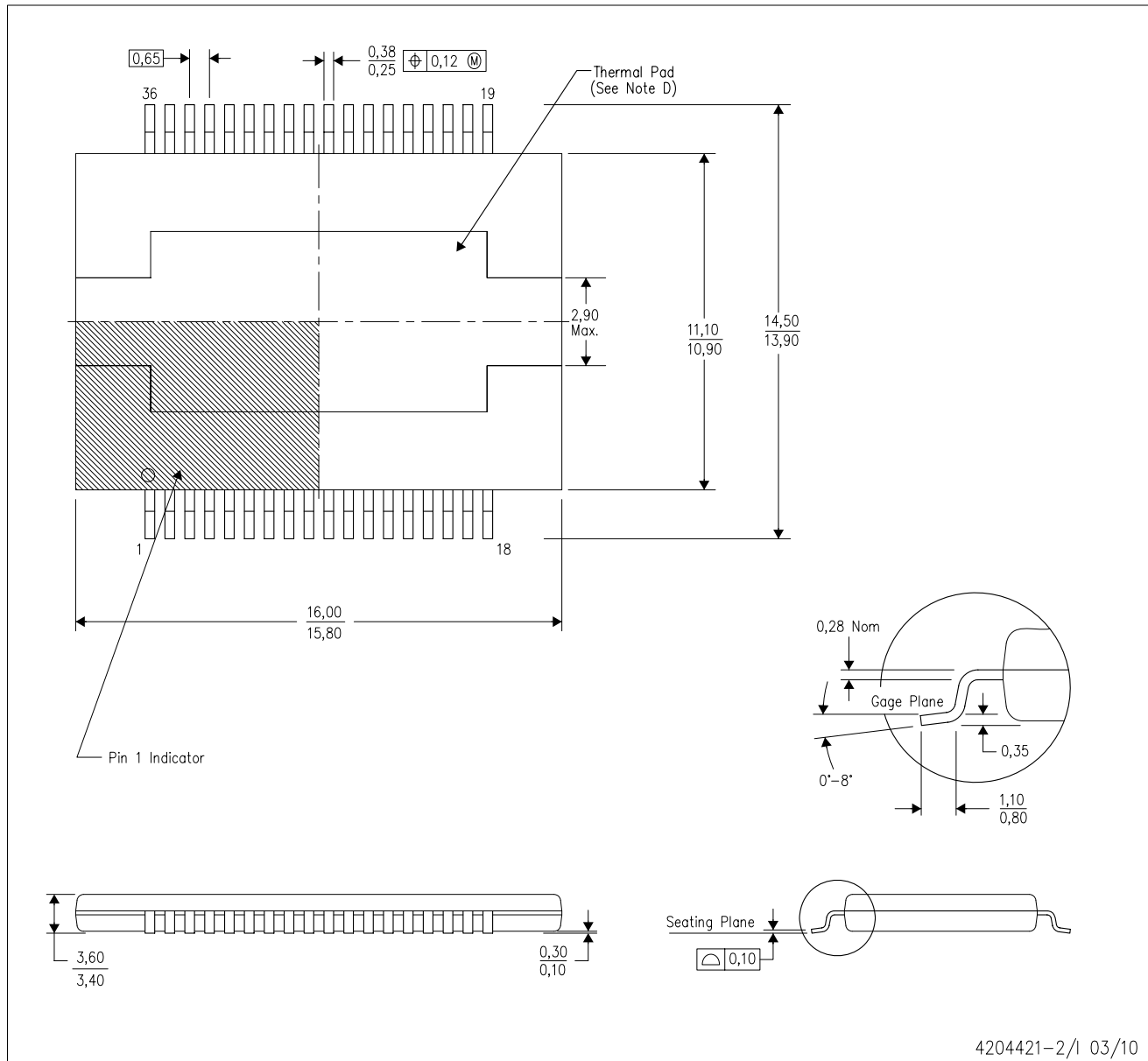


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
DRV8312DDWR	HTSSOP	DDW	44	2000	346.0	346.0	41.0
DRV8332DKDR	HSSOP	DKD	36	500	346.0	346.0	41.0

DKD (R-PDSO-G36)

PowerPAD™ PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.15mm.
 - D. The package thermal performance is optimized for conductive cooling with attachment to an external heat sink. See the product data sheet for details regarding the exposed thermal pad dimensions.

THERMAL PAD MECHANICAL DATA

DKD (R-PDSO-G36)

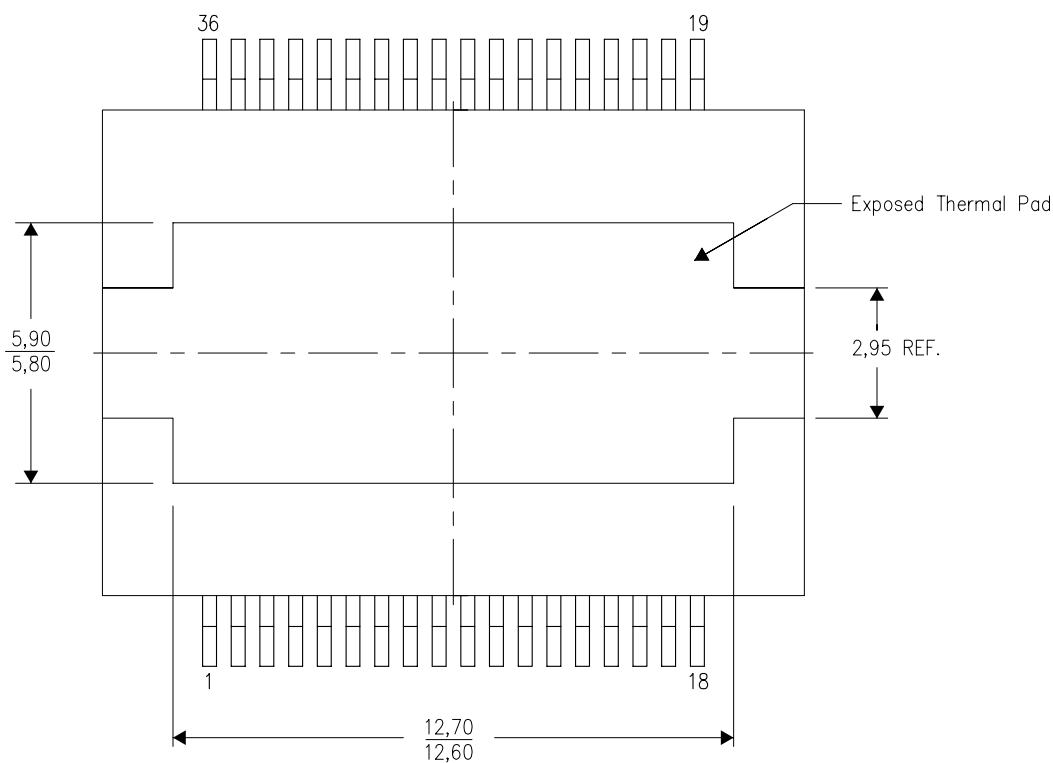
PowerPAD™ PLASTIC SMALL OUTLINE

THERMAL INFORMATION

This PowerPAD™ package incorporates an exposed thermal pad that is designed to be attached directly to an external heatsink. This design optimizes the heat transfer from the integrated circuit (IC).

For additional information on the PowerPAD package and how to take advantage of its heat dissipating abilities, refer to Technical Brief, PowerPAD Thermally Enhanced Package, Texas Instruments Literature No. SLMA002 and Application Brief, PowerPAD Made Easy, Texas Instruments Literature No. SLMA004. Both documents are available at www.ti.com.

The exposed thermal pad dimensions for this package are shown in the following illustration.



Top View

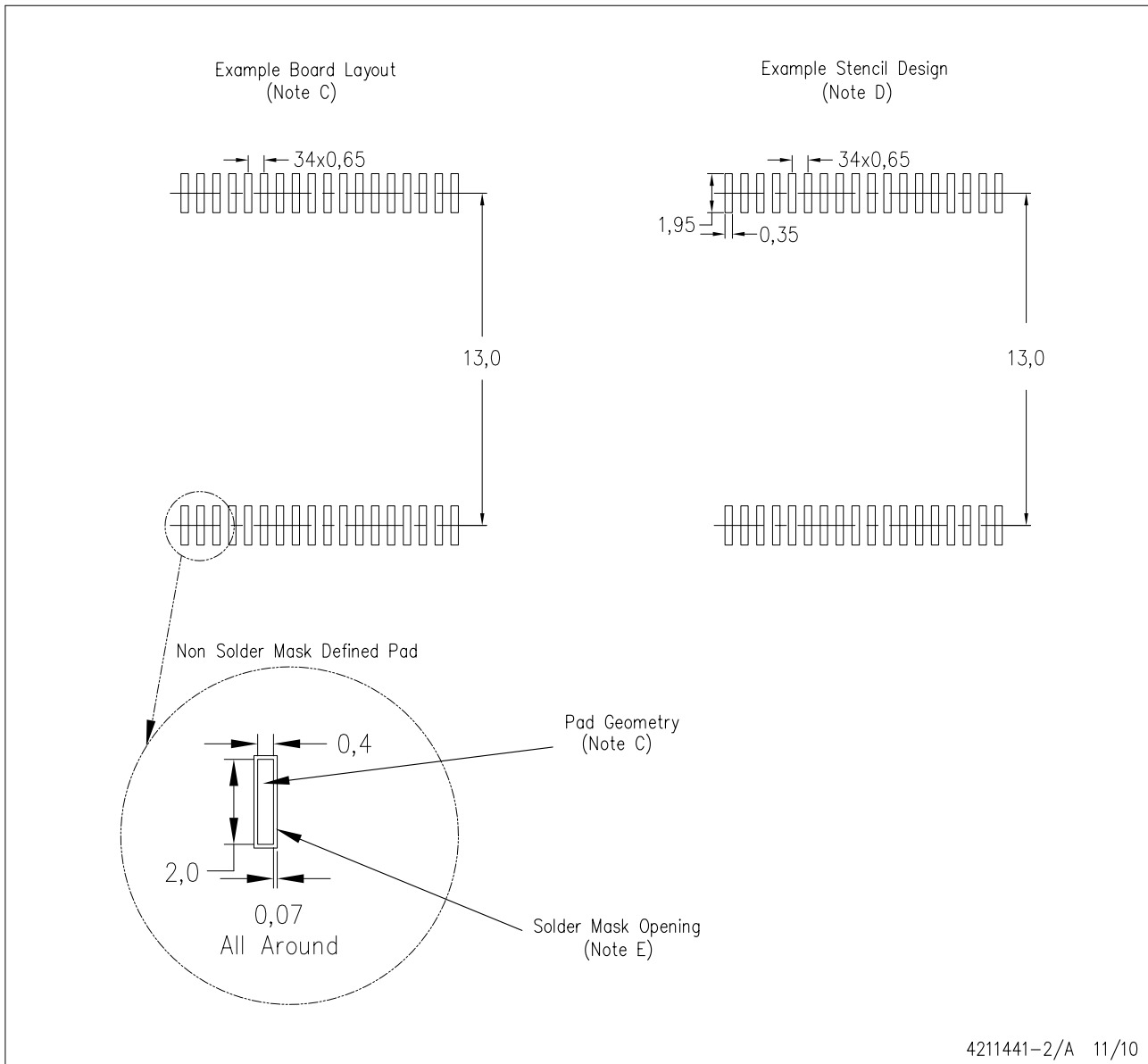
Exposed Thermal Pad Dimensions

4210894-2/C 03/11

NOTE: A. All linear dimensions are in millimeters

DKD (R-PDSO-G36)

