

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

ESCOLA POLITÈCNICA SUPERIOR DE GANDIA

INGENIERÍA TÉC. DE TELEC. ESP. SIST. ELECT.



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



ESCOLA POLITÈCNICA
SUPERIOR DE GANDIA

“Diseño de un sistema de control para una fresadora CNC”

TRABAJO FINAL DE CARRERA

Autor/a:
Sergio Santos Casal

Tutor/a:
Vicente Llario Sanjuán

GANDIA, 2011

Agradecimientos

Agradezco a mis padres el apoyo moral y económico que me han ofrecido para la realización de esta carrera y la paciencia que han tenido. Sin ellos no la podría haber llevado a cabo, y nunca podré devolverles cuanto han hecho por mí tras todos estos años de mi vida. Agradezco a mi hermana el apoyo moral en momentos de desánimo.

Agradezco a Vicente Llario, quien ha sido mi tutor en este proyecto y profesor en algunas asignaturas, su ayuda y disposición cuando ha sido necesario no solo en la realización del proyecto, sino también a lo largo de la carrera.

Agradezco a Jose marín Roig su disposición a ayudarme cuando lo necesitase.

Agradezco a los técnicos de laboratorio su disposición a proporcionarme los materiales y aparatos de medida que he necesitado y su buen trato.

Quisiera agradecer también a los trabajadores de Tecnosel S. L. Toni y David su buen trato y disposición en ayudarme en la medida que les fue posible.

Prólogo

Este trabajo tiene como objetivo satisfacer la necesidad de Tecnosel S. L. de convertir una fresadora manual en una fresadora CNC con el menor coste posible. Concretamente el trabajo irá enfocado a realizar un sistema electrónico para poder controlar el taladro y los ejes de la base desde un ordenador mediante un programa ya existente o bien comercial, o bien de libre distribución. Otra persona se ocupará de adaptar los motores a los ejes y realizar cualquier modificación mecánica que requiera la estructura de la máquina para ser adaptada al sistema electrónico.

La idea es utilizar un software que no suponga coste a la empresa, por lo que tras mirar qué software existe, se encontró uno llamado Match3 que posee una versión gratuita aunque limitada que podría servir para el objetivo de este trabajo.

Para llevar a cabo el diseño de la circuitería primero habrá que informarse qué es una fresadora CNC, qué distintos tipos hay, y cómo funcionan. Después de eso habrá que decidir qué tipo podría ser compatible con el software que se utilizará, y además adaptarse mejor a las necesidades de la empresa y a la fresadora que posee.

Tras tener una idea general del trabajo que hay que llevar a cabo, es necesario decidir la forma de abordarlo. En este caso se ha abordado de manera que se ha considerado que lo mejor es hacerlo de forma modular, ya que cada bloque funcional estaría separado de los demás y eso hace más fácil encontrar fallos, realizar reparaciones, ampliaciones, o modificaciones. El único inconveniente sería el aumento de volumen del conjunto y un ligero aumento de gasto de material al ser necesario realizar varias placas de circuito impreso.

Una vez decidida la forma en que se abordará el problema, se procede a recopilar información sobre los distintos tipos de bloques de los que se compondrá el sistema.

Se ha decidido dividir el sistema en tres bloques funcionales que serán:

- Fuente de alimentación.
- Driver.
- Interface.

El driver al mismo tiempo estará dividido en tres placas; una para cada uno de los ejes que se controlarán. De esta manera en el caso de que se estropease uno de los ejes solo habría que sustituir la placa de ese eje, y no una placa que controlase los tres. Esto supondría un coste de mantenimiento más bajo.

Tabla de contenido

Agradecimientos.....	1
Prólogo.....	2
1. Introducción.....	7
1.1. Presentación del problema.....	7
1.2. Objetivos del proyecto.....	7
2. Aspectos teóricos del proyecto.....	8
2.1 Introducción al CNC.....	8
Historia.....	9
Desarrollo Histórico del Control Numérico.....	11
Introducción al control numérico.....	12
Control numérico por ordenador en fresadoras.....	13
Campo de aplicación del control numérico.	14
Tipos de fresadoras.....	14
Fresadoras según la orientación de la herramienta.....	14
Fresadoras especiales.....	15
Fresadoras según el número de ejes.....	16
Movimientos de la herramienta.....	17
Movimientos de la mesa.....	17
Estructura de una fresadora.....	18
Características técnicas de una fresadora.....	18
Equipamiento de una fresadora de control numérico.....	19
Accesorios principales.....	20
Sujeción de herramientas.....	21
Sujeción de piezas.....	22
Mecanismo divisor	23
Herramientas.....	24
Características de las plaquitas insertables.....	24
Operaciones de fresado.....	26
Consideraciones generales para el fresado.....	31
Problemas habituales en el fresado.....	32
Parámetros de corte del fresado.....	32
Velocidad de corte.....	34
Velocidad de rotación de la herramienta.....	35
Velocidad de avance.....	36
Profundidad de corte o de pasada.....	37
Espesor y sección de viruta.....	38
Volumen de viruta arrancado.....	38
Tiempo de mecanizado.....	39
Fuerza específica de corte.....	39
Potencia de corte.....	39
Mecanizado rápido.....	40
Fresado en seco y con refrigerante.....	40
Condiciones de trabajo con fresadora.....	41
Normas de seguridad en el trabajo con fresadoras:.....	41

Perfil de los fresadores profesionales:.....	43
2.2. El motor paso a paso.....	44
Los motores paso a paso: Cuestiones básicas.....	45
Comportamiento propio de los motores paso a paso:.....	46
Características comunes de los motores paso a paso.....	47
Tipos de motores paso a paso:.....	48
Motores paso a paso de imán permanente:.....	49
Motores paso a paso unipolares:.....	49
Motores paso a paso bipolares:.....	51
Motores paso a paso de reluctancia variable:.....	52
Motores híbridos:.....	54
Comparación de los diferentes tipos de motores paso a paso.....	56
2.3. Driver.....	57
Problemas con los Drivers.....	57
Circuitos supresores.....	58
Alimentación por tensión constante.....	60
2.4. Interface.....	63
Funcionamiento del puerto paralelo.....	63
Puertos SPP.....	64
Puertos EPP.....	65
Puertos ECP.....	65
Ejemplos de interfaces.....	66
2.5. Fuente de alimentación.....	69
Introducción.....	69
Fuentes de alimentación lineales.....	70
Estructura básica.....	70
Conexión red eléctrica.....	70
Fusible.....	70
Filtro de red.....	71
Transformador.....	71
Rectificador.....	74
Filtro.....	75
Regulador de tensión y ejemplo práctico.....	76
Fuentes de alimentación conmutadas.....	79
Principio de funcionamiento.....	80
Aislamiento galvánico.....	82
Representación de un transformador.....	83
Convertidor directo.....	84
Convertidor flyback.....	92
Convertidor en medio puente.....	96
Convertidor en puente completo.....	99
Comparación entre convertidores en medio puente y en puente completo.....	102
Control De Fuentes De Tensión De Cc Conmutadas.....	103
2.6. Códigos de programación.....	104
Estructura de un programa CNC.....	104
Estructura de un bloque de programación CNC.....	105

Bloques condicionales.....	105
Instrucciones de movimiento o preparatorias (funciones G).....	106
Funciones M (auxiliares).....	108
Análisis de algunas de las funciones G.....	109
G00: Posicionamiento rápido.....	109
G01: Interpolación lineal	110
G02 Y G03: Interpolaciones circulares	110
G05: Arista matada	111
G07: Arista viva	111
G08: Trayectoria circular tangente a la anterior	111
G09: Trayectoria circular definida por 3 puntos	111
G10, G11, G12 Y G13: Imágenes espejo.....	112
G31 Y G32: Guardar y recuperar origen de coordenadas.....	113
G36: Redondeo controlado de aristas.....	113
G37: Entrada tangencial.....	113
G38: Salida tangencial.....	114
G39: Achaflanado.....	114
G40, G41 Y G42: Compensación de radios de herramienta.....	115
G53 A G59: Traslados de origen.....	116
G72: Factor de escalado.....	116
G73: Rotación del sistema de coordenadas.....	116
Ciclos fijos.....	117
G81: Taladrado.....	117
G83: Taladrado profundo	118
Ciclos fijos de cajeras.....	118
G87: Cajera rectangular.....	118
G88: Cajera circular.....	119
Otras funciones.....	119
3. Diseño del hardware.....	119
3.1. Diseño del driver.....	129
Descripción del circuito integrado L297.....	133
Operación del circuito.....	134
Secuencias de fase de control del motor.....	135
Modo medio paso.....	135
Modo control normal.....	135
Modo control de onda.....	136
Descripción del circuito integrado L6203.....	136
Descripción del circuito.....	137
Operación del transistor.....	139
Estado on.....	139
Estado off.....	139
Transiciones.....	139
Condensadores de bootstrap.....	140
Tensión de referencia.....	140
Tiempo muerto.....	140
Protección térmica.....	140

Información de aplicación.....	141
Recirculación.....	141
Tiempo de subida Tr.....	141
Tiempo de carga TLD.....	141
Tiempo de caída Tf.....	142
Energía en reposo.....	142
Energía total por ciclo.....	142
Aplicaciones en motores paso a paso bipolares.....	142
3.2. Diseño de la interface.....	143
Descripción del circuito integrado 74LS244.....	146
Descripción del circuito integrado ULN2003.....	147
Configuración de Match3.....	148
3.3. Diseño de la fuente de alimentación.....	159
Descripción del circuito integrado MIC2130.....	165
Descripción funcional.....	166
Información de aplicación.....	167
Guía de selección de componentes pasivos.....	167
Selección del condensador de salida.....	168
Selección del condensador de entrada.....	168
Selección del MOSFET de potencia.....	169
Estabilidad del lazo de control y compensación.....	170
4. Conclusiones.....	173
5. Bibliografía.....	174
Anexos.....	175
Índice de ilustraciones.....	175
Índice de tablas.....	179
Hojas de características.....	180
L297.....	180
L6203.....	238
74LS244.....	256
ULN2003.....	263
MIC2130.....	271

1. Introducción

1.1. Presentación del problema.

La empresa tiene una fresadora manual cuya base se puede mover en los dos ejes horizontales mediante unas manivelas y cuyo taladro se desplaza verticalmente mediante una palanca que gira en sentido circular, y deseaba convertirlo en una fresadora CNC con la finalidad de controlarlo desde un ordenador.

Un punto a tener en cuenta era que el proyecto fuese lo más económico posible, por lo cual se intentaría encontrar algún software de libre distribución o alguna versión gratuita de alguno comercial.

1.2. Objetivos del proyecto.

Como se mencionó anteriormente, el objetivo es diseñar un sistema de control para convertir una fresadora manual en una fresadora CNC con el mínimo coste posible. Lo primero era buscar información sobre qué es una fresadora CNC, qué tipos existen, y su funcionamiento general.

Para conseguir el menor coste posible era necesario encontrar un software que supusiese un coste nulo para la empresa, y para abordar este problema, se partió por ver qué software existe que, o bien sea libre distribución, o bien sea una versión gratuita de uno comercial. Se vio que existe uno llamado Match3 desarrollado por ArtSoft Software Incorporated del que existe una versión gratuita y que a pesar de ser limitada, las prestaciones que ofrece son suficientes para el uso que se le dará.

Una vez decidido el software a utilizar, el siguiente paso es ver qué fresadoras existen que sean compatibles con ese software para tomar una referencia de qué características deberá tener el hardware.

Tras haber recopilado la suficiente información sobre los routers CNC, y qué características deben cumplir para ser compatibles con el software utilizado, se procede a plantear cómo abordar el diseño del hardware. Se considera que lo más conveniente sería hacerlo de manera modular; que el sistema electrónico esté dividido en módulos funcionales y cada módulo sea una placa de circuito impreso. De esta manera sería más fácil solucionar problemas de funcionamiento, y más barato realizar reparaciones y mejoras. Aunque en un principio supondrá un coste ligeramente mayor al requerir varias placas de circuito impreso en lugar de ir todo el circuito en una sola.

Se decide dividir el sistema en tres módulos funcionales:

- Fuente de alimentación. Que será la que le de la energía necesaria al sistema.

- Interface. Que será el circuito que hará de intermediario entre el ordenador y la etapa de control y potencia.
- Driver. Que será la etapa de control y potencia para controlar los motores.

2. Aspectos teóricos del proyecto.

2.1 Introducción al CNC.

Una fresadora es una máquina-herramienta utilizada para realizar mecanizados por arranque de viruta mediante el movimiento de una herramienta rotativa de varios filos de corte denominada fresa.

En las fresadoras tradicionales, la pieza se desplaza acercando las zonas a mecanizar a la herramienta, permitiendo obtener formas diversas, desde superficies planas a otras más complejas. Inventadas a principios del siglo XIX, las fresadoras se han convertido en máquinas básicas en el sector del mecanizado. Gracias a la incorporación del control numérico, son las máquinas-herramientas más polivalentes por la variedad de mecanizados que pueden realizar y la flexibilidad que permiten en el proceso de fabricación. La diversidad de procesos mecánicos y el aumento de la competitividad global han dado lugar a una amplia variedad de fresadoras que, aunque tienen una base común, se diferencian notablemente según el sector industrial en el que se utilicen.

Asimismo, los progresos técnicos de diseño y calidad que se han realizado en las herramientas de fresar, han hecho posible el empleo de parámetros de corte muy altos, lo que conlleva una reducción drástica de los tiempos de mecanizado.

Debido a la variedad de mecanizados que se pueden realizar en las fresadoras actuales, al amplio número de máquinas diferentes entre sí, tanto en su potencia como en sus características técnicas, a la diversidad de accesorios utilizados y a la necesidad de cumplir especificaciones de calidad rigurosas, la utilización de fresadoras requiere de personal cualificado profesionalmente, ya sea programador, preparador o fresador.

El empleo de estas máquinas, con elementos móviles y cortantes, así como líquidos tóxicos para la refrigeración y lubricación del corte, requiere unas condiciones de trabajo que preserven la seguridad y salud de los trabajadores y eviten daños a las máquinas, a las instalaciones y a los productos finales o semielaborados.

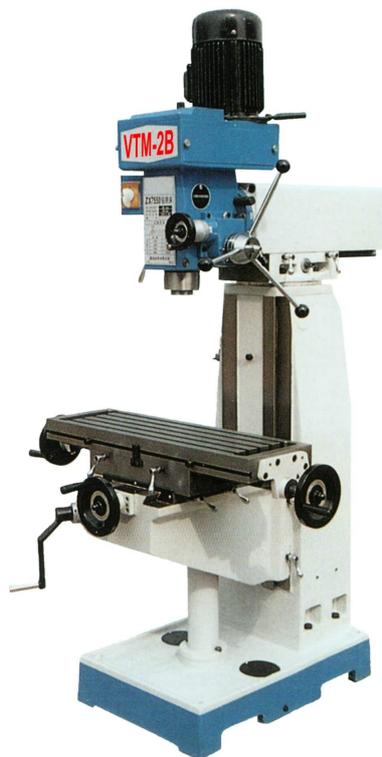


Ilustración 1: Fresadora manual



Ilustración 2: Fresadora CNC

Historia

Su inicio fue en la revolución industrial en 1770. Las máquinas eran operadas a mano, pero gracias al desarrollo de la electricidad y del vapor, se pudo comenzar a automatizar las máquinas.

En 1808 Joseph M. Jacquard usó una hoja de metal perforada para controlar agujas en máquinas tejedoras.

La primera máquina de fresar se construyó en 1818 y fue diseñada por el estadounidense Eli Whitney con el fin de agilizar la construcción de fusiles en el estado de Connecticut. Esta máquina se conserva en el Mechanical Engineering Museum de Yale.

En la década de 1830, la empresa Gay & Silver construyó una fresadora que incorporaba el mecanismo de regulación vertical y un soporte para el husillo portaherramientas.

En 1848 el ingeniero americano Frederick W. Howe diseñó y fabricó para la empresa Robbins & Lawrence la primera fresadora universal que incorporaba un dispositivo de copiado de perfiles.

Por esas mismas fechas se dio a conocer la fresadora Lincoln, que incorporaba un carnero cilíndrico regulable en sentido vertical.

A mediados del siglo XIX se inició la construcción de fresadoras verticales. Concretamente, en el museo Conservatoire National des Arts et Métiers de París, se conserva una fresadora vertical construida en 1857.

La primera fresadora universal equipada con plato divisor que permitía la fabricación de engranajes rectos y helicoidales fue fabricada por Brown & Sharpe en 1853, por iniciativa y a instancias de Frederick W. Howe, y fue presentada en la Exposición Universal de París de 1867. En 1884 la empresa americana Cincinnati construyó una fresadora universal que incorporaba un carnero cilíndrico posicionado axialmente.

En 1874, el constructor francés de máquinas-herramienta Pierre Philippe Huré diseñó una máquina de doble husillo, vertical y horizontal que se posicionaban mediante giro manual.

En 1894 el francés R. Huré diseñó un cabezal universal con el que se pueden realizar diferentes mecanizados con variadas posiciones de la herramienta. Este tipo de cabezal, con ligeras modificaciones, es uno de los accesorios más utilizados actualmente en las fresadoras universales.

En 1938 surge la compañía Bridgeport Machines, Inc. en Bridgeport, Connecticut, la cual en las décadas posteriores se hace famosa por sus fresadoras verticales de tamaño pequeño y mediano.

Hacia 1942 surgió lo que se podría llamar el primer control numérico verdadero, debido a una necesidad impuesta por la industria aeronáutica para la realización de hélices de helicópteros de diferentes configuraciones.

En 1945 al fin de la 2ª guerra mundial se desarrolló la computadora electrónica.

En los 50's se usó por primera vez un ordenador en una maquina-herramienta.

No pasó mucho tiempo hasta que el control por ordenador fue incorporado masivamente a la producción.

En 1952 John C. Parsons y el Instituto Tecnológico de Massachussets desarrollaron la primera máquina fresadora de control numérico, construida con bulbos, usando un código binario y cinta perforadora.

En 1954 se desarrolló un lenguaje simbólico llamado APT Automatically Programmed Tool (herramienta programada automáticamente) .

En 1957 Bendix Co. comenzó a construir máquinas en forma comercial, usadas primeramente por la fuerza aérea de E. U.

En los 60's con los chips se reduce el coste de los controladores

Hasta 1971 la AIA (Aerospace Industry Association) el MIT y el ITRI (Illinois of Technology Research Institute) trabajaron en el desarrollo del lenguaje APT.

En 1982 se desarrollaron los primeros sistemas flexibles de fabricación FMS

En 1986 se desarrollaron los primeros sistemas de fabricación integrada.

Desarrollo Histórico del Control Numérico.

Los primeros equipos de CN con electrónica de válvulas, relés y cableados, tenían un volumen mayor que las propias máquinas-

herramientas, con una programación manual en lenguajes máquina muy complejo y muy lenta de programar.

Puede hablarse de cuatro generaciones de máquinas de control numérico de acuerdo con la evolución de la electrónica utilizada.

- 1. Válvulas electrónicas y relés (1950).
- 2. Transistores (1960).
- 3. Circuitos integrados (1965).
- 4. Microprocesadores (1975).

A finales de los sesentas nace el control numérico por ordenador. Las funciones de control se realizaban mediante programas en la memoria del ordenador de forma que pueden adaptarse fácilmente con solo modificar el programa. En esta época los ordenadores eran todavía muy grandes y costosos. La única solución práctica para el CN era disponer de un ordenador central conectado a varias máquinas-herramientas que desarrollaban a tiempo compartido todas las funciones de control de las mismas. Esta tecnología se conoce con las siglas DNC (Direct Numerical Control – Control Numérico Directo).

A principios de los setenta los ordenadores empezaron a ser más pequeños y económicos y gracias a eso apareció el CNC (Control Numérico por ordenador), que permite que un mismo control numérico pueda aplicarse a varios tipos de máquinas distintas sin más que programar las funciones de control para cada máquina en particular.

Las tendencias actuales de automatización total y fabricación flexible se basan en máquinas de CNC conectadas a un ordenador central con funciones de programación y almacenamiento de programas y transmisión de los mismos a las máquinas para su ejecución. Los esfuerzos para eliminar la intervención humana en los procesos de producción son una meta alcanzada con la introducción de los conceptos de partes intercambiables y producción en masa.

El control numérico puede proveer:

1. Flexibilidad para incrementar la producción de bajo nivel.
2. Instrucciones almacenadas para disminuir la mano de obra directa.

La tecnología de control numérico fue la primera aplicación de la fabricación asistida por ordenador (CAM), la aplicación de tecnología de proceso de información a la tecnología de automatización industrial. La máquina-herramienta de control numérico original fue desarrollada por contrato de la Fuerza Aérea por el Instituto de Tecnología de Massachusetts (MIT) en el laboratorio de servomecanismos militar para producir frecuentes y muy complejas partes modificadas en base a emergencias.

La primera instalación comercial de equipo de control numérico fue en 1957. Las máquinas originales de control numérico fueron estándar, como las fresadoras y taladros. La tecnología de control fue desarrollada en paralelo con ordenadores digitales, desde tubos de vacío pasando por transistores y circuitos integrados para los más potentes miniordenadores y minicontroladores. En los CNC el cableado lógico es reemplazado por software, el cual da al controlador su identidad. Como desarrollo del progreso de la tecnología de mecanizado y control, se vio la necesidad de un método de programación para manipular y traducir información de tecnología y fabricación para crear un medio de control para piezas complicadas de 3 dimensiones. La Fuerza Aérea inició este proyecto (MIT) y el resultado fue el sistema de asistencia por ordenador llamado APT para herramientas programables completamente automáticas.

Mientras más intervención humana fue quitada del equipo de operación, la accesibilidad del operador al proceso se fue minimizando. Estos procesos son tales como corte con alambre eléctrico, corte con láser y mecanizado a alta velocidad que pueden ser imposibles sin el control numérico.

El lenguaje APT inicial era suficiente para operaciones de taladrado, torneado o fresado recto, sin embargo estas no son suficientes para las operaciones de maquinado. Cuando en 1976 se aplicó el microprocesador a las computadoras, se dio un enorme salto en el desarrollo del CNC, haciéndose posible las interpolaciones rectas y curvas entre ejes.

Introducción al control numérico

El primer desarrollo en el área del control numérico por computadora (CNC) lo realizó el inventor norteamericano John T. Parsons (Detroit 1913-2007) junto con su empleado Frank L. Stulen, en la década de 1940. El concepto de control numérico implicaba el uso de datos en un sistema de referencia para definir las superficies de contorno de las hélices de un helicóptero. La aplicación del control numérico abarca gran variedad de procesos. Se dividen las aplicaciones en dos categorías: las aplicaciones con máquina-herramienta, tales como taladrado, fresado, laminado o torneado; y las aplicaciones sin máquina-herramienta, tales como el ensamblaje, trazado, oxicorte, o metrología.

El principio de operación común de todas las aplicaciones del control numérico es el control de la posición relativa de una herramienta o elemento de procesado con respecto al objeto a procesar. Al principio los desplazamientos

eran de punto a punto, y se utilizaban básicamente en taladradoras. La invención de las funciones de interpolación lineal y circular y el cambio automático de herramientas hizo posible la construcción de una generación de máquinas-herramientas con las que se taladra, rosca, fresa e incluso se tornea y que han pasado a denominarse centros de mecanizado en lugar de fresadoras propiamente dichas.

Control numérico por ordenador en fresadoras

Las fresadoras con control numérico por computadora (CNC) permiten la automatización programable de la producción. Se diseñaron para adaptar las variaciones en la configuración de productos. Su principal aplicación se centra en volúmenes de producción medios de piezas sencillas y en volúmenes de producción medios y bajos de piezas complejas, permitiendo realizar mecanizados de precisión con la facilidad que representa cambiar de un modelo de pieza a otra mediante la inserción del programa correspondiente y de las nuevas herramientas que se tengan que utilizar así como el sistema de sujeción de las piezas.

El equipo de control numérico se controla mediante un programa que utiliza números, letras y otros símbolos, por ejemplo, los llamados códigos G (movimientos y ciclos fijos) y M (funciones auxiliares). Estos números, letras y símbolos, los cuales llegan a incluir &, %, \$ y " (comillas), están codificados en un formato apropiado para definir un programa de instrucciones para desarrollar una tarea concreta. Cuando la tarea en cuestión varía se cambia el programa de instrucciones. En las grandes producciones en serie, el control numérico resulta útil para la robotización de la alimentación y retirada de las piezas mecanizadas.

Las fresadoras universales modernas cuentan con visualizadores electrónicos donde se muestran las posiciones de las herramientas, según un sistema de coordenadas, y así se facilita mejor la lectura de cotas en sus desplazamientos. Asimismo, a muchas fresadoras se les incorpora un sistema de control numérico por computadora (CNC) que permite automatizar su trabajo. Además, las fresadoras copiadoras incorporan un mecanismo de copiado para diferentes perfiles de mecanizado.

Existen varios lenguajes de programación CNC para fresadoras, todos ellos de programación numérica, entre los que destacan el lenguaje normalizado internacional ISO y los lenguajes HEIDENHAIN, Fagor y Siemens. Para desarrollar un programa de CNC habitualmente se utilizan simuladores que, mediante la utilización de una computadora, permiten comprobar la secuencia de operaciones programadas.

Campo de aplicación del control numérico.

La aplicación de sistemas de control numérico por computadora en las máquinas-herramienta permite aumentar la productividad respecto a las máquinas convencionales y ha hecho posible efectuar operaciones de conformado que son imposibles de realizar con un elevado grado de precisión dimensional en máquinas convencionales, por ejemplo la realización de superficies esféricas. El uso del control numérico incide favorablemente en los costes de producción al propiciar la reducción del número de tipos de máquinas utilizadas en un taller de mecanizado, manteniendo o mejorando su calidad.

Los procesos que utilizan máquinas-herramienta de control numérico tienen un coste horario superior a los procesos que utilizan máquinas convencionales, pero inferior a los procesos que utilizan máquinas especiales con mecanismos de transferencia (transfert) que permiten la alimentación y retirada de piezas de forma automatizada. En el mismo sentido, los tiempos de preparación para un lote son mayores en una máquina de control numérico que en una máquina convencional, pues se necesita preparar la programación de control numérico de las operaciones del proceso. Sin embargo, los tiempos de operación son menores en una máquina de control numérico que en una máquina convencional, por lo cual, a partir de cierto número de piezas en un lote, el mecanizado es más económico utilizando el control numérico. Sin embargo, para lotes grandes, el proceso es más económico utilizando máquinas especializadas con mecanismos de transferencia.

Tipos de fresadoras

Las fresadoras pueden clasificarse según varios aspectos, como la orientación del eje de giro o el número de ejes de operación. A continuación se indican las clasificaciones más usuales:

Fresadoras según la orientación de la herramienta.

Dependiendo de la orientación del eje de giro de la herramienta de corte, se distinguen tres tipos de fresadoras: horizontales, verticales y universales.

Una fresadora horizontal utiliza fresas cilíndricas que se montan sobre un eje horizontal accionado por el cabezal de la máquina y apoyado por un extremo sobre dicho cabezal y por el otro sobre un rodamiento situado en el puente deslizante llamado carnero. Esta máquina permite realizar principalmente trabajos de ranurado, con diferentes perfiles o formas de las ranuras. Cuando las operaciones a realizar lo permiten, principalmente al realizar varias ranuras paralelas, puede aumentarse la productividad montando en el eje portaherramientas varias fresas conjuntamente formando un tren de fresado. La profundidad máxima de una ranura está limitada por la diferencia entre el radio exterior de la fresa y el radio exterior de los casquillos de separación que la

sujetan al eje portafresas. En una fresadora vertical, el eje del husillo está orientado verticalmente, perpendicular a la mesa de trabajo. Las fresas de corte se montan en el husillo y giran sobre su eje. En general, puede desplazarse verticalmente, bien el husillo, o bien la mesa, lo que permite profundizar el corte. Hay dos tipos de fresadoras verticales: las fresadoras de banco fijo o de bancada y las fresadoras de torreta o de consola. En una fresadora de torreta, el husillo permanece estacionario durante las operaciones de corte y la mesa se mueve tanto horizontalmente como verticalmente. En las fresadoras de banco fijo, sin embargo, la mesa se mueve sólo perpendicularmente al husillo, mientras que el husillo en sí se mueve paralelamente a su propio eje.

Una fresadora universal tiene un husillo principal para el acoplamiento de ejes portaherramientas horizontales y un cabezal que se acopla a dicho husillo y que convierte la máquina en una fresadora vertical. Su ámbito de aplicación está limitado principalmente por el coste y por el tamaño de las piezas que se pueden trabajar. En las fresadoras universales, al igual que en las horizontales, el puente es deslizante, conocido en el argot como carnero, puede desplazarse de delante a detrás y viceversa sobre unas guías.

Fresadoras especiales

Además de las fresadoras tradicionales, existen otras fresadoras con características especiales que pueden clasificarse en determinados grupos. Sin embargo, las formas constructivas de estas máquinas varían sustancialmente de unas a otras dentro de cada grupo, debido a las necesidades de cada proceso de fabricación.

Las fresadoras circulares tienen una amplia mesa circular giratoria, por encima de la cual se desplaza el carro portaherramientas, que puede tener uno o varios cabezales verticales, por ejemplo, uno para operaciones de desbaste y otro para operaciones de acabado. Además pueden montarse y desmontarse piezas en una parte de la mesa mientras se mecanizan piezas en el otro lado.

Las fresadoras copiadoras disponen de dos mesas: una de trabajo sobre la que se sujeta la pieza a mecanizar y otra auxiliar sobre la que se coloca un modelo. El eje vertical de la herramienta está suspendido de un mecanismo con forma de pantógrafo que está conectado también a un palpador sobre la mesa auxiliar. Al seguir con el palpador el contorno del modelo, se define el movimiento de la herramienta que mecaniza la pieza. Otras fresadoras copiadoras utilizan, en lugar de un sistema mecánico de seguimiento, sistemas hidráulicos, electro-hidráulicos o electrónicos.

En las fresadoras de pórtico, también conocidas como fresadoras de puente, el cabezal portaherramientas vertical se halla sobre una estructura con dos columnas situadas en lados opuestos de la mesa. La herramienta puede moverse verticalmente y transversalmente y la pieza puede moverse longitudinalmente.

Algunas de estas fresadoras disponen también a cada lado de la mesa sendos cabezales horizontales que pueden desplazarse verticalmente en sus respectivas columnas, además de poder prolongar sus ejes de trabajo horizontalmente. Se utilizan para mecanizar piezas de grandes dimensiones.

En las fresadoras de puente móvil, en lugar de moverse la mesa, se mueve la herramienta en una estructura similar a un puente grúa. Se utilizan principalmente para mecanizar piezas de grandes dimensiones.

Una fresadora para madera es una máquina portátil que utiliza una herramienta rotativa para realizar fresados en superficies planas de madera. Son empleadas en bricolaje y ebanistería para realizar ranurados, como juntas de cola de milano o machihembrados; cajeados, como los necesarios para alojar cerraduras o bisagras en las puertas; y perfiles, como molduras. Las herramientas de corte que utilizan son fresas para madera, con dientes mayores y más espaciados que los que tienen las fresas para metal.

Fresadoras según el número de ejes

Las fresadoras pueden clasificarse en función del número de grados de libertad que pueden variarse durante la operación de arranque de viruta.

- Fresadora de tres ejes: Puede controlarse el movimiento relativo entre pieza y herramienta en los tres ejes de un sistema cartesiano.
- Fresadora de cuatro ejes: Además del movimiento relativo entre pieza y herramienta en tres ejes, se puede controlar el giro de la pieza sobre un eje, como con un mecanismo divisor o un plato giratorio. Se utilizan para generar superficies con un patrón cilíndrico, como engranajes o ejes estriados.
- Fresadora de cinco ejes: Además del movimiento relativo entre pieza y herramienta en tres ejes, se puede controlar o bien el giro de la pieza sobre dos ejes, uno perpendicular al eje de la herramienta y otro paralelo a ella (como con un mecanismo divisor y un plato giratorio en una fresadora vertical); o bien el giro de la pieza sobre un eje horizontal y la inclinación de la herramienta alrededor de un eje perpendicular al anterior. Se utilizan para generar formas complejas, como el rodete de una turbina Francis.

Movimientos de la herramienta

El principal movimiento de la herramienta es el giro sobre su eje. En algunas fresadoras también es posible variar la inclinación de la herramienta o incluso prolongar su posición a lo largo de su eje de giro. En las fresadoras de

puente móvil todos los movimientos los realiza la herramienta mientras la pieza permanece inmóvil.

Movimientos de la mesa

La mesa de trabajo se puede desplazar de forma manual o automática con velocidades de avance de mecanizado o con velocidades de avance rápido en vacío. Para ello cuenta con una caja de avances expresados de mm/minuto, donde es posible seleccionar el avance de trabajo adecuado a las condiciones tecnológicas del mecanizado.

Movimiento longitudinal: según el eje X, que corresponde habitualmente al movimiento de trabajo. Para facilitar la sujeción de las piezas la mesa está dotada de unas ranuras en forma de T para permitir la fijación de mordazas u otros elementos de sujeción de las piezas y además puede inclinarse para el tallado de ángulos. Esta mesa puede avanzar de forma automática de acuerdo con las condiciones de corte que permita el mecanizado.

Movimiento transversal: según el eje Y, que corresponde al desplazamiento transversal de la mesa de trabajo. Se utiliza básicamente para posicionar la herramienta de fresar en la posición correcta.

Movimiento vertical: según el eje Z, que corresponde al desplazamiento vertical de la mesa de trabajo. Con el desplazamiento de este eje se establece la profundidad de corte del fresado.

Giro respecto a un eje longitudinal: según el grado de libertad U. Se obtiene con un cabezal divisor o con una mesa oscilante.