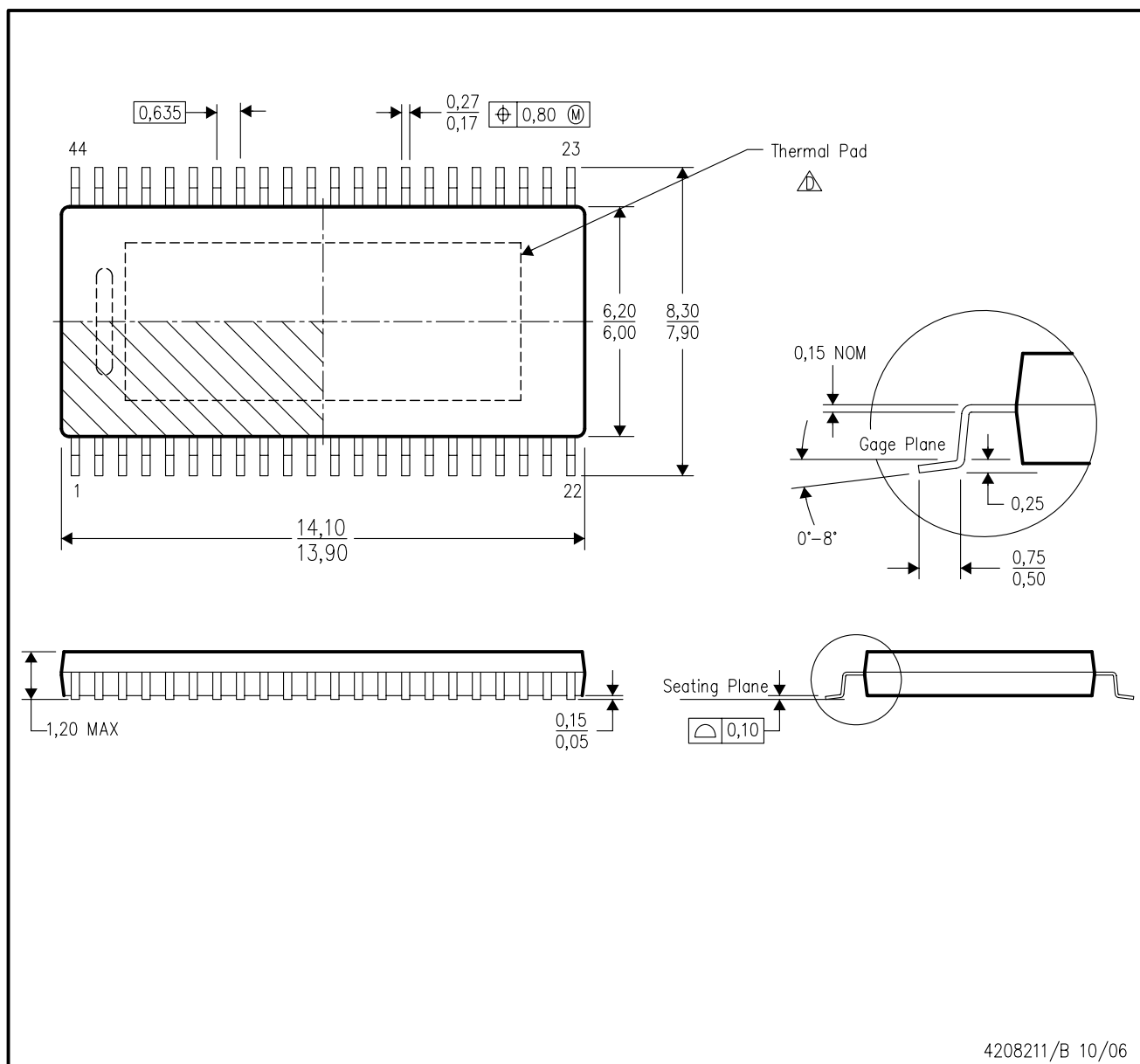
PowerPAD™ PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - D. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525.
 - E. Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

DDW (R-PDSO-G44)

PowerPAD™ PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE (PAD DOWN)



NOTES:

- A. All linear dimensions are in millimeters.
- B. This drawing is subject to change without notice.
- C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.
-  This package thermal performance is optimized for conductive cooling with attachment to an external heat sink. See the product data sheet for details regarding the exposed thermal pad dimensions.

THERMAL PAD MECHANICAL DATA

DDW (R-PDSO-G44)

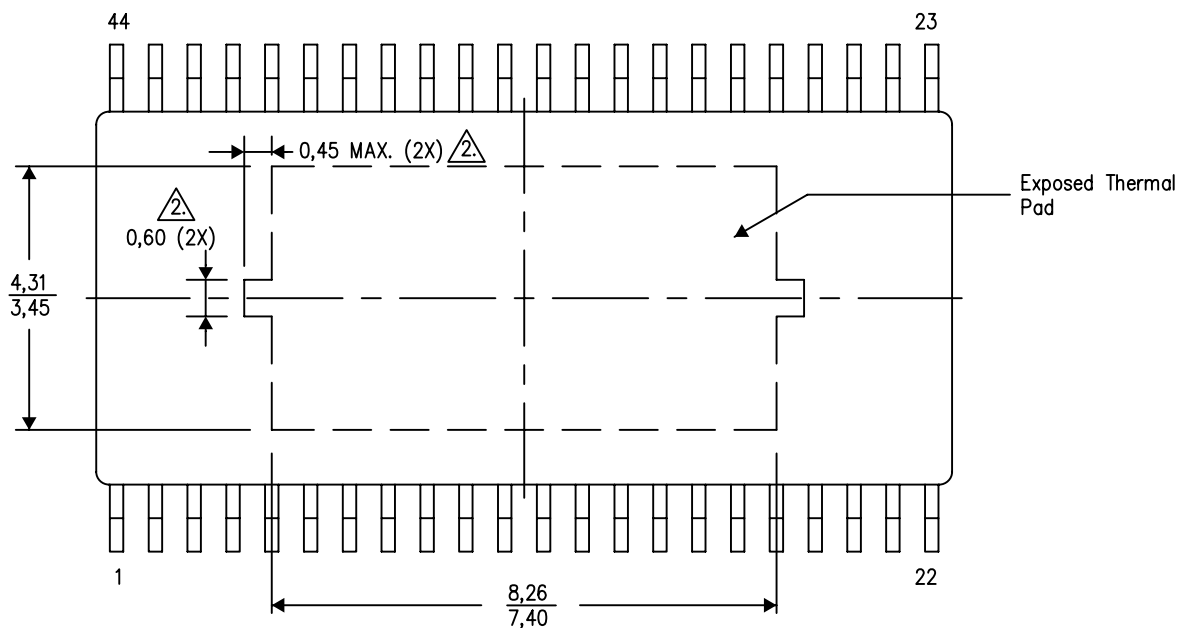
PowerPAD™ SMALL OUTLINE PACKAGE

THERMAL INFORMATION

This PowerPAD™ package incorporates an exposed thermal pad that is designed to be attached to a printed circuit board (PCB). The thermal pad must be soldered directly to the PCB. After soldering, the PCB can be used as a heatsink. In addition, through the use of thermal vias, the thermal pad can be attached directly to the appropriate copper plane shown in the electrical schematic for the device, or alternatively, can be attached to a special heatsink structure designed into the PCB. This design optimizes the heat transfer from the integrated circuit (IC).

For additional information on the PowerPAD package and how to take advantage of its heat dissipating abilities, refer to Technical Brief, PowerPAD Thermally Enhanced Package, Texas Instruments Literature No. SLMA002 and Application Brief, PowerPAD Made Easy, Texas Instruments Literature No. SLMA004. Both documents are available at www.ti.com.

The exposed thermal pad dimensions for this package are shown in the following illustration.



Top View

1. All linear dimensions are in millimeters
2. These features may not be present.

Exposed Thermal Pad Dimensions

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

TI products are not authorized for use in safety-critical applications (such as life support) where a failure of the TI product would reasonably be expected to cause severe personal injury or death, unless officers of the parties have executed an agreement specifically governing such use. Buyers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of TI products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Further, Buyers must fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of TI products in such safety-critical applications.

TI products are neither designed nor intended for use in military/aerospace applications or environments unless the TI products are specifically designated by TI as military-grade or "enhanced plastic." Only products designated by TI as military-grade meet military specifications. Buyers acknowledge and agree that any such use of TI products which TI has not designated as military-grade is solely at the Buyer's risk, and that they are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI products are neither designed nor intended for use in automotive applications or environments unless the specific TI products are designated by TI as compliant with ISO/TS 16949 requirements. Buyers acknowledge and agree that, if they use any non-designated products in automotive applications, TI will not be responsible for any failure to meet such requirements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products

Audio	www.ti.com/audio
Amplifiers	amplifier.ti.com
Data Converters	dataconverter.ti.com
DLP® Products	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks
Interface	interface.ti.com
Logic	logic.ti.com
Power Mgmt	power.ti.com
Microcontrollers	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
RF/IF and ZigBee® Solutions	www.ti.com/lprf

Applications

Communications and Telecom	www.ti.com/communications
Computers and Peripherals	www.ti.com/computers
Consumer Electronics	www.ti.com/consumer-apps
Energy and Lighting	www.ti.com/energy
Industrial	www.ti.com/industrial
Medical	www.ti.com/medical
Security	www.ti.com/security
Space, Avionics and Defense	www.ti.com/space-avionics-defense
Transportation and Automotive	www.ti.com/automotive
Video and Imaging	www.ti.com/video
Wireless	www.ti.com/wireless-apps

TI E2E Community Home Page

e2e.ti.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated

BN34 Specifications

BN34 SPECIFICATIONS -

Continuous Stall Torque 83 - 309 oz-in (0.587 - 2.19 Nm)
Peak Torque 326 - 1445 oz-in (2.31 - 10.21 Nm)

Inside Rotor
Brushless Motors

Part Number*		BN34-25AF- ☐ ☐ ☒ ☐ ☐			BN34-35AF- ☐ ☐ ☒ ☐ ☐			BN34-45AF- ☐ ☐ ☒ ☐ ☐			BN34-55AF- ☐ ☐ ☒ ☐ ☐		
Winding Code**		01	02	03	01	02	03	01	02	03	01	02	03
L = Length	inches	2.5			3.5			4.5			5.5		
	millimeters	63.5			88.9			114.3			139.7		
Terminal Voltage	volts DC	24	50	100	24	50	100	24	50	100	24	50	100
Peak Torque	oz-in	310	310	310	657	643	657	1006	1006	1006	1375	1375	1375
	Nm	2.19	2.19	2.19	4.64	4.5405	4.64	7.11	7.11	7.11	9.71	9.71	9.71
Continuous Stall Torque	oz-in	88	93	90	140	162	172	210	220	236	249	288	299
	Nm	0.62	0.66	0.64	0.99	1.144	1.21	1.49	1.55	1.67	1.76	2.03	2.11
Rated Speed	RPM	8130	7500	7280	6010	6400	6380	3800	5170	5270	2750	4350	4360
	rad/sec	851	785	762	629	670	667	397	541	552	288	455	456
Rated Torque	oz-in	60	64	62	93	106	110	172	148	170	214	208	214
	Nm	0.4237	0.45	0.44	0.6567	0.749	0.78	1.24	1.05	1.2005	1.51	1.49	1.51
Rated Current	Amps	16.98	8	3.77	18.74	11	5.8	23.1	12.6	7	21.16	14.85	7.63
Rated Power	watts	361	355	334	417	502	519	483	567	612	435	669	690
Torque Sensitivity	oz-in/amp	3.78	8.5	17.48	5.06	9.92	20.26	7.76	12.42	26.39	10.5	14.7	29.39
	Nm/amp	0.027	0.06	0.123	0.036	0.0701	0.142	0.055	0.088	0.186	0.074	0.104	0.208
Back EMF	volts/KRPM	2.79	6.29	12.92	3.74	7.34	14.98	5.74	9.18	19.51	7.76	10.87	21.73
	volts/rad/sec	0.027	0.06	0.123	0.036	0.07	0.143	0.055	0.088	0.186	0.074	0.104	0.208
Terminal Resistance	ohms	0.079	0.253	1.12	0.05	0.147	0.548	0.068	0.141	0.557	0.088	0.131	0.487
Terminal Inductance	mH	0.12	0.62	2.62	0.1	0.43	1.72	0.17	0.43	1.94	0.23	0.44	1.78
Motor Constant	oz-in/sq.rt.watt	13.44	16.11	16.51	22.63	25.87	27.37	29.75	33.06	35.36	35.4	40.61	42.11
	Nm/sq.rt.watt	0.11	0.11	0.12	0.16	0.183	0.19	0.22	0.23	0.25	0.25	0.29	0.3
Rotor Inertia	oz-in-sec ² x10 ⁻³	7.2	7.2	7.2	14.1	12	14	21	21	21	28	28	28
	g-cm ²	510	510	510	1000	846.8	1000	1500	1500	1500	2000	2000	2000
Weight	oz	36	37	36	62	62	62	87	89	89	114	116	116
	g	1020	1030	1030	1750	1760.8	1770	2480	2520	2530	3230	3300	3.3
# of Poles		8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8
Timing		120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°
Mech. Time Constant	ms	3.87	3.58	3.75	3.96	2.5	2.7	3.38	2.75	2.41	3.2	2.43	2.26
Electrical Time Constant	ms	2.27	2.45	2.34	2.14	2.9	3.15	2.48	3.04	3.48	2.58	3.4	3.66
Thermal Resistivity	deg. C/watt	2.25	2.39	2.41	1.87	1.84	1.84	1.51	1.63	1.62	1.45	1.43	1.43
Speed/Torque Gradient	rpm/oz-in	5.3	4.3	4.3	2.8	2.8	1.8	1.1	1	1	0.8	0.7	0.6

Notes:

- Motor mounted to a 10 x 10 x 1/4 inches aluminum plate, still air.
- Maximum winding temperature of 155°C.
- Typical electrical specifications at 25°C.
- Motor Terminal Voltages are representative only; motors may be operated at voltages other than those listed in the table. For assistance please contact our applications engineer.
- For MS (military style) connector, please specify connector housing and terminal.
- Data for informational purposes only. Should not be considered a binding performance agreement. For specific applications, please contact the factory.

*Many other custom mechanical options are available – consult factory.

**Many other winding options are available – consult factory.

Select your options below and place their code in its corresponding block as shown on page 5.