Giro respecto a un eje vertical: según el grado de libertad W. En algunas fresadoras se puede girar la mesa 45° a cada lado, en otras la mesa puede dar vueltas completas.

Movimiento relativo entre pieza y herramienta El movimiento relativo entre la pieza y la herramienta puede clasificarse en tres tipos básicos:

- El movimiento de corte es el que realiza la punta de la herramienta alrededor del eje del portaherramientas.
- El movimiento de avance es el movimiento de aproximación de la herramienta desde la zona cortada a la zona sin cortar.
- El movimiento de profundización de perforación o de profundidad de pasada es un tipo de movimiento de avance que se realiza para aumentar la profundidad del corte.

Estructura de una fresadora

Los componentes principales de una fresadora son la base, el cuerpo, la consola, el carro, la mesa, el puente y el eje de la herramienta.

La base permite un apoyo correcto de la fresadora en el suelo. El cuerpo o bastidor tiene forma de columna y se apoya sobre la base o ambas forman parte de la misma pieza.

Habitualmente, la base y la columna son de fundición aleada y estabilizada. La columna tiene en la parte frontal unas guías templadas y rectificadas para el movimiento de la consola y unos mandos para el accionamiento y control de la máquina.

La consola se desliza verticalmente sobre las guías del cuerpo y sirve de sujeción para la mesa. La mesa tiene una superficie ranurada sobre la que se sujeta la pieza a conformar. La mesa se apoya sobre dos carros que permiten el movimiento longitudinal y transversal de la mesa sobre la consola.

El puente es una pieza apoyada en voladizo sobre el bastidor y en él se alojan unas lunetas donde se apoya el eje portaherramientas. En la parte superior del puente suele haber montado uno o varios tornillos de cáncamo para facilitar el transporte de la máquina.

El portaherramientas o portafresas es el apoyo de la herramienta y le transmite el movimiento de rotación del mecanismo de accionamiento alojado en el interior del bastidor. Este eje suele ser de acero aleado al cromovanadio para herramientas.

Características técnicas de una fresadora

Al seleccionar una fresadora para su adquisición y para realizar trabajos con ella, deben tenerse en cuenta varias características técnicas de la misma. El tamaño de las piezas a mecanizar está limitado por las dimensiones de la superficie de la mesa y los recorridos de los elementos móviles. Dependiendo de las operaciones a realizar, puede ser necesaria la posibilidad de controlar varios ejes a la vez, como los proporcionados por mesas giratorias o por cabezales divisores, o incluso controlar estos ejes de forma automática por CNC, por ejemplo para realizar contorneados. En función del material de la pieza, de las herramientas de corte y de las tolerancias de fabricación requeridas, es necesario utilizar velocidades de corte y de avance diferentes, lo cual puede hacer necesaria la posibilidad de operar con gamas de velocidades, con velocidades máximas y potencias suficientes para lograr flexibilidad en el sistema de producción.

Los dispositivos electrónicos de control, desde la visualización de cotas hasta el control numérico, permiten aumentar la productividad y la precisión del proceso productivo. Además, una fresadora debe tener dispositivos de seguridad, como botones de parada de emergencia (coloquialmente conocidos como setas de emergencia), dispositivo de seguridad contra sobrecargas (que consiste; bien en un embrague automático que desacopla el movimiento de la herramienta cuando se alcanza un límite de fricción o se vence la acción de unos muelles; o bien en un sistema electrónico) y pantallas de protección contra la proyección de virutas o partes de la pieza o la herramienta de corte.

Otro aspecto a tener en cuenta es el peso de la máquina, que influye en el transporte de la misma y las necesidades de cimentación de la nave para que las vibraciones estén controladas en niveles admisibles.

Para un buen funcionamiento de la máquina se requiere que sus holguras e imperfecciones dimensionales estén controladas y no excedan de unas tolerancias determinadas, para lo cual se realizan inspecciones periódicas. Las guías de los componentes deslizantes, como los carros de mesa o el puente, habitualmente son trapezoidales o con forma de cola de milano por esta razón.

Los husillos de accionamiento de los movimientos deslizantes son husillos de bolas sin juego para disminuir las fuerzas de rozamiento y así ralentizar el crecimiento de las holguras.

Equipamiento de una fresadora de control numérico

Los equipamientos de serie y opcionales que montan las fresadoras actuales son muy variables en función de las prestaciones que tengan.

Respecto al manejo de la información, es necesario tener en cuenta el tipo de lenguaje de programación que es posible utilizar, la capacidad de memoria de la máquina para un uso posterior de los programas almacenados, así como la forma de introducción y modificación de los programas: a pie de máquina, mediante dispositivos de almacenamiento de datos (disquete o memoria USB), o mediante una tarjeta de red.

La unidad central de proceso (CPU, por sus siglas en inglés) de la máquina controla accionamientos rotativos, para lo cual se utilizan servomotores que pueden variar su velocidad en un rango continuo. El movimiento lineal de los carros de la mesa se obtiene transformando el movimiento rotacional de los servomotores mediante husillos de bolas sin juego.

La CPU obtiene datos del programa y de los sensores instalados, los cuales permiten establecer una realimentación del control de las operaciones. La precisión de estos sensores y la velocidad de procesamiento de la CPU limitan la precisión dimensional que puede obtenerse. El tipo de sensor utilizado ha evolucionado con el tiempo, siendo en la actualidad muy utilizados los sensores

de efecto Hall para el control de los desplazamientos y giros realizados. Para controlar la posición del origen del sistema de referencia de los movimientos realizados y el desgaste de la herramienta se utilizan uno o varios palpadores o sondas de medida. Un palpador es un dispositivo con un vástago que acciona un pulsador al hacer contacto con la pieza o con la mesa de la máquina. También puede establecerse el origen de coordenadas realizando un contacto en movimiento de la herramienta con la zona a mecanizar.

Además de los movimientos de la pieza y de la herramienta, pueden controlarse de manera automatizada otros parámetros como la herramienta empleada, que puede cambiarse desde un almacén de herramientas instalado en la máquina; el uso o no de fluido refrigerante o la apertura y cierre de las puertas de seguridad.

Accesorios principales

Existen varios accesorios que se instalan en las fresadoras para realizar operaciones de mecanizado diferentes o para una utilización con mayor rapidez, precisión y seguridad:

- Dispositivos de adición de ejes: cabezal multiangular (permite orientar el eje del portaherramientas), divisor universal con contrapunto y juego de engranes y mesa circular divisora.
- Dispositivos para sujeción de piezas: plato universal de 3 garras con contraplato; contrapunto y lunetas; mordaza giratoria graduada; mordaza hidráulica.
- Dispositivos para sujeción de herramientas: ejes porta-fresas largos y cortos, eje porta-pinzas y juego de pinzas.
- Dispositivos para operaciones especiales: aparato de mortajar giratorio, cabezal de mandrinar.
- Dispositivos de control: visualización digital de cotas y palpadores de medida.

Sujeción de herramientas

Las fresas pueden clasificarse según el mecanismo de sujeción al portaherramientas en fresas con mango cónico, fresas con mango cilíndrico y fresas para montar en árbol.

Las fresas con mango cónico, a excepción de las fresas grandes, en general se montan al portaherramientas utilizando un mandril o un manguito adaptador intermedio, cuyo alojamiento tiene la misma conicidad que el mango de la fresa. Las conicidades utilizadas suelen ser las correspondientes a los conos

ISO o a los conos Morse, existiendo también otros tipos menos utilizados en fresadoras como los conos Brown y Sharpe.

Las fresas con mango cilíndrico se fijan al portaherramienta utilizando mandriles con pinzas. Algunas fresas tienen un agujero en el mango y se fijan empleando mangos que se adaptan por un lado a la fresa mediante un roscado o utilizando un eje prisionero y por el otro lado disponen de un cono para montarse al husillo de la máquina.

Las fresas para montaje sobre árbol tienen un agujero central para alojar el eje portaherramientas, cuyo diámetro está normalizado. Estas fresas disponen de un chavetero para asegurar la rotación de la herramienta y evitar que patinen. Para posicionar axialmente estas fresas en el eje, se emplean unos casquillos separadores de anchuras normalizadas. Además, en caso de necesidad pueden montarse varias fresas simultáneamente en lo que se denomina un tren de fresas. Para el cambio manual de los ejes portafresas se recurre a sistemas clásicos de amarre con tirante roscado, pero cada vez es más utilizado el apriete neumático o hidráulico debido a la rapidez con la que se realiza el cambio.

Las fresadoras de control numérico incorporan un almacén de herramientas y disponen de un mecanismo que permite el cambio de herramientas de forma automática según las órdenes programadas.

Para poder orientar la herramienta existen varios tipos de dispositivos, como el cabezal Huré, el cabezal Gambin o las platinas orientables.

El cabezal vertical universal Huré es un mecanismo que aumenta las prestaciones de una fresadora universal y es de aplicación para el fresado horizontal, vertical, radial en el plano vertical, angular (inclinado) en un plano vertical perpendicular a la mesa de la fresadora y oblicuo o angular en el plano horizontal. Este mecanismo es de gran aplicación en las fresadoras universales y no se utiliza en las fresadoras verticales.

Consta de dos partes: la primera, con el árbol portaherramientas, se une con la otra parte del cabezal según una corredera circular inclinada 45° respecto a la horizontal, y la segunda se une mediante una corredera circular vertical con la parte frontal de la columna de la fresadora, donde se acopla al husillo principal de la máquina. El cabezal está dispuesto para incorporarle herramientas de fresar, brocas y escariadores mediante pinzas, portabrocas y otros elementos de sujeción de herramientas. La velocidad de giro del husillo de este accesorio es la misma que la del husillo principal de la fresadora. No son adecuados para las operaciones con herramientas grandes de planear.

Sujeción de piezas

Para conseguir una correcta fijación de las piezas en la mesa de trabajo de una fresadora se utilizan diversos dispositivos. El sistema de sujeción que se

adopte debe permitir que la carga y la descarga de las piezas en la mesa de trabajo sean rápidas y precisas, garantizar la repetibilidad de las posiciones de las piezas y su amarre con una rigidez suficiente. Además, el sistema de sujeción empleado debe garantizar que la herramienta de corte pueda realizar los recorridos durante las operaciones de corte sin colisionar con ningún utillaje. Existen dos tipos principales de dispositivos de fijación: las bridas de apriete y las mordazas, siendo estas últimas las más usuales. Las mordazas empleadas pueden ser de base fija o de base giratoria. Las mordazas de base giratoria están montadas sobre un plato circular graduado. Mordazas pueden ser de accionamiento manual o de accionamiento hidráulico. Las mordazas hidráulicas permiten automatizar la apertura y el cierre de las mismas así como la presión de apriete.

Las mesas circulares, los platos giratorios y los mecanismos divisores son elementos que se colocan entre la mesa de la máquina y la pieza para lograr orientar la pieza en ángulos medibles.

Además, hay otros dispositivos que facilitan el apoyo como ranuras en V para fijar redondos o placas angulares para realizar chaflanes y utillajes de diseño especial. Al fijar una pieza larga con un mecanismo divisor pueden utilizarse un contrapunto y lunetas. Para la fijación de las piezas y los dispositivos que se utilizan, las mesas disponen de unas ranuras en forma de T en las cuales se introducen los tornillos que fijan los utillajes y dispositivos utilizados. También es posible utilizar dispositivos magnéticos que utilizan imanes.

Las fresadoras de control numérico pueden equiparse con dos mesas de trabajo, lo cual hace posible la carga y descarga de las piezas al mismo tiempo que se está mecanizando una nueva pieza con el consiguiente ahorro de tiempo. La colocación o el giro de la mesa o de sus accesorios a la posición de trabajo pueden programarse con funciones específicas en los programas de control numérico.

Mecanismo divisor

Un mecanismo divisor es un accesorio de las máquinas fresadoras y de otras máquinas herramientas taladradoras y mandrinadoras. Este dispositivo se fija sobre la mesa de la máquina y permite realizar operaciones espaciadas angularmente respecto a un eje de la pieza a mecanizar. Se utiliza para la elaboración de engranajes, prismas, escariadores, ejes ranurados, etc.

La pieza a mecanizar se acopla al eje de trabajo del divisor, entre el punto del divisor y un contrapunto. Al fresar piezas esbeltas se utilizan también lunetas o apoyos de altura regulable para que las deformaciones no sean excesivas. El divisor directo incorpora un disco o platillo con varias circunferencias concéntricas, en cada una de las cuales hay un número diferente de agujeros espaciados regularmente. En uno de estos agujeros se posiciona un pasador que

gira solidariamente con la manivela del eje de mando. Si el divisor está automatizado, la división se realiza de forma automática, utilizando un disco apropiado para cada caso. Este sistema se emplea en mecanizar grandes cantidades de ejes ranurados por ejemplo. La relación de transmisión entre el eje de mando y el eje de trabajo depende del tipo de mecanismo divisor que se utilice.

Hay tres tipos de mecanismos divisores: divisor directo, divisor semiuniversal y divisor universal.

- Un divisor directo tiene un árbol que, por un extremo tiene una punta cónica para centrar el eje la pieza, y por el otro se acciona directamente por la manivela. Algunos de estos divisores, en lugar de tener discos intercambiables con agujeros circunferenciales, tienen ranuras periféricas y el pasador de retención se sitúa perpendicularmente al eje de mando.
- Un divisor semiuniversal se utiliza básicamente para mecanizar ejes y engranajes de muchos dientes cuando es posible establecer una relación exacta entre el movimiento de giro de la pieza y el giro de la palanca sobre el platillo de agujeros. Para que ello sea posible, este tipo de divisor incorpora un mecanismo interior de tornillo sin fin y rueda helicoidal cuya relación de transmisión (i) usualmente es de 40:1 ó 60:1, así como varios discos intercambiables. En estos casos, la manivela de mando debe dar 40 ó 60 vueltas para completar una vuelta en el eje de trabajo del divisor. Para girar el eje de trabajo una fracción de vuelta de valor determinado debe calcularse previamente el giro que ha de realizar la manivela. Por ejemplo, para el tallado de un piñón de 20 dientes, la manivela debe girar $40/20 = 2$ vueltas para avanzar de un diente al siguiente. Si se desea tallar un engranaje de 33 dientes, la solución es $40/33 = 1+7/33$, con lo cual hay que instalar un platillo que tenga 33 agujeros y habrá que dar un giro a la manivela de una vuelta completa más 7 agujeros del platillo de 33 agujeros.
- El divisor universal es de constitución parecida al divisor semiuniversal y se diferencia de este último en que incorpora un tren exterior de engranajes intercambiables que permite realizar la división diferencial y tallar engranajes helicoidales cuando se establece una relación de giro del plato divisor con el avance de la mesa de la fresadora. La división diferencial se utiliza cuando el engranaje que se desea tallar tiene un número de dientes que no es posible hacerlo de forma directa con los platillos disponibles porque no se dispone del número de agujeros que puedan conseguir un cociente exacto entre el giro del eje del divisor y el de la manivela del platillo.

Para el mecanizado de grandes producciones de ejes ranurados o escariadores, existen mecanismos divisores automáticos con discos ranurados

según el número de estrías de los ejes. Estos discos agilizan el trabajo de forma considerable. El tallado de engranajes con estos mecanismos apenas se utiliza en la actualidad porque existen máquinas para el tallado de engranajes que consiguen mayores niveles de calidad y productividad. Algunas fresadoras modernas de control numérico (CNC) disponen de mesas giratorias o cabezales orientables para que las piezas puedan ser mecanizadas por diferentes planos y ángulos de aproximación, lo cual hace innecesario utilizar el mecanismo divisor en estas máquinas.

Herramientas

Las herramientas de corte más utilizadas en una fresadora se denominan fresas, aunque también pueden utilizarse otras herramientas para realizar operaciones diferentes al fresado, como brocas para taladrar o escariadores. Las fresas son herramientas de corte de forma, material y dimensiones muy variadas de acuerdo con el tipo de fresado que se quiera realizar.

Una fresa está determinada por su diámetro, su forma, material constituyente, números de labios o dientes que tenga y el sistema de sujeción a la máquina.

Los labios cortantes de las fresas de acero rápido (HSS) pueden ser rectilíneos o helicoidales, y las fresas que montan plaquitas intercambiables son de carburo metálico como el carburo de tungsteno, conocido como widia, de metalcerámica o, en casos especiales, de nitruro de boro cúbico (CBN) o de diamante policristalino (PDC). En general, los materiales más duros en los filos de corte permiten utilizar mayores velocidades de corte, pero al ser menos tenaces, exigen una velocidad de avance menor. El número de labios o plaquitas de las fresas depende de su diámetro, de la cantidad de viruta que debe arrancar, de la dureza del material y del tipo de fresa.

Características de las plaquitas insertables

La calidad de las plaquitas insertables se selecciona teniendo en cuenta el material de la pieza, el tipo de aplicación y las condiciones de mecanizado.

La variedad de las formas de las plaquitas es grande y está normalizada.

Asimismo la variedad de materiales de las herramientas modernas es considerable y está sujeta a un desarrollo continuo.

Los principales materiales de las plaquitas de metal duro para fresado son los que se muestran en la siguiente tabla:

Material	Símbolo
Metales duros recubiertos	HC
Metales duros	H
Cermets	HT, HC
Cerámicas	CA, CN, CC
Nitruro de boro cúbico	BN
Diamantes policristalinos	DP, HC

Tabla 1: Materiales de plaquitas

La adecuación de los diferentes tipos de plaquitas según sea el material a mecanizar se indican a continuación y se clasifican según una norma ISO/ANSI para indicar las aplicaciones en relación a la resistencia y la tenacidad que tienen.

SERIE	ISO	Características
Serie P	ISO 01, 10, 20, 30, 40, 50	Ideales para el mecanizado de acero, acero fundido, y acero maleable de viruta larga.
Serie M	ISO 10, 20, 30, 40	Ideales para fresar acero inoxidable, ferrítico y martensítico, acero fundido, acero al manganeso, fundición aleada, fundición maleable y acero de fácil mecanización.
Serie K	ISO 01, 10, 20, 30	Ideal para el fresado de fundición gris, fundición en coquilla, y fundición maleable de viruta corta.
Serie N	ISO 01, 10, 20, 30	Ideal para el fresado de metales no-férreos
Serie S		Pueden ser de base de níquel o de base de titanio. Ideales para el mecanizado de aleaciones termorresistentes y súperaleaciones.
Serie H	ISO 01, 10, 20, 30	Ideal para el fresado de materiales endurecidos.

Tabla 2: Código de calidades de plaquitas

Como hay tanta variedad en las formas geométricas, tamaños y ángulos de corte, existe una codificación normalizada por la Organización Internacional de Estandarización (ISO 1832) 15 que está compuesta de cuatro letras y seis números donde cada una de estas letras y números indica una característica determinada del tipo de plaquita correspondiente.

Primera letra	Forma geométrica	Segunda letra	Ángulo de incidencia	Tercera letra	Tolerancia dimensional	Cuarta letra	Tipo de sujeción
C	Rómbica 80°	A	3°	J	Menor ↑ ↓ Mayor	A	Agujero sin avellanar
D	Rómbica 55°	B	5°	K		G	Agujero con rompevirutas en dos caras
L	Rectangular	C	7°	L		M	Agujero con rompevirutas en una cara
R	Redonda	D	15°	M		N	Sin agujero ni rompevirutas
S	Cuadrada	E	20°	N		W	Agujero avellanado en una cara
T	Triangular	F	25°	U		T	Agujero avellanado y rompevirutas en una cara
V	Rómbica 35°	G	30°		N	Sin agujero y con rompevirutas en una cara	
W	Hexagonal 80°	N	0°		X	No estándar	
		P	11°				

Tabla 3: Ejemplo de código de plaquita: SNMG160408HC

Las dos primeras cifras indican en milímetros la longitud de la arista de corte de la plaquita, las dos cifras siguientes indican en milímetros el espesor de la plaquita y las dos últimas cifras indican en décimas de milímetro el radio de punta de la plaquita. A este código general el fabricante de la plaquita puede añadir dos letras para indicar la calidad de la plaquita o el uso recomendado.

Operaciones de fresado

Con el uso creciente de las fresadoras de control numérico están aumentando las operaciones de fresado que se pueden realizar con este tipo de máquinas, siendo así que el fresado se ha convertido en un método polivalente de mecanizado. El desarrollo de las herramientas ha contribuido también a crear nuevas posibilidades de fresado además de incrementar de forma considerable la productividad, la calidad y exactitud de las operaciones realizadas.

El fresado consiste principalmente en el corte del material que se mecaniza con una herramienta rotativa de varios filos, que se llaman dientes, labios o plaquitas de metal duro, que ejecuta movimientos de avance programados de la mesa de trabajo en casi cualquier dirección de los tres ejes posibles en los que se puede desplazar la mesa donde va fijada la pieza que se mecaniza.

Las herramientas de fresar se caracterizan por su diámetro exterior, el número de dientes, el paso de los dientes (distancia entre dos dientes consecutivos) y el sistema de fijación de la fresa en la máquina.

En las fresadoras universales utilizando los accesorios adecuados o en las fresadoras de control numérico se puede realizar la siguiente relación de fresados:

- Planeado. La aplicación más frecuente de fresado es el planeado, que tiene por objetivo conseguir superficies planas. Para el planeado se

utilizan generalmente fresas de planear de plaquitas intercambiables de metal duro, existiendo una gama muy variada de diámetros de estas fresas y del número de plaquitas que monta cada fresa. Los fabricantes de plaquitas recomiendan como primera opción el uso de plaquitas redondas o con ángulos de 45° como alternativa.

- Fresado en escuadra. El fresado en escuadra es una variante del planeado que consiste en dejar escalones perpendiculares en la pieza que se mecaniza. Para ello se utilizan plaquitas cuadradas o rómbicas situadas en el portaherramientas de forma adecuada.
- Cubicaje. La operación de cubicaje es muy común en fresadoras verticales u horizontales y consiste en preparar los tarugos de metal u otro material como mármol o granito en las dimensiones cúbicas adecuadas para operaciones posteriores. Este fresado también se realiza con fresas de planear de plaquitas intercambiables.
- Corte. Una de las operaciones iniciales de mecanizado que hay que realizar consiste muchas veces en cortar las piezas a la longitud determinada partiendo de barras y perfiles comerciales de una longitud mayor. Para el corte industrial de piezas se utilizan indistintamente sierras de cinta o fresadoras equipadas con fresas cilíndricas de corte. Lo significativo de las fresas de corte es que pueden ser de acero rápido o de metal duro. Se caracterizan por ser muy delgadas (del orden de 3 mm aunque puede variar), tener un diámetro grande y un dentado muy fino. Se utilizan fresas de disco relativamente poco espesor (de 0,5 a 6 mm) y hasta 300 mm de diámetro con las superficies laterales retranqueadas para evitar el rozamiento de estas con la pieza.
- Ranurado recto. Para el fresado de ranuras rectas se utilizan generalmente fresas cilíndricas con la anchura de la ranura y, a menudo, se montan varias fresas en el eje portafresas permitiendo aumentar la productividad de mecanizado. Al montaje de varias fresas cilíndricas se le denomina tren de fresas o fresas compuestas. Las fresas cilíndricas se caracterizan por tener tres aristas de corte: la frontal y las dos laterales. En la mayoría de aplicaciones se utilizan fresas de acero rápido ya que las de metal duro son muy caras y por lo tanto solo se emplean en producciones muy grandes.
 - Ranurado de forma. Se utilizan fresas de la forma adecuada a la ranura, que puede ser en forma de T, de cola de milano, etc.
 - Ranurado de chaveteros. Se utilizan fresas cilíndricas con mango, conocidas en el argot como bailarinas, con las que se puede avanzar el corte tanto en dirección perpendicular a su eje como paralela a este.

- Copiado. Para el fresado en copiado se utilizan fresas con plaquitas de perfil redondo a fin de poder realizar operaciones de mecanizado en orografías y perfiles de caras cambiantes. Existen dos tipos de fresas de copiar: las de perfil de media bola y las de canto redondo o tóricas.
- Fresado de cavidades. En este tipo de operaciones es recomendable realizar un taladro previo y a partir del mismo y con fresas adecuadas abordar el mecanizado de la cavidad teniendo en cuenta que los radios de la cavidad deben ser al menos un 15% superior al radio de la fresa.
- Torno-fresado. Este tipo de mecanizado utiliza la interpolación circular en fresadoras de control numérico y sirve tanto para el torneado de agujeros de precisión como para el torneado exterior. El proceso combina la rotación de la pieza y de la herramienta de fresar siendo posible conseguir una superficie de revolución. Esta superficie puede ser concéntrica respecto a la línea central de rotación de la pieza. Si se desplaza la fresa hacia arriba o hacia abajo coordinadamente con el giro de la pieza pueden obtenerse geometrías excéntricas, como el de una leva, o incluso el de un árbol de levas o un cigüeñal. Con el desplazamiento axial es posible alcanzar la longitud requerida.
- Fresado de roscas. El fresado de roscas requiere una fresadora capaz de realizar interpolación helicoidal simultánea en dos grados de libertad: la rotación de la pieza respecto al eje de la hélice de la rosca y la traslación de la pieza en la dirección de dicho eje. El perfil de los filos de corte de la fresa debe ser adecuado al tipo de rosca que se mecanice.
- Fresado frontal. Consiste en el fresado que se realiza con fresas helicoidales cilíndricas que atacan frontalmente la operación de fresado. En las fresadoras de control numérico se utilizan cada vez más fresas de metal duro totalmente integrales que permiten trabajar a velocidades muy altas.
- Fresado de engranajes. El fresado de engranajes apenas se realiza ya en fresadoras universales mediante el plato divisor, sino que se hacen en máquinas especiales llamadas talladoras de engranajes y con el uso de fresas especiales del módulo de diente adecuado.
- Taladrado, escariado y mandrinado. Estas operaciones se realizan habitualmente en las fresadoras de control numérico dotadas de un

almacén de herramientas y utilizando las herramientas adecuadas para cada caso.

- Mortajado. Consiste en mecanizar chaveteros en los agujeros, para lo cual se utilizan brochadoras o bien un accesorio especial que se acopla al cabezal de las fresadoras universales y transforma el movimiento de rotación en un movimiento vertical alternativo.
- Fresado en rampa. Es un tipo de fresado habitual en el mecanizado de moldes que se realiza con fresadoras copiadoras o con fresadoras de control numérico.

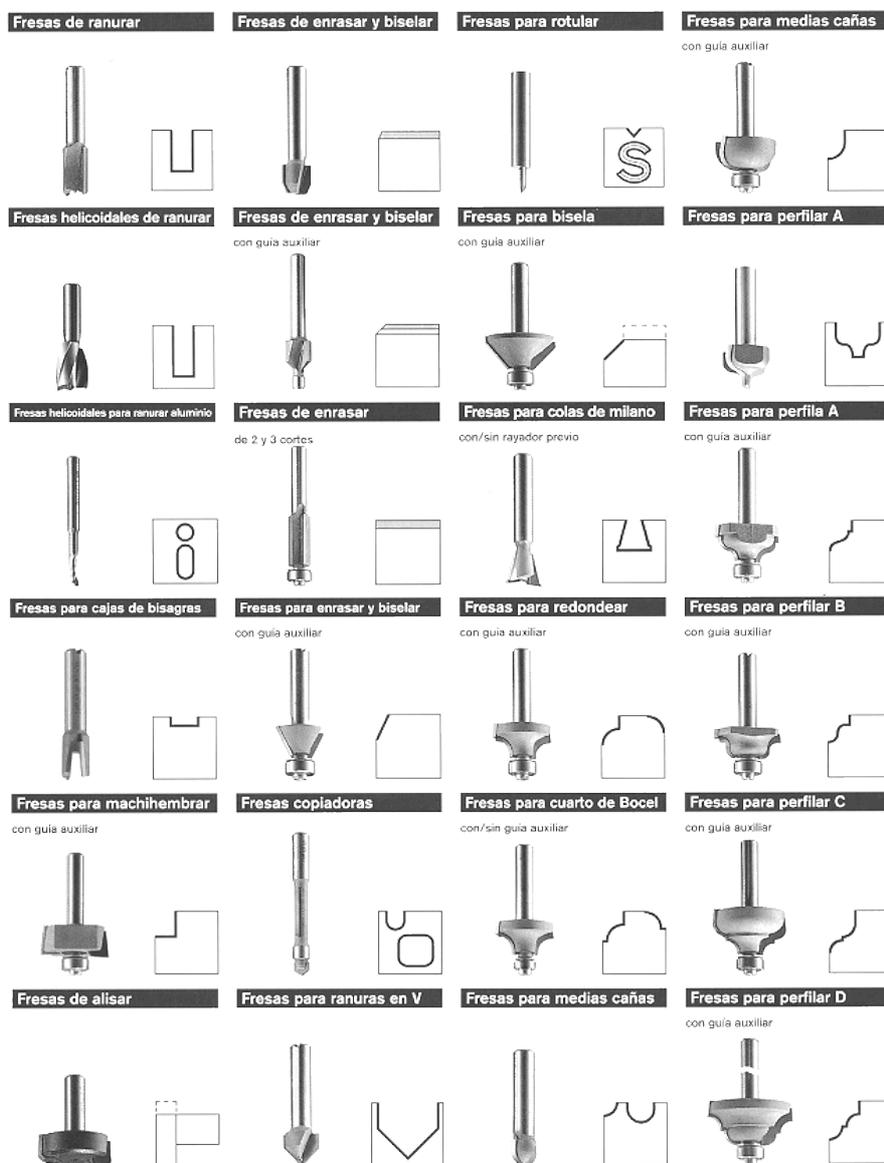


Ilustración 3: Ejemplos de fresas y el corte que realizan(I)

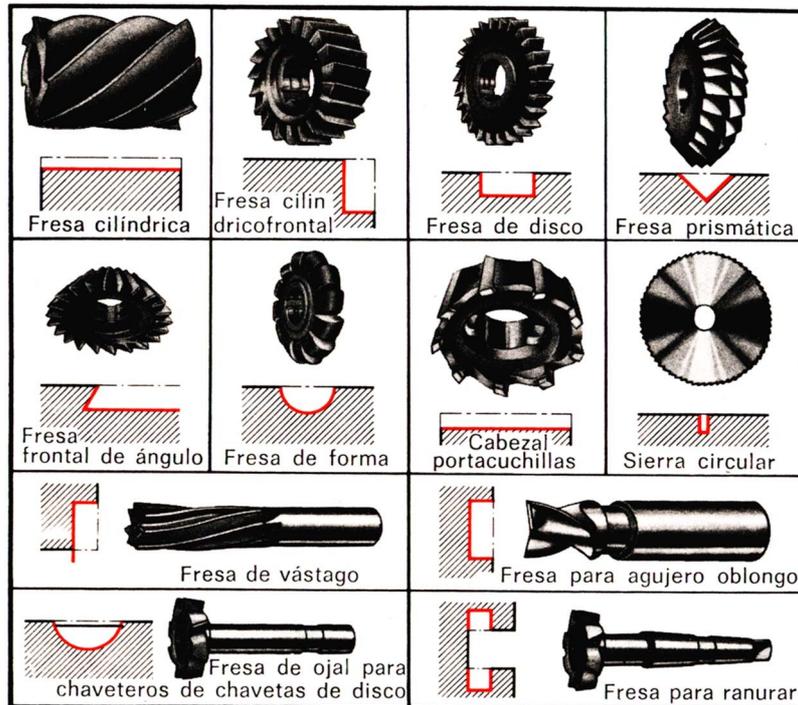


Ilustración 4: Ejemplos de fresas y el corte que realizan (II)

Consideraciones generales para el fresado

Para que los trabajos de fresado se realicen en las mejores condiciones se han de cumplir una serie de requisitos. Se debe asegurar una buena rigidez de la máquina y que tenga la potencia suficiente para poder utilizar las herramientas más convenientes. Asimismo debe utilizarse el menor voladizo de la herramienta con el husillo que sea posible.

Respecto de las herramientas de fresar, hay que adecuar el número de dientes, labios o plaquitas de las fresas procurando que no haya demasiados filos trabajando simultáneamente. El diámetro de las fresas de planear debe ser el adecuado de acuerdo con la anchura de corte.

En los parámetros de corte hay que seleccionar el avance de trabajo por diente más adecuado de acuerdo con las características del mecanizado como el material de la pieza, las características de la fresa, la calidad y precisión requeridas para la pieza y la evacuación de la viruta. Siempre que sea posible, hay que realizar el fresado en concordancia y utilizar plaquitas de geometría positiva, es decir, con ángulo de desprendimiento positivo. Debe utilizarse refrigerante sólo si es necesario, pues el fresado se realiza en mejores condiciones sin refrigerante en la mayoría de las aplicaciones de las plaquitas de metal duro.

Problemas habituales en el fresado

Durante el fresado pueden aparecer una serie de problemas que dificultan la calidad de las operaciones de fresado. Los problemas más habituales se muestran en la siguiente tabla:

Problemas habituales		Causas posibles									
		Velocidad de corte		Velocidad de avance		Profundidad de corte		Tipo de fresa			
		Alta	Baja	Alta	Baja	Alta	Baja	Poco dura	Poco tenaz	Radio de punta grande	Angulo de desplazamiento pequeño o negativo
Alteración de los filos de corte	Desgaste de la superficie de incidencia	X						X			
	Entallas en el filo	X						X			
	Craterización o deformación plástica	X		X				X			X
	Filo de aportación		X								X
	Pequeños astillamientos		X						X		X
	Rotura de dientes			X		X			X		
Virutas largas					X		X			X	
Vibraciones		X			X	X				X	X

Tabla 4: Problemas habituales en el fresado

Las vibraciones excesivas pueden ser causadas además por fijaciones incorrectas o poco rígidas o porque la pieza se deforme cuando incide sobre ella cada diente de la fresa. Además, el fresado en oposición genera más vibraciones que el fresado en concordancia. Dichas vibraciones afectan a las tolerancias dimensionales y a las rugosidades obtenidas, por lo que la armonía entre la herramienta y su movimiento de corte junto con la pieza y máquina es esencial para maximizar el mejor acabado. Otras causas de imperfecciones en las superficies mecanizadas son las alteraciones de los filos de corte, la falta de mantenimiento de la máquina y el uso incorrecto de los utillajes.

Parámetros de corte del fresado

Los parámetros tecnológicos fundamentales que hay que considerar en el proceso de fresado son los siguientes:

- Elección del tipo de máquina, accesorios y sistemas de fijación de pieza y herramienta más adecuados.
- Elección del tipo de fresado: frontal, tangencial en concordancia o tangencial en oposición.

- Elección de los parámetros de corte: velocidad de corte (V_c), velocidad de giro de la herramienta (n), velocidad de avance (V_a), profundidad de pasada (p), anchura de corte (A_c), etc.)

No hay unanimidad dentro del sector del mecanizado en las denominaciones de los procedimientos de fresado. El fresado tangencial también es denominado fresado periférico, fresado cilíndrico o fresado helicoidal. Los dos tipos de fresados tangenciales también son conocidos con varias denominaciones:

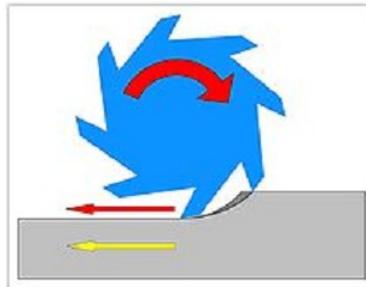


Ilustración 5: Fresado en concordancia: fresado hacia abajo, o fresado equicorriente

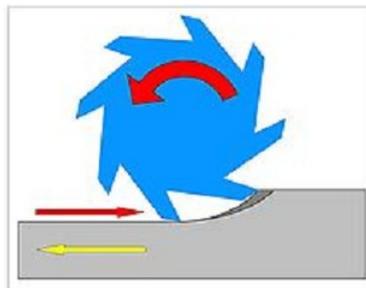


Ilustración 6: Fresado en oposición: fresado hacia arriba, o fresado normal.

En el fresado en concordancia, la herramienta gira en el mismo sentido en el que avanza la pieza. Este tipo de fresado es también conocido como fresado hacia abajo debido a que, cuando el eje de giro de la fresa es horizontal, la componente vertical de la fuerza de corte está dirigida hacia la abajo.

En el fresado en oposición, también conocido como fresado hacia arriba, ocurre lo contrario, es decir, la herramienta gira en sentido contrario al avance de la pieza y la componente vertical de la fuerza de corte se dirige hacia arriba.

Para obtener una buena calidad en la superficie mecanizada, el fresado en concordancia es el método de fresado más recomendable siempre que la máquina, la herramienta y los utillajes lo permitan.

En el fresado en oposición, el espesor de la viruta y la presión de corte aumentan según avanza la herramienta, por lo que se requiere menos potencia para la máquina. Sin embargo, este método presenta varios inconvenientes. Produce vibraciones en la máquina y una peor calidad superficial del mecanizado. Hay que tener cuidado con la sujeción de la pieza porque el empuje de la herramienta tenderá a expulsarla del amarre.

En el fresado en concordancia, los dientes de la fresa inician el corte de la pieza con el máximo espesor de viruta, por lo que se necesita mayor esfuerzo de corte que en el fresado en oposición. Cuando la fresa se retira de la pieza, el espesor de la viruta es menor y por tanto la presión de trabajo es menor, produciendo así un mejor acabado de la superficie mecanizada. Este método de fresado requiere máquinas de mayor potencia y rigidez. Este fresado favorece la sujeción de la pieza porque tiende a apretarla hacia abajo.

Al utilizar herramientas cuyos filos de corte permiten avanzar el corte en dirección axial y en dirección radial, como en las fresas de planear o las bailarinas, en la mayoría de los casos es recomendable que, cuando la fresa está cortando, se realicen prioritariamente los movimientos de avance en la dirección radial. Esto es debido a que la geometría de los filos de corte, en la mayoría de los casos, está diseñada para que se desgasten más lentamente al avanzar el corte en dirección radial. Teniendo esto en cuenta, los movimientos de profundización con estas herramientas se realizan preferentemente en vacío, se limitan a una perforación inicial o dicha perforación se realiza con otras herramientas, por ejemplo brocas o coronas trepanadoras. No obstante, cuando se utilizan plaquitas redondas en fresas de perfilar es indiferente la dirección de avance.

Velocidad de corte

Se define como velocidad de corte la velocidad lineal de la periferia de la fresa u otra herramienta que se utilice en el fresado. La velocidad de corte, que se expresa en metros por minuto (m/min), tiene que ser elegida antes de iniciar el mecanizado y su valor adecuado depende de muchos factores, especialmente de la calidad y tipo de fresa que se utilice, de la dureza y la maquinabilidad que tenga el material que se mecanice y de la velocidad de avance empleada. Las limitaciones principales de la máquina son su gama de velocidades, la potencia de los motores y de la rigidez de la fijación de la pieza y de la herramienta. Como cada filo de corte de la fresa trabaja intermitentemente sobre la pieza, cortando únicamente durante una fracción de cada revolución de la herramienta, los filos de corte alcanzan temperaturas inferiores a las que se alcanzan en un

torno y, en consecuencia, se utilizan velocidades de corte mayores. No obstante, el trabajo de la fresa en conjunto puede no considerarse intermitente, pues siempre hay un filo de corte en fase de trabajo.

A partir de la determinación de la velocidad de corte se puede determinar las revoluciones por minuto que tendrá el husillo portaherramientas según la siguiente fórmula:

$$V_c \left[\frac{m}{min} \right] = \frac{n [min^{-1}] \cdot \pi \cdot D_c [mm]}{1000 \left[\frac{mm}{m} \right]} \quad (1)$$

Donde V_c es la velocidad de corte, n es la velocidad de rotación de la herramienta y D_c es el diámetro de la herramienta.

La velocidad de corte es el factor principal que determina la duración de la herramienta. Una alta velocidad de corte permite realizar el mecanizado en menos tiempo pero acelera el desgaste de la herramienta. Los fabricantes de herramientas y prontuarios de mecanizado ofrecen datos orientativos sobre la velocidad de corte adecuada de las herramientas para una vida útil o duración determinada de la herramienta, por ejemplo, 15 minutos. En ocasiones, es deseable ajustar la velocidad de corte para una duración diferente de la herramienta y optimizar la productividad, para lo cual, los valores de la velocidad de corte se multiplican por un factor de corrección. La relación entre este factor de corrección y la duración de la herramienta en operación de corte no es lineal. Una velocidad de corte excesiva puede dar lugar a un desgaste muy rápido del filo de corte de la herramienta, a la deformación plástica del filo de corte con pérdida de tolerancia del mecanizado y, en general, a una calidad del mecanizado deficiente. Por otra parte, una velocidad de corte demasiado baja puede dar lugar a la formación de filo de aportación en la herramienta, a dificultades en la evacuación de viruta y al aumento del tiempo de mecanizado, lo cual se traduce en una baja productividad y un coste elevado del mecanizado.

Velocidad de rotación de la herramienta

La velocidad de rotación del husillo portaherramientas se expresa habitualmente en revoluciones por minuto (rpm). En las fresadoras convencionales hay una gama limitada de velocidades, que dependen de la velocidad de giro del motor principal y del número de velocidades de la caja de cambios de la máquina. En las fresadoras de control numérico, esta velocidad es controlada con un sistema de realimentación en el que puede seleccionarse una velocidad cualquiera dentro de un rango de velocidades, hasta una velocidad máxima.

La velocidad de rotación de la herramienta es directamente proporcional a la velocidad de corte e inversamente proporcional al diámetro de la herramienta.

$$n [\text{min}^{-1}] = \frac{V_c \left[\frac{m}{\text{min}} \right] \cdot 1000 \left[\frac{mm}{m} \right]}{\pi \cdot D_c [mm]} \quad (2)$$

Velocidad de avance

El avance o velocidad de avance en el fresado es la velocidad relativa entre la pieza y la herramienta, es decir, la velocidad con la que progresa el corte. El avance y el radio de la punta de la herramienta de corte son los dos factores más importantes de los cuales depende la rugosidad de la superficie obtenida en el fresado.

Cada fresa puede cortar adecuadamente en un rango de velocidades de avance por cada revolución de la herramienta, denominado avance por revolución (f_n). Este rango depende fundamentalmente de número de dientes de la fresa, del tamaño de cada diente y de la profundidad de corte, además del tipo de material de la pieza y de la calidad y el tipo de plaquita de corte. Este rango de velocidades se determina experimentalmente y se encuentra en los catálogos de los fabricantes de plaquitas. Además esta velocidad está limitada por las rigideces de las sujeciones de la pieza y de la herramienta, y por la potencia del motor de avance de la máquina. El grosor máximo de viruta en mm es el indicador de limitación más importante para una herramienta de fresado. El filo de corte de las herramientas se prueba para que tenga un valor determinado entre un mínimo y un máximo de grosor de la viruta.

El avance por revolución (f_n) es el producto del avance por diente por el número de dientes (z) de la herramienta.

$$f_n \left[\frac{mm}{rev} \right] = f_z \left[\frac{mm}{diente} \right] \cdot z \left[\frac{diente}{rev} \right] \quad (3)$$

La velocidad de avance es el producto del avance por revolución por la velocidad de rotación de la herramienta.

$$f \left[\frac{mm}{min} \right] = f_n \left[\frac{mm}{rev} \right] \cdot n \left[\frac{rev}{min} \right] = f_z \left[\frac{mm}{diente} \right] \cdot z \left[\frac{diente}{rev} \right] \cdot n \left[\frac{rev}{min} \right] \quad (4)$$

Al igual que con la velocidad de rotación de la herramienta, en las fresadoras convencionales la velocidad de avance se selecciona de una gama de velocidades disponibles en una caja de cambios, mientras que las fresadoras de control numérico pueden trabajar con cualquier velocidad de avance hasta la máxima velocidad de avance de la máquina.

La velocidad de avance es decisiva para la formación de viruta, el consumo de potencia, la rugosidad superficial obtenida, las tensiones mecánicas, la temperatura en la zona de corte y la productividad. Una elevada velocidad de avance da lugar a un buen control de viruta y una mayor duración de la herramienta por unidad de superficie mecanizada, pero también da lugar a una elevada rugosidad superficial y un mayor riesgo de deterioro de la herramienta por roturas o por temperaturas excesivas. En cambio, una velocidad de avance baja da lugar a la formación de virutas más largas que pueden formar bucles y un incremento del tiempo de mecanizado, lo cual hace que la duración de la herramienta por unidad de superficie sea menor y que la producción sea más costosa.

Profundidad de corte o de pasada

La profundidad de corte o profundidad de pasada (p) es la profundidad de la capa arrancada de la superficie de la pieza en una pasada de la herramienta. Habitualmente se expresa en milímetros (mm). La anchura de corte (s), expresado en mm, es la anchura de la parte de la pieza implicada en el corte. Estos parámetros hay que tenerlos en cuenta por la influencia que tiene en el cálculo de la sección de viruta y consecuentemente en la fuerza de corte necesaria para poder realizar el mecanizado. La profundidad de pasada se establece a priori y depende principalmente de las creces de material a mecanizar, del grado de precisión dimensional a conseguir, de la potencia de la máquina y de la relación con respecto al avance seleccionado y de parámetros propios de la plaquita de corte como su tamaño, el radio de la punta y su perfil. Al realizar mecanizados de desbaste se utilizan filos con mayor longitud de arista de corte que permiten realizar mecanizados con mayores profundidades de pasada y velocidades de avance. Sin embargo, para las operaciones de acabado, se requiere una profundidad de corte menor. La longitud de corte efectiva (la), cuyo valor máximo está directamente relacionado con la longitud de la arista del filo de corte, depende de la profundidad de pasada (p) y del ángulo de posición (κ_r)

$$la = p \cdot \cos(\kappa_r) \quad (5)$$

Espesor y sección de viruta

La relación que existe entre el avance por diente de la fresa (f_z) y la profundidad de pasada (p) constituye la sección de la viruta. La sección de viruta guarda también relación con el tipo de fresado que se realice, la sección de viruta es igual a:

$$S[mm^2]=p[mm] \cdot f_z[mm] \quad (6)$$

El espesor de la viruta corresponde al avance por diente de la fresa. El control de la sección y del espesor de la viruta son factores importantes a la hora de determinar el proceso de mecanizado. Cuanto menor sea el espesor de la viruta en el momento del arranque, la carga del filo será menor y esto permitirá aplicar mayores velocidades de avance por diente sin dañar al mismo, teniendo que reducir la profundidad de corte debido a los menores ángulos de posicionamiento de los filos. El poder controlar la sección de viruta depende principalmente de varios factores como la potencia de la máquina, la fijación o el sistema de amarre de la pieza, la sección del mango de la herramienta así como de la sujeción de las plaquitas y la geometría de las mismas. El aumento de la sección y espesor de viruta, entre otras variables, implica un aumento de la potencia necesaria para que se realice el arranque de material.

Volumen de viruta arrancado

En el fresado tangencial, el volumen de viruta arrancado por minuto se expresa en centímetros cúbicos por minuto y se obtiene de la siguiente fórmula:

$$Q[cm^3/min]=\frac{A_c[mm] \cdot p[mm] \cdot f[mm/min]}{1000[mm^3/cm^3]} \quad (7)$$

Donde Q es el volumen de viruta arrancado por minuto, A_c es el ancho del corte, p es la profundidad de pasada, y f es la velocidad de avance. Este dato es importante para determinar la potencia necesaria de la máquina y la vida útil de las herramientas.

Tiempo de mecanizado

Para poder calcular el tiempo de mecanizado en una fresadora hay que tener en cuenta la longitud de aproximación y salida de la fresa de la pieza que se mecaniza. Esta longitud depende del tipo de fresado.

Por ejemplo, en el planeado la longitud de aproximación coincide con la mitad del diámetro de la herramienta; en el fresado de ranuras es diferente y depende la profundidad de la ranura y del diámetro de la fresa; y en el fresado por contorneado interior o exterior las longitudes de mecanizado dependen del diámetro de la fresa y de la geometría de la superficie contorneada. El tiempo de mecanizado puede calcularse a partir de la siguiente ecuación:

$$T_m[\text{min}] = \frac{\text{Longitud de aproximación}[\text{mm}] + \text{Longitud pieza}[\text{mm}]}{f[\text{mm/min}]} \quad (7)$$

Donde T_m es el tiempo de mecanizado y f es la velocidad de avance.

Fuerza específica de corte

La fuerza de corte es un parámetro a tener en cuenta para evitar roturas y deformaciones en la herramienta y en la pieza y para poder calcular la potencia necesaria para efectuar un determinado mecanizado. Este parámetro está en función del avance de fresado, de la velocidad de corte, de la maquinabilidad del material, de la dureza del material, de las características de la herramienta y del espesor medio de la viruta. Todos estos factores se engloban en un coeficiente denominado fuerza específica de corte (k_c), que se expresa en N/mm^2 .

Potencia de corte

La potencia de corte (P_c) necesaria para efectuar un determinado mecanizado habitualmente se expresa en kilovatios (kW) y se calcula a partir del valor del volumen de arranque de viruta, la fuerza específica de corte y del rendimiento que tenga la fresadora. Esta fuerza específica de corte (k_c) es una constante que se determina en función del tipo de material que se está mecanizando, la geometría de la herramienta, el espesor de viruta, etc.

Para poder obtener el valor de potencia correcto, el valor obtenido tiene que dividirse por un determinado valor adimensional que tiene en cuenta el rendimiento de la máquina (ρ). Este valor es la relación entre la potencia de corte efectiva, es decir, la potencia necesaria en la herramienta; respecto a la potencia consumida el motor de accionamiento principal de la máquina.

$$P_c [kW] = \frac{A_c [mm] \cdot p [mm] \cdot f \left[\frac{mm}{min} \right] \cdot k_c \left[\frac{N}{mm^2} \right]}{60 \left[\frac{s}{min} \right] \cdot 10^3 \left[\frac{mm}{m} \right] \cdot 10^3 \left[\frac{W}{kW} \right] \cdot \rho} = \frac{A_c \cdot p \cdot f \cdot k_c}{60 \cdot 10^6 \cdot \rho} \quad (8)$$

Donde P_c es la potencia de corte, A_c es el ancho de corte; p es la profundidad de pasada, f es la velocidad de avance, k_c es la fuerza específica de corte y ρ es el rendimiento de la máquina.

Mecanizado rápido

El concepto de mecanizado rápido, también llamado mecanizado de alta velocidad (MAV), se refiere al que se produce en las modernas máquinas herramientas de control numérico equipadas con cabezales potentes y robustos que les permiten girar a muchos miles de revoluciones por minuto hasta del orden de 30.000 rpm, y avances de trabajo muy grandes cuando se trata del mecanizado de materiales blandos y con mucho vaciado de viruta tal y como ocurre en la fabricación de moldes o de grandes componentes de la industria aeronáutica. Los metales y aleaciones de fácil mecanización son los más adecuados para el concepto de mecanizado rápido.

Para el mecanizado rápido de piezas con formas complejas se usan sistemas CAM que generan trayectorias específicas de alta velocidad, para desbaste y para acabado.

Fresado en seco y con refrigerante

En la actualidad el fresado en seco de ciertos materiales es completamente viable cuando se utilizan herramientas de metal duro, por eso hay una tendencia reciente a efectuar los mecanizados en seco siempre que la calidad de la herramienta lo permita. La inquietud por la eficiencia en el uso de refrigerantes de corte se despertó durante los años 1990, cuando estudios realizados en empresas de fabricación de componentes para automoción en Alemania pusieron de relieve el coste elevado del ciclo de vida del refrigerante, especialmente en su reciclado. Sin embargo, el mecanizado en seco no es adecuado para todas las aplicaciones, especialmente para taladrados, roscados y mandrinados para garantizar la evacuación de las virutas, especialmente si se utilizan fresas de acero rápido. Tampoco es recomendable fresar en seco materiales pastosos o demasiado blandos como el aluminio o el acero de bajo contenido en carbono ya que es muy probable que los filos de corte se embocen con el material que cortan, formándose un filo de aportación que causa

imperfecciones en el acabado superficial, dispersiones en las medidas de la pieza e incluso roturas de los filos de corte. En el caso de mecanizar materiales poco dúctiles que tienden a formar viruta corta, como la fundición gris, la taladrina es beneficiosa como agente limpiador, evitando la formación de nubes tóxicas de aerosoles. La taladrina es imprescindible al fresar materiales abrasivos como el acero inoxidable. En el fresado en seco la maquinaria debe estar preparada para absorber sin problemas el calor producido en la acción de corte. Para evitar excesos de temperatura por el sobrecalentamiento de husillos, herramientas y otros elementos, suelen incorporarse circuitos internos de refrigeración por aceite o aire. Salvo excepciones, el fresado en seco se ha generalizado y ha servido para que las empresas se hayan cuestionado usar taladrina únicamente en las operaciones necesarias y con el caudal necesario. Es necesario evaluar con cuidado operaciones, materiales, piezas, exigencias de calidad y maquinaria para identificar los beneficios de eliminar el aporte de refrigerante.



Ilustración 7: Fresadora con sistema de refrigeración de la fresa

Condiciones de trabajo con fresadora

Normas de seguridad en el trabajo con fresadoras:

Al manipular una fresadora, hay que observar una serie de requisitos para que las condiciones de trabajo mantengan unos niveles adecuados de seguridad y salud. Los riesgos más frecuentes con este tipo de máquinas son contactos accidentales con la herramienta o con la pieza en movimiento, atrapamientos por los órganos de movimiento de la máquina, proyecciones de la pieza, de la

herramienta o de las virutas, dermatitis por contacto con los líquidos refrigerantes y cortes al manipular herramientas o virutas.

Para los riesgos de contacto y atrapamiento deben tomarse medidas como el uso de pantallas protectoras, evitar utilizar ropas holgadas, especialmente en lo que se refiere a mangas anchas o corbatas y, si se trabaja con el pelo largo, llevarlo recogido.

Para los riesgos de proyección de parte o la totalidad de la pieza o de la herramienta, generalmente por su ruptura, deben utilizarse pantallas protectoras y cerrar las puertas antes de la operación.

Para los riesgos de dermatitis y cortes por la manipulación de elementos, deben utilizarse guantes de seguridad. Además, los líquidos de corte deben utilizarse únicamente cuando sean necesarios.

Además, la propia máquina debe disponer de elementos de seguridad, como enclavamientos que eviten la puesta en marcha involuntaria; botones de parada de emergencia de tipo seta estando el resto de pulsadores encastrados y situados fuera de la zona de peligro. Es recomendable que los riesgos sean eliminados tan cerca de su lugar de generación y tan pronto como sea posible, disponiendo de un sistema de aspiración en la zona de corte, pantallas de seguridad y una buena iluminación. Estas máquinas deben estar en un lugar nivelado y limpio para evitar caídas.

1	Utilizar equipo de seguridad: gafas de seguridad, caretas, entre otros
2	No utilizar ropa holgada o muy suelta. Se recomiendan las mangas cortas.
3	Utilizar ropa de algodón.
4	Utilizar calzado de seguridad.
5	Mantener el lugar siempre limpio.
6	Si se mecanizan piezas pesadas utilizar poliplastos adecuados para cargar y descargar las piezas de la máquina.
7	Es preferible llevar el pelo corto. Si es largo no debe estar suelto, sino recogido.
8	No vestir joyería, como collares o anillos.
9	Siempre se deben conocer los controles y el funcionamiento de la fresadora. Se debe saber cómo detener su funcionamiento en caso de emergencia.
10	Es muy recomendable trabajar en un área bien iluminada que ayude al operador, pero la iluminación no debe ser excesiva para que no cause demasiado resplandor.

Tabla 5: Normas de seguridad

Perfil de los fresadores profesionales:

Ante la diversidad de tipos de fresadoras que existen, también existen diferentes perfiles de los profesionales dedicados a estas máquinas. Estos profesionales pueden clasificarse en programadores de CNC, preparadores y fresadores.

Los programadores de CNC son imprescindibles cuando se utilizan fresadoras de control numérico, pues es necesario que se elabore el programa de las operaciones que tiene que realizar la máquina para el mecanizado de las piezas. Un programador de CNC debe ser un buen conocedor de los factores que intervienen en el mecanizado; las características y la disponibilidad de las máquinas, las herramientas de corte y de sujeción; los tipos de material a mecanizar y sus características de mecanización, el uso de refrigerantes, la cantidad de piezas a mecanizar y los requisitos de tolerancias de fabricación y acabado superficial que se requieren para las piezas fabricadas. Además debe ser capaz de interpretar correctamente de los planos de las piezas y la técnica de programación que utilice de acuerdo con el equipo que tenga la fresadora.

Un preparador de fresadoras es un técnico cualificado que se encarga de poner a punto estas máquinas cada vez que se produce un cambio en las operaciones a realizar en el mecanizado de piezas. En las industrias donde hay instaladas varias fresadoras de gran producción o de control numérico, debe haber un profesional específico encargado para estas tareas, pero cuando la producción es menor, son los propios encargados de las operaciones de la máquina los que preparan la máquina.

Una vez que la fresadora ha sido preparada para un trabajo determinado, el control posterior del trabajo de la máquina suele encargarse a una persona de menor preparación técnica que sólo debe ocuparse de que la calidad de las piezas mecanizadas se vaya cumpliendo dentro de las calidades de tolerancia y rugosidad exigidas. A veces un operario es capaz de atender a varias fresadoras, si éstas tienen automatizados el sistema de alimentación de piezas mediante autómatas programables. Los fresadores de máquinas convencionales son operarios cualificados que se encargan de realizar las operaciones que intervienen en el proceso de mecanización con máquinas herramientas convencionales y especializadas, comprobando piezas y acoplamientos, empleando los equipos, máquinas e instrumentos de medida y verificación necesarios, realizando el mantenimiento de primer nivel y estableciendo los procesos de trabajo, introducción y ajuste de parámetros, siguiendo las instrucciones indicadas en los documentos técnicos, en condiciones de autonomía, calidad y seguridad.

2.2. El motor paso a paso

¿Porqué utilizar motores paso a paso?

Las primeras pruebas caseras con motores se suelen hacer con los de corriente continua (CC), del tipo que se usan en los juguetes. Estos motores giran libremente y a una velocidad alta. Cualquier intento de lograr que uno de estos motores gire una cantidad acotada de recorrido, como por ejemplo dos vueltas, es imposible. Los motores no giran enseguida a una velocidad conocida: hay que calcular un tiempo de arranque, porque la inercia no les permite llegar a la velocidad normal de inmediato. Y cuando se les corta la alimentación continúan girando, también por inercia.



*Ilustración 8:
Motores de cc*

Lograr que un motor común de corriente continua gire una fracción de vuelta o una cantidad precisa de vueltas no es sólo muy difícil, es prácticamente imposible. Aún si se controla con extremada precisión la corriente necesaria, buscando fijar con exactitud el tiempo de arranque y detención del motor, de todos modos al cortar la corriente la armadura no se detendrá, ya que continúa moviéndose por inercia, y esta inercia tendrá un valor muy difícil de determinar, ya que dependerá del peso del rotor, la fricción del eje sobre sus cojinetes, la temperatura de las bobinas, núcleos de hierro, imanes y la del propio ambiente, y otras variables del entorno y de la construcción. Agregando engranajes para la reducción de la velocidad se logra atenuar el problema. De todos modos, sigue presentándose el problema de la inercia, lo que producirá un error de posición, aunque disminuido por el factor de reducción de los engranajes. Y se agrega ahora la fricción combinada del juego de engranajes, o sea mayor dificultad para cualquier cálculo. La manera de lograr una posición precisa con motores de corriente continua es utilizarlos en una configuración de servo. Así funcionan los servomotores que se usan en modelismo (los más accesibles para la experimentación personal), que constan de un pequeño motor de CC, un juego de engranajes de reducción, un mecanismo de realimentación (que usualmente es un potenciómetro unido al eje de salida) y un circuito de control que compara la posición del motor con la que se desea lograr y mueve el motor para realizar el ajuste.

Los motores paso a paso: Cuestiones básicas

Los motores paso a paso se pueden ver como motores eléctricos sin escobillas. Es típico que todos los bobinados del motor sean parte del estator, y el rotor puede ser un imán permanente o, en el caso de los motores de reluctancia variable (que luego describiremos mejor), un cilindro sólido con un mecanizado en forma de dientes (similar a un engranaje), construido con un

material magnéticamente "blando" (como el hierro dulce). La conmutación se debe manejar de manera externa con un controlador electrónico y, típicamente, los motores y sus controladores se diseñan de manera que el motor se pueda mantener en una posición fija y también para que se lo pueda hacer girar en un sentido y en el otro. La mayoría de los motores paso a paso conocidos se pueden hacer avanzar a frecuencias de audio, lo que les permite girar muy velozmente. Con un controlador apropiado, se los puede hacer arrancar y detenerse en un instante en posiciones controladas.



Ilustración 9: Ejemplos de motores paso a paso

Comportamiento propio de los motores paso a paso:

Los motores paso a paso tienen un comportamiento del todo diferente al de los motores de corriente continua. En primer lugar, no giran libremente por sí mismos. Los motores paso a paso, como lo indica su nombre, avanzan girando por pequeños pasos. También difieren de los motores de CC en la relación entre velocidad y par (un parámetro que también es llamado "par motor" y "par de giro"). Los motores de CC no son buenos para ofrecer un buen par a baja velocidad sin la ayuda de un mecanismo de reducción. Los motores paso a paso, en cambio, trabajan de manera opuesta: su mayor capacidad de par se produce a baja velocidad.

Los motores paso a paso tienen una característica adicional: el par de detención (que se puede ver mencionado también como "par de detención", e incluso par "de mantenimiento"), que no existe en los motores de CC. El par de detención hace que un motor paso a paso se mantenga firmemente en su posición cuando no está girando. Esta característica es muy útil cuando el motor deja de moverse y, mientras está detenido, la fuerza de carga permanece aplicada a su eje. Se elimina así la necesidad de un mecanismo de freno. Si bien es cierto que los

motores paso a paso funcionan controlados por un pulso de avance, el control de un motor paso a paso no se realiza aplicando en directo este pulso eléctrico que lo hace avanzar. Estos motores tienen varios bobinados que, para producir el avance de ese paso, deben ser alimentados en una adecuada secuencia. Si se invierte el orden de esta secuencia, se logra que el motor gire en sentido opuesto. Si los pulsos de alimentación no se proveen en el orden correcto, el motor no se moverá apropiadamente. Puede ser que zumbe y no se mueva, o puede ser que gire, pero de una manera tosca e irregular.

PASO	Bobina A	Bobina B	Bobina C	Bobina D	
1	ON	ON	OFF	OFF	
2	OFF	ON	ON	OFF	
3	OFF	OFF	ON	ON	
4	ON	OFF	OFF	ON	

Tabla 6: Secuencia de giro de un motor paso a paso

Esto significa que hacer girar un motor paso a paso no es tan simple como hacerlo con un motor de corriente continua, al que se le entrega una corriente y listo. Se requiere un circuito de control, que será el responsable de convertir las señales de avance de un paso y sentido de giro en la necesaria secuencia de energización de los bobinados.

Características comunes de los motores paso a paso.

Un motor paso a paso se define por estos parámetros básicos:

- **Voltaje:** Los motores paso a paso tienen una tensión eléctrica de trabajo. Este valor viene impreso en su carcasa o por lo menos se especifica en su hoja de datos. Algunas veces puede ser necesario aplicar una tensión superior para lograr que un determinado motor cumpla con el par deseado, pero esto producirá un calentamiento excesivo y/o acortará la vida útil del motor.
- **Resistencia eléctrica:** Otra característica de un motor paso a paso es la resistencia de los bobinados. Esta resistencia determinará la corriente que

consumirá el motor, y su valor afecta la curva de par del motor y su velocidad máxima de operación.

- Grados por paso: Generalmente, este es el factor más importante al elegir un motor paso a paso para un uso determinado. Este factor define la cantidad de grados que rotará el eje para cada paso completo. Una operación de medio-paso o semi-paso (half step) del motor duplicará la cantidad de pasos por revolución al reducir la cantidad de grados por paso.

Cuando el valor de grados por paso no está indicado en el motor, es posible contar a mano la cantidad de pasos por vuelta, haciendo girar el motor y sintiendo por el tacto cada "diente" magnético. Los grados por paso se calculan dividiendo 360 (una vuelta completa) por la cantidad de pasos que se contaron. Las cantidades más comunes de grados por paso son: $0,72^\circ$, $1,8^\circ$, $3,6^\circ$, $7,5^\circ$, 15° y hasta 90° . A este valor de grados por paso usualmente se le llama la resolución del motor. En el caso de que un motor no indique los grados por paso en su carcasa, pero sí la cantidad de pasos por revolución, al dividir 360 por ese valor se obtiene la cantidad de grados por paso. Un motor de 200 pasos por vuelta, por ejemplo, tendrá una resolución de $1,8^\circ$ por paso.

Tipos de motores paso a paso:

Los motores paso a paso se dividen en dos categorías principales: de imán permanente y de reluctancia variable. También existe una combinación de ambos, a los que se les llama híbridos.

Los de imán permanente son los que más conocemos, utilizados, por ejemplo, en el avance de papel y del cabezal de impresión de las impresoras, en el movimiento del cabezal de las disketteras, etc. Como su nombre indica, poseen un imán que aporta el campo magnético para la operación.

Los motores del tipo de reluctancia variable, en cambio, poseen un rotor de hierro dulce que en condiciones de excitación del estator, y bajo la acción de su campo magnético, ofrece menor resistencia a ser atravesado por su flujo en la posición de equilibrio. Su mecanización es similar a los de imán permanente y su principal inconveniente radica en que en condiciones de reposo (sin excitación) el rotor queda en libertad de girar y, por lo tanto, su posicionamiento de régimen de carga dependerá de su inercia y no será posible predecir el punto exacto de reposo. El tipo de motor de reluctancia variable consiste en un rotor y un estator cada uno con un número diferente de dientes. Ya que el rotor no dispone de un imán permanente, gira libremente si no tiene corriente alimentándolo, o sea que no tiene par de detención.

Los motores híbridos combinan las mejores características de los de reluctancia variable y de imán permanente. Se construyen con estatores multidentados y un rotor de imán permanente. Los motores híbridos estándar tienen 200 dientes en el rotor y giran en pasos de 1,8 grados. Existen motores híbridos con configuraciones de 0,9° y 3,6°. Dado que poseen alto par estático y dinámico y se mueven a muy altas velocidades de pulso, se los utiliza en una amplia variedad de aplicaciones industriales.

Motores paso a paso de imán permanente:

Este tipo de motores se caracteriza por la utilización de un imán permanente cerámico cilíndrico en el rotor. El imán está magnetizado radialmente en una serie de polos. El estator está constituido por láminas de material ferromagnético, bobinado con el mismo número de polos que el rotor. El ángulo de paso de este tipo de motores depende del número de polos del estator y el rotor. Debido a las características del material magnético utilizado en la construcción del rotor, el número de polos de éste es limitado, por lo que los ángulos que se consiguen con este tipo de motor son grandes. En un intento de reducción del ángulo del paso se puede incrementar el diámetro del imán del rotor, con ello se consigue aumentar el número de polos, pero también el momento de inercia de éste (que para un cilindro aumenta con la cuarta potencia del diámetro). Esto reduce drásticamente el par de arranque, por lo que esta posibilidad queda descartada. La solución a adoptar consiste en construir el motor con más de un estator, con lo que se puede obtener ángulos del paso inferiores a 3,7°.

Los motores paso a paso de imán permanente se dividen a su vez en distintos tipos, diferenciados por el tipo de bobinado. Existen entonces motores paso a paso de imán permanente unipolares (también llamados "unifilares"), bipolares (también llamados "bifilares") y multifase. Cada uno de estos tipos requerirá un diferente circuito de control.