☒ TERMINATION

L – Leads (std)
C – Connector
M – MS connector

☐ FEEDBACK OPTIONS

H – Hall Effect (std)
R – Resolver
S – Sensorless

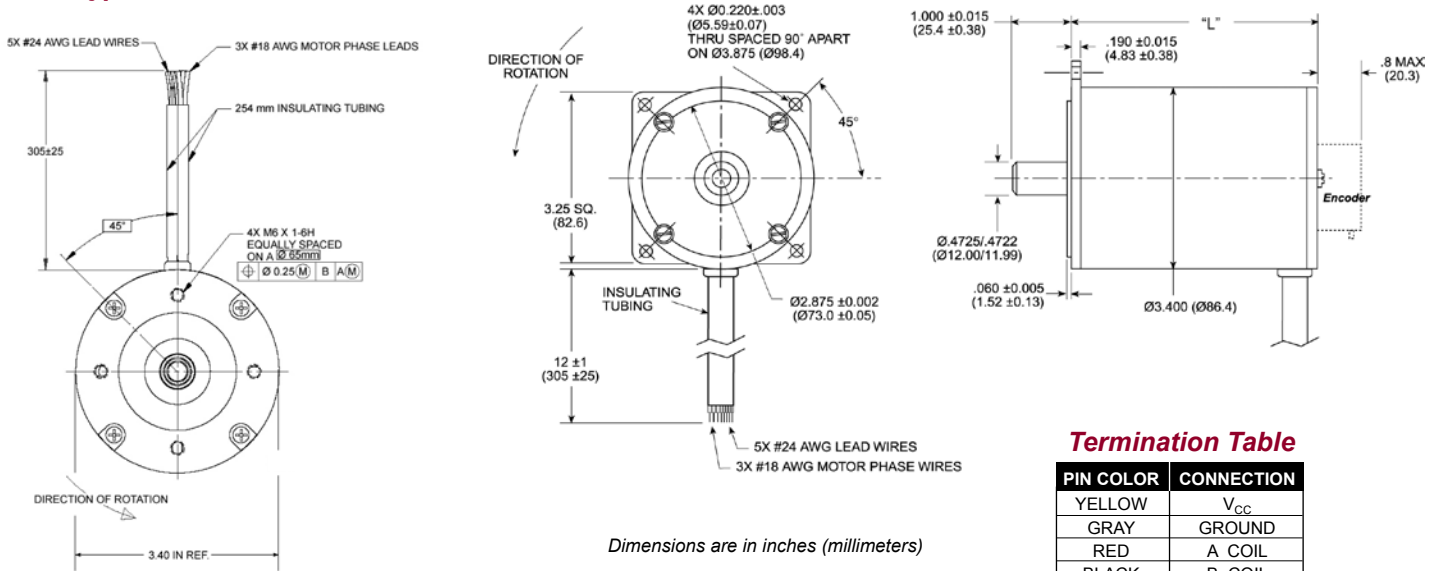
☐ OTHER OPTIONS

D – Drive
E – Encoder
G – Gearhead

BN34 Housed / Frameless

Inside Rotor
Brushless Motors

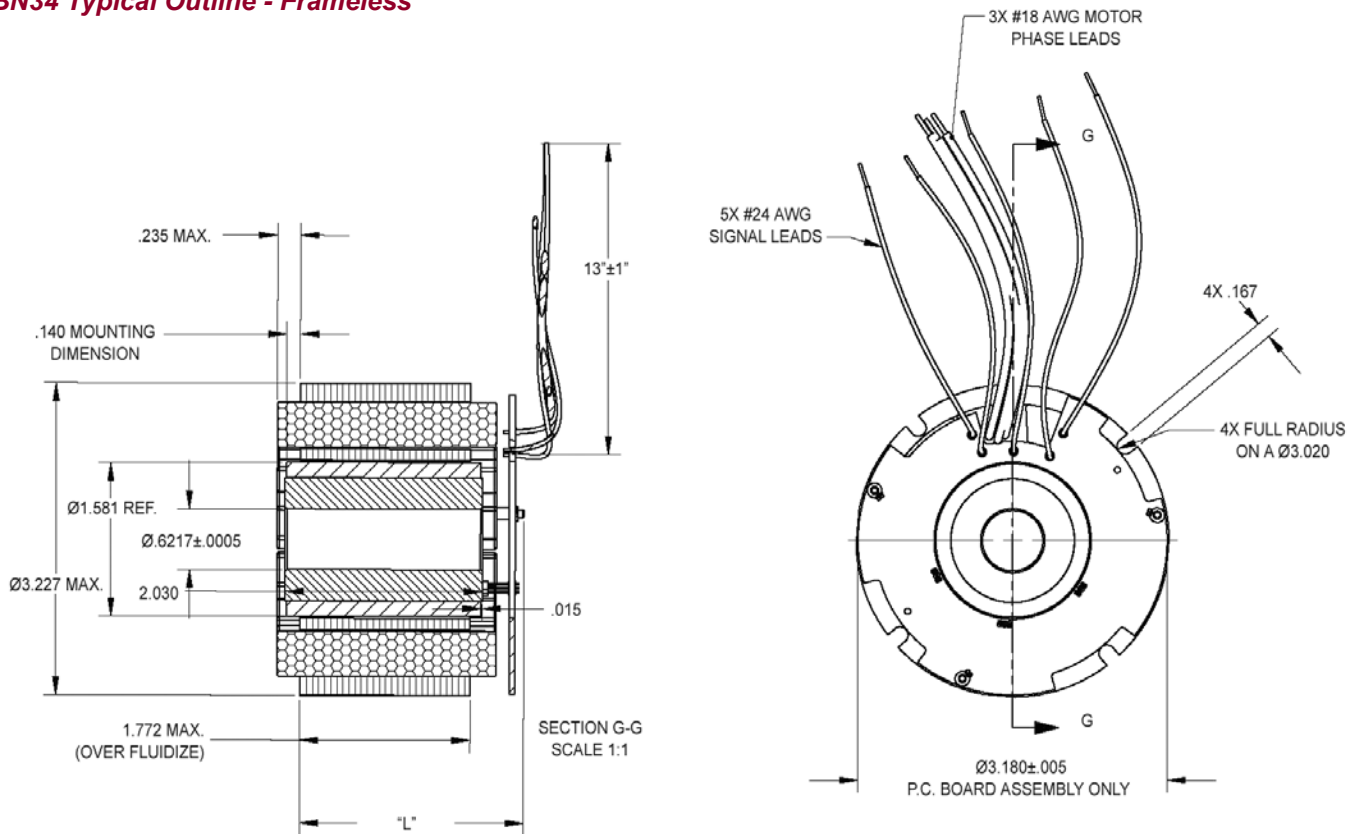
BN34 Typical Outline - Housed



Termination Table

PIN COLOR	CONNECTION
YELLOW	V _{CC}
GRAY	GROUND
RED	A COIL
BLACK	B COIL
GREEN	C COIL
BLUE	S2 OUT
BROWN	S1 OUT
ORANGE	S3 OUT

BN34 Typical Outline - Frameless



PART NUMBER	"L"
BN34-25ZP-[] (-) LH	1.337
BN34-35ZP-[] (-) LH	2.337
BN34-45ZP-[] (-) LH	3.337
BN34-55ZP-[] (-) LH	4.337

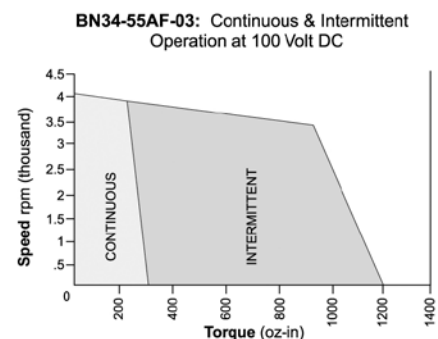
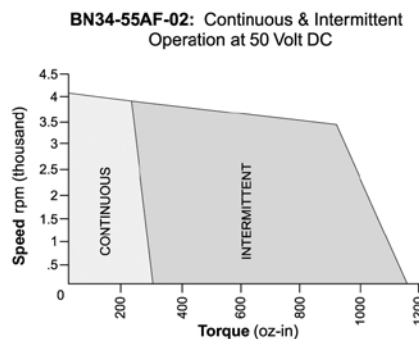
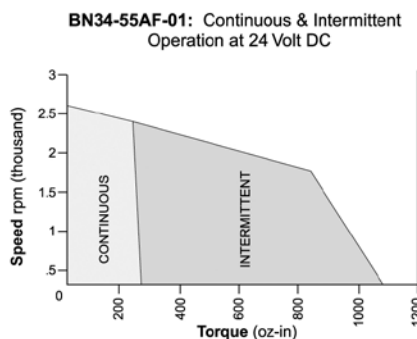
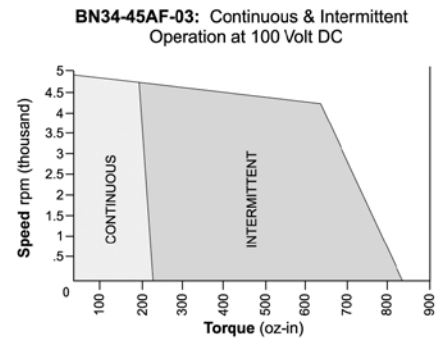
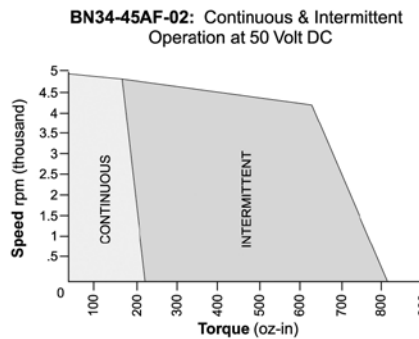
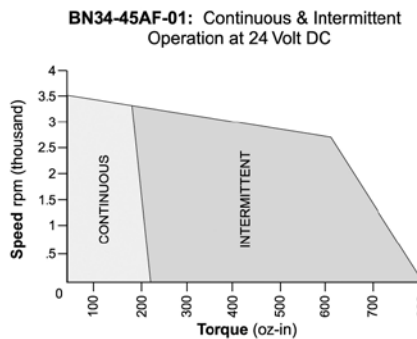
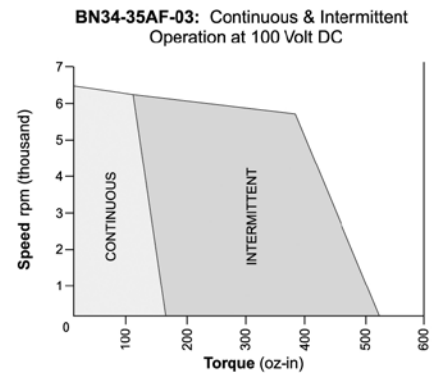
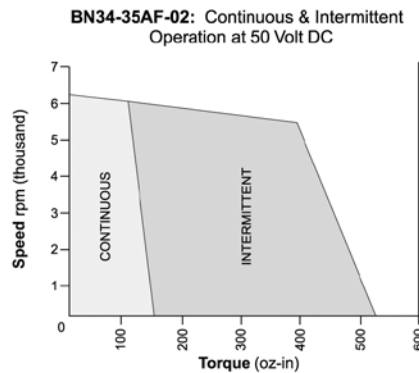
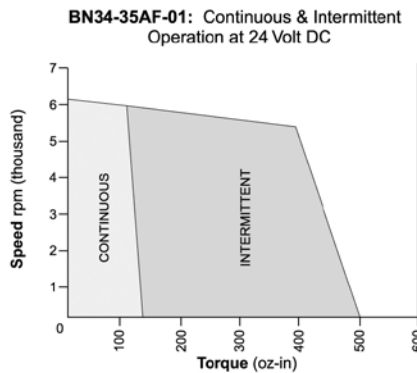
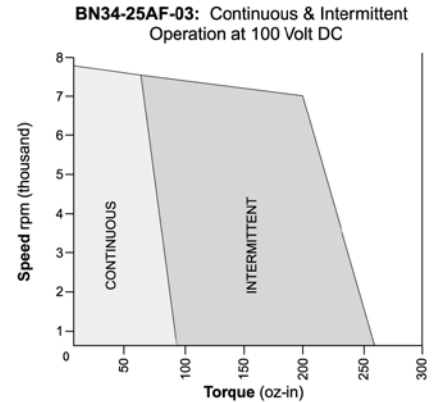
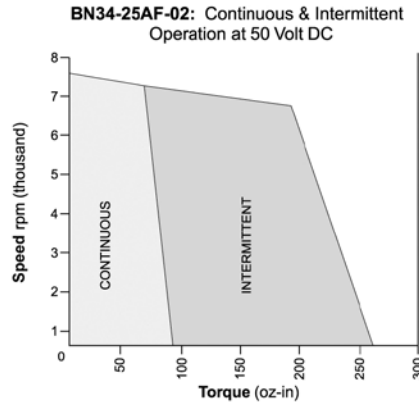
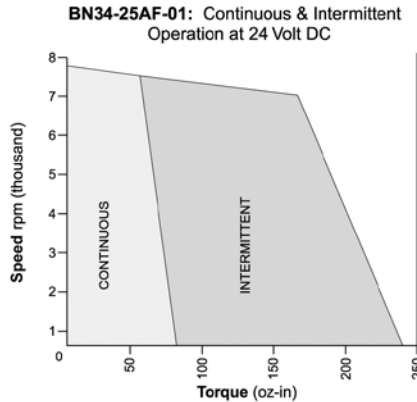
Note: See page 29 for performance data.

Dimensions are in inches

BN34 Performance Curves

Inside Rotor
Brushless Motors

BN34 Performance Curves



Note: Intermittent operation is based on a 20% duty cycle of one minute on, four minutes off.
Please contact the factory regarding the duty cycle of your application.