Motores paso a paso unipolares:

Los motores unipolares son relativamente fáciles de controlar, gracias a que poseen devanados duplicados. Aunque para facilitar el esquema se dibuja este devanado como una bobina con punto medio, en realidad tienen dos bobinas en cada eje del estator, que están unidas por extremos opuestos, de tal modo que al ser alimentada una u otra, generan cada una un campo magnético inverso al de la otra. Nunca se energizan juntas: por eso lo correcto es decir que tienen una doble bobina, en lugar de decir (como se hace habitualmente) que es una bobina con punto medio. Esta duplicación se hace para facilitar el diseño del circuito de

control, ya que permite el uso, en la parte de potencia, de un transistor único por cada uno de los bobinados.

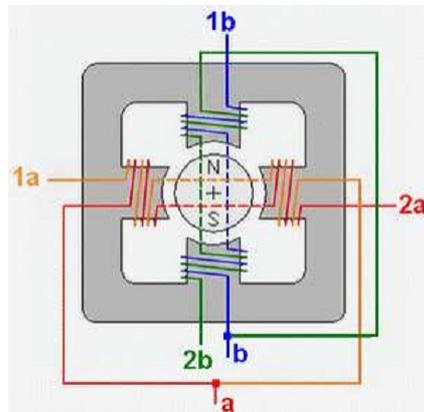


Ilustración 10: Distribución del bobinado de un motor bipolar

En el esquema más común de conexión se unen los "puntos medios" de ambos ejes (a y b en el dibujo) y se les conecta al positivo de la alimentación del motor. El circuito de control de potencia, entonces, se limita a poner a masa los bobinados de manera secuencial.

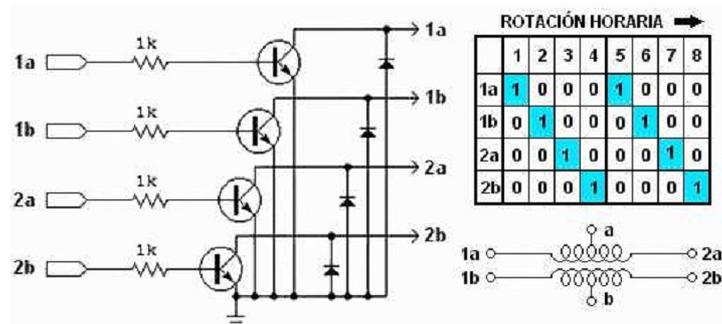


Ilustración 11: Circuito y secuencia para controlar un motor unipolar

		ROTACIÓN HORARIA →							
		1	2	3	4	5	6	7	8
1a	1	1	0	0	1	1	0	0	0
1b	0	1	1	0	0	1	1	0	0
2a	0	0	1	1	0	0	1	1	0
2b	1	0	0	1	1	0	0	1	1

Ilustración 12: Secuencia para lograr más fuerza

		ROTACIÓN HORARIA →															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1a	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1
1b	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0
2a	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
2b	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1

Ilustración 13: Secuencia para lograr medio-paso

La secuencia de pulsos de un motor unipolar se puede controlar con un contador binario de dos bits con un decodificador, como por ejemplo el integrado CD 4017. La parte de potencia puede ser implementada con un único transistor en cada bobinado.

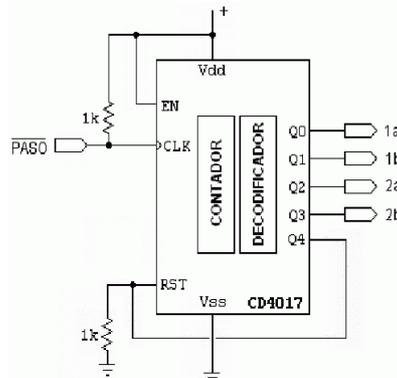


Ilustración 14: Circuito de control de avance con un único integrado CD 4017

Motores paso a paso bipolares:

Los motores bipolares requieren circuitos de control y de potencia más complejos. Pero en la actualidad esto no es problema, ya que estos circuitos se suelen implementar en un integrado, que soluciona esta complejidad en un solo componente. Como mucho se deben agregar algunos componentes de potencia, como transistores y diodos para las contracorrientes, aunque esto no es necesario en motores pequeños y medianos.

Como no tienen el doble bobinado de los unipolares (recordemos que en éstos todo el tiempo se está utilizando sólo una de las bobinas duplicadas, mientras la otra queda desactivada y sin ninguna utilidad), los motores bipolares ofrecen una mejor relación entre par y tamaño/peso.

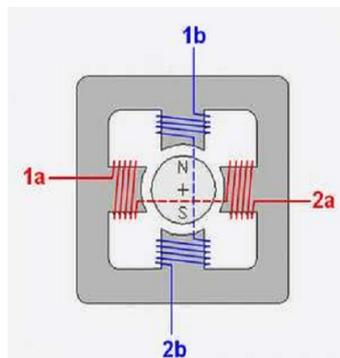


Ilustración 15: Distribución del bobinado de un motor bipolar

La configuración de los motores bipolares requiere que las bobinas reciban corriente en uno y otro sentido, y no solamente un encendido-apagado como en los unipolares. Esto hace necesario el uso de un Puente H (un circuito compuesto por al menos seis transistores) sobre cada uno de los bobinados.

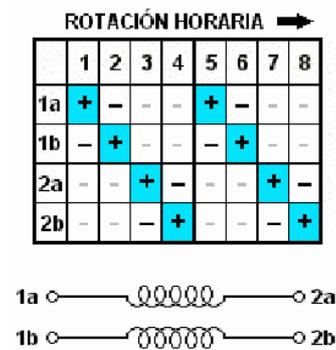


Ilustración 16: Secuencia de pulsos para controlar un motor bipolar

El siguiente circuito es un ejemplo para el control de una de las bobinas (se necesita otro igual para controlar un motor completo).

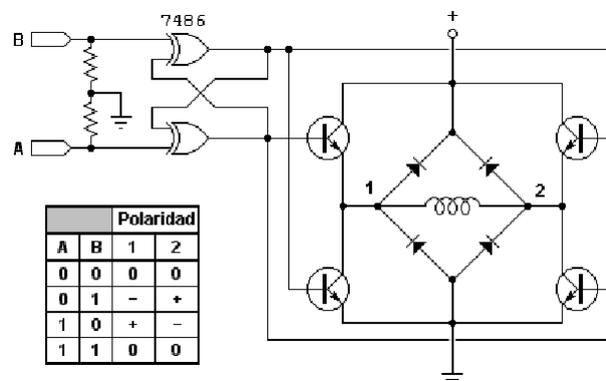


Ilustración 17: Circuito de control de un motor paso a paso bipolar

Motores paso a paso de reluctancia variable:

El motor de reluctancia variable está constituido por un rotor de láminas ferromagnéticas no imantadas, formando un cilindro alrededor del eje, éstas se encuentran ranuradas de forma longitudinal, formando dientes (polos del rotor). La ranuración del rotor conlleva una variación de la reluctancia en función de su posición angular. Igualmente que el

rotor, el estator está formado por láminas de material ferromagnético no imantado, con una serie de ranuras en forma longitudinal, que albergan los bobinados de las fases, y forman los polos del estator. Normalmente la constitución del rotor y el estator es la base de láminas ferromagnéticas, pero también se pueden encontrar unidades con constitución sólida de hierro dulce.

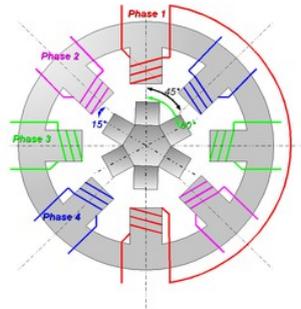


Ilustración 18: Distribución del bobinado en un motor paso a paso de reluctancia variable

El número de dientes del rotor es menor que el número de dientes del estator, de modo que sólo un par de polos del estator y su correspondiente par de polos del rotor pueden estar alineados por fase. Los motores de reluctancia variable son los motores paso a paso más simples de controlar. Su secuencia se limita a activar cada bobinado en orden, como lo indica la figura. Es común que estos motores tengan un cable común que une todas las bobinas.

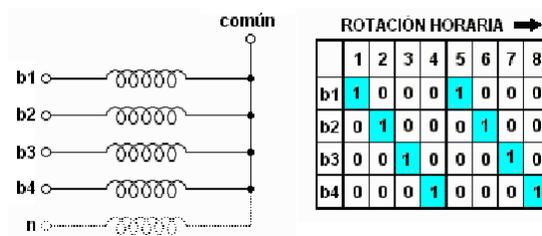


Ilustración 19: Conexión de las bobinas y secuencia de alimentación de éstas

Estos motores, si se los mueven a mano, no tienen la sensación "dentada" de los otros motores paso a paso, sino que se mueven libres, como los motores de corriente continua. Cuando se excita el estator el flujo generado circula por el rotor, y éste intentará buscar la posición de menor reluctancia.

En la siguiente figura se esquematiza el funcionamiento de los motores paso a paso de reluctancia variable. En el primer paso solo se encuentra alimentada la bobina I, y el rotor se alinea con dicha bobina, al

alimentar también la bobina II el rotor se encuentra alineado con I pero muy desalineado con II, entonces aparece una fuerza que tiende a igualar la condición reluctancia de las dos bobinas, entonces gira hasta llegar a la posición de equilibrio (3). Luego si se deja de alimentar I el rotor girará hasta alinear el rotor con la bobina II. Del mismo modo alimentando luego II y III, y luego alimentando solo III se produce el movimiento de giro.

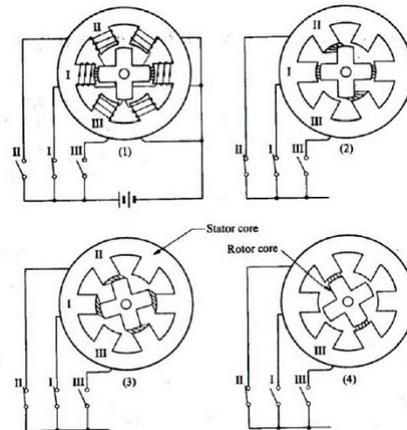


Ilustración 20: Principio de funcionamiento de un motor paso a paso de reluctancia variable

Motores híbridos:

Los motores híbridos paso a paso operan combinando los principios de los motores de imán permanente y los de reluctancia variable, intentando obtener las características que destacan en cada uno de ellos. Combinados se obtienen unos ángulos de paso pequeños y alto par con un tamaño pequeño.

Las características y forma del estator son prácticamente igual a la de los otros modelos de motores paso a paso de imán permanente y reluctancia variable. Las diferencias de importancia se encuentran en la estructura del rotor, formado por un disco cilíndrico imantado en posición longitudinal al eje, éste está altamente magnetizado produciendo un flujo unipolar. Las líneas magnéticas que genera el imán son guiadas por dos cilindros acoplados a los extremos de cada uno de sus polos (norte y sur). Construidos generalmente por láminas de material ferromagnético y dentados, forman los polos del rotor.

El motor híbrido produce un par por fuerza de reluctancia, igual que el motor de reluctancia variable. La diferencia entre ambos es que el tipo de excitación utilizado. En el motor de reluctancia variable, la excitación es

producida únicamente por medio del bobinado, mientras que en el motor híbrido la excitación es conjunta entre el bobinado y el imán.

Para obtener ángulos de paso más pequeños, basta con incrementar el número de polos del rotor y del estator. Las posibilidades del número de pasos están limitadas por el número de polos que puede albergar el estator y el número de dientes de cada uno.

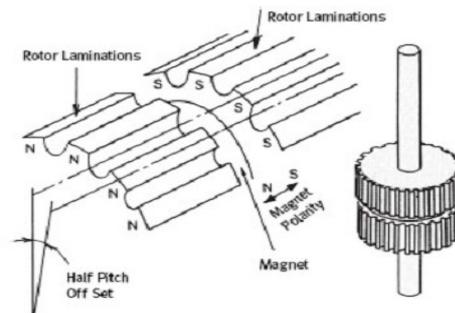


Ilustración 21: Rotor de un motor paso a paso híbrido

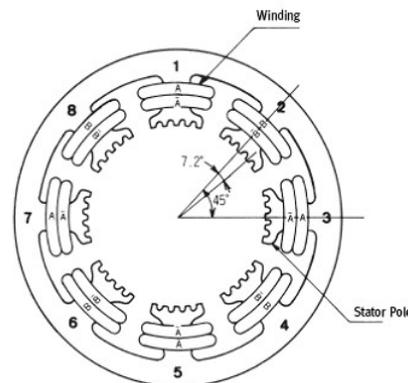


Ilustración 22: Estator de un motor paso a paso híbrido

Para entender el funcionamiento servirá como base la siguiente figura. Al excitar las bobinas del estator, se alinean los dientes del estator con los del rotor de la carga apropiada. En el paso 1 se excitan las bobinas impares, polo norte (N) en las bobinas 1 y 5, y polo sur (S) en las bobinas 3 y 7; y el rotor se alinea con el campo.

Después en el paso 2 se excitan las bobinas pares, polos N las 2 y 6, y polo S las 4 y 8; entonces el rotor buscando alinear los dientes más próximos a los del estator se desplaza un ángulo que se corresponde a un cuarto del paso de los dientes. En el paso tres se alimentan nuevamente las bobinas impares, polo N en las bobinas 3 y 7, y polo S en las bobinas

1 y 5; el rotor se gira otro cuarto de paso. Entonces se ve que cuando se realicen 5 pasos se repiten los estados de excitación del estator consiguiendo una rotación del rotor correspondiente al paso de un diente. De esta manera con un número bajo de bobinas se pueden obtener pasos muy pequeños, alcanzando valores de hasta 0.9° por paso.

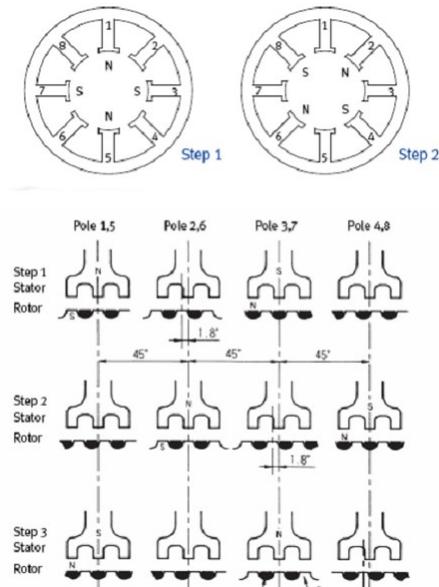


Ilustración 23: Principio de funcionamiento de un motor paso a paso híbrido

Comparación de los diferentes tipos de motores paso a paso

Motores de imán permanente:

- Tienen un par elevado debido a la incorporación de un imán en el rotor.
- Los ángulos de paso que se pueden obtener son grandes.
- El tamaño está condicionado al rotor de imán permanente y al ángulo de paso, no se puede obtener tamaños reducidos.
- Debido a la imantación del rotor, este tipo de motores presentan un par residual o par de frenado.
- El efecto de amortiguamiento generado por la imantación limita el rango de velocidades.

Motores de reluctancia variable (VR):

- Al no incorporar imán permanente, el rotor se puede fabricar con un diámetro pequeño, y por consiguiente el tamaño del motor también es reducido.

- Con un diámetro del rotor pequeño, el momento de inercia de este también lo es, lo que proporciona un rango dinámico elevado (altas velocidades), y un buen par de arranque.
- El ángulo del paso está limitado, el diámetro del estator limita el número de polos bobinados que puede albergar.
- No tiene par de retención residual cuando se desactiva, lo cual a menudo es una desventaja.
- Son los que tienen menos par, pero la fabricación es más fácil.

Motores híbridos:

- Permiten obtener ángulos de paso pequeños sin necesidad de utilizar gran número de fases.
- Tienen un buen rango dinámico, comprendido entre los motores de imán permanente y los de reluctancia variable.
- Al incorporar imantación, presentan el par de retención residual en ausencia de alimentación.
- Las medidas son contenidas sin llegar a alcanzar al motor VR debido a la ubicación del imán permanente en el estator.
- Produce un par elevado, producido por fuerza de reluctancia como los motores VR

2.3. Driver

Representan el enlace entre las señales lógicas de control y las señales de potencia, corriente que circula por los bobinados. Éstas tienen que responder con rapidez a las excitaciones, así como proporcionar la corriente necesaria a la tensión de trabajo requerida para la alimentación. Representan los interruptores de potencia que conmutan según el control, formados por transistores bipolares, MOSFETS, ...

Problemas con los Drivers

El bobinado de los motores paso a paso está compuesto por la combinación de una inductancia y una resistencia en serie. Cuando el motor gira nos encontramos con una fuerza electro motriz producida en el bobinado. El circuito equivalente para un bobinado representa la combinación de los tres factores en serie, tal como muestra la siguiente figura.

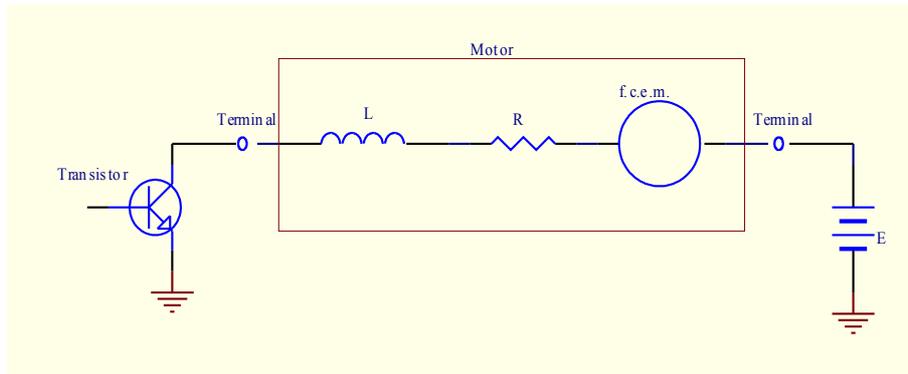


Ilustración 24: Circuito equivalente de un bobinado de un motor a paso

Las etapas de potencia que controlan los bobinados se ven sometidas a los efectos de las pendientes en la corriente y las sobretensiones que produce la carga inductiva, por lo que se hace necesario la utilización de supresores para evitar daños en los elementos de potencia.

Los parámetros del motor están sometidos a las variaciones propias de las tolerancias de fabricación más las que se producen por las condiciones de funcionamiento. El diseño del motor está concebido para maximizar la potencia con el mínimo tamaño. La temperatura del cuerpo del motor puede alcanzar valores alrededor de los 100°. Bajo estas condiciones la resistencia del bobinado se incrementa en un 20 o un 25 por ciento.

Circuitos supresores

Cuando el transistor de la figura 24. es desactivado, se induce una alta tensión en el bobinado en función de $L(di/dt)$. Esta tensión queda aplicada sobre el transistor, pudiendo llegar a dañarlo. Existen diversos métodos para suprimir el pico de tensión y proteger el transistor. Son los siguientes:

- Diodo supresor. Si un diodo es situado en paralelo con el bobinado, con la polaridad tal como muestra la figura 25, la circulación de la corriente fluye por éste cuando el transistor es desactivado, y la corriente decae en este momento. En este esquema no se produce apenas ningún cambio en la corriente cuando se efectúa la desactivación, y la tensión del colector del transistor es la tensión de alimentación E, más la caída de tensión directa en el diodo. Este método es muy simple, pero, por otra parte, la circulación de la corriente muestra una considerable lentitud en el tiempo, produciendo un par de retardo.

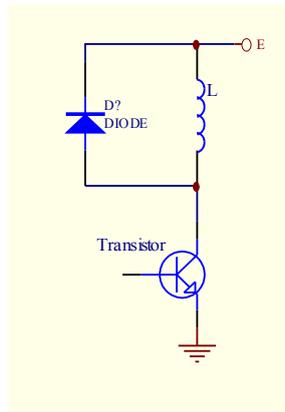


Ilustración 25: Diodo supresor

- Diodo más resistencia supresora. La resistencia se conecta en serie con el diodo, tal como muestra la figura 26, para una rápida recirculación de la corriente.

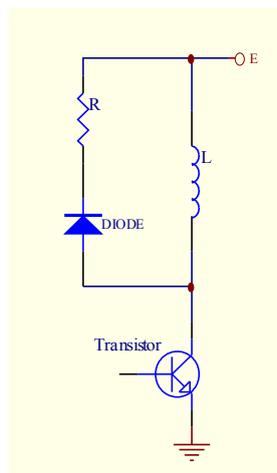


Ilustración 26: Diodo más resistencia

La tensión VCE aplicada al colector cuando éste se desactiva es:

$$V_{CE} = E \cdot I \cdot R_S + V_D \quad (9)$$

donde:

E = Tensión de alimentación

I = Corriente justo antes del paro

RS = Resistencia supresora

VD = Caída de tensión directa en el diodo

Se requiere una resistencia RS alta para producir una caída rápida de la corriente, pero esto provoca una caída de potencial elevada en el

colector VCE. En este caso el valor de la resistencia RS estará supeditado a las características de máxima tensión aplicable al colector del transistor.

- Supresor por diodo Zener. El diodo zener se conecta en serie con el diodo normal, según muestra la figura 27. Comparado con los casos precedentes, en este esquema la corriente decae más rápidamente cuando el transistor es desactivado. La mejora de este método radica en que el potencial aplicado al colector del transistor es la tensión de la alimentación más la tensión del zener, independientemente de la corriente.

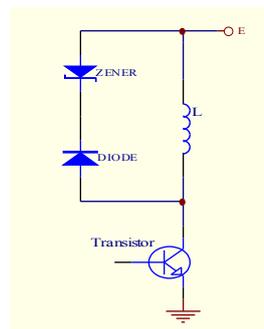


Ilustración 27: Supresor por diodo zener

Alimentación por tensión constante

La alimentación por tensión constante consiste en aplicar una tensión directamente al bobinado. El valor de ésta dependerá de la resistencia interna del bobinado para obtener el valor nominal de la intensidad. De tal forma que:

$$V = r_i \cdot I_n \quad (10)$$

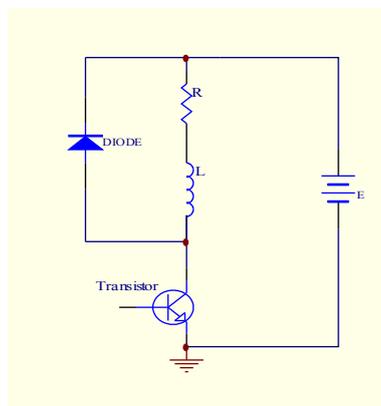


Ilustración 28: Control unipolar con alimentación por tensión constante

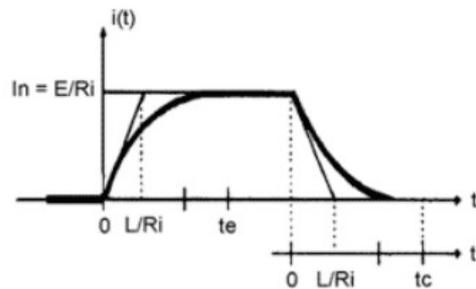


Ilustración 29: Gráfica de la corriente

La figura 28 muestra un control unipolar de un devanado de un motor. En éste la corriente de excitación fluye de la fuente de alimentación E por el bobinado, cuando el transistor T está en conducción. La velocidad con la que la intensidad evoluciona hacia su valor nominal depende de las características internas del bobinado. Éstas vienen establecidas por la constante de tiempo L/R. La respuesta es inversamente proporcional a la resistencia y directamente proporcional a la inductancia. En principio interesaría que la resistencia interna del bobinado del motor sea grande, pero el tener una resistencia interna elevada provoca grandes pérdidas de potencia en ésta, y en consecuencia el correspondiente calentamiento del cuerpo del motor, por lo que interesa que ésta sea lo más pequeña posible. Llegado a este punto, el único factor a determinar es la inductancia, que interesa que sea pequeña para proporcionar una transición de la corriente lo más rápida posible. Cuando el interruptor T se bloquea, el flujo de corriente se corta de la fuente de alimentación E, pero éste, que fluye por el bobinado, se cierra sobre el diodo de supresión. De igual forma que en la conducción, las constantes para el corte de la corriente dependerán de las características del bobinado (L/Ri). Si la corriente nominal por el devanado es E/Ri, y la constante de tiempo es L/Ri, la corriente de conducción por el devanado evoluciona según la expresión.

$$i_{(t)} = \frac{E}{R_i} \cdot \left(1 - e^{-\left(\frac{t}{L/R_i}\right)} \right) \quad (11)$$

El establecimiento o el corte de la corriente por el bobinado viene determinado por los tiempos te y tc respectivamente. Éstos se consideran cuando la corriente ha adquirido el 95% de su valor nominal, de aquí que el tiempo de establecimiento y corte sean:

$$t_e = t_c = 3 \cdot \frac{L}{R_i} \quad (12)$$

Desde el punto de vista dinámico, un motor híbrido paso a paso da un paso por cada cambio de la corriente que se produzca en alguno de sus bobinados, de forma que en una secuencia completa, proporciona cuatro pasos.

La velocidad con que la corriente cambia de sentido en los bobinados (de forma exponencial) depende de la inductancia, la resistencia del devanado y la tensión de alimentación aplicada.

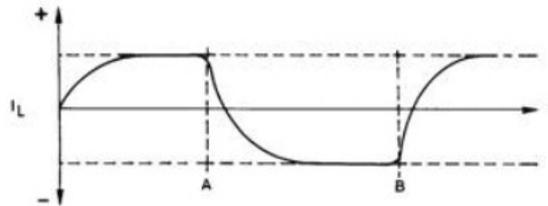


Ilustración 30: Forma de onda de la corriente por el devanado

La figura 30 muestra la forma de onda de la corriente por el devanado de las bobinas. De esta figura se puede deducir que a bajas velocidades de paso, la corriente por el devanado alcanza su valor nominal, antes de que se produzca el cambio de sentido. Sin embargo si la inversión de los hilos del devanado se realiza más rápidamente, a frecuencia de pasos mas elevada, la corriente no tiene tiempo de alcanzar su valor nominal, debido a la limitación del tiempo de establecimiento y corte t_e y t_c . En consecuencia la potencia y el par que entrega el motor disminuyen con el aumento de la razón de pasos.

2.4. Interface

En CNCs una interface es un circuito cuya finalidad es aislar el puerto paralelo de la máquina CNC, y reconstruir las señales eléctricas que se pueden haber deteriorado a lo largo del cable. Para ello se utilizan buffers.

Funcionamiento del puerto paralelo

Los puertos paralelos fueron originalmente desarrollados por IBM como una manera de conectar una impresora a un PC. Cuando IBM estaba en pleno proceso de diseñar el PC, la compañía quería que el ordenador funcionara con impresoras ofrecidas por Centronics, un fabricante líder de la época. IBM decidió no usar el mismo puerto del ordenador que Centronics usaba en la impresora. En lugar de ello, los ingenieros de IBM juntaron un conector de 25 pines (DB-25), con un conector Centronics de 36 pines para crear un cable especial con el que conectar la impresora al ordenador. Otros fabricantes de impresoras acabaron adoptando el interfaz de Centronics, haciendo que este extraño cable fuera inviable como estándar.



Ilustración 31: Cable paralelo diseñado por IBM

Cuando un ordenador envía datos a una impresora usando un puerto paralelo, le está enviando 8 bits de datos a la vez. Estos 8 bits son enviados paralelamente entre ellos, al contrario que los 8 bits enviados en fila en un puerto serie. Un puerto paralelo estándar puede enviar entre 50 y 100 kilobytes de datos por segundo.

Echemos un vistazo a la misión de cada pin cuando es usado con una impresora:

- El pin 1 lleva la señal 'strobe', la cual es una señal de control para validar los datos enviados y ser aceptados. Mantiene un nivel alto de tensión pero cae a 0,5 voltios cuando el ordenador envía un byte de datos. Esta caída de tensión le dice a la impresora que se están enviando datos.
- Los pines 2 al 9 se usan para transportar datos. Para indicar que un bit tiene un valor de 1, se pone un valor de 5 voltios por el pin correcto. Si un pin está a nivel bajo, su valor es 0. Esta es una forma bastante simple pero muy efectiva de transmitir información digital sobre un cable analógico en tiempo real.
- El pin 10 envía la señal de reconocimiento desde la impresora al ordenador. Igual que el pin 1, mantiene un nivel alto y baja la tensión por debajo de 0,5 voltios para decirle al ordenador que los datos han sido recibidos.
- El pin 11 indica al PC si la impresora está ocupada. Entonces bajará la tensión por debajo de 0,5 voltios para decirle al ordenador que ya está preparada para recibir más datos.
- El pin 12 se utiliza para que la impresora informe al ordenador que ya no tiene papel.
- Mientras que el ordenador esté recibiendo un nivel alto por el pin 13, sabrá que el dispositivo está en línea.
- El ordenador envía una señal de auto alimentación a la impresora por el pin 14 usando una carga de 5 voltios.
- Si la impresora tiene algún problema, baja tensión a menos de 0,5 voltios en el pin 15 para decirle al ordenador que tiene un error.
- Cuando una nueva tarea de impresión está preparada, el ordenador baja la tensión en el pin 16 para inicializar la impresora.

- El pin 17 es usado por el ordenador para dejar la impresora offline. Esto se hace enviando un nivel alto a la impresora y manteniéndola el tiempo que quieras que el dispositivo fuera de línea.
- Los pines 18 al 25 son tierra y son usados como referencia para el nivel bajo (0,5 voltios), y como retorno de la corriente.

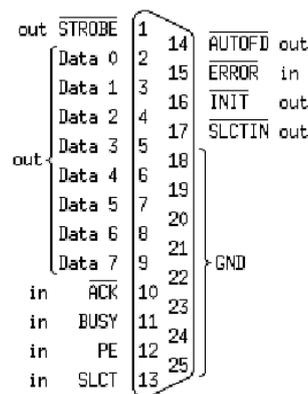


Ilustración 32: Conector paralelo visto desde la parte trasera del PC

Puertos SPP

Existen algunas versiones mejoradas de los puertos paralelos. Las especificaciones originales eran unidireccionales, lo cual significa que los datos solo podían ir en una dirección para cada pin. En 1987, IBM ofrece un diseño nuevo de puerto paralelo bidireccional, conocido como SPP (Standard Parallel Port), reemplazando por completo el diseño original. Las comunicaciones bidireccionales permiten a cada dispositivo recibir y transmitir datos por igual. Muchos dispositivos usan los pines del 2 al 9, originalmente diseñados para el envío de datos. Pero los pines del 18 al 25, utilizados para tierra, pueden ser usados también para datos. Esto permite una comunicación full-duplex (ambas direcciones a la vez).

Puertos EPP

Los puertos paralelos mejorados EPP (Enhanced Parallel Port), fueron creados en 1991 por Intel, Xircom y Zenith, y permiten la transferencia de muchos más datos por segundo. Fueron diseñados específicamente para dispositivos que no fueran impresoras que querían ser conectados al puerto paralelo, usualmente equipos de almacenamiento que necesitaban una mayor tasa de transferencia de datos.

Puertos ECP

Casi al mismo tiempo de la introducción de los puertos EPP, Microsoft y Hewlett Packard anuncian en conjunto una nueva

especificación en 1992, llamada ECP (Extended Capabilities Port). Mientras que EPP estaba orientado a otros dispositivos, ECP fue diseñado para proveer una mejor funcionalidad y velocidad a las impresoras. En 1994, el estándar IEEE 1284 es sacado a la luz. Incluye las especificaciones EEP y ECP. Para que ambos funcionaran correctamente, tanto el sistema operativo como el dispositivo, deben soportar estos requerimientos, Hoy en día esto no suele ser un problema ya que casi todos los ordenadores soportan todos los tipos de puertos paralelos, y detectará el modo a ser usado, dependiendo el dispositivo que este conectado. Si quieres elegir un modo de forma manual, lo puedes hacer por medio de la BIOS.

Mediante el puerto paralelo se pueden transmitir archivos entre Pcs, conectar protecciones contra copias “dongles” (un dongle es una pieza de hardware que se conecta al un ordenador con el fin de hacer ejecutar un trozo de software protegido), conectar periféricos como scanners y unidades zip, y por supuesto controlar máquinas-herramienta. El interface USB está tomando el control de muchas de esas funciones, y esto convenientemente deja el puerto libre para ser usado para controlar máquinas-herramienta. En reglas generales la dirección hexadecimal del puerto LPT1 es igual a 0x378 (888 en decimal) y 0x278 (632 en decimal) para el LPT2.

Si deseamos escribir un dato en el bus de salida de datos (pin 2 a 9) solo debemos escribir el byte correspondiente en la dirección hexadecimal 0X378 (888 en decimal) cuando trabajamos con el LPT1 y 0x278 (632 en decimal) cuando trabajamos con el LPT2. Los distintos pins (bits) de salida correspondientes al bus de datos no pueden ser escritos en forma independiente, por lo que siempre que se desee modificar uno se deberán escribir los ocho bits nuevamente. Para leer el estado de los pins de entrada (10, 12, 13 y 15) se debe realizar una lectura a la dirección hexadecimal 0x379 (889 en decimal) si trabajamos con el LPT1 o bien leer la dirección 0x279 (633 en decimal) si trabajamos con el LPT2. La lectura será devuelta en un byte en donde el bit 6 corresponde al pin 10, el bit 5 corresponde al pin 12, el bit 4 corresponde al pin 13 y el bit 3 corresponde al pin 15.

En las siguientes tablas se puede ver lo dicho anteriormente en una forma más clara:

Escritura: Salida de datos								
Escritura en dirección 0x378 (LPT1) o 0x278 (LPT2)								
Dato	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
DB25	Pin 9	Pin 8	Pin 7	Pin 6	Pin 5	Pin 4	Pin 3	Pin 2

Tabla 7: Salidas de datos del puerto paralelo

Lectura: Entrada de datos								
Lectura en dirección 0x379 (LPT1) o 0x279 (LPT2)								
Dato	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
DB25	No usado	Pin 10	Pin 12	Pin 13	Pin 15	No usado	No usado	No usado

Tabla 8: Entradas de datos del puerto paralelo

Ejemplos de interfaces

La siguiente figura representa una interface de cuatro ejes, cinco entradas para detectores de final de carrera, y dos salidas mediante relés. Además está autoalimentada ya que lleva integrada la fuente de alimentación.

La salida para cada eje lleva las señales de enable, la dirección de giro, si se trabajará a medio paso o paso completo (que se selecciona mediante un jumper), y los pasos. Además alimenta al driver de ese eje.

Las salidas de los relés están formadas por conmutadores, por lo que tienen la opción de seleccionar dos modos distintos de funcionamiento.

La fuente de alimentación genera tensiones de 5 y 12 voltios, que son las necesarias para el funcionamiento de la interface.

En esta interface se ha utilizado el circuito integrado 74HC244N que posee en su interior ocho buffers con salida tri-estado. Tal como están configurados trabajarán como buffers cuya salida solo podrá ser nivel bajo o nivel alto.

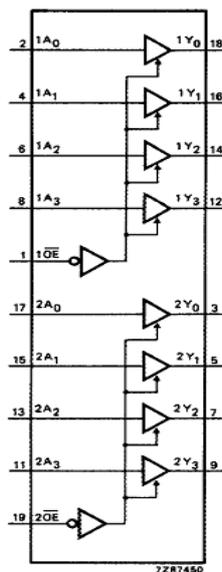


Ilustración 33: Diagrama funcional del 74HC244N

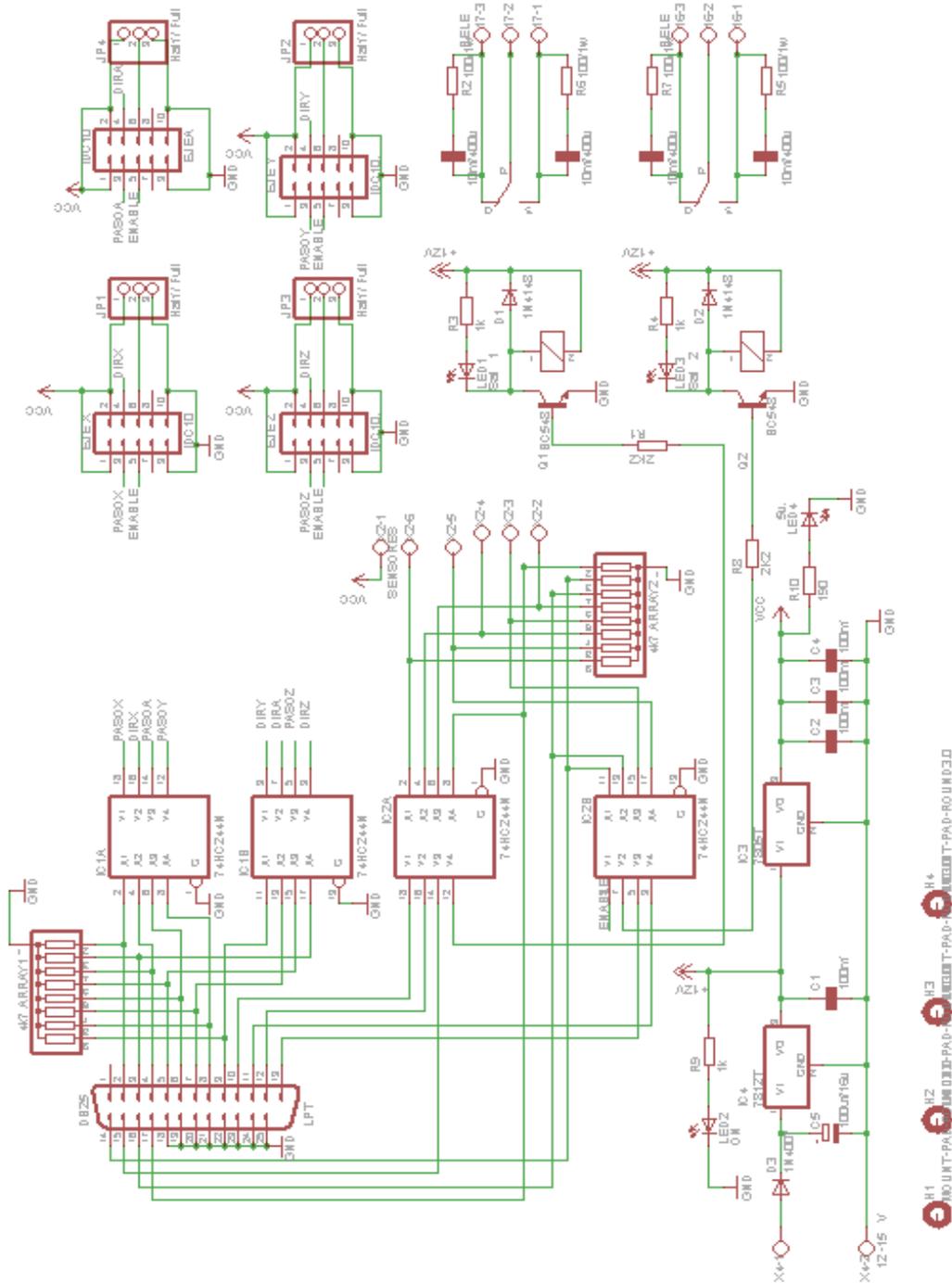


Ilustración 34: Ejemplo de interface (1)

Diseño de un sistema de control para una fresadora CNC

La siguiente interface es muy sencilla y controla tres ejes, tiene una entrada de origen para cada eje y una de fin de carrera común a todos los ejes, que servirá también como entrada de parada de emergencia.

A cada eje se le envía solo las señales de paso y dirección, por lo que en los drivers se habrá predeterminado si los motores funcionarán a medio paso o paso completo.

En esta interface se ha utilizado el circuito integrado 74AC573B que posee en su interior ocho latches de tipo D con salida tri-estado. Los cuales en este caso están configurados para trabajar de manera que la salida solo podrá ser nivel bajo o nivel alto.

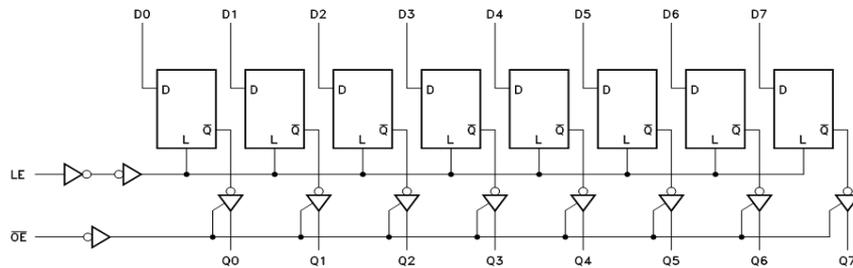


Ilustración 35: Diagrama funcional del 74AC573B

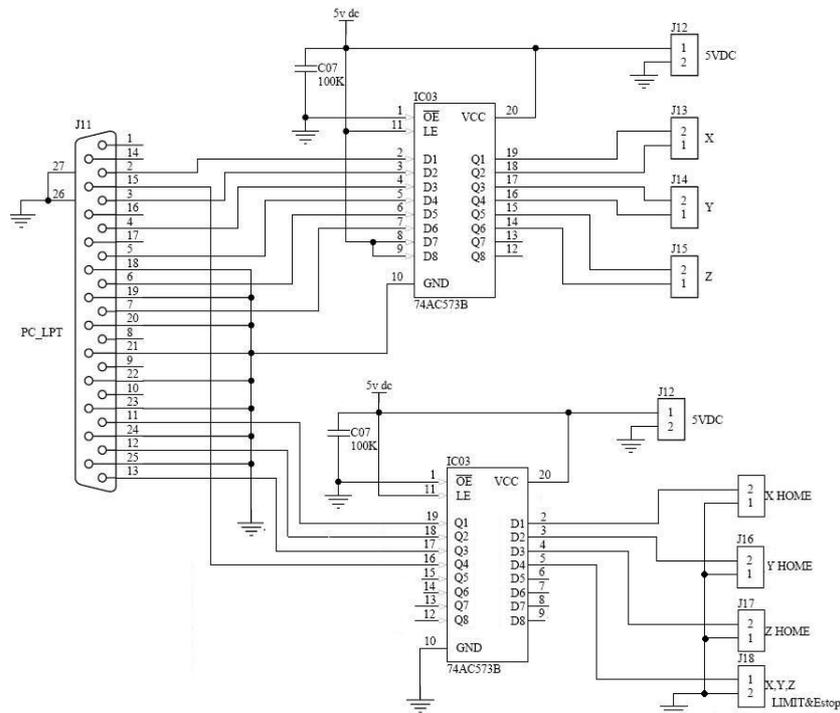


Ilustración 36: Ejemplo de interface (II)

2.5. Fuente de alimentación

Introducción.

Cualquier circuito electrónico necesita energía para funcionar, esta energía la podemos obtener desde una pila o batería o a través de la red eléctrica. La tensión que nos suministra la red eléctrica es alterna (AC) y habitualmente excede en mucho la tensión que necesitamos, por lo que tenemos que insertar un circuito electrónico que nos transforme la tensión y tipo de corriente de la red (230v AC en España) a la tensión y tipo de corriente (AC o DC) que necesitamos en nuestro circuito. Este circuito se denomina fuente de alimentación.

Básicamente existen dos tipos de fuentes de alimentación, las lineales, que utilizan un transformador para disminuir el nivel de tensión en la red eléctrica al nivel necesario en nuestro circuito y las fuentes conmutadas que utilizan circuitos basados en transistores y bobinas trabajando en conmutación para reducir la tensión. Las ventajas de la fuente de alimentación lineal es su sencillez y que generan menos ruido electromagnético, las desventajas son su mayor tamaño y su menor eficiencia (disipan más energía en forma de calor que las fuentes conmutadas).

Fuentes de alimentación lineales

Estructura básica.

En el siguiente figura podemos ver la estructura básica de una fuente de alimentación lineal:

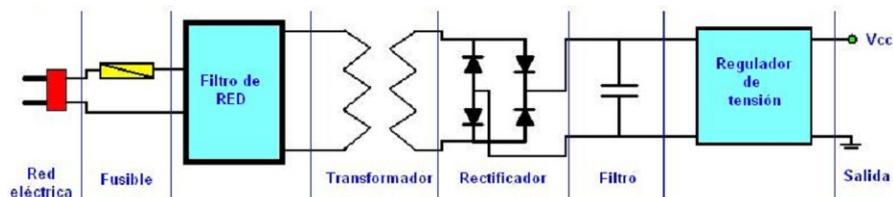


Ilustración 37: Diagrama de fuente de alimentación lineal

Se puede apreciar en el diagrama que una fuente de alimentación lineal esta compuesta por distintos módulos que poseen una función concreta. En los siguiente puntos del tema estudiaremos cada una de estos módulos.

Conexión red eléctrica.

Esta formada por el enchufe, bornas o cualquier dispositivo físico, que nos permite conectar nuestra fuente de alimentación a la red eléctrica. Los parámetros que hay que tener en cuenta a la hora de elegir el enchufe es que soporte la tensión de la red (230v 50Hz) y la corriente que va a consumir el circuito. Los mismos parámetros utilizaremos para elegir el cable de alimentación.

Fusible.

Si nuestra fuente de alimentación tuviera un fallo y se cortocircuitara, producirá una subida muy fuerte en el consumo de corriente, las consecuencias de esta subida son impredecibles, ya que si esta fuera muy elevada podríamos hacer saltar el automático de nuestra vivienda e incluso del edificio y si fuera relativamente pequeña podría subir la temperatura de nuestro circuito hasta el punto de producir un incendio. El fusible es un dispositivo que cuando la corriente que circula por él es superior a su corriente nominal se funde interrumpiendo el suministro de corriente. El parámetro básico que necesitamos calcular para seleccionar nuestro fusible es la corriente nominal. En el punto 6 de este documento se explica como calcular la intensidad nominal del fusible.

Filtro de red.

Este dispositivo no es estrictamente necesario ya que su función es la de eliminar las posibles perturbaciones electromagnéticas que puedan llegar a nuestra fuente de alimentación desde la red eléctrica, pero su uso es imprescindible si queremos hacer a nuestro equipo inmune a dichas interferencias. Aunque el filtro de red lo podemos realizar nosotros, lo mejor es adquirir un filtro comercial, ya que estos han sido testados para cumplir con las normas sobre EMIs.

Transformador.

El transformador es un dispositivo electrónico que nos permite transformar una tensión alterna de entrada en una tensión alterna de salida de distinto valor. La principal ventaja que tienen los transformadores es su alto rendimiento.

En la siguiente figura se puede ver un esquema de un transformador

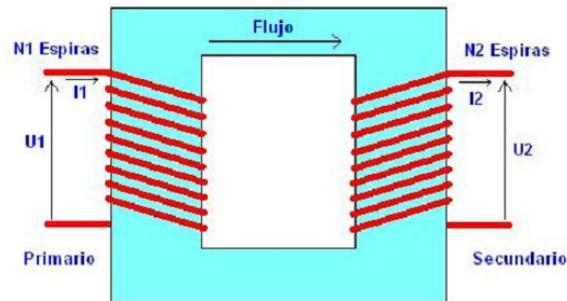


Ilustración 38: Esquema de transformador

La corriente alterna que circula por el devanado del primario induce un flujo magnético que circula por el núcleo induciendo en el secundario una tensión alterna. El flujo magnético en el devanado 1 y 2, suponiendo que no hay pérdidas, lo podemos expresar según las ecuaciones:

$$U_1 = -N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad U_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (13)$$

Como el flujo es igual en los dos devanados, si dividimos la primera ecuación por la segunda tenemos:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = r \quad (14)$$

Esta ecuación nos dice que la relación entre la tensión de entrada y de salida viene dada por la relación que existe entre el número de espiras que tengan los devanados. A esta relación r se le denomina relación de transformación en vacío.

Como hemos dicho anteriormente el transformador es un dispositivo con muy pocas pérdidas por lo que podemos decir que la potencia en el primario será igual a la potencia en el secundario (si hubieran pérdidas la potencia del primario sería igual a la potencia del secundario más la potencia de las pérdidas). Esto nos permite igual las potencias del primario y del secundario según la siguiente ecuación:

$$P_1 = P_2 \rightarrow U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 \rightarrow \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (15)$$

Esta ecuación es muy útil para calcular la intensidad nominal del fusible de alimentación, ya que si tenemos, por ejemplo, un transformador con 230v en el primario y 9v en el secundario y estamos

consumiendo 1A en el secundario, podemos calcular la intensidad en el primario de la siguiente manera:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} \rightarrow I_1 = I_2 \frac{U_2}{U_1} \rightarrow I_1 = 1A \cdot \frac{9v}{230v} = 0,039 A \quad (16)$$

Esto significa que en el primario tendríamos que poner un fusible mayor de 39 mA para poder soportar esta intensidad en el secundario. En el mercado no hay una variedad infinita de fusibles por lo que habrá que buscar el valor estándar que más se aproxime al valor calculado.

Aunque hemos dicho que el rendimiento del transformador es muy alto, este valor no es 100% y por tanto siempre hay pérdidas que aumentan según vamos aumentando la intensidad consumida en el secundario, esto se traduce en una bajada de la tensión en el secundario y un desfase entre la señal de entrada y la de salida. De todas maneras si no sobrepasamos la corriente del transformador estas ecuaciones son perfectamente válidas.

Los transformadores suelen llevar dos bornas de entrada para el devanado del primario en el que conectaremos los 230v, en el secundario sin embargo podemos encontrar 3 configuraciones básicas:

- Un devanado secundario: En este caso solo hay dos bornas para el secundario por las que obtenemos la tensión de salida.
Un ejemplo sería un transformador de 230v/12v y 1A.
- Un devanado con toma intermedia: El secundario dispone de 3 bornas, en el que la tercera toma esta conectada en medio de la bobina del secundario.
Un ejemplo sería un transformador de 230v/12v+12v y 1A.
- Dos devanados independientes: El secundario esta dividida en dos bobinas independientes para poder conectarlas de la forma que nosotros queramos, de tal forma que podríamos obtener dos tensiones diferentes, una tensión que será la suma de los dos devanados o un solo devanado con toma intermedia. Si nos basamos en el diagrama de conexiones del transformador encapsulado de la figura de abajo y usando como ejemplo un transformador de 230v/12v+12v y 1A, podríamos obtener 12v de cada una de las bobinas si las utilizamos independientemente o en el caso de unir las tomas *O* y *V'*, podríamos obtener 24v de las tomas *V* y *O'*. También podemos utilizar *OV'* como toma intermedia de un rectificar de media onda.

En el dibujo inferior podemos ver dos fotos de transformadores reales, uno encapsulado y pensado para ser soldado directamente en la placa de CI y otro con terminales soldables preparado para poner en panel.

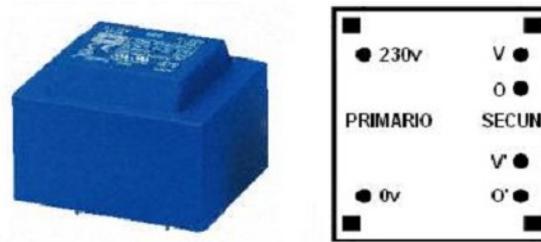


Ilustración 39: Transformador encapsulado

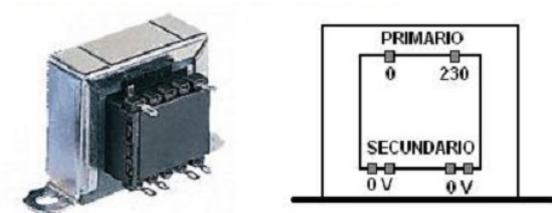


Ilustración 40: Transformador con brida

- Un detalle a tener en cuenta es la diferencia que existe entre tensión eficaz y tensión de pico. Cuando utilizamos corriente alterna las tensiones se dan en su valor eficaz, es decir, el valor que la tensión tendría si fuera continua, pero como esta no lo es, aparece otro parámetro que es la tensión de pico V_{pk} que podemos ver gráficamente en la primera figura del siguiente punto, y que esta relaciona con la tensión eficaz mediante la siguiente ecuación:

$$V_{ef} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

Rectificador.

La mayoría de los circuitos electrónicos utilizan para funcionar corriente continua (DC), mientras que, como hemos comentado anteriormente, la tensión que llega y sale del transformador es alterna (AC). Para poder transformar esta corriente alterna en continua utilizamos un circuito basado en diodos semiconductores al que denominamos rectificador. En la siguiente figura vemos la forma de la tensión alterna como sale del transformador y como queda después de rectificarla:

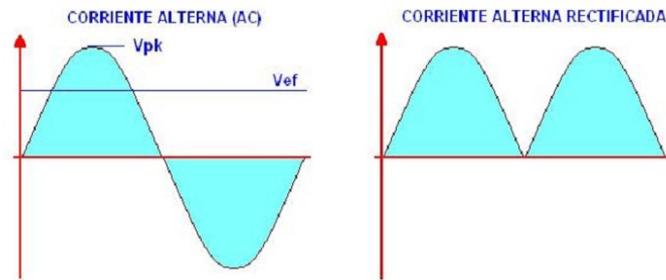


Ilustración 41: Gráfico de corriente alterna y corriente rectificadora

Existen diversas configuraciones para realizar esta función, aquí nos vamos a centrar en la rectificación monofásica de onda completa. En la figura 5 se puede ver dos configuraciones para un rectificador de onda completa con transformador con y sin toma intermedia.

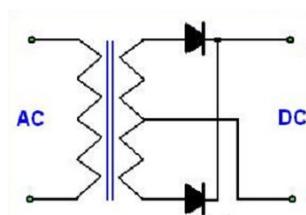


Ilustración 42: Transformador con toma intermedia

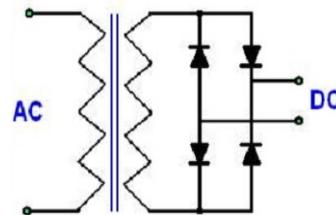


Ilustración 43: Transformador sin toma intermedia

La configuración de los cuatro diodos se denomina puente rectificador y en el mercado existen puentes rectificadores que integran en un mismo encapsulado los 4 diodos. En la siguiente figura vemos algunos de componentes reales.

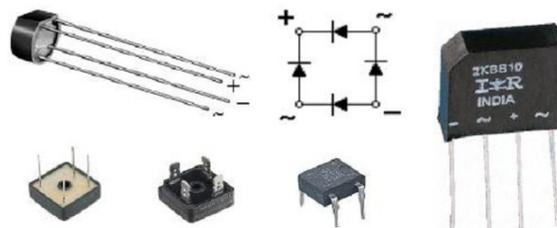


Ilustración 44: Distintos encapsulados de puentes rectificadores

Normalmente estos componentes tienen impresos el nombre de las patillas siendo + y - las salidas en continua y ~ las entradas de alterna. Para seleccionar el puente rectificador (o diodos) que necesitamos, necesitamos determinar la tensión y la corriente máxima de trabajo, que han de ser suficientes para nuestro circuito. Por ejemplo, si queremos construir una fuente de alimentación de 12v y 1A en el secundario, necesitaremos un puente rectificador (o 4 diodos) que soporten al menos 1 amperio y 12v, siempre intentando dejar un margen de al menos un 30%, lo que quiere decir que necesitaríamos uno de 1,3A y 15,6v (este valor de corriente posiblemente no lo encontremos en el mercado y tendremos que ir a uno de 1,5A, en cuanto a la tensión normalmente utilizaremos de 230v por lo que no habrá problemas).

Filtro.

Una vez la señal esta rectificada, obtenemos una forma de onda que no es precisamente continua. Para poner eliminar la ondulación, y dejar la tensión lo más continua posible, filtraremos la señal utilizando uno o más condensadores en paralelo.

En la siguiente figura se puede apreciar la señal a la salida del transformador (rectificada) y como queda esta señal una vez filtrada.

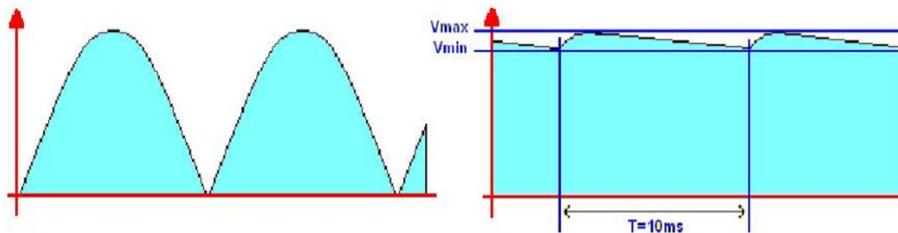


Ilustración 45: Tensión alterna rectificada, y tensión filtrada

Para calcular el valor del condensador, podemos utilizar una aproximación bastante buena con la siguiente ecuación:

$$C = \frac{Q}{V_{max} - V_{min}} = \frac{I_{max} \cdot T}{V_{max} - V_{min}} \quad (18)$$

Siendo:

V_{max} : Es el valor máximo de la tensión de entrada que equivale al valor de pico del secundario del transformador (V_{pk}).

V_{min} : Tensión mínima que queremos que tenga la tensión de entrada y que determina el rizado de la fuente.

I_{max} : Intensidad máxima en el secundario.

T : Periodo de la señal de la red, para 50Hz y rectificador de onda completa son 10 ms. En media onda seria 20 ms.

C : Capacidad del condensador de filtro en faradios.

Regulador de tensión y ejemplo práctico.

Como vemos en la figura anterior, la salida filtrada presenta una pequeña ondulación, para eliminar esta ondulación y controlar la tensión para que esta no cambie ante variaciones de corriente en la carga, utilizamos un regulador de tensión. Lo mejor es utilizar un circuito integrado comercial como es el caso de la serie 78XX. Vamos a realizar un caso practico de una fuente de alimentación con salida 5v 0,5A utilizando el L7805.

El esquema de la fuente de alimentación es el siguiente:

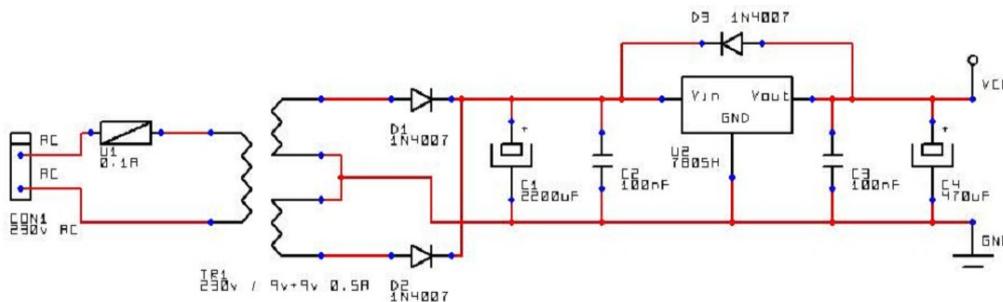


Ilustración 46: Esquema de fuente de alimentación lineal

Calculemos cada uno de los componentes:

- Transformador: El 7805 necesita una tensión mínima de trabajo, es decir, si tenemos un 7805 cuya tensión de salida son 5v, no podemos hacer funcionar el circuito con una tensión de entrada al regulador de 5v, ya que no habría tensión para activar el circuito, en el datasheet del L7805 encontramos un parámetro llamado “dropout voltaje” que nos dice la tensión mínima que ha de caer en el integrado para que este funcione, como este valor es 2,5v, determinaremos que para que el circuito funcione correctamente necesitaremos una tensión en la entrada de al menos $5v+2,5v=7,5v$. Además en el diodo caen 0,7v cuando este esta conduciendo por los que la tensión mínima de entrada ha de ser de al menos 8,2v. Según lo visto vamos a utilizar un transformador de 230v en primario y 9v+9v y 0.5A en secundario.
- Fusible: Utilizando la ecuación (16), calculamos que el fusible ha de ser de 19 mA, como este valor no lo vamos a encontrar utilizaremos uno de 0,1A.

- Condensador: Para calcular el condensador utilizamos la ecuación 18. El valor de los parámetros de la ecuación son:
 - T: Para un rectificador de onda completa vale 10 ms.
 - I_{max}: Hemos determinado que la intensidad máxima que va a suministrar la fuente son 0,5A.
 - V_{max}: Mediante la ecuación (17) y sabiendo que la tensión eficaz del secundario es 9v AC, el valor de V_{max}= $9 \cdot \sqrt{2} = 12,72$
 - V_{min}: En los cálculos de transformador dijimos que la tensión mínima que necesitamos para que la fuente funcione es de 8,2v, utilizaremos el valor de 9v para dejar un margen de seguridad.
Con todos estos parámetros y aplicando la ecuación (18) calculamos que $C = 0,001344 \text{ F} = 1.344 \mu\text{F}$. Utilizaremos el valor comercial común más cercano por arriba que es de 2200 μF .
- Regulador: Este va a ser el L7805, que da perfectamente los valores pedidos de 5V y 0,5A.
- Otros componentes: El L7805 necesita un condensador de pequeño valor 100nF en la entrada y en la salida y añadimos un condensador más grande (470 μF) para estabilizar la tensión en la salida del circuito. El diodo D3 se utiliza para evitar que el L7805 se polarice en inversa y pueda sufrir algún daño.

Utilizando el mismo esquema y sustituyendo el L7805 por otros de la misma serie como puede ser el 7812, 7815, 7824 y recalculando el valor de todos los componentes podremos obtener fuentes de alimentación de distintas tensiones de salida.

Otro elemento importante del diseño es el radiador de calor que puede, o no, ser necesario en nuestro circuito. Para calcular si necesitamos radiador primero necesitamos saber la potencia que va a disipar el regulador de tensión en el peor de los casos (cuando la tensión de entrada es máxima), para ello utilizaremos la formula $P=VI$, en donde V será la tensión que cae en nuestro regulador, cuyo valor vendrá determinado por la tensión máxima de entrada V_{max} menos las caídas de tensión que se producen fuera del regulador, es decir, la caída de tensión en el diodo (0,7v) y la caída de tensión en la carga (los 5v de salida del regulador), así tenemos $V_{reg} = V_{max} - V_{diodo} - V_{salida}$ y la multiplicaremos por la intensidad máxima, quedando al final la potencia como $P_{max} = (V_{max} - V_{diodo} - V_{salida}) \cdot I_{max} = 7.02 \cdot 0.5 = 3,51 \text{ W}$.

Si vamos al datasheet del L7805 y vemos la resistencia térmica del encapsulado TO-220 entre unión y ambiente (R_{thj-amb}), esta tiene un valor de 50 °C/W, esto quiere decir que por cada vatio que disipemos en el encapsulado, la temperatura de este subirá 50°C. Con una simple

multiplicación calculamos que si la potencia disipada por el L7805 es de 3,51W, la temperatura que alcanzara será de $3,51W \cdot 50^{\circ}C/W = 175,5^{\circ}C$ que es una temperatura que el integrado no puede soportar (la temperatura máxima de la unión es de $150^{\circ}C$), por lo que tendremos que poner un radiador. Vamos a calcularlo.

Para calcular un circuito térmico, utilizamos la ley de ohm igual que si fuera un circuito eléctrico, pero sustituyendo la intensidad por la potencia, la tensión por temperatura y la resistencia por resistencia térmica:

$$V = I \cdot R \quad T = P \cdot R_{th} \quad (19)$$

El circuito térmico del 7805 seria:

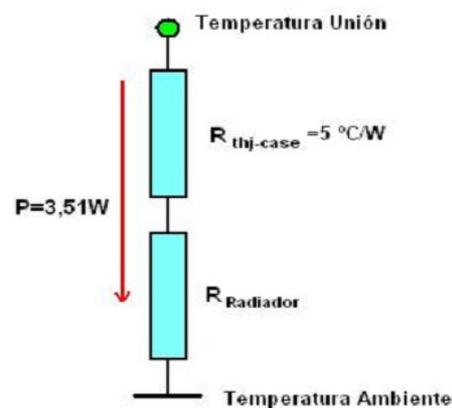


Ilustración 47: Circuito térmico

Siguiendo el símil entre circuito eléctrico y circuito térmico explicado antes tenemos que la ecuación de este circuito sería:

$$T_{unión} = P \cdot R_{(thj-case)} + P \cdot R_{radiador} + T_{ambiente} \quad (20)$$

Veamos el significado y valor de cada uno de los términos:

- $T_{unión}$: Es la temperatura máxima que queremos que tenga la unión del integrado. En el datasheet del L7805 pone que la temperatura máxima de la unión son $150^{\circ}C$, de todas formas utilizaremos una temperatura máxima de $90^{\circ}C$ para no tener problemas de calentamiento en otros circuito cercanos y para garantizar una larga vida al integrado.
- $T_{ambiente}$: La temperatura media que se utiliza para este valor son $25^{\circ}C$, pero esto no es del todo cierto, ya que no es lo mismo la

temperatura media en el Polo Norte que en el desierto del Sahara. Yo suelo utilizar el valor de 35°.

- $R_{thj-case}$: Esta es la resistencia térmica entre la unión y el encapsulado. En el datasheet del L7805, podemos ver que para el encapsulado TO-220 vale 5°C/W.
- P: Es la potencia que hemos calculado antes y vale 3,51W.
- $R_{radiador}$: Es el valor a calcular.

Si despejamos $R_{radiador}$ de la ecuación anterior obtenemos la siguiente ecuación:

$$R_{radiador} = \frac{T_{unión} - T_{ambiente}}{P} - R_{(th-case)} \quad (21)$$

Si sustituimos los valores en esta ecuación obtenemos un valor para $R_{radiador}$ de 10,6 °C/W, por lo que buscaremos un radiador con una resistencia térmica de ese valor o inferior.

Fuentes de alimentación conmutadas.

La mayor parte de los equipos electrónicos, ya sean analógicos o digitales, emplean como alimentación fuentes de tensión de corriente continua conmutadas. Estas fuentes se diseñan de forma que cumplan los siguientes requisitos:

- Salida regulada. La tensión de salida de la fuente debe mantenerse constante, dentro de unos determinados márgenes de tolerancia, ante posibles variaciones de la tensión de entrada o de la corriente demandada por la carga.
- Aislamiento galvánico. La salida debe encontrarse aislada eléctricamente de la entrada.
- Múltiples salidas. A menudo pueden requerirse múltiples salidas, tanto positivas como negativas, con diferentes valores de tensión y de corriente. Tales salidas deben estar aisladas eléctricamente unas de otras.

Además de estos requisitos, otros objetivos comunes no menos importantes consisten en conseguir una reducción tanto del tamaño como del peso de la fuente y mejorar su eficiencia energética. Además de estos requisitos, otros objetivos comunes no menos importantes consisten en conseguir una reducción tanto del tamaño como del peso de la fuente y mejorar su eficiencia energética.

Tradicionalmente, se han utilizado para tales aplicaciones fuentes de alimentación lineales. Sin embargo, el amplio desarrollo experimentado en la tecnología de los semiconductores ha permitido el desarrollo y empleo de

fuentes de tensión conmutadas, mucho más pequeñas y eficientes que las fuentes lineales.

Principio de funcionamiento

A diferencia de las fuentes de tensión lineales, en las fuentes de alimentación conmutadas la transformación entre diferentes niveles de tensión continua se lleva a cabo a través de convertidores de cc-cc. Dichos convertidores emplean semiconductores de potencia operando a modo de interruptores con control todo o nada que, al no operar en su región activa, disipan mucha menos potencia.

Precisamente el gran desarrollo experimentado en los últimos años por los semiconductores de potencia: aumento de la velocidad de conmutación, capacidad para bloquear mayores tensiones y soportar mayores corrientes, disminución del coste, etc., ha motivado el desarrollo y empleo de las fuentes de tensión conmutadas. La siguiente figura muestra el esquema de una fuente de alimentación conmutada.