BN34 EU Specifications

BN34 EU SPECIFICATIONS -

Continuous Stall Torque 83 - 309 oz-in (0.587 - 2.19 Nm)
Peak Torque 326 - 1445 oz-in (2.31 - 10.21 Nm)

Part Number*		BN34-25EU- ☐ ☐ ☐ ☐			BN34-35EU- ☐ ☐ ☐ ☐			BN34-45EU- ☐ ☐ ☐ ☐			BN34-55EU- ☐ ☐ ☐ ☐		
Winding Code**		01	02	03	01	02	03	01	02	03	01	02	03
L = Length	inches	2.5			3.5			4.5			5.5		
	millimeters	63.5			88.9			114.3			139.7		
Terminal Voltage	volts DC	24	50	100	24	50	100	24	50	100	24	50	100
Peak Torque	oz-in	310	310	310	657	643	657	1006	1006	1006	1375	1375	1375
	Nm	2.19	2.19	2.19	4.64	4.5405	4.64	7.11	7.11	7.11	9.71	9.71	9.71
Continuous Stall Torque	oz-in	88	93	90	140	162	172	210	220	236	249	288	299
	Nm	0.62	0.66	0.64	0.99	1.144	1.21	1.49	1.55	1.67	1.76	2.03	2.11
Rated Speed	RPM	8130	7500	7280	6010	6400	6380	3800	5170	5270	2750	4350	4360
	rad/sec	851	785	762	629	670	667	397	541	552	288	455	456
Rated Torque	oz-in	60	64	62	93	106	110	172	148	170	214	208	214
	Nm	0.4237	0.45	0.44	0.6567	0.749	0.78	1.24	1.05	1.2005	1.51	1.49	1.51
Rated Current	Amps	16.98	8	3.77	18.74	11	5.8	23.1	12.6	7	21.16	14.85	7.63
Rated Power	watts	361	355	334	417	502	519	483	567	612	435	669	690
Torque Sensitivity	oz-in/amp	3.78	8.5	17.48	5.06	9.92	20.26	7.76	12.42	26.39	10.5	14.7	29.39
	Nm/amp	0.027	0.06	0.123	0.036	0.0701	0.142	0.055	0.088	0.186	0.074	0.104	0.208
Back EMF	volts/KRPM	2.79	6.29	12.92	3.74	7.34	14.98	5.74	9.18	19.51	7.76	10.87	21.73
	volts/rad/sec	0.027	0.06	0.123	0.036	0.07	0.143	0.055	0.088	0.186	0.074	0.104	0.208
Terminal Resistance	ohms	0.079	0.253	1.12	0.05	0.147	0.548	0.068	0.141	0.557	0.088	0.131	0.487
Terminal Inductance	mH	0.12	0.62	2.62	0.1	0.43	1.72	0.17	0.43	1.94	0.23	0.44	1.78
Motor Constant	oz-in/sq.rt.watt	13.44	16.11	16.51	22.63	25.87	27.37	29.75	33.06	35.36	35.4	40.61	42.11
	Nm/sq.rt.watt	0.11	0.11	0.12	0.16	0.183	0.19	0.22	0.23	0.25	0.25	0.29	0.3
Rotor Inertia	oz-in-sec ²	7.2	7.2	7.2	14.1	12	14	21	21	21	28	28	28
	g-cm ²	510	510	510	1000	846.8	1000	1500	1500	1500	2000	2000	2000
Weight	oz	36	37	36	62	62	62	87	89	89	114	116	116
	g	1020	1030	1030	1750	1760.8	1770	2480	2520	2530	3230	3300	3.3

Notes:

- Motor mounted to a 10 x 10 x 1/4 inches aluminum plate, still air.
- Maximum winding temperature of 155°C.
- Typical electrical specifications at 25°C.
- Motor Terminal Voltages are representative only; motors may be operated at voltages other than those listed in the table. For assistance please contact our applications engineer.
- For MS (military style) connector, please specify connector housing and terminal.
- Data for informational purposes only. Should not be considered a binding performance agreement. For specific applications, please contact the factory.

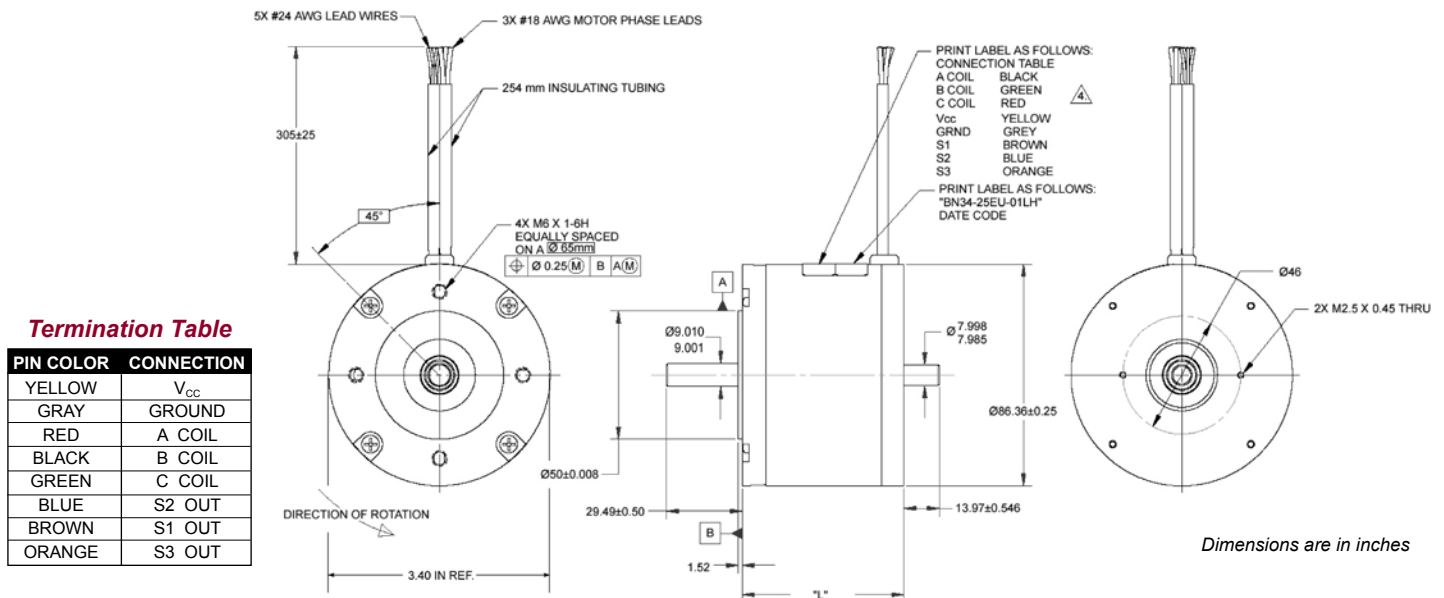
*Many other custom mechanical options are available – consult factory.

**Many other winding options are available – consult factory.

Select your options below and place their code in its corresponding block as shown on page 5.

- | | | |
|-----------------------------|----------------------------------|-------------------------------|
| T TERMINATION | F FEEDBACK OPTIONS | O OTHER OPTIONS |
| L – Leads (std) | H – Hall Effect (std) | D – Drive |
| C – Connector | R – Resolver | E – Encoder |
| M – MS connector | S – Sensorless | G – Gearhead |

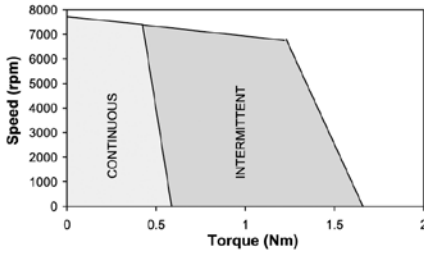
BN34 EU Typical Outline



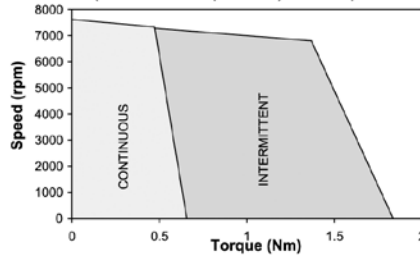
BN34 EU Performance Curves

BN34 EU Performance Curves

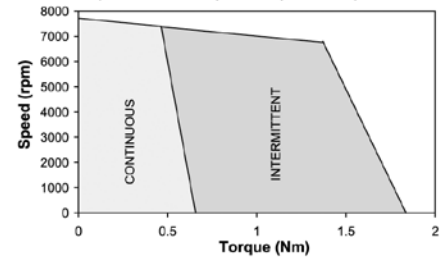
BN34-25EU-01LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 748 - rpm/Nm



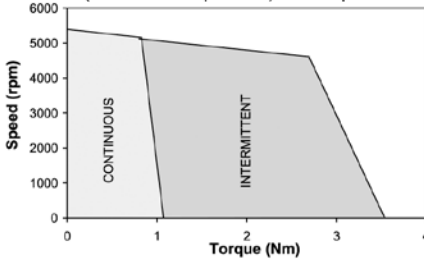
BN34-25EU-02LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 611 - rpm/Nm



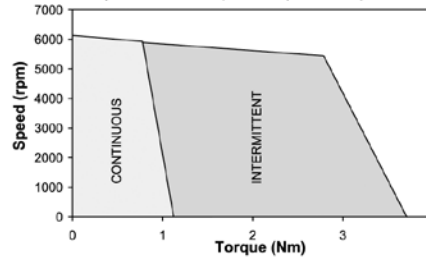
BN34-25EU-03LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 684 - rpm/Nm



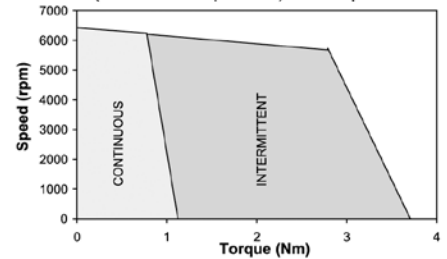
BN34-35EU-01LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 281 - rpm/Nm



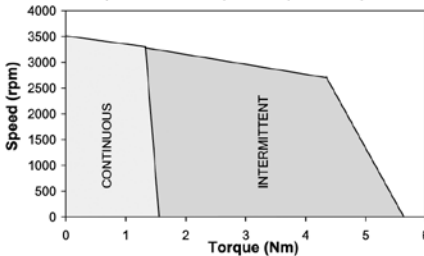
BN34-35EU-02LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 256 - rpm/Nm



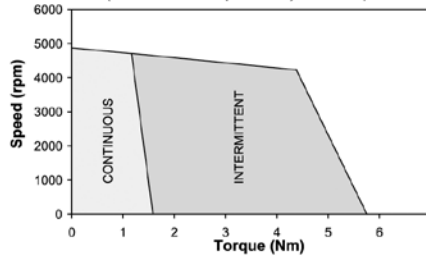
BN34-35EU-03LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 233 - rpm/Nm