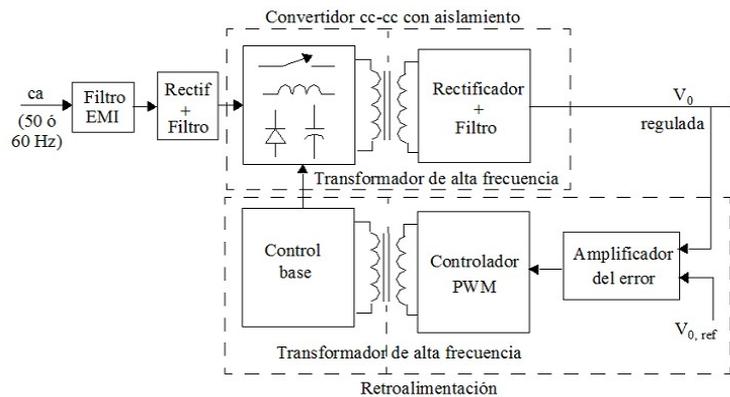


Ilustración 48: Esquema de fuente de alimentación conmutada

La tensión de red (50 ó 60 Hz), a través de un rectificador de diodos, se transforma en una tensión continua no regulada. Esta tensión no regulada pasa a través de un convertidor cc-cc, que incluye un transformador de alta frecuencia de tamaño y peso reducido, consiguiendo un aislamiento galvánico entre la entrada y la salida. La tensión en el secundario del transformador se rectifica y se filtra, dando lugar a una tensión continua V_0 . Para regular esta tensión, se realimenta a través de un controlador que emplea la modulación de ancho de pulso PWM. El aislamiento en este bucle de realimentación puede llevarse a cabo a través de otro transformador. En muchas ocasiones, se requieren fuentes conmutadas con múltiples salidas, tanto positivas como negativas, que pueden aislarse unas de otras en función de la aplicación. La figura 1.3 muestra una fuente de tensión conmutada con múltiples salidas donde sólo una de ellas, la denotada como V_{01} , está regulada.

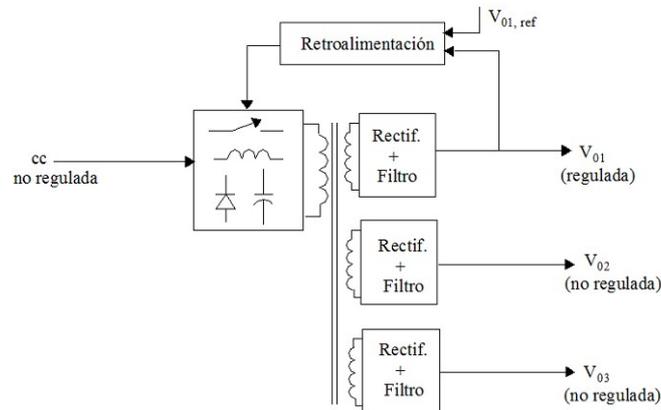


Ilustración 49: Fuente de alimentación conmutada con varias salidas

Las dos ventajas principales de las fuentes de alimentación conmutadas frente a las fuentes lineales son las siguientes:

Los elementos semiconductores (transistores de potencia o MOSFETs) funcionan a modo de interruptores, esto es, según un control todo o nada. Estos semiconductores, además, no operan en su región activa, por lo que la potencia que consumen disminuye de forma considerable. Esto da lugar a un aumento en su eficiencia energética, que oscila entre el 70% y el 90%, frente al rango del 30% al 60% de eficiencia en las fuentes lineales.

El empleo de transformadores de alta frecuencia en las fuentes de tensión conmutadas, frente a los transformadores de 50/60 Hz propios de las fuentes lineales, da lugar a fuentes de peso y tamaño mucho más reducido. Sin embargo, las fuentes de tensión conmutadas presentan ciertos inconvenientes frente a las lineales, como son su mayor complejidad, además de las interferencias electromagnéticas introducidas por las conmutaciones de alta frecuencia. Para evitarlas, se emplean filtros EMI (Electromagnetic Interface) a la entrada de la fuente, como muestra la primera figura.

Aislamiento galvánico

Un requisito fundamental de las fuentes de alimentación consiste en la necesidad de la existencia de un aislamiento galvánico entre la entrada y la salida. Para ello, se requiere que el convertidor cc-cc de las fuentes conmutadas incluya un transformador, cuya frecuencia dependerá de la frecuencia de conmutación de los interruptores del convertidor.

Los convertidores cc-cc (con aislamiento) en los que el núcleo del transformador se excita siempre con la misma polaridad, son los que

derivan de los choppers de un solo interruptor. Algunas de las topologías empleadas con mayor frecuencia son, entre otras, las siguientes:

- Convertidor Flyback, procedente del convertidor buck-boost.
- Convertidor directo, derivado del convertidor buck.

Sin embargo, en otras ocasiones, el núcleo del transformador del convertidor de cc-cc se excita con polaridad bidireccional. Tal es el caso de los procedentes de topologías de inversores monofásicos, entre los que se analizarán los de medio puente y los de puente completo.

De igual forma a como se procedió anteriormente, para el análisis de los circuitos se considerará que los interruptores responden a sus características ideales y que las pérdidas originadas en las bobinas, condensadores y elementos del transformador se consideran despreciables. Sin embargo, algunas de estas pérdidas limitan de forma considerable el funcionamiento del circuito, por lo que serán tratadas de forma más detallada. Además, se considera que la capacidad del condensador a la salida del circuito es lo suficientemente elevada como para permitir suponer que la tensión en la carga $v_0(t)$ es prácticamente constante, es decir, $v_0(t) \approx V_0$. Los análisis presentados corresponden únicamente al modo de conducción continua.

En lo referente al control de los convertidores cc-cc con aislamiento galvánico, para regular la tensión de salida V_0 a partir de una determinada tensión de entrada V_d en las topologías derivadas de los choppers de un único interruptor, se emplea la modulación de ancho de pulso.

Para las topologías de medio puente y de puente completo, derivadas de los inversores monofásicos, se emplea la modulación de ancho de pulso de la forma que indica la siguiente figura, que regula el intervalo de tiempo Δ donde los interruptores se encuentran apagados de forma simultánea.

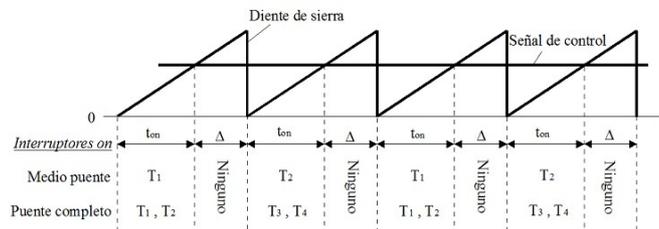


Ilustración 50: Modulación de ancho de pulso

Representación de un transformador

Los transformadores de alta frecuencia son los empleados en las fuentes de tensión conmutadas para proporcionar un aislamiento galvánico. La siguiente figura muestra un transformador ideal, caracterizado porque no pierde ni almacena energía.

En un transformador ideal se cumple que:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (22)$$

$$\frac{i_1}{i_2} = -\left(\frac{N_2}{N_1}\right)$$

donde N_1 y N_2 representa el número de arrollamientos en el primario y secundario respectivamente, v_1 e i_1 la tensión e intensidad a la entrada del transformador y v_2 e i_2 la tensión y corriente a la salida del mismo.

Sin embargo, en un transformador real como el que muestra la siguiente figura, existen tanto pérdidas de tensión, representadas por las bobinas L_{L1} y L_{L2} , como pérdidas de intensidad, caracterizadas por L_μ . En otras palabras, parte de la corriente de entrada i_1 al transformador se deriva a través de la inductancia L_μ , denominada inductancia magnetizada. La intensidad derivada i_μ recibe el nombre de intensidad magnetizante. Por tanto, las intensidades i_1 e i_2 no coinciden con i_1' e i_2' . De igual forma, las tensiones v_1' y v_2' difieren de v_1 y v_2 , cayendo esta diferencia de tensión en las bobinas L_{L1} y L_{L2} , que reciben el nombre de inductancias de fugas.

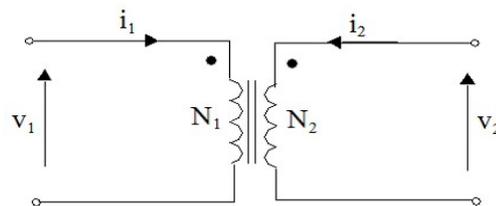


Ilustración 51: Transformador ideal

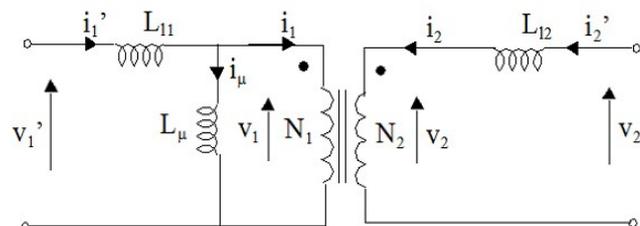


Ilustración 52: Transformador real

En el diseño de los transformadores, con objeto de conseguir un acoplamiento magnético estrecho entre el terminal primario y secundario, las inductancias de fugas L_{11} y L_{12} deben ser de pequeño valor. La energía asociada a estas bobinas la absorbe tanto los interruptores como sus circuitos de protección o snubbers. De forma similar, para minimizar la intensidad magnetizante i_{μ} se requiere aumentar L_{μ} a un valor tan grande como sea posible. El efecto originado por las inductancias de fugas debe tenerse en cuenta a la hora de seleccionar los semiconductores que actuarán como interruptores, así como sus circuitos de protección. Sin embargo, como estas inductancias apenas influye en las características de transferencia de tensión, se considerarán de valor despreciable en análisis sucesivos. Por otro lado, en una de las topologías que se estudiará en este capítulo, denominada convertidor flyback, donde el transformador además de actuar como aislante galvánico lo hace como almacenador de energía, las pautas marcadas para L_{μ} deben omitirse.

Convertidor directo

La siguiente figura muestra el esquema de un convertidor directo con transformador ideal, es decir, que no almacena energía.

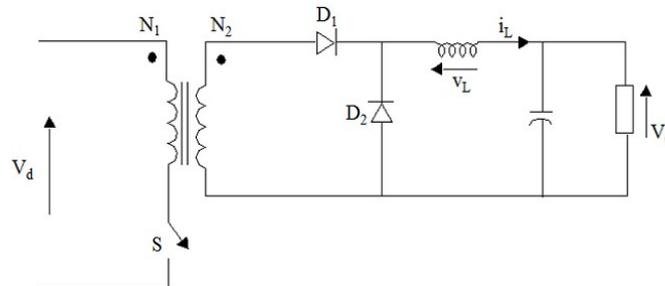


Ilustración 53: Convertidor directo ideal

Inicialmente, cuando el interruptor S está cerrado, el diodo D1 se encuentra en estado de conducción, mientras que el diodo D2 está en corte por encontrarse polarizado de forma inversa.

De la ecuación:

$$V_d = V_o \frac{N_2}{N_1} \quad (23)$$

Y sabiendo que:

$$V_L = V_d - V_o \quad (24)$$

Se tiene que:

$$V_L = V_o \frac{N_2}{N_1} - V_o \quad 0 < t < t_{on} \quad (25)$$

donde $v_L > 0$, es decir, la intensidad i_L aumenta en este intervalo y la bobina se carga como se puede ver en la siguiente figura:

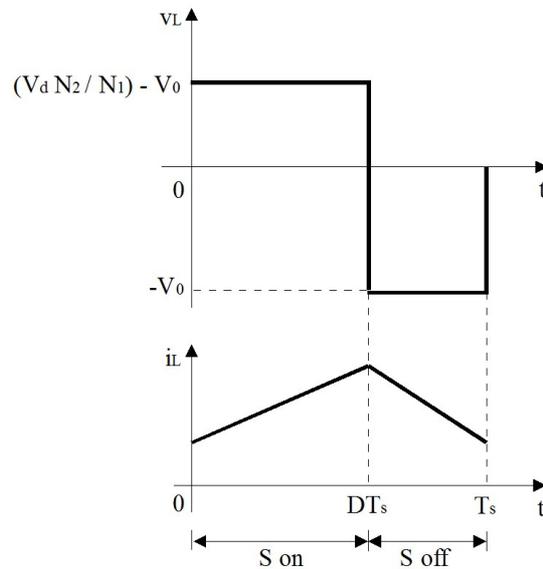


Ilustración 54: Formas de onda en el convertidor directo lineal

Cuando el interruptor S se abre, la corriente i_L a través de la bobina fuerza la conducción del diodo D2. La tensión V_d vale cero, por lo que la tensión que cae en la bobina vale:

$$V_L = -V_o \quad t_{on} < t < T_s \quad (26)$$

Esto es, $v_L < 0$. La intensidad i_L disminuye linealmente a lo largo de este período, produciéndose la descarga de la bobina (ver figura anterior).

Como la tensión media en la bobina en un periodo de control T_s es cero, se cumple que:

$$\left(V_o \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) D \cdot T_s - V_o (1 - D) T_s = 0 \quad (27)$$

de donde:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (28)$$

Esta ecuación muestra que, en un convertidor directo, el cociente entre las tensiones de salida y de entrada al mismo es directamente proporcional al ratio de conducción D , como ocurría en los convertidores reductores o buck.

En los convertidores directos empleados en la práctica, el transformador no es ideal, es decir, almacena cierta cantidad de energía. Así, la inductancia magnetizante L_μ debe ser tenida en cuenta, no así las inductancias de fugas que sí se consideran despreciables. Para minimizar esta energía almacenada, la bobina L_μ debe poseer un valor tan alto como sea posible. Sin embargo, sigue almacenándose cierta energía en el primario del transformador mientras el interruptor S está cerrado y que es preciso eliminar. Para ello, se modifica el propio diseño del convertidor directo de forma tal que permita circular a la corriente i_μ cuando S esté abierto hasta que L_μ se haya descargado por completo.

Así, considérese la siguiente figura, que representa una modificación del convertidor directo real mostrado anteriormente. En él se han introducido, en el primario del transformador real, un diodo denotado como D_3 y una fuente de alimentación continua de valor V_c , que proporcionarán a la intensidad i_μ el camino por dónde discurrir al abrir S . El funcionamiento de este circuito se muestra a continuación.

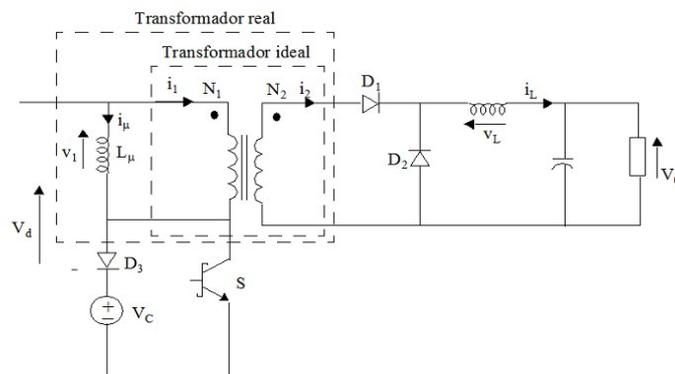


Ilustración 55: Convertidor real modificado

En el período $0s$ donde el interruptor S , implementado como un transistor, está cerrado, la caída de tensión en la bobina L_μ es positiva y vale:

$$V_1 = V_d \quad (29)$$

La intensidad i_μ , que circula por S , comienza a aumentar de forma lineal desde cero, esto es, el primario comienza a almacenar energía, tanto más pequeña cuanto mayor sea el valor de L_μ . Asimismo, circulan las intensidades i_1 e i_2 por los arrollamientos primario y secundario del

transformador ideal de forma respectiva. La caída de tensión en la bobina del secundario vale:

$$V_L = V_o \frac{N_2}{N_1} - V_o \quad (30)$$

Que, al ser positiva, provoca un aumento lineal de la intensidad i_L . En el momento en que el interruptor S se desactiva, las intensidades i_1 e i_2 por los arrollamientos del transformador ideal se anulan. El diodo D1 del secundario se apaga, en tanto que el diodo D2 comienza a conducir. Así, la caída de tensión en la bobina del secundario se hace negativa y vale:

$$V_L = -V_o \quad (31)$$

Lo que provoca la disminución lineal de la intensidad i_L .

En lo referente al primario del transformador, la intensidad i_μ fuerza a que el diodo D3 entre en conducción, esto es, la tensión de colector del transistor S vale V_c y, en consecuencia, la tensión v_1 del primario del transformador se hace igual a la diferencia ($V_d - V_c$).

Para conseguir descargar la bobina L_μ , se requiere que la intensidad i_μ disminuya de forma tal que su valor al inicio y al final de cada periodo T_s coincidan ($i_\mu(T_s) = i_\mu(0)$), es decir, la tensión v_1 en DT_s debe ser negativa:

$$V_1 = V_d - V_c < 0 \rightarrow V_c > V_d \quad (32)$$

Del valor de la tensión V_c dependerá el tiempo en que el interruptor S esté conduciendo. Por ello, para elegir el valor de V_c se tiene en cuenta el ratio de conducción máximo $D_{\text{máx}}$ con el que vaya a funcionar el convertidor. Así, si $D = D_{\text{máx}}$, v_1 e i_μ valen cero justo al final de periodo, en $t = T_s$. En cambio, si se elige V_c para $D_{\text{máx}}$, y se trabaja con $D_{\text{máx}}$, la corriente i_μ se anulará en t_s , y v_1 valdrá cero durante un tiempo mayor.

La siguiente figura muestra las formas de onda de la tensión e intensidad en la bobina del secundario, así como la de la tensión v_1 y la de la intensidad i_μ en el primario del transformador real para $V_c = f(D_{\text{max}})$ y $D < D_{\text{máx}}$ en un convertidor directo modificado con transformador real.

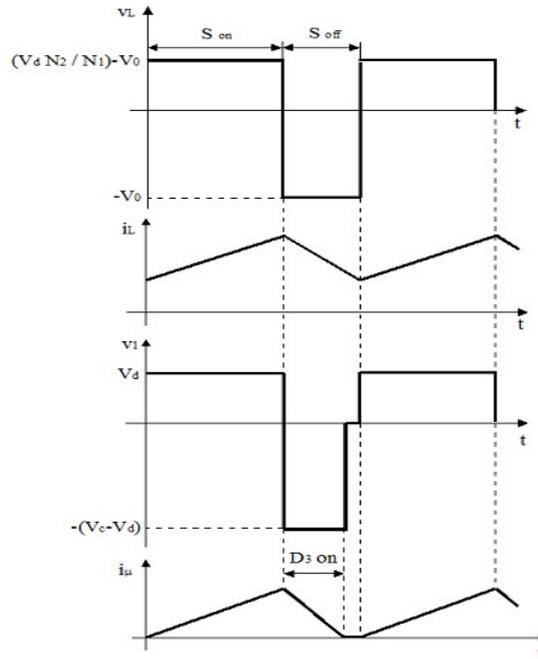


Ilustración 56: Formas de onda para un convertidor directo modificado con transformador real

Este montaje, aunque logra descargar la energía acumulada en el transformador real, tiene el inconveniente de que no se aprovecha la energía que se suministra a V_c cuando el diodo D_3 se encuentra en estado de conducción. Si se desea que esta energía revierta de nuevo a la entrada, se requiere un tercer arrollamiento en el transformador del convertidor, como muestra la siguiente figura.

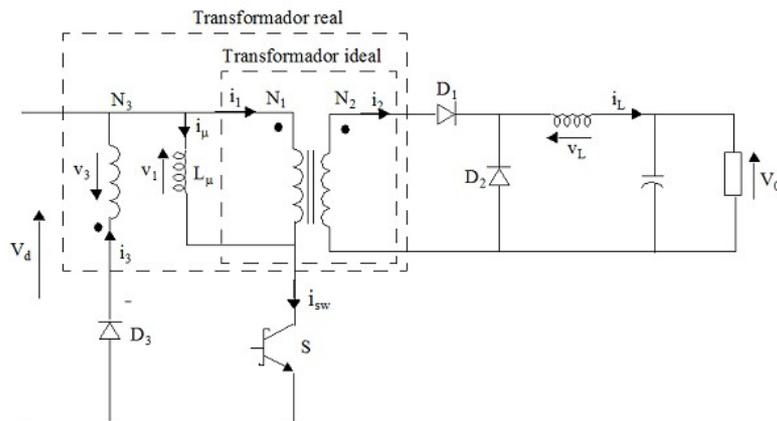


Ilustración 57: Convertidor directo con un transformador real de tres arrollamientos.

Cuando el interruptor S está cerrado, se tiene que:

$$V_1 = V_d \quad 0 < t < t_{on} \quad (33)$$

Por lo que la intensidad i_m crece linealmente desde $i_m=0$ en este periodo. El diodo D3 está apagado, por lo que no hay circulación de corriente en el arrollamiento terciario, pero sí en el primario y en el secundario. El valor de la intensidad i_{sw} que atraviesa el interruptor es igual a la suma de la intensidad en el arrollamiento primario más la intensidad magnetizante:

$$i_{sw} = i_1 + i_\mu \quad (34)$$

Cuando el interruptor S se abre ($i_{sw}=0$), la intensidad magnetizante i_μ no puede anularse de forma brusca, sino que circula por el arrollamiento primario del transformador:

$$i_1 = -i_\mu \quad (35)$$

Lo que induce una corriente por el arrollamiento terciario, que fuerza a que el diodo D3 entre en conducción. Asimismo, esta corriente podría inducir la conducción a través del secundario del transformador, pero el diodo D1 impide el flujo de corriente en este sentido, esto es:

$$i_2 = 0 \quad (36)$$

Para calcular el valor de esta intensidad i_3 inducida en el arrollamiento terciario, se considerará la ecuación característica de un transformador, que en función de los sentidos de cada intensidad queda como:

$$N_1 \cdot i_1 + N_3 \cdot i_3 = N_2 \cdot i_2 \quad (37)$$

Si se aplica la ecuación de i_1 a la ecuación anterior:

$$i_3 = -\left(\frac{N_1}{N_3}\right)i_1 = \frac{N_1}{N_3}i_\mu \quad (38)$$

Esta intensidad i_3 fluye a través del diodo D3 hacia la entrada del convertidor durante el intervalo $t_{on} < t < (t_{on} + t_\mu)$. La tensión v_l en este periodo de tiempo vale:

$$v_l = -\left(\frac{N_1}{N_3}V_d\right) \quad t_{on} < t < (t_{on} + t_\mu) \quad (39)$$

Una vez descargada la bobina L_μ , la intensidad i_m se hace cero y el diodo D3 se apaga. Asimismo, v_l vale cero. El tiempo t_μ de descarga se calcula aplicando que la tensión media que cae en la bobina en el periodo T_s vale cero. Así:

$$S \text{ on } \begin{cases} V_1 = V_d & 0 < t < D \cdot T_s \\ V_1 = -\frac{N_1}{N_3} V_d & D \cdot T_s < t < (D \cdot T_s + t_\mu) \\ V_1 = 0 & (D \cdot T_s + t_\mu) < t < T_s \end{cases} \quad (40)$$

$$V_d \cdot D \cdot T_s - \frac{N_1}{N_3} V_d \cdot t_\mu = 0 \quad (41)$$

de donde:

$$t_\mu = \frac{N_3}{N_1} D \cdot T_s \quad (42)$$

La siguiente figura muestra las diversas formas de onda obtenidas tras el análisis de este último convertidor directo.

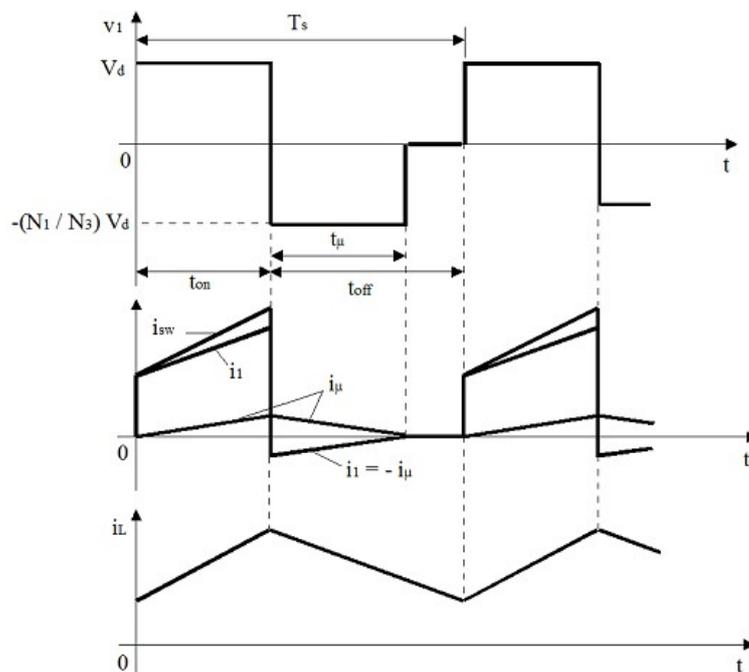


Ilustración 58: Formas de onda en un convertidor directo con un transformador real de tres arrollamientos.

Cuanto mayor sea el tiempo en que el interruptor S está cerrado, esto es, cuanto mayor sea el valor de D , mayor será el tiempo en que la bobina L_μ almacena energía. Por tanto, se requerirá un t_μ mayor para su descarga. Sin embargo, para descargar totalmente la bobina antes del

comienzo del siguiente ciclo, t_{μ} no podrá sobrepasar el tiempo durante el cual el interruptor S está abierto:

$$D_{max} \rightarrow t_{\mu, max} = (1 - D_{max}) T_s \quad (43)$$

Sustituyendo la última ecuación en la que le precede se obtiene el valor del ratio de conducción máximo que puede emplearse en un transformador dado en función del número de espiras de los arrollamientos terciario y primario.

$$D_{max} = \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1}} \quad (44)$$

Normalmente, en la práctica $N_3=N_1$ ya que, al no requerirse un aislamiento galvánico entre el primario y el terciario, se enrollan a la vez empleando un cable de dos hilos. De esta forma se reduce la inductancia de fugas entre ambos arrollamientos. Así, para $N_3=N_1$, se tiene que $D_{max}=0.5$.

Además, debido a que a través del arrollamiento terciario sólo conduce la corriente magnetizante i_{μ} , su sección suele ser mucho menor que la del primario.

Convertidor flyback

Los convertidores flyback deben su nombre al parecido que guardan en el modo de funcionamiento con los circuitos empleados para generar alta tensión en los aparatos de televisión.

Asimismo, debido a su capacidad para almacenar de forma temporal la energía transmitida desde la entrada a la salida en el campo magnético asociado al transformador, los convertidores flyback reciben también el nombre de convertidores almacenadores de energía. El convertidor flyblack se deriva del convertidor reductor-elevador o buck-boost (ver la siguiente figura), donde a través de un segundo arrollamiento se consigue un transformador que proporciona aislamiento galvánico entre los terminales de entrada y salida (ver figura b).

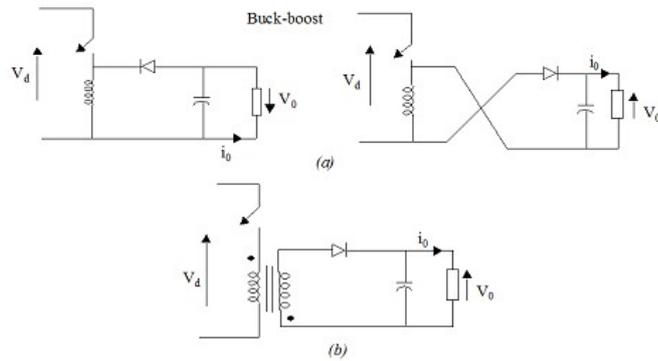


Ilustración 59: Convertidor flyback

Para el estudio de los convertidores flyback, considérese su circuito equivalente representado en la siguiente figura. Debido a que el transformador del convertidor es un elemento almacenador de energía, el valor de la inductancia magnetizante L_μ estará en concordancia, en cada caso, con la cantidad de energía que se desea almacenar.

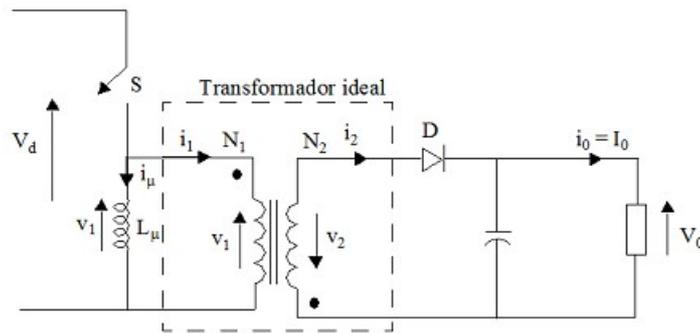


Ilustración 60: Circuito equivalente de un convertidor flyback

Cuando el interruptor S está cerrado (ver siguiente figura (a)), debido a las polaridades de los arrollamientos del transformador, el diodo D se polariza en inversa, esto es, no conduce corriente ($i_2 = i_{\text{diodo}} = 0$). Toda la intensidad del primario pasa entonces a través de L_μ , que va almacenando energía a la vez que i_m (igual a i_{sw}) crece de forma lineal:

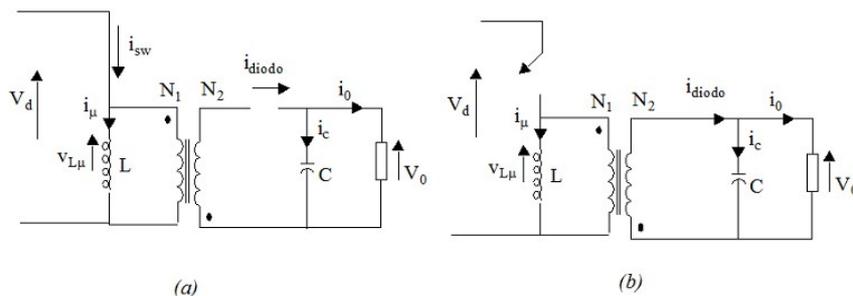


Ilustración 61: Estados de un convertidor flyback: (a) S on, (b) S off

$$i_{\mu}(t) = i_{sw}(t) = I_1 + \frac{V_d}{L_{\mu}} t \quad 0 < t < t_{on} \quad (45)$$

En la ecuación anterior, la intensidad I_1 representa la corriente a través de la bobina magnetizante en $t=0$, es decir: $i_{\mu}(t=0) = I_1$. El valor máximo o de pico de esta intensidad i_{μ} , denotada como I_2 , tiene lugar en $t=t_{on}$ y vale:

$$I_2 = I_{\mu}(t=t_{on}) = I_1 + \frac{V_d}{L_{\mu}} t_{on} \quad (46)$$

La intensidad que circula a través del condensador es igual a la diferencia entre la intensidad que circula por el diodo y la que lo hace por la carga, supuesta constante y de valor I_o :

$$i_c = i_{diodo} - I_o \quad (47)$$

Como en el intervalo $0 < t < t_{on}$ no conduce intensidad por el secundario del transformador, la corriente que necesita la carga la suministra el condensador en su descarga:

$$i_c = I_o \quad (48)$$

Cuando el interruptor S se abre (ver figura anterior (b)), la bobina L_{μ} comienza a descargarse por estar sometida a la tensión negativa:

$$V_{L_{\mu}} = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (49)$$

Lo que provoca que la intensidad magnetizante i_{μ} disminuya de forma lineal:

$$i_{\mu}(t) = I_2 - \frac{V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right)}{L_{\mu}} (t - t_{on}) \quad (50)$$

El diodo D entra en estado de conducción:

$$i_{diodo}(t) = \frac{N_1}{N_2} i_{\mu}(t) \quad (51)$$

La energía almacenada en L_{μ} pasa a alimentar entonces tanto al condensador (que comienza a cargarse) como a la carga del convertidor.

De las ecuaciones (47) y (51), se obtiene la expresión de la intensidad a través del condensador:

$$i_c = \frac{N_1}{N_2} i_u(t) - I_o \quad (52)$$

La tensión que soporta el interruptor cuando está abierto vale:

$$V_{sw} = V_d + \frac{N_1}{N_2} V_o \quad (53)$$

La siguiente figura muestra las formas de onda de las principales tensiones e intensidades de los convertidores flyback, donde se ha supuesto que la relación entre los arrollamientos primario y secundario vale $N_1/N_2 = 1$.