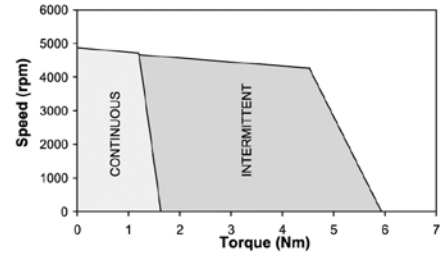
BN34-45EU-01LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 158 - rpm/Nm



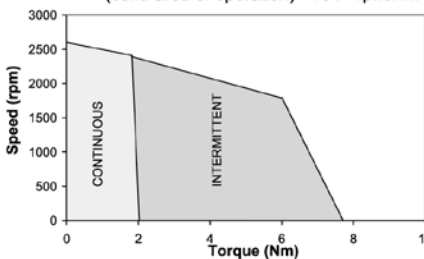
BN34-45EU-02LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 142 - rpm/Nm



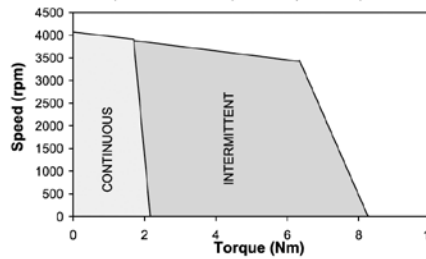
BN34-45EU-03LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 137 - rpm/Nm



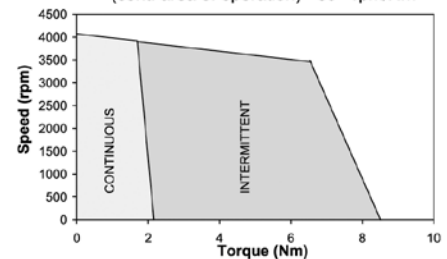
BN34-55EU-01LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 104 - rpm/Nm



BN34-55EU-02LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 95 - rpm/Nm



BN34-55EU-03LH: Speed/Torque Gradient -
(cont. area of operation) - 89 - rpm/Nm



Note: Intermittent operation is based on a 20% duty cycle of one minute on, four minutes off.
Please contact the factory regarding the duty cycle of your application.

BN34 IP65 Specifications

BN34 IP65 SPECIFICATIONS - Continuous Stall Torque 83 - 309 oz-in (0.587 - 2.19 Nm) Peak Torque 326 - 1445 oz-in (2.31 - 10.21 Nm)

Part Number*		BN34-25IP - ☐ ☐ ☒ ☐ ☐			BN34-35IP - ☐ ☐ ☒ ☐ ☐			BN34-45IP - ☐ ☐ ☒ ☐ ☐			BN34-55IP - ☐ ☐ ☒ ☐ ☐		
Winding Code**		01	02	03	01	02	03	01	02	03	01	02	03
L = Length	inches	2.5			3.5			4.5			5.5		
	millimeters	63.5			88.9			114.3			139.7		
Terminal Voltage	volts DC	24	50	100	24	50	100	24	50	100	24	50	100
Peak Torque	oz-in	310	310	310	657	643	657	1006	1006	1006	1375	1375	1375
	Nm	2.19	2.19	2.19	4.64	4.5405	4.64	7.11	7.11	7.11	9.71	9.71	9.71
Continuous Stall Torque	oz-in	88	93	90	140	162	172	210	220	236	249	288	299
	Nm	0.62	0.66	0.64	0.99	1.144	1.21	1.49	1.55	1.67	1.76	2.03	2.11
Rated Speed	RPM	8130	7500	7280	6010	6400	6380	3800	5170	5270	2750	4350	4360
	rad/sec	851	785	762	629	670	667	397	541	552	288	455	456
Rated Torque	oz-in	60	64	62	93	106	110	172	148	170	214	208	214
	Nm	0.4237	0.45	0.44	0.6567	0.749	0.78	1.24	1.05	1.2005	1.51	1.49	1.51
Rated Current	Amps	16.98	8	3.77	18.74	11	5.8	23.1	12.6	7	21.16	14.85	7.63
Rated Power	watts	361	355	334	417	502	519	483	567	612	435	669	690
Torque Sensitivity	oz-in/amp	3.78	8.5	17.48	5.06	9.92	20.26	7.76	12.42	26.39	10.5	14.7	29.39
	Nm/amp	0.027	0.06	0.123	0.036	0.0701	0.142	0.055	0.088	0.186	0.074	0.104	0.208
Back EMF	volts/KRPM	2.79	6.29	12.92	3.74	7.34	14.98	5.74	9.18	19.51	7.76	10.87	21.73
	volts/rad/sec	0.027	0.06	0.123	0.036	0.07	0.143	0.055	0.088	0.186	0.074	0.104	0.208
Terminal Resistance	ohms	0.079	0.253	1.12	0.05	0.147	0.548	0.068	0.141	0.557	0.088	0.131	0.487
Terminal Inductance	mH	0.12	0.62	2.62	0.1	0.43	1.72	0.17	0.43	1.94	0.23	0.44	1.78
Motor Constant	oz-in/sq.rt.watt	13.44	16.11	16.51	22.63	25.87	27.37	29.75	33.06	35.36	35.4	40.61	42.11
	Nm/sq.rt.watt	0.11	0.11	0.12	0.16	0.183	0.19	0.22	0.23	0.25	0.25	0.29	0.3
Rotor Inertia	oz-in-sec ² x10 ⁻³	7.2	7.2	7.2	14.1	12	14	21	21	21	28	28	28
	g-cm ²	510	510	510	1000	846.8	1000	1500	1500	1500	2000	2000	2000
Weight	oz	36	37	36	62	62	62	87	89	89	114	116	116
	g	1020	1030	1030	1750	1760.8	1770	2480	2520	2530	3230	3300	3.3
# of Poles		8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8
Timing		120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°	120°
Mech. Time Constant	ms	3.87	3.58	3.75	3.96	2.5	2.7	3.38	2.75	2.41	3.2	2.43	2.26
Electrical Time Constant	ms	2.27	2.45	2.34	2.14	2.9	3.15	2.48	3.04	3.48	2.58	3.4	3.66
Thermal Resistivity	deg. C/watt	2.25	2.39	2.41	1.87	1.84	1.84	1.51	1.63	1.62	1.45	1.43	1.43
Speed/Torque Gradient	rpm/oz-in	5.3	4.3	4.3	2.8	2.8	1.8	1.1	1	1	0.8	0.7	0.6

Notes:

- Motor mounted to a 10 x 10 x 1/4 inches aluminum plate, still air.
- Maximum winding temperature of 155°C.
- Typical electrical specifications at 25°C.
- Motor Terminal Voltages are representative only; motors may be operated at voltages other than those listed in the table. For assistance please contact our applications engineer.
- Calculated (theoretical) speed/torque gradient.
- For MS (military style) connector, please specify connector housing and terminal.
- Data for informational purposes only. Should not be considered a binding performance agreement. For specific applications, please contact the factory.

*Many other custom mechanical options are available – consult factory.

**Many other winding options are available – consult factory.

Select your options below and place their code in its corresponding block as shown on page 5.