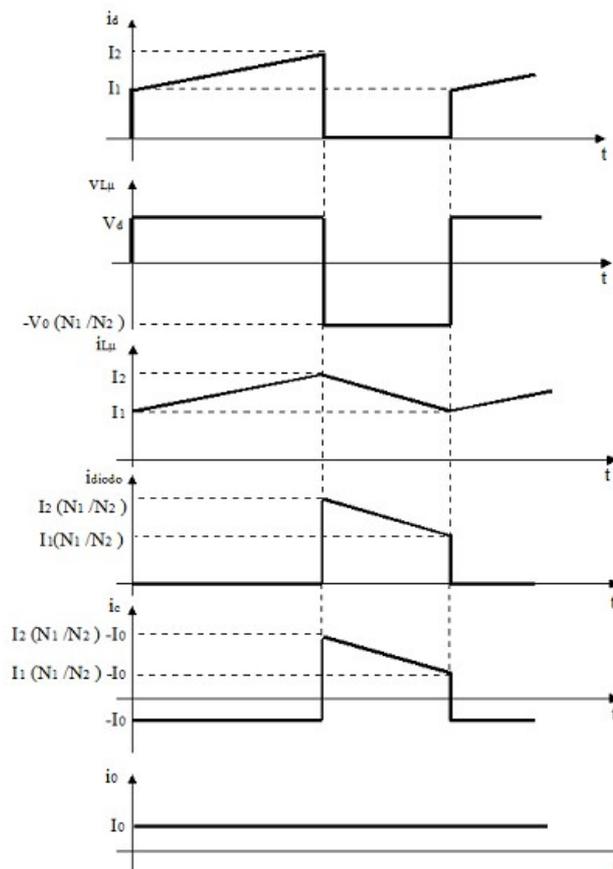


Ilustración 62: Formas de onda en un convertidor flyback

La relación entre las tensiones a la salida y a la entrada de un convertidor flyback se calcula al aplicar que la tensión media en la bobina magnetizante L_μ en un periodo vale cero. Así:

$$V_d D \cdot T_s - V_o \frac{N_1}{N_2} (1-D) T_s = 0 \quad (54)$$

de donde:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{1-D} \quad (55)$$

Asimismo, en ausencia de pérdidas la potencia de entrada es igual a la potencia de salida: $V_d I_d = V_o I_o$, por lo que de la ecuación anterior se obtiene la relación entre las tensiones a la salida y a la entrada del convertidor flyback:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{1-D}{D} \quad (56)$$

Si se reescriben las ecuaciones (55) y (56) como:

$$\frac{V_o \frac{N_1}{N_2}}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (57)$$

y

$$\frac{I_o \frac{N_2}{N_1}}{I_d} = \frac{1-D}{D} \quad (58)$$

Se obtienen las relaciones características entre las tensiones por un lado, y las intensidades por otro, a la salida y a la entrada de un convertidor buck-boost en modo de conducción continuo.

Convertidor en medio puente

Los convertidores cc-cc de medio puente con aislamiento galvánico, como el representado en la siguiente figura, derivan de los convertidores reductores. Del mismo modo a como se procedió con los inversores monofásicos de media onda, se han introducido dos condensadores C1 y C2 con el fin de establecer una tensión media entre los niveles de tensión 0 y V_d .

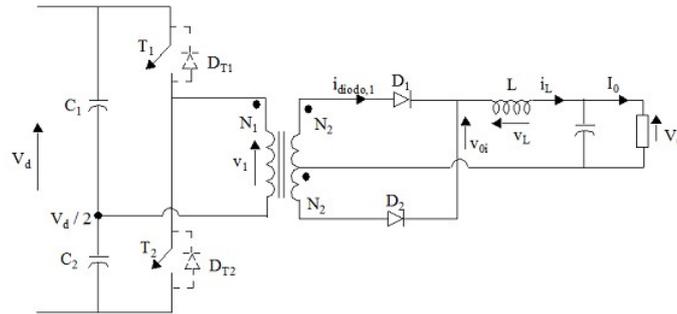


Ilustración 63: Convertidor cc-cc de medio puente

Para la conmutación de los interruptores T1 y T2 se emplea la conmutación PWM, donde el tiempo en que cada interruptor conduce y deja de conducir se obtiene al comparar un diente de sierra con una señal de control. Como resultado, los interruptores T1 y T2 se activan y desactivan de forma alternativa y entre que un interruptor se cierra y se abre el otro, existe un tiempo D donde ninguno de ellos se encuentra activado. Cuando el interruptor T1 se encuentra cerrado (T2 abierto), la caída de tensión v_1 es igual a $V_d / 2$. Esto provoca que el diodo D1 se active, mientras que D2, al encontrarse polarizado en inversa, esté en estado de corte. En estas circunstancias, la tensión v_{oi} vale:

$$V_{oi} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_d}{2} \quad (59)$$

Por tanto, la tensión de la bobina $v_L = v_{oi} - V_o$, por la anterior ecuación vale:

$$V_L = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_d}{2} - V_o > 0 \quad 0 < t < t_{on} \quad (60)$$

Es decir, mientras que T1 está cerrado se produce la carga de la bobina y el crecimiento lineal de la intensidad $i_L(t)$.

Durante el intervalo Δ en que ambos interruptores se encuentran apagados, la corriente que circulaba por la bobina fuerza a que los diodos D1 y D2 entren en conducción. La intensidad $i_L(t)$ se reparte por igual entre las dos mitades del arrollamiento secundario, siendo estas intensidades de igual valor y de sentido opuesto, por lo que el campo magnético en el núcleo del transformador es nulo. De esta forma, no se induce tensión ni corriente en el arrollamiento primario. Como $v_{oi} = 0$, la caída de tensión en la bobina vale:

$$V_L = -V_o < 0 \quad T_{on} < t < (t_{on} + \Delta) = T_s / 2 \quad (61)$$

Esto es, la energía que almacenaba la bobina se cede a la carga.

En el intervalo $T_s/2 < (T_s/2 + t_{on})$, es el interruptor T2 el que está cerrado, y T1 el que se encuentra abierto. La tensión v_l vale, en este caso, $-V_d / 2$, lo que provoca que D2 se encuentre en estado de conducción y D1 en el de corte. Las tensiones v_{01} , v_L y la intensidad $i_L(t)$ se corresponden con las obtenidas en el intervalo 0 on . Asimismo $(T_s/2 + t_{on}) / 2$ (ver la siguiente figura).

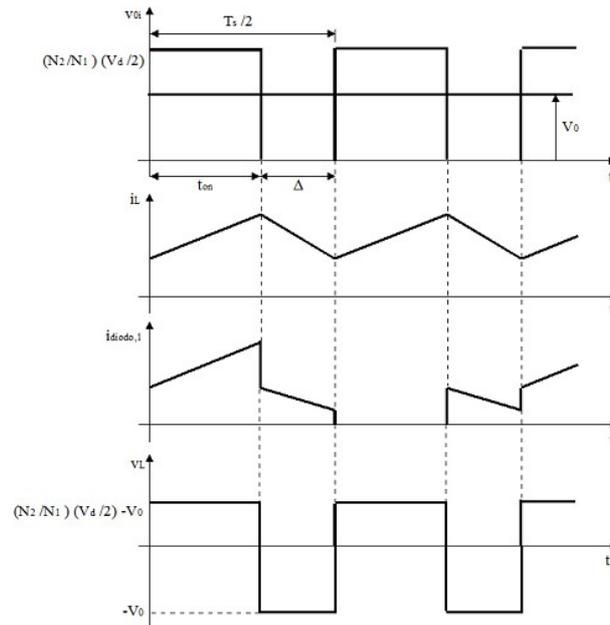


Ilustración 64: Formas de onda en un convertidor cc-cc de medio puente

Para calcular la relación entre las tensiones de salida y de entrada en un convertidor cc-cc de medio puente, se aplica que la caída de tensión media en una bobina debe valer cero. Así, de la figura anterior:

$$\left(\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_d}{2} - V_o \right) t_{on} - V_o \Delta = 0 \quad (62)$$

Si se expresan t_{on} y Δ en función del periodo T_s y del ratio de conducción D de los interruptores:

$$t_{on} = D \cdot T_s \quad (63)$$

$$\Delta = \frac{T_s}{2} - t_{on} = \frac{T_s}{2} - D \cdot T_s \quad (64)$$

y se sustituyen en la ecuación (52):

$$\left(\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_d}{2} - V_o\right) D \cdot T_s - V_o \left(\frac{T_s}{2} - D \cdot T_s\right) = 0 \quad (65)$$

Operando:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (66)$$

Para el modo de control aquí realizado, D puede tomar cualquier valor comprendido entre 0 y 0.5.

Los diodos representados en el esquema del convertidor de cc-cc de medio puente en antiparalelo con cada uno de los interruptores del convertidor se emplean a modo de protección contra tensiones inversas excesivamente elevadas. Asimismo, se utilizan para eliminar la energía almacenada en el transformador del convertidor.

Convertidor en puente completo.

La siguiente figura muestra un convertidor cc-cc de puente completo, que al igual que los de medio puente, derivan de los convertidores reductores. Aquí, los interruptores se asocian en parejas, siendo una de ellas la formada por (T1, T2), y la segunda la constituida por (T3, T4). Cada pareja de interruptores conduce de forma alternativa, y durante un cierto tiempo denominado Δ , los dos pares se encontrarán desactivados de forma simultánea. Así, de igual forma que en los convertidores de medio puente, las ondas de salida tienen una periodicidad igual a $T_s/2$, y el control de la tensión de salida V_0 se lleva a cabo controlando el tiempo Δ en el cual no conduce ninguno de los interruptores del convertidor.

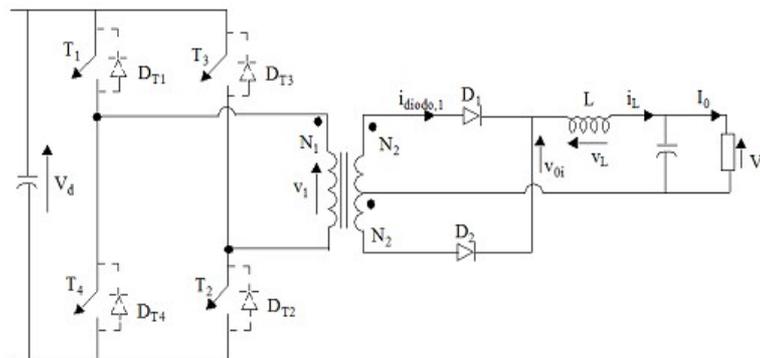


Ilustración 65: Convertidor cc-cc de puente completo

En el periodo 0_{on} , es la pareja formada por los interruptores (T1, T2) la que se encuentra activada. La tensión v_l es igual a V_d , lo que fuerza la conducción del diodo D1, en tanto que el diodo D2 se encuentra apagado por quedar polarizado de forma inversa. La tensión v_{oi} vale:

$$V_{oi} = \frac{N_2}{N_1} V_d \quad (67)$$

La expresión para la caída de tensión en la bobina viene dada por:

$$V_L = V_{oi} - V_o \quad (68)$$

Donde fundiendo las dos últimas ecuaciones queda que:

$$V_L = \frac{N_2}{N_1} V_d - V_o > 0 \quad 0 < t < t_{on} \quad (69)$$

Es decir, en este periodo la bobina almacena energía, y la intensidad $i_L(t)$ que por ella circula crece de forma lineal.

Durante el intervalo Δ en el que todos los interruptores están apagados, la corriente $i_L(t)$ se distribuye por igual a través de los dos arrollamientos del secundario del transformador. Por tanto, los diodos D1 y D2 se encuentran en estado de conducción, atravesados por una corriente igual a $i_L(t)/2$. La tensión v_{oi} vale cero, por lo que, de la expresión (65) se tiene que:

$$V_L = -V_o < 0 \quad (70)$$

Es decir, se produce la descarga de la bobina.

Para el intervalo de tiempo $(t_{on} + \Delta = T_s/2) < t < (T_s/2 + t_{on})$, donde la pareja de interruptores (T3, T4) se encuentra cerrada, la tensión v_l vale $-V_d$.

Ahora, es el diodo D2 el que conduce, y el diodo D1 el que está polarizado en inversa. Las formas de onda para v_{oi} , v_L e $i_L(t)$ se corresponden con las del primer intervalo de funcionamiento, debido a que poseen una periodicidad de $T_s/2$, como se observa en la siguiente figura.

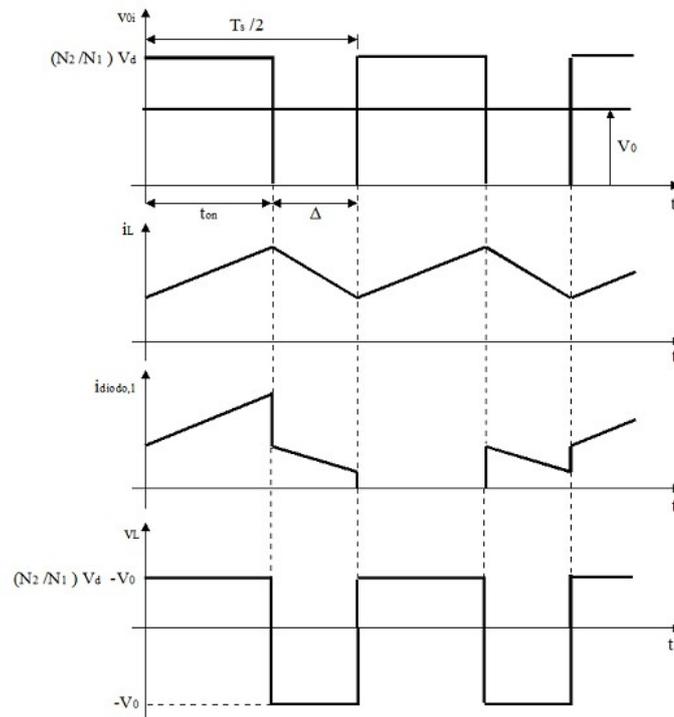


Ilustración 66: Formas de onda para un convertidor cc-cc de puente completo

Aplicando que la tensión media en la bobina vale cero:

$$\left(\frac{N_2}{N_1} V_d - V_o \right) t_{on} - V_o \Delta = 0 \quad (71)$$

Y sustituyendo las expresiones (60) y (61):

$$\left(\frac{N_2}{N_1} V_d - V_o \right) D \cdot T_s - V_o \left(\frac{T_s}{2} - D \cdot T_s \right) = 0 \quad (72)$$

Operando:

$$\frac{V_o}{V_d} = 2 \frac{N_2}{N_1} D \quad (73)$$

Donde Δ debe estar comprendido entre los valores 0 y 0.5.

Los diodos conectados en antiparalelo con los interruptores y representados en el esquema del convertidor en puente completo con trazo discontinuo, proporcionan un camino por donde circular la corriente i_m en el intervalo de tiempo Δ en el que todos los interruptores se encuentran abiertos. Así:

$$0 < t < t_{on} \quad \left\{ \begin{array}{l} (T_1, T_2) \text{ on} \\ (T_3, T_4) \text{ off} \end{array} \right\} \quad i_\mu > 0 \quad \text{conducen}(T_1, T_2) \quad (74)$$

$$t_{on} < t < \frac{T_s}{2} \quad \left\{ \begin{array}{l} (T_1, T_2) \text{ off} \\ (T_3, T_4) \text{ off} \end{array} \right\} \quad i_\mu > 0 \quad \text{conducen}(D_3, D_4) \quad (75)$$

$$\frac{T_s}{2} < t < \left(\frac{T_s}{2} + t_{on} \right) \quad \left\{ \begin{array}{l} (T_1, T_2) \text{ off} \\ (T_3, T_4) \text{ on} \end{array} \right\} \quad i_\mu < 0 \quad \text{conducen}(T_3, T_4) \quad (76)$$

$$\left(\frac{T_s}{2} + t_{on} \right) < t < T_s \quad \left\{ \begin{array}{l} (T_1, T_2) \text{ off} \\ (T_3, T_4) \text{ off} \end{array} \right\} \quad i_\mu < 0 \quad \text{conducen}(D_1, D_2) \quad (77)$$

Comparación entre convertidores en medio puente y en puente completo

Si se compara la topología de un convertidor de medio puente (MP) y la de puente completo (PC) para una misma tensión de entrada V_d y de salida V_0 y para un mismo flujo de potencia, de las ecuaciones (66) y (73) se deduce que:

$$\left(\frac{N_2}{N_1} \right)_{MP} = 2 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)_{PC} \quad (78)$$

De esta forma, si se desprecia el rizado de la corriente a través de la bobina así como la intensidad magnetizante tanto en la topología de medio puente como en la de puente completo, de la ecuación anterior se tiene que:

$$\left(\frac{I_1}{I_2} \right)_{MP} = 2 \left(\frac{I_1}{I_2} \right)_{PC} \quad (79)$$

Por lo que para una misma intensidad I_2 en el secundario del transformador, la corriente en el primario en la topología de medio puente es el doble de la corriente en el primario de la topología de puente completo:

$$(I_1)_{MP} = 2(I_1)_{PC} \quad (80)$$

Por tanto, los interruptores del convertidor de medio puente soportan mayores corrientes que los de puente completo, lo que obliga a

implementarlos haciendo uso de un mayor número de semiconductores en paralelo. Por ello, en alta potencia se emplean habitualmente la topología en puente completo, reduciendo así el número de semiconductores a conectar en paralelo.

Control De Fuentes De Tensión De Cc Conmutadas

Con el fin de mantener la tensión de salida de una fuente de alimentación de cc conmutada a un valor estable prefijado dentro de un determinado margen de tolerancia (normalmente del 1%), se emplea un sistema de control realimentado como el representado en la figura 9.19. Aquí, la tensión de salida v_0 se compara con la tensión de referencia $V_{0,ref}$. La amplificación del error resultante de tal comparación proporciona una tensión de control v_c , que se emplea para regular el ratio de conducción del interruptor o interruptores del convertidor y aproximar la tensión de salida a la deseada.

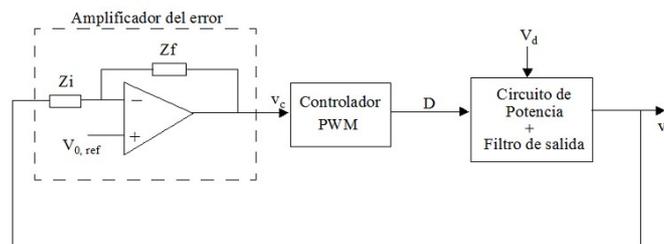


Ilustración 67: Control de la tensión de salida de una fuente de alimentación cc conmutada

Si en lugar de emplear este montaje se utiliza el control en modo de corriente (ver siguiente figura), se requiere añadir un nuevo bucle de control, esto es, se realimenta tanto la tensión de salida como la corriente de salida.

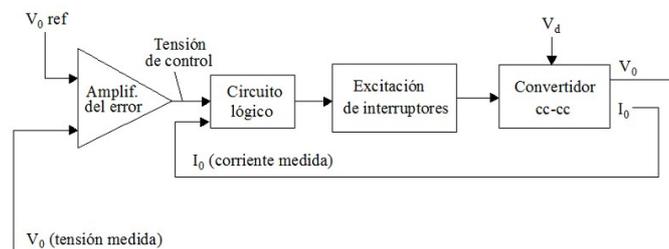


Ilustración 68: Control en modo corriente

Esta última forma de control presenta varias ventajas frente al representado en la primera figura. Entre ellas, el control en modo corriente limita el valor de pico de la intensidad que atraviesa el

interruptor. Además, permite un diseño modular de las fuentes de potencia.

2.6. Códigos de programación

La programación nativa de la mayoría de las máquinas de Control Numérico Computarizado se efectúa mediante un lenguaje de bajo nivel llamado G & M.

Se trata de un lenguaje de programación vectorial mediante el que se describen acciones simples y entidades geométricas sencillas (básicamente segmentos de recta y arcos de circunferencia) junto con sus parámetros de maquinado (velocidades de husillo y de avance de herramienta).

El nombre G & M viene del hecho de que el programa está constituido por instrucciones Generales y Misceláneas.

Si bien en el mundo existen aún diferentes dialectos de programación con códigos G&M, se dio un gran paso adelante a través de la estandarización que promovió la ISO.

Esta estandarización fue adoptada por la totalidad de los fabricantes industriales serios de CNC y permite utilizar los mismos programas en distintas máquinas CNC de manera directa o con adaptaciones menores. A pesar de tratarse de un lenguaje de programación muy rudimentario para los gustos actuales, lo robusto de su comportamiento y los millones de líneas de programación que hacen funcionar máquinas de CNC en todas las latitudes del planeta aseguran su vigencia en los años por venir.

Estructura de un programa CNC

Todos los programas deben tener un nombre o un número identificador. Algunos controles numéricos solo aceptan números. Los programas CNC están compuestos por bloques sucesivos. Cada uno de éstos es una instrucción para el control. Los bloques pueden estar numerados o no. De no estarlos, el control los ejecutará en el orden en que los vaya encontrando. La numeración de los bloques puede no ser de uno en uno; puede ser de cinco en cinco, de diez en diez, etc. Esto es conveniente para introducir luego bloques intermedios sin alterar toda la numeración. La numeración debe ser siempre creciente. Si existiera un bloque cuyo número sea menor al anterior, el control detiene la ejecución del programa.

Estructura de un bloque de programación CNC



Ilustración 69: Estructura de un bloque de programación CNC

Dentro de cada bloque debe mantenerse este orden. Sin embargo, no es necesario que estén presentes todas los items. Se puede programar en sistema métrico (mm) o en pulgadas.

N4 G71 G2 X, Y, Z +/- 4.3 F5.5 S4 T2.2 M2 (métrica)

N4 G70 G2 X, Y, Z +/- 3.4 F5.5 S4 T2.2 M2 (en pulgadas)

El número que acompaña cada ítem significa el número de dígitos admisible. Así por ejemplo:

N4 significa que el número de bloques no deberá ser mayor que 9999. Esto varía según la marca de control numérico.

Z +/- 4.3 significa que las cotas pueden tener valores positivos o negativos de no más de 4 dígitos enteros y 3 decimales.

Normalmente el signo (+) no se programa.

Bloques condicionales

Los bloques condicionales son ejecutados o no en función de la presencia de una señal externa al programa. Sirven por ejemplo para programar paradas para inspecciones del trabajo, cambios de herramienta, etc. Se determina la condicionalidad de un bloque agregando un punto después del número del bloque. La señal externa normalmente es un pulsador en el control. Si este pulsador está activado, la ejecución del programa se detendrá al encontrar un bloque condicional. Si no lo está, el programa seguirá ejecutándose normalmente.

Instrucciones de movimiento o preparatorias (funciones G)

G00	* **	Posicionamiento rápido
G01	**	Interpolación Lineal
G02	**	Interpolación Circular en sentido horario
G03	**	Interpolación Circular en sentido antihorario
G04		Temporización
G05	* **	Arista matada
G06		Interpolación Circular con centro en absolutas
G07	* **	Arista viva
G08		Arco tangente a la trayectoria anterior
G09		Interpolación Circular definida por tres puntos
G10	* **	Anulación imagen espejo
G11	**	Imagen espejo en eje X
G12	**	Imagen espejo en eje Y
G13	**	Imagen espejo en eje Z
G17	* **	Plano XY
G18	**	Plano XZ
G19	**	Plano YZ
G20		Llamada a sub-rutina standard
G21		Llamada a sub-rutina paramétrica
G22		Definición de sub-rutina standard
G23		Definición de sub-rutina paramétrica
G24		Final de definición de sub-rutina
G25		Llamada incondicional
G26		Llamada condicional si igual a 0
G27		Llamada condicional si distinto de 0
G28		Llamada condicional si menor
G29		Llamada condicional si mayor o igual
G30		Visualizar error definido por K
G31		Guardar origen de coordenadas
G32		Recuperar origen de coordenadas
G33	**	Roscado electrónico
G36		Redondeo controlado de aristas
G37		Entrada tangencial
G38		Salida tangencial
G39		Achaflanado
G40	* **	Anulación de compensación de radio
G41	**	Compensación de radio a la izquierda
G42	**	Compensación de radio a la derecha
G43	**	Compensación de longitud
G44	**	Anulación de compensación de longitud
G47	**	Bloque único
G48	* **	Anulación de bloque único

G49	**	Feed programable
G50	**	Carga de longitudes de herramienta
G53	**	Traslado de origen
G54	**	Traslado de origen
G55	**	Traslado de origen
G56	**	Traslado de origen
G57	**	Traslado de origen
G58	**	Traslado de origen
G59	**	Traslado de origen
G70	**	Programación en pulgadas
G71	**	Programación en milímetros
G72	**	Escalado definido por K
G73	**	Giro de sistema de coordenadas
G74		Búsqueda de cero máquina
G75		Trabajo con palpador
G75 N2		Ciclos fijos de palpador
G76		Creación de bloques
G79	**	Ciclo fijo definido por el usuario
G80	* **	Anulación de ciclos fijos
G81	**	Ciclo fijo de taladrado
G82	**	Ciclo fijo de taladrado con temporización
G83	**	Ciclo fijo de taladrado profundo
G84	**	Ciclo fijo de roscado con macho
G85	**	Ciclo fijo de escarificado
G86	**	Ciclo fijo de alesado con retroceso en G00
G87	**	Ciclo fijo de cajera rectangular
G88	**	Ciclo fijo de cajera circular
G89	**	Ciclo fijo de alesado con retroceso en G01
G90	* **	Programación en absolutas
G91	**	Programación en incrementales
G92		Preselección de cotas
G93		Coordenadas polares
G94	* **	F en mm/min
G95	**	F en mm/rev
G96	**	F constante
G97	* **	F del tip constante
G98	* **	Vuelta al plano de seguridad
G99	* **	Vuelta al plano de referencia

(*) Son las instrucciones que, por defecto, asume el control numérico cuando se lo inicia, o después de M02, M30, RESET o EMERGENCIA.

(**) MODAL. Significa que una vez que aparece la instrucción, ésta permanece activa hasta que sea reemplazada por otra instrucción o por M02, M30, RESET o EMERGENCIA.

En un mismo bloque se pueden programar todas las funciones G que se quiera y en cualquier orden salvo G20, G21, G22, G23, G24, G25, G26, G27, G28, G29, G30, G31, G32, G50, G52, G53/59, G72, G73, G74, G92. Estas funciones deben ser programadas en bloques por separado. Si en el mismo bloque se programan funciones incompatibles se detiene la ejecución del programa. Ejemplo:

N50 G01 X20 Y10 Z30 F200 S1000
N60 X100
N70 G00 Z50

Bloque N50: ordena a la herramienta que vaya desde las coordenadas en que se encuentre (en las que quedó después de la ejecución del bloque anterior), en G01 (trayectoria recta) a las coordenadas X20 Y10 Z30, a una velocidad de avance (F) de 200 milímetros por minuto, con el husillo girando a (S) 1000 revoluciones por minuto

Bloque N60: el nuevo movimiento es en G01, no está especificado en el bloque por ser modal. Ordena ir a X100, esto significa que el movimiento no tendrá nuevas cotas en Y o Z, o sea que el nuevo destino es X100 Y10 Z30. Al no haber nuevas cotas, no es necesario incluirlas en el bloque, también son modales. Al no haber especificación de F ni de S, el movimiento se hará con los mismos valores del bloque anterior. F y S también son modales.

Bloque N70: movimiento rápido G00 desde la cota anterior a Z50, asume F a la velocidad máxima de la máquina. S según último bloque.

Puede programarse en forma absoluta (todos los valores están dados respecto del 0,0,0) o incremental (los valores son relativos a la cota previa). Por defecto los CNC asumen programación en absolutas (G90). En caso de querer trabajar en incrementales deberá programarse un G91 en la línea inicial.

Funciones M (auxiliares)

Las funciones auxiliares M producen distintas acciones en la máquina. Ejemplo: arrancar o detener el husillo, arrancar o detener el suministro de líquido refrigerante.

Hay otras que están relacionadas con la ejecución del programa CNC: finalizarlo, resetear valores, etc. No pueden ser programadas junto con otras funciones, deben ir en bloques exclusivos y pueden incluirse hasta siete en un mismo bloque Estas son las funciones auxiliares M más utilizadas:

M00 Parada de programa
M01 Parada condicional del programa
M02 Final del programa
M03 Arranque del husillo en sentido horario
M04 Arranque del husillo en sentido anti-horario
M05 Parada del husillo

M06	Cambio de herramienta
M07	Abrir el paso del refrigerante B
M08	Abrir el paso del refrigerante A
M09	Cerrar el paso de los refrigerantes
M10	Abrir mordazas
M11	Cerrar mordazas
M13	Hacer girar el husillo en sentido horario y abrir el paso de refrigerante
M14	Hacer girar el husillo en sentido antihorario y abrir el paso de refrigerante
M30	Final del programa con reseteo de variables
M31	Incrementar el contador de partes
M37	Frenar el husillo y abrir la guarda
M38	Abrir la guarda
M39	Cerrar la guarda
M40	Extender el alimentador de piezas
M41	Retraer el alimentador de piezas
M43	Avisar a la cinta transportadora que avance
M44	Avisar a la cinta transportadora que retroceda
M45	Avisar a la cinta transportadora que frene
M48	Inhabilitar Spindle y Feed override (maquinar exclusivamente con las velocidades programadas)
M49	Cancelar M48
M62	Activar salida auxiliar 1
M63	Activar salida auxiliar 2
M64	Desactivar salida auxiliar 1
M65	Desactivar salida auxiliar 2
M66	Esperar hasta que la entrada 1 esté en ON
M67	Esperar hasta que la entrada 2 esté en ON
M70	Activar espejo en X
M76	Esperar hasta que la entrada 1 esté en OFF
M77	Esperar hasta que la entrada 2 esté en OFF
M80	Desactivar el espejo en X
M98	Llamada a subprograma
M99	Retorno de subprograma

Análisis de algunas de las funciones G

G00: Posicionamiento rápido.

Son los desplazamientos según el plano de seguridad (Clearance Height) a la máxima velocidad de la máquina. Este plano es el definido por una cota en Z que asegura que la herramienta podrá desplazarse sin chocar con algún obstáculo. No se pueden programar movimientos G00 interpolados en 2 o más planos. Normalmente se programa primero la salida en Z (por ej. al plano de seguridad) y luego, en otro bloque, el reposicionamiento en XY. Para este bloque, la máquina buscará primero la cota X y luego la Y. Es decir, no interpolará. Si bien esta modalidad es

la más común, puede variar según las diferentes marcas de control numérico. La función G00 es modal e incompatible con G01, G02, G03, y G33. En algunos controles G00 no anula la última F programada, en otros sí, por lo que hay que volver a programarla luego de la ejecución de un G00.

G01: Interpolación lineal

Pueden ser movimientos con variación simultánea en los 3 ejes. Esto significa que pueden ser trayectorias espaciales no paralelas a ninguno de los ejes. El CNC calculará las velocidades relativas según cada uno de los ejes, de manera que el resultado de la combinación sea una trayectoria rectilínea. El G01 se ejecuta a la F programada, aunque ésta puede ser luego variada durante la ejecución del programa. Normalmente F es modal. G01 no puede ser incluida en un mismo bloque con G00, G02, G03 y G33.

G02 Y G03: Interpolaciones circulares

Son trayectorias según arcos de circunferencia. Sólo pueden ejecutarse en un plano determinado: XY, XZ o YZ. En este caso el CNC deberá no sólo calcular las velocidades relativas de cada eje sino también la aceleración y desaceleración de los movimientos para obtener una trayectoria circular. La manera de programarla es la siguiente (para plano XY):

N G02(G03) X+/-4.3 Y+/-4.3 I+/-4.3 J+/-4.3 F

I y J definen el centro del arco según los ejes X e Y, respectivamente. Normalmente los valores de I y J son incrementales respecto del punto de inicio de la trayectoria circular (o sea el par de cotas X e Y del bloque anterior). Sin embargo esto puede variar según la marca del CNC. En algunos CNC los valores de I y J deben ser programadas en absolutas. En los CNC que definen centro en incrementales, puede programarse un G02/G03 incluyendo un G06 en el bloque. Los valores I J deben incluirse siempre aunque sean iguales a 0. Normalmente el F es modal para estas funciones. También puede programarse un G02/G03 de la siguiente forma:

N G02(G03) X+/-4.3 Y+/-4.3 R+/-4.3 F

En este caso no hay definición de I y J sino de R, el radio del arco de circunferencia. Este modo tiene las siguientes limitaciones: no se pueden programar circunferencias completas; si el arco es menor de 180°, R llevará signo (+) y si es mayor llevará signo (-).

G05: Arista matada

Cuando se incluye un G05 en un bloque, el CNC comienza la ejecución del bloque siguiente durante el período de desaceleración del bloque anterior. El resultado es un empalme de trayectorias que producen un redondeado de las inflexiones de la trayectoria. El radio de estos redondeos es proporcional al F. Esta función es modal.

G07: Arista viva

Esta función determina que un bloque no sea iniciado hasta que las cotas del bloque anterior no hayan sido alcanzadas. En este caso se producen inflexiones vivas. Esta función es modal.

G08: Trayectoria circular tangente a la anterior

Permite programar un arco tangente a una trayectoria anterior sin aplicar G02/G03. No es modal. No permite círculos completos.

```
N10 G01 X30 Y20  
N20 G08 X50 Y40  
N30 G08 X60 Y50  
N40 G01 X90
```

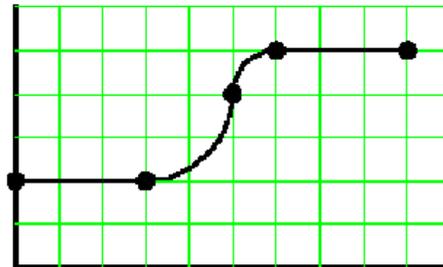


Ilustración 70: Trayectoria circular tangente a la anterior

G09: Trayectoria circular definida por 3 puntos

Permite programar un arco definiendo el punto final y un punto intermedio. El punto inicial es el definido por el bloque anterior. No es modal. No permite círculos completos.

```
N10 G01 X10 Y10  
N20 G09 X90 Y30 I40 J40
```

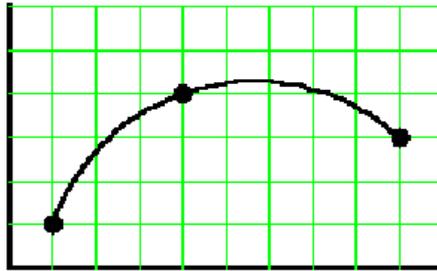


Ilustración 71: Trayectoria circular definida por 3 puntos

El punto intermedio se programa usando I y J.

G10, G11, G12 Y G13: Imágenes espejo

G10: Anulación de imagen espejo.

G11: Espejo según eje X.

G12: Espejo según eje Y.

G13: Espejo según eje Z.

Este tipo de funciones son ayudas que simplifican la programación CNC. En este caso permiten obtener simetrías sin tener que programar todos los movimientos.

Las funciones Imagen Espejo deben ser entendidas como la ejecución de un bloque anterior con el signo de la cota correspondiente al eje seleccionado, cambiada.