T TERMINATION

- L – Leads (std)
- C – Connector
- M – MS connector

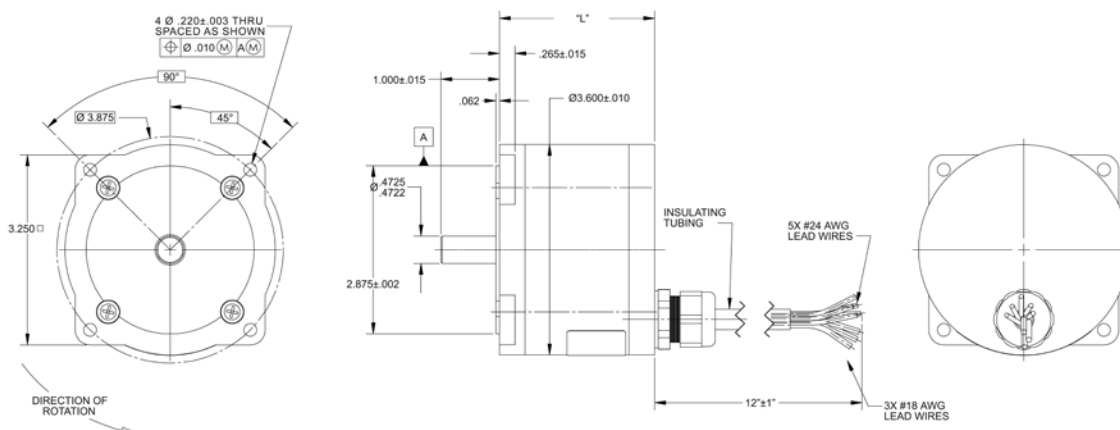
F FEEDBACK OPTIONS

- H – Hall Effect (std)
- R – Resolver
- S – Sensorless

O OTHER OPTIONS

- D – Drive
- E – Encoder
- G – Gearhead

BN34 IP65 Typical Outline



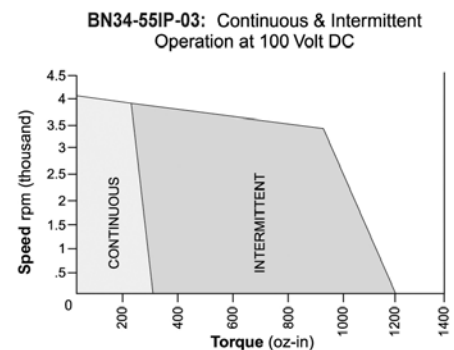
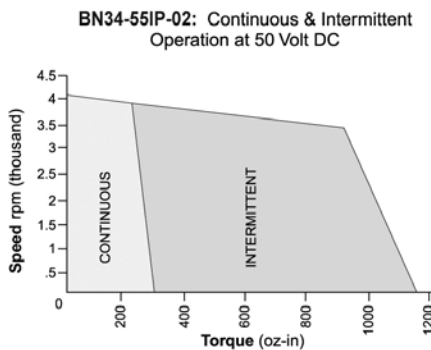
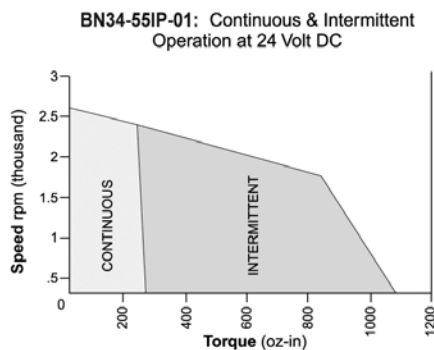
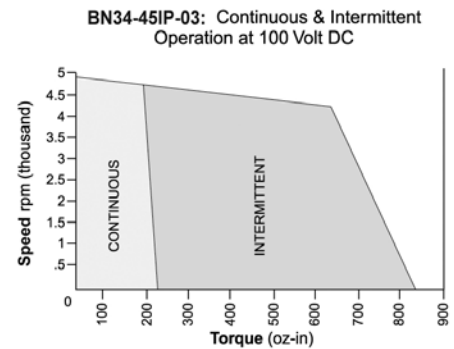
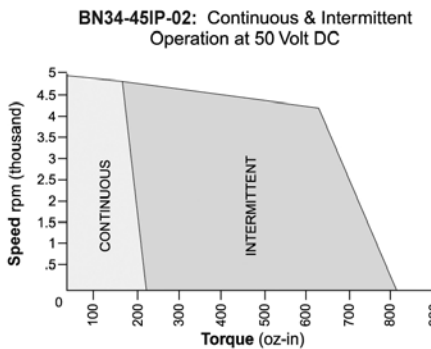
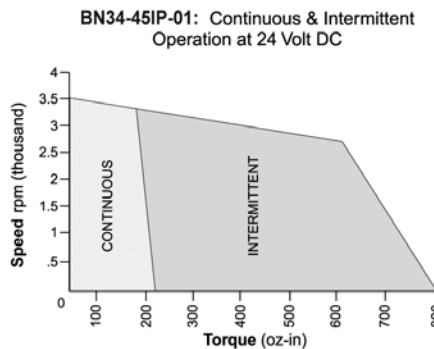
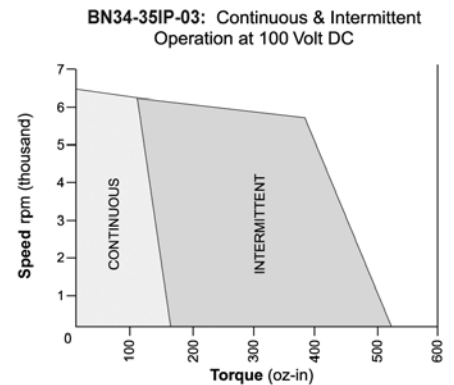
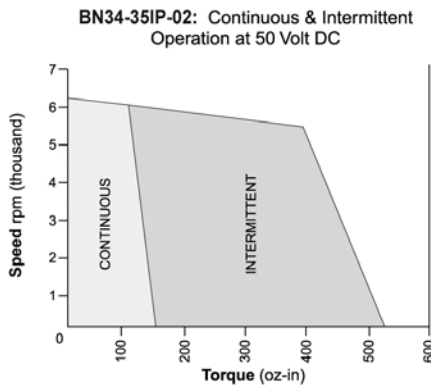
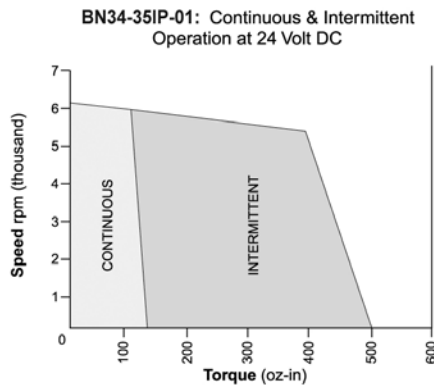
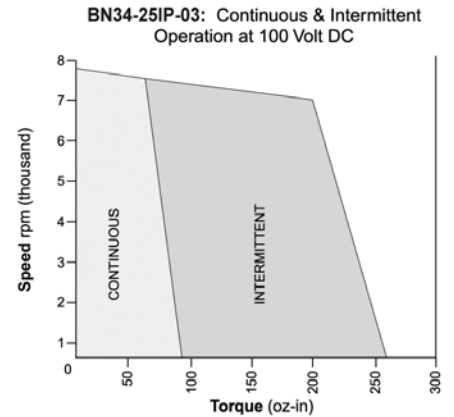
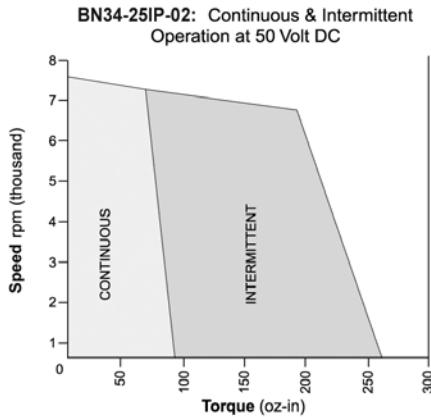
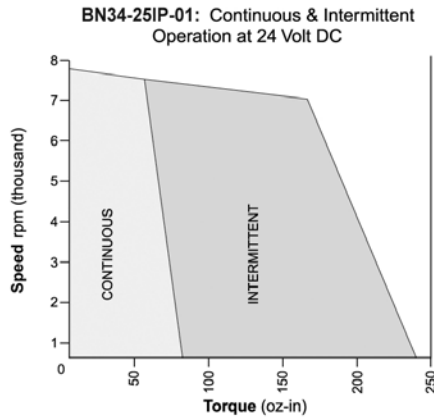
Termination Table

PIN COLOR	CONNECTION
YELLOW	V _{CC}
GRAY	GROUND
RED	A COIL
BLACK	B COIL
GREEN	C COIL
BLUE	S2 OUT
BROWN	S1 OUT
ORANGE	S3 OUT

Dimensions are in inches

BN34 IP65 Performance Curves

BN34 IP65 Performance Curves



Note: Intermittent operation is based on a 20% duty cycle of one minute on, four minutes off.
Please contact the factory regarding the duty cycle of your application.

Features

- Efficiency up to 96%, Non isolated, no need for heatsinks
- Pin-out compatible with LM78XX Linears
- Low profile(L*W*H=11.5*8.5*17.5mm)
- High voltage input range, up to 72V
- Short circuit protection, Thermal shutdown
- Non standard outputs available as specials between 3.3V~24V
- Low ripple and noise
- "L" version with 90° pins
- See Ininline Application Notes for use as an inverter (alternative to LM79xx Linear)

Description

The R-78HBxx-Series high efficiency, high input voltage switching regulators are ideally suited to replace 78xx linear regulators and are pin compatible. The efficiency of up to 96% means that very little energy is wasted as heat so there is no need for any heat sinks with their additional space and mounting costs.

An input voltage range of up to 8:1 is unsurpassed by any other converter and allows the full stored energy utilisation of standard and high voltage batteries. The fully protected output is ideal for industrial applications (especially for industry standard 24VDC bus supplies) and the L-Version with 90° pins allows direct replacement for laid-flat regulators where component height is at a premium. Low ripple and noise figures and a short circuit input current of typically only 15mA round off the specifications of this versatile converter series.

Typical applications include telecommunication, automotive, industrial, aerospace and battery powered applications.

Selection Guide

Part Number SIP3	Input Range (V)	Output Voltage (V)	Output Current (A)	Efficiency		
				Vmin. (%)	30V (%)	72V (%)
R-78HB3.3-0.5	9 - 72	3.3	0.5	82	80	76
R-78HB5.0-0.5	9 - 72	5.0	0.5	87	85	81
R-78HB6.5-0.5	9 - 72	6.5	0.5	91	87	84
R-78HB9.0-0.5	14 - 72	9.0	0.5	92	90	86
R-78HB12-0.5	17 - 72	12	0.5	94	93	89
R-78HB15-0.5	20 - 72	15	0.5	95	94	91
R-78HB24-0.3	36 - 72	24	0.3	96		92

* add Suffix "L" for 90° bent pins, e.g. R-78HB5.0-0.5L

Specifications (refer to the standard application circuit, Ta: 25°C, minimum load = 10%)

Characteristics	Conditions	Min.	Typ.	Max.
Input Voltage Range	See table	9V	72V	75V max.
Output Voltage Range (for customized parts)	All Series	3.3V		24V
Output Current (see Note 1)	3.3V, 5V, 6.5V, 9V, 12V, 15V	10mA		500mA
	24V	6mA		300mA
Short Circuit Input Current	All Series		15mA	25mA
Internal Input Filter			1µF Capacitor	
Internal Power Dissipation				0.65W
Short Circuit Protection		Continuous, automatic recovery		
Output Voltage Accuracy	At 100% Load		±2%	±3%
Line Voltage Regulation	Vin = min. to max. at full load		0.4%	1%
Load Regulation	10% to 100% full load		0.3%	0.6%
Dynamic Load Stability (with Output Capacitor=100µF)	100% <-> 50% load		±75mV	±100mV
Ripple & Noise (without Output Capacitor)	10% to 100% full load		20mVp-p	60mVp-p

continued on next page

INNOLINE DC/DC-Converter

with year Warranty

RECOM

0.5 AMP SIP3

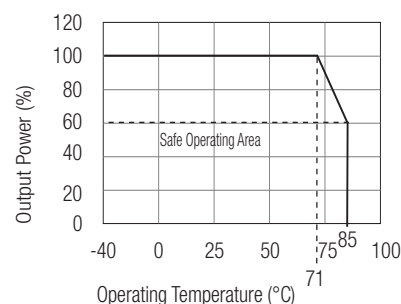
Single Output



EN-55022 Certified
EN-55024 Certified
EN-60950-1 Certified

R-78HB

Derating-Graph (Ambient Temperature)

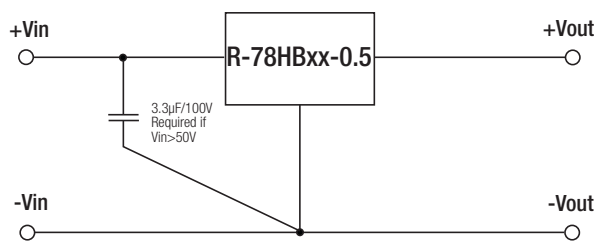


Refer to Application Notes

Specifications (refer to the standard application circuit, Ta: 25°C, minimum load = 10%)

Characteristics	Conditions	Min.	Typ.	Max.
Temperature Coefficient	-40°C ~ +85°C ambient			0.015%/°C
Max capacitance Load	with normal start-up time, no external components			100μF
	with <1 second start up time + diode protection circuit			6800μF
Switching Frequency (See Graph)	Full Load	120kHz		800kHz
Quiescent Current	Vin = 48VDC. at minimum load	1mA		5mA
Operating Temperature Range		-40°C		+85°C
Operating Case Temperature				+100°C
Storage Temperature Range		-55°C		+125°C
Case Thermal Impedance				60°C / W
Relative Humidity				95% RH
Case Material			Non-Conductive Black Plastic	
Potting Material			Epoxy (UL94V-0)	
Package Weight			4g	
Packing Quantity				42 pcs per Tube
Soldering Temperature				265°C max./10 sec.
Conducted Emissions	EN55022			Class B
Radiated Emissions	EN55022			Class B
ESD	EN61000-4-2			Class A
Safety Certification	Report: SPCLVD 1301026-1		EN-60950-1:2006 + A12:2011	
MTBF (+25°C) (+71°C)	Detailed Information see Application Notes chapter "MTBF"	using MIL-HDBK 217F		7395 x 10 ³ hours
		using MIL-HDBK 217F		1242 x 10 ³ hours

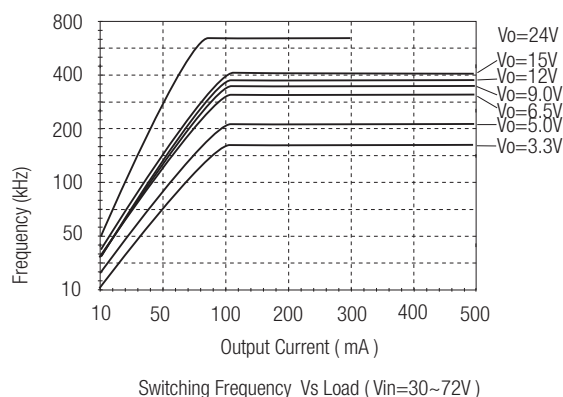
Typical Application Circuit



The converter has a built in soft start circuit. Rapidly changing the input voltage from Vin(min) ↔ Vin(max) can bypass this circuit and damage the converter.

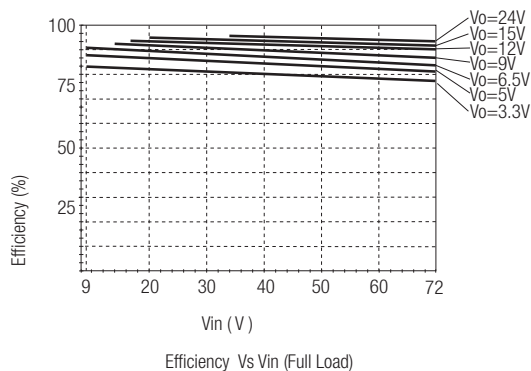
Typical Characteristics

**Switching
Frequency
vs
Load**

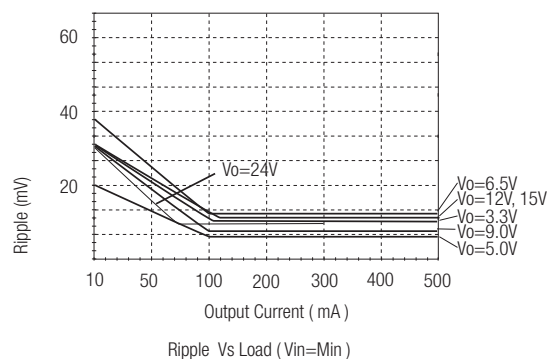
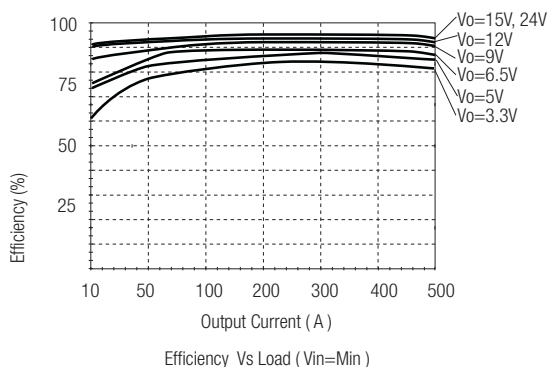
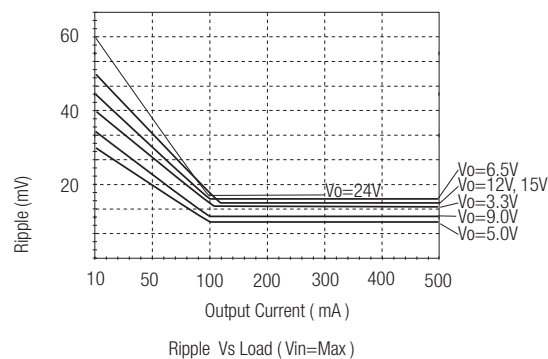
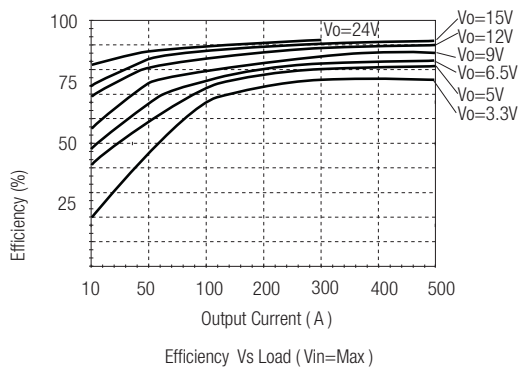
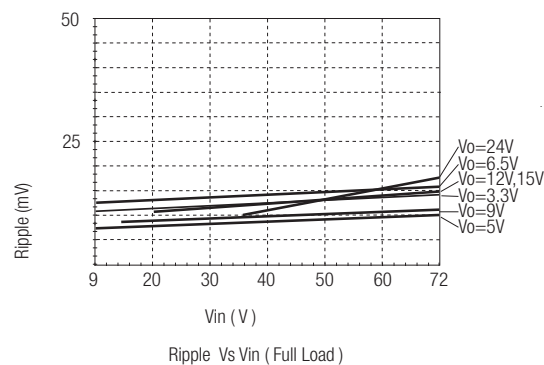


Typical Characteristics

Efficiency



Ripple



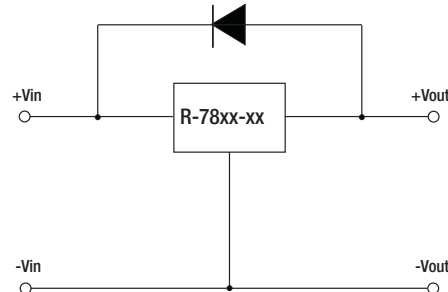
*Note: Operation under no load will not damage these devices, however they may not meet all specifications. A minimum load of 10mA is recommended

Optional Protection Circuit

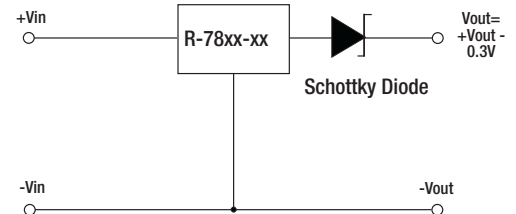
Optional Protection 1:

Add a blocking diode to Vout if current can flow backwards into the output, as this can damage the converter when it is powered down.

The diode can either be fitted across the device if the source is low impedance or fitted in series with the output (recommended).

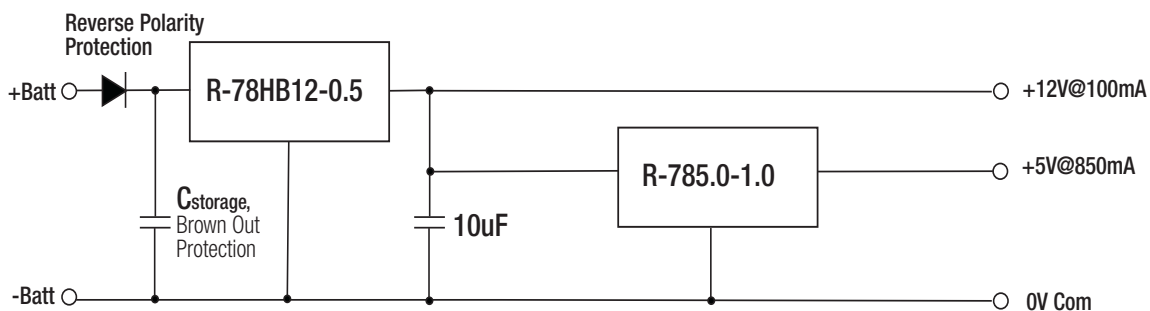


Optional Protection 2:



Typical Application

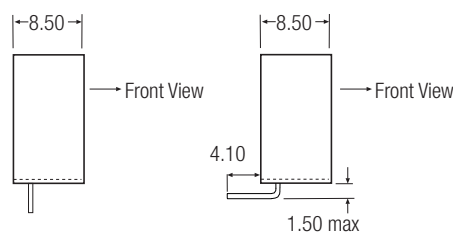
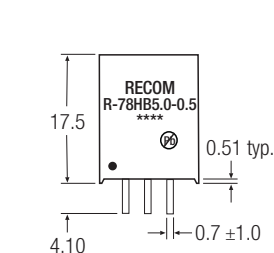
High Input Voltage Multiple Output Supply



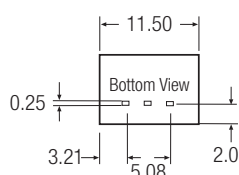
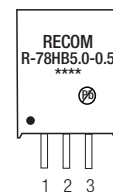
- Wide input range 18V to 72V - can be used with 24V, 48V or 60V batteries
- +12V output for interface and display electronics
- +5V high current output for digital electronics
- Further decoupling filtering may be necessary between the converters

Package Style and Pinning (mm)

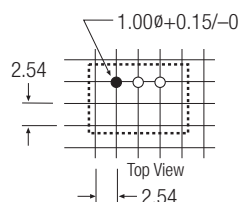
SIP3 PIN Package



L - Version



Recommended Footprint Details



Pin Connections

Pin #	
1	+Vin
2	GND
3	+Vout

xx.x ±0.5mm
xx.xx ±0.25mm