N10 G01 X-40 Y20

N20 X-20 Y40

N30 X0

N40 G11

N50 G25 N10.30

N60 G10

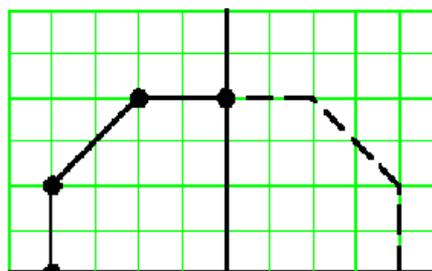


Ilustración 72: Imágenes espejo

Los primeros tres bloques definen una poligonal. N40 llama a ejecutar una Imagen Espejo cambiando las coordenadas en X. N50 indica que se espejarán los bloques desde el N10 al N30 inclusive, G25

es una llamada específica para este tipo de instrucción. En N60, G10 anula la imagen espejo.

G31 Y G32: Guardar y recuperar origen de coordenadas

G31 permite guardar el origen de coordenadas que se esté utilizando para establecer un nuevo origen con G53/G59. En caso de ser necesario volver al origen inicial, se programará un G32. Esta función recupera los datos guardados con un G31.

G36: Redondeo controlado de aristas

Permite redondear inflexiones de la trayectoria en forma controlada sin necesidad de programar interpolaciones circulares. Debe programarse en el bloque de la trayectoria cuyo final se quiere redondear. El radio del redondeo debe ser positivo.

```
N10 G36 R20 G01 X80 Y50  
N20 Y0
```



Ilustración 73: Redondeado controlado de aristas

G36 no es modal.

G37: Entrada tangencial

Esta función permite empalmar tangencialmente la trayectoria definida en el bloque siguiente. Se utiliza para evitar que la herramientas deje marcas indeseables en la pieza. Es el caso típico de mecanizado de superficies convexas (ej. machos) en los que la herramienta ataca lateralmente al material.

```
N10 G37 R10 G01 X40 Y20  
N20 G02 X100 Y20 I30 J0
```

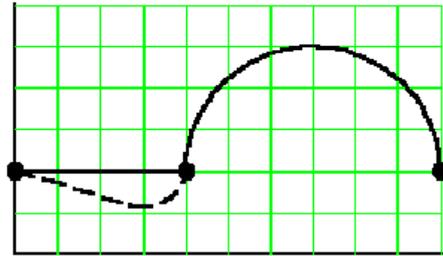


Ilustración 74: Entrada tangencial

La trayectoria resultante es la de la línea punteada. Sólo se puede programar G37 en un G01 o en un G00. $R=2r$ de la fresa o mayor.

G38: Salida tangencial

Permite salir tangencialmente de una trayectoria. Se utiliza para evitar que la herramienta deje marcas indeseables en el mecanizado de piezas convexas.

```
N10 G38 R10 G02 X60 Y20 I30 J0  
N20 G01 X100
```



Ilustración 75: Salida tangencial

La trayectoria resultante es la de la línea punteada. G38 debe programarse en el bloque del que se sale.

G39: Achaflanado

Esta función permite empalmar dos trayectorias rectas mediante una tercera, también recta, sin necesidad de calcular los puntos de intersección.

```
N10 G39 R30 G01 X90 Y30  
N20 X20 Y10
```

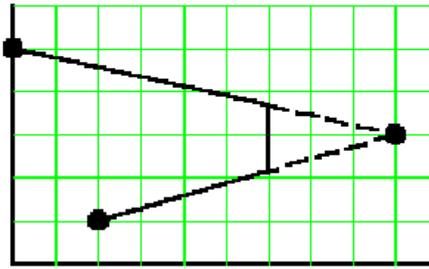


Ilustración 76: Achaflanado

R especifica la distancia entre el comienzo y el final del chaflán y la intersección de las dos trayectorias.

G40, G41 Y G42: Compensación de radios de herramienta

G40 Anulación de Compensación de Radio de herramienta.

G41 Compensación de Radio a la derecha de la trayectoria.

G42 Compensación de Radio a la izquierda de la trayectoria.

Supongamos que se quiere mecanizar un cubo de 100 mm. De lado con una fresa de $\varnothing 20$. Como las trayectorias de CNC están definidas por el "Tip" de la herramienta (su punto central más bajo), habría que recalcular la trayectoria 10 mm. por fuera del cubo. De no hacerlo así, y de programar por las líneas que definen el cubo, se obtendría una forma de 90 mm. de lado. Recalcular las trayectorias para obtener un cubo puede no resultar difícil. Pero hacerlo para una forma compleja puede ser muy complicado.

Aplicando las funciones de Compensación de Radio, no es necesario este recálculo. Para ello la herramienta debe estar especificada en el inicio del programa con el formato Txx.yy.

xx es el número de dos dígitos con el que determinada herramienta está archivada (en el momento en el que se configura el CNC puede crearse una tabla de herramientas disponibles).

yy es un valor de corrección del \varnothing nominal de la herramienta. Estas correcciones son normalmente necesarias por cuestiones de desgaste.

Estos valores de corrección también están archivados en la memoria permanente del CNC.

Programados un G41/G42 podrán programarse las trayectorias según las dimensiones finales de la pieza. Deben ser incluidos en el bloque anterior a aquel que se quiera ejecutar con compensación. Estas funciones son anuladas por un G40. Esta anulación debe ser incluida en el bloque que define la última trayectoria compensada. Sólo se puede incluir un G40 en una trayectoria rectilínea.

G53 A G59: Traslados de origen

En ciertos trabajos de mecanizado puede resultar útil trasladar el origen de coordenadas a otro punto de la pieza. Por ejemplo, cuando se quiere repetir una forma en otro(s) lugar(es).

Normalmente en un único programa se pueden introducir hasta 7 cambios de origen. El formato de aplicación es el siguiente:

N10 G53 X... Y... Z... (se crea un nuevo origen)

N10 G53 (se aplica el nuevo origen creado en el bloque anterior)

Estas funciones se usan normalmente en combinación con G31/G32 (ya analizadas).

G72: Factor de escalado

Esta función permite agrandar o reducir las dimensiones de una pieza sin cambiar el programa. Se puede aplicar de dos maneras:

N10 G72 K+/-2.4

K es el factor por el que se multiplicaran todas las cotas. Este modo escala la pieza según los tres ejes.

N10 G72 X+/-2.4 (por ejemplo)

Este modo escalará la pieza según el factor K sólo en el eje X. De la misma manera pueden escalarse Y o Z. Normalmente esta función no debe aplicarse en programas que apliquen compensaciones de herramienta.

G73: Rotación del sistema de coordenadas

Esta función es una ayuda de programación similar a las de espejado. En este caso permiten reproducir un mecanizado ya programado rotándolo respecto del origen de coordenadas.

(del bloque anterior) **X-20 Y0**

N10 G03 X-50 I-15 J0

N20 G01 X-20

N30 G73 A-45

N40 G25 N10.20.3

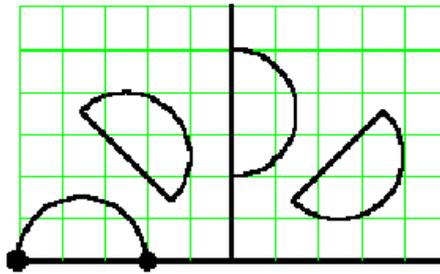


Ilustración 77: Rotación del sistema de coordenadas

A es el ángulo de rotación. En el ejemplo tiene el signo (-) porque la programación CNC toma por defecto como positivo el sentido antihorario, y como negativo el sentido horario. La función G25 llama a repetirse a los bloques definidos por N, o sea los bloques del 10 al 20. El tercer dígito (3) indica la cantidad de veces que se repetirá la rotación. Nótese que el valor de A es incremental.

Ciclos fijos

Los ciclos fijos permiten, en un único bloque, definir una serie de operaciones cíclicas propias de un mecanizado determinado. Los ciclos fijos más comunes son los de taladrado y los de cajera.

G81: Taladrado

Los bloques de ciclo fijo de taladrado tienen la siguiente conformación:

N4 G81 G98/99 X/Y/Z+/-4.3 I+/-4.3 K2.2 N2

G?: Código del ciclo fijo.

G98: Retroceso al plano de referencia (normalmente ubicado cerca de la superficie de la pieza).

G99: Retroceso al plano de seguridad (ya explicado).

X/Y/Z: Si se trabaja en el plano XY (G17), X e Y definen el punto donde se hará la primera perforación. Z define el plano de referencia antes mencionado. Si se trabaja en absolutas, Z define la distancia desde el cero pieza. Si se trabaja en incrementales, Z define la distancia desde el plano de seguridad.

I: Define la profundidad de la perforación. Si se trabaja en absolutas I define la distancia desde el cero pieza. Si se trabaja en incrementales I define la distancia desde el plano de referencia

K: Define el tiempo de espera en el fondo de la perforación antes de iniciarse el retroceso. Valores en segundos.

N: Define el número de veces que se repetirá el Ciclo Fijo. Si no se programa N, el ciclo se ejecuta N1. Repeticiones mayores a 1 sólo tiene sentido si se trabaja en incrementales.

G83: Taladrado profundo

Este tipo de ciclo fijo se aplica cuando, por la profundidad de la perforación, es necesario levantar cíclicamente la broca para que se descargue la viruta. Los bloques de ciclo fijo de taladrado profundo tienen dos conformaciones posibles.

La primera es:

N4 G83 G98/99 X/Y/Z+/-4.3 I+/-4.3 J2 N2

La diferencia con G81 está en que I define cada cota de penetración en incrementales. J define la cantidad de penetraciones según el incremento I.

La segunda es:

N4 G83 G98/99 X/Y/Z+/-4.3 I+/-4.3 B4.3 C4.3 D4.3 H4.3 J2 K2.2

I: Profundidad total del mecanizado. En absolutas, respecto del cero pieza. En incrementales, respecto del plano de referencia.

B: Profundización incremental para cada paso (valor positivo).

C: Distancia de la profundización anterior para bajar en G00.

D: Distancia entre el plano de referencia y la sup. de la pieza.

H: Distancia de retroceso en G00. Si no figura retrocede hasta PR.

J: Cada cuantas penetraciones hay retroceso hasta PR.

K: Tiempo en segundos antes de iniciarse un retroceso.

Ciclos fijos de cajeras

Se denomina Cajeras (Pockets) a las operaciones de vaciado de formas cerradas. Pueden ser Cajeras Rectangulares o Cajeras Circulares. En estas operaciones la herramienta no sólo recorre el contorno de la figura sino que además realiza todos los movimientos necesarios para retirar el material comprendido dentro de la figura.

G87: Cajera rectangular

El formato del bloque de esta función es el siguiente:

N4 G87 X/Y/Z+/-4.3 I+/-4.3 J+/-4.3 K+/-4.3 B4.3 C4.3 D4.3 N2

- X/Y/Z: Cotas del centro de la cajera.
- I: Profundidad total de la cajera. En absolutas, respecto del cero pieza. En incrementales, respecto del plano de referencia.
- J: Distancia en X desde el centro al borde de la cajera.
- K: Distancia en Y desde el centro al borde de la cajera.
- B: Profundización incremental por pasada.
- C: Incremento lateral (Step-over).
- D: Distancia entre el PR y la superficie de la pieza.
- N: Número de veces que se repetirá el ciclo. Sólo en G91.

G88: Cajera circular

- Tiene el mismo formato de la Cajera Rectangular. Se diferencia en que J define el radio de la Cajera y no se incluye el valor K.
- D: Distancia entre el PR y la superficie de la pieza.
- N: Número de veces que se repetirá el ciclo. Sólo en G91.

Otras funciones

- Como se habrá observado en la lista completa de las funciones de programación CNC, existen muchas otras que no han sido explicadas en este apunte. Las mismas corresponden a operaciones de ejecución circunstancial y rara vez son aplicadas.
- Las funciones explicadas son las de utilización más frecuente.

3. Diseño del hardware

Lo primero que se desarrollará serán los drivers. Para ello se eligen los motores que se utilizarán. Se estableció que fuesen bipolares y funcionasen a 24 voltios. Como ya se comentó en el prólogo y en la introducción, el programa que se utilizaría sería Match3 desarrollado por ArtSoft Software Incorporated, por lo que la interface deberá funcionar con este programa. Partiendo de esa restricción y de las señales que necesitarán los drivers para funcionar, se diseñará la interface. Tras haber desarrollado ambos bloques, se procede al diseño de la fuente de alimentación puesto que ya se conocen la tensión y corrientes necesarias para el funcionamiento del sistema.

Para comprobar el correcto funcionamiento del sistema se ha observado el giro de los motores al controlar los ejes desde el programa de control Match3, se ha comprobado que funcionen los límites de los ejes poniendo la línea correspondiente a masa y comprobando que el programa de control lo detectaba, se ha comprobado que funcionaba la parada de emergencia y por último se comprobó el correcto funcionamiento del relé que debía activar el taladro.

A continuación se muestran unas capturas de las señales obtenidas en las salida del circuito integrado L297 y en las bobinas para comprobar que la secuencia que genera el sistema es la correcta.

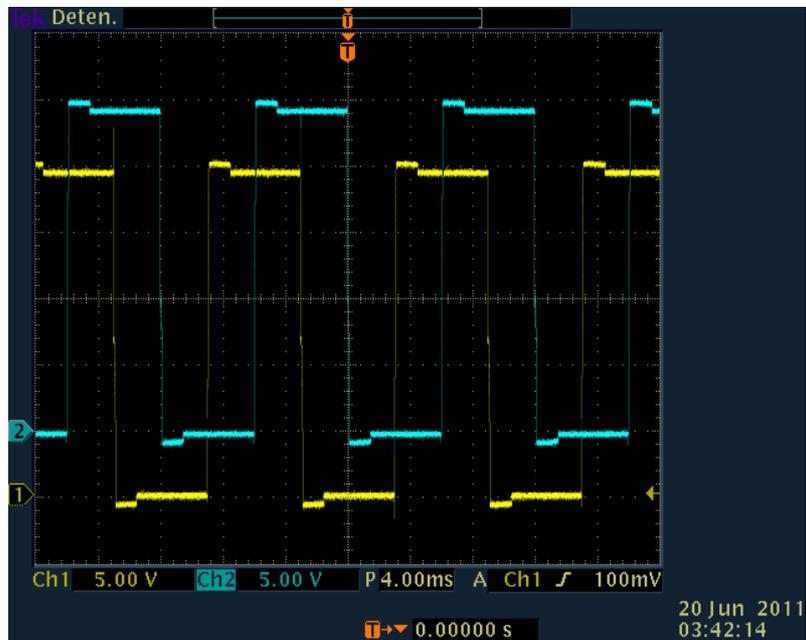


Ilustración 78: Señal en las bobinas a una velocidad de 25 pulgadas por minuto

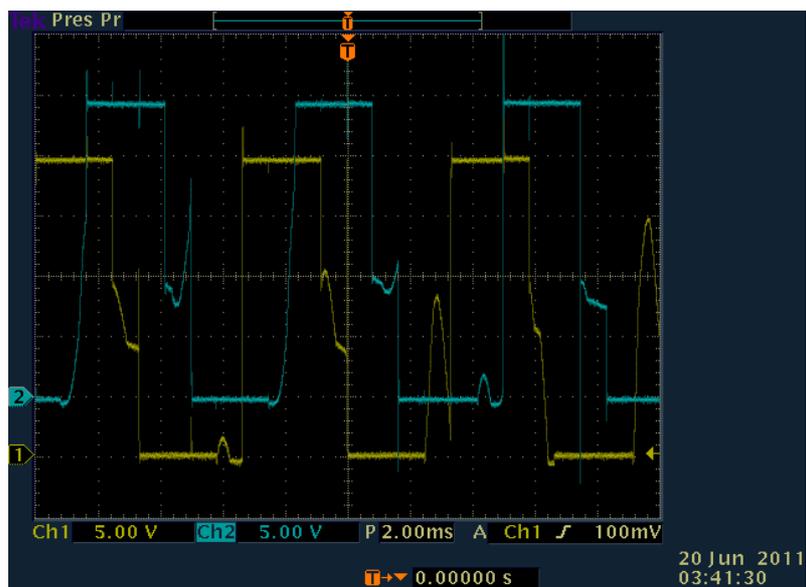


Ilustración 79: Señal en las bobinas a una velocidad de 45 pulgadas por minuto

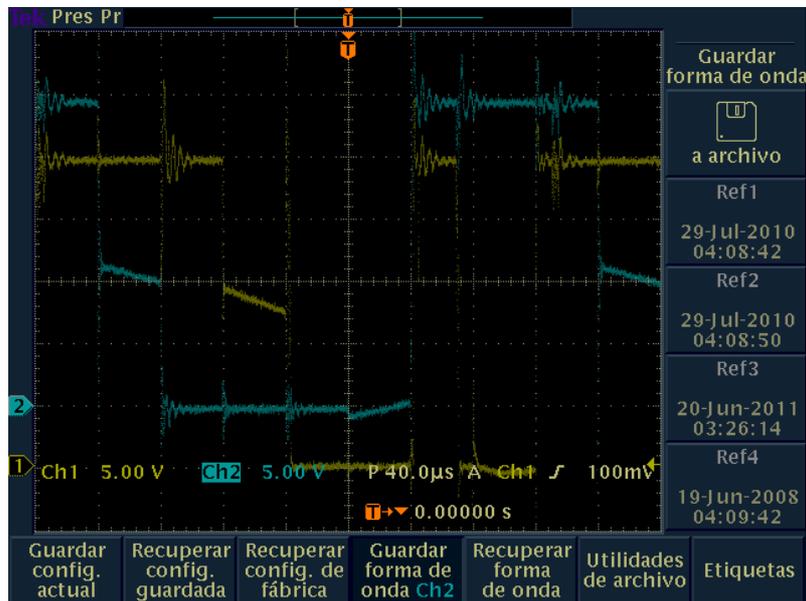


Ilustración 80: Señal en las bobinas a una velocidad de 700 pulgadas por minuto

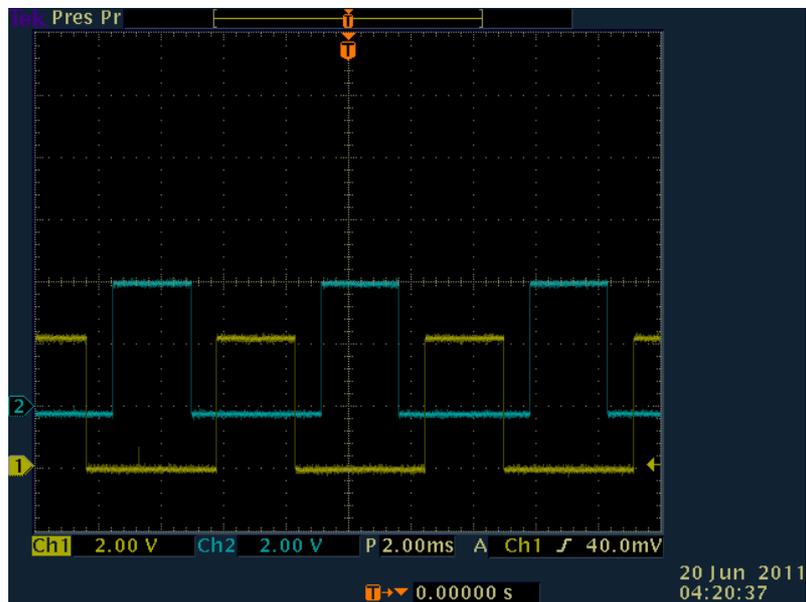


Ilustración 81: Señal en las salidas A y B del L297

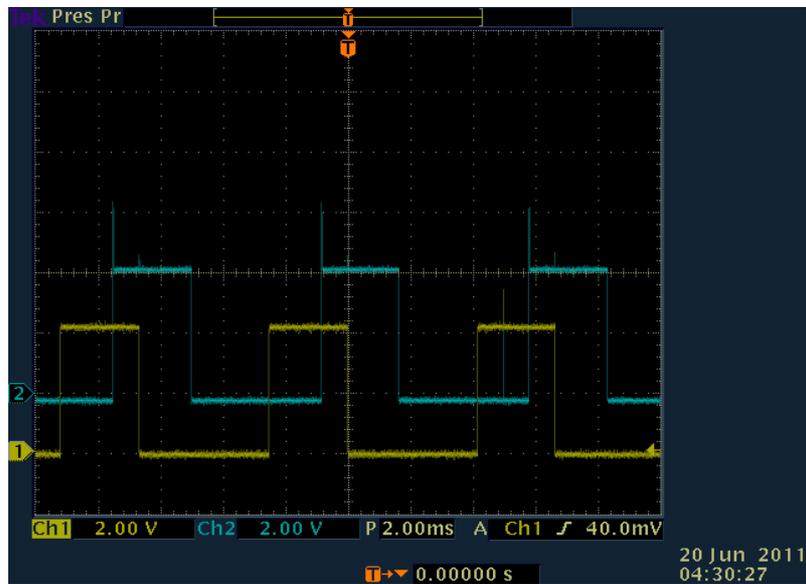


Ilustración 82: Señal en las salidas A y C del L297

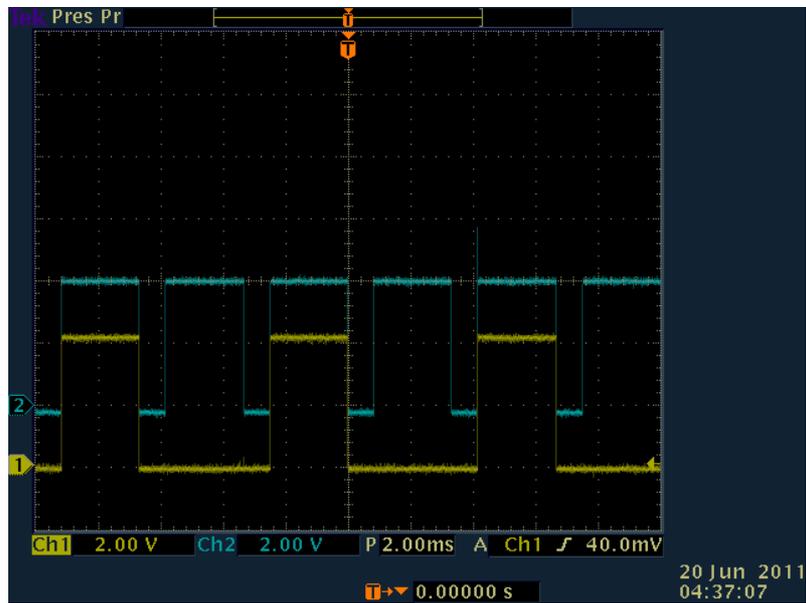


Ilustración 83: Señal en las salidas A y enable1 del L297

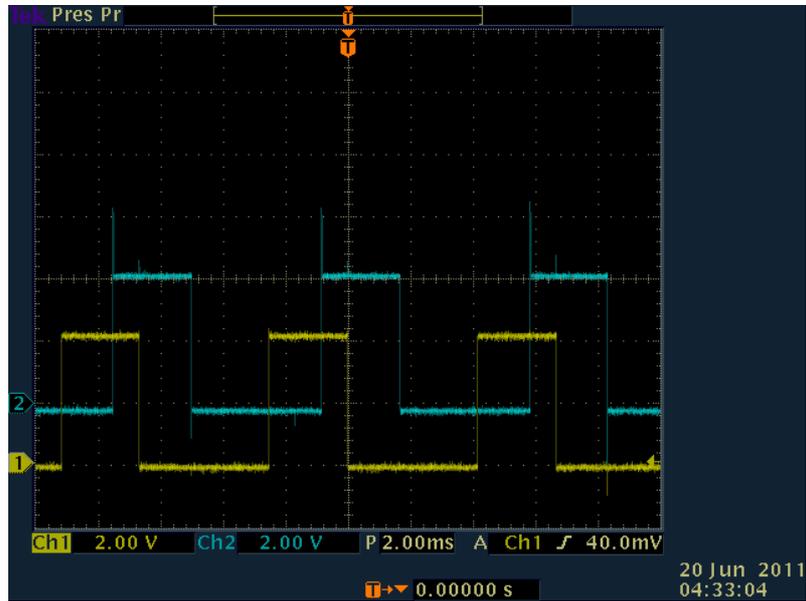


Ilustración 84: Señales B y D del L297

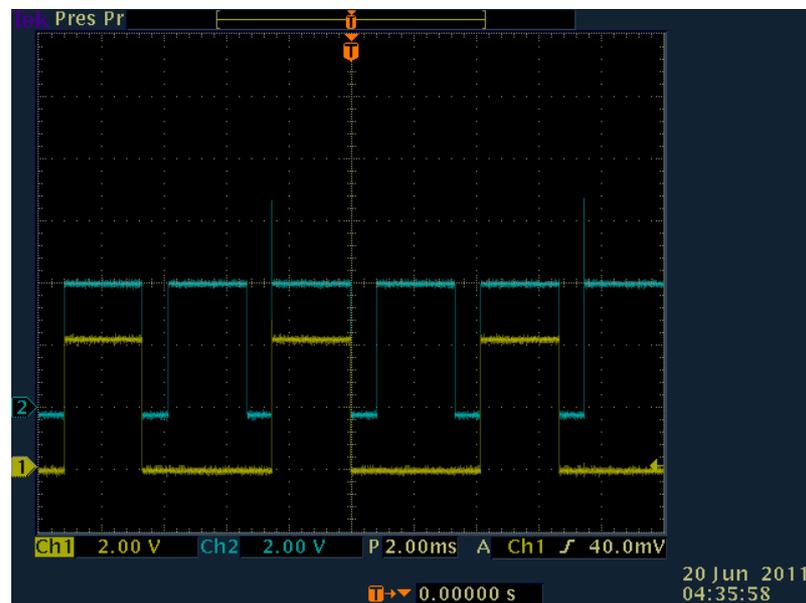


Ilustración 85: Señales B y enable1 del L297

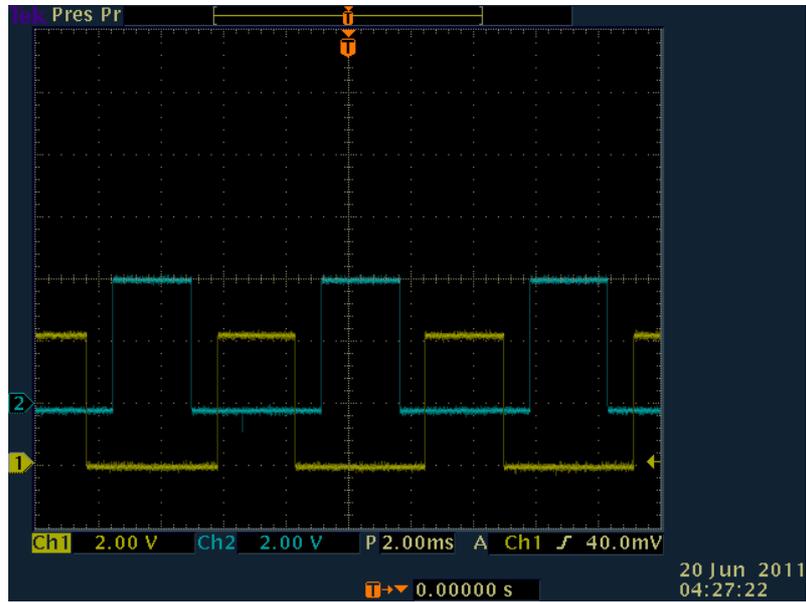


Ilustración 86: Señales C y D del L297

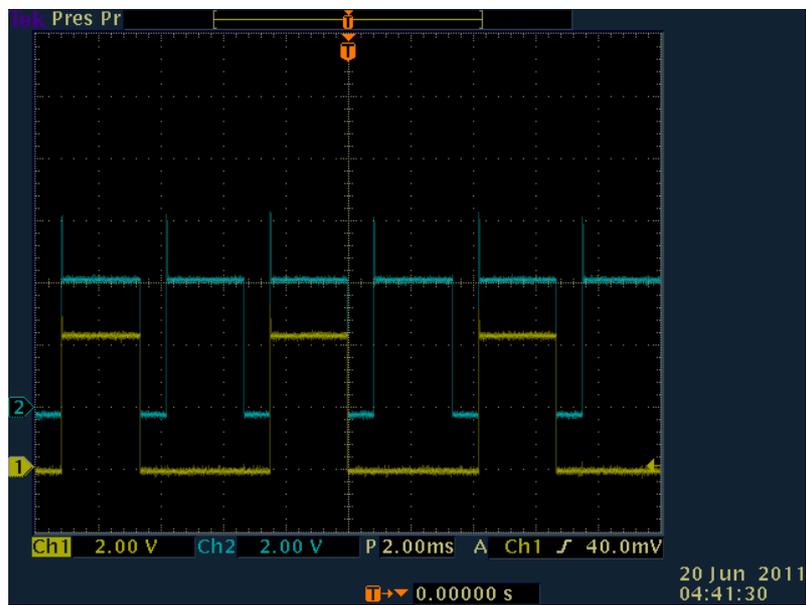


Ilustración 87: Señales C y enable2 del L297

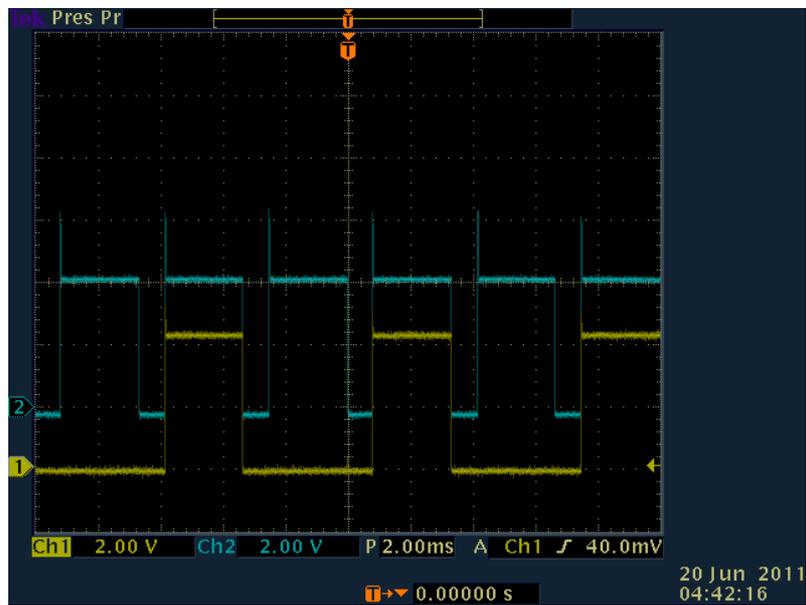


Ilustración 88: Señales D y enable2 del L297

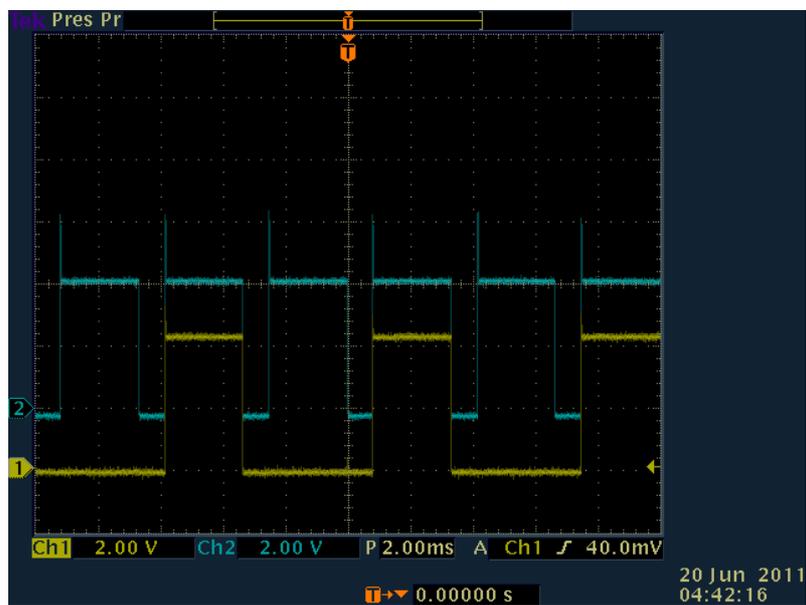


Ilustración 89: Señales D y enable2 del L297

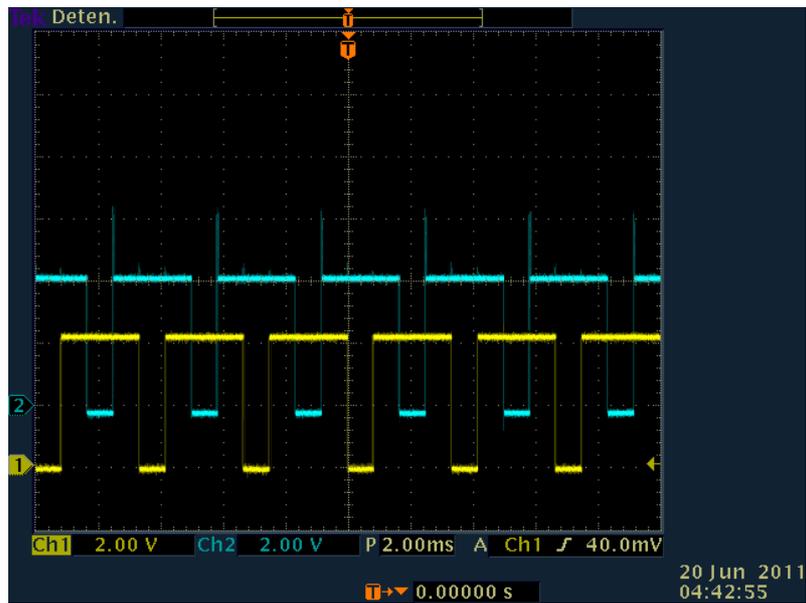


Ilustración 90: Señales enable1 y enable2 del L297

A continuación se muestran unas fotos del sistema completo montado en el laboratorio de la universidad.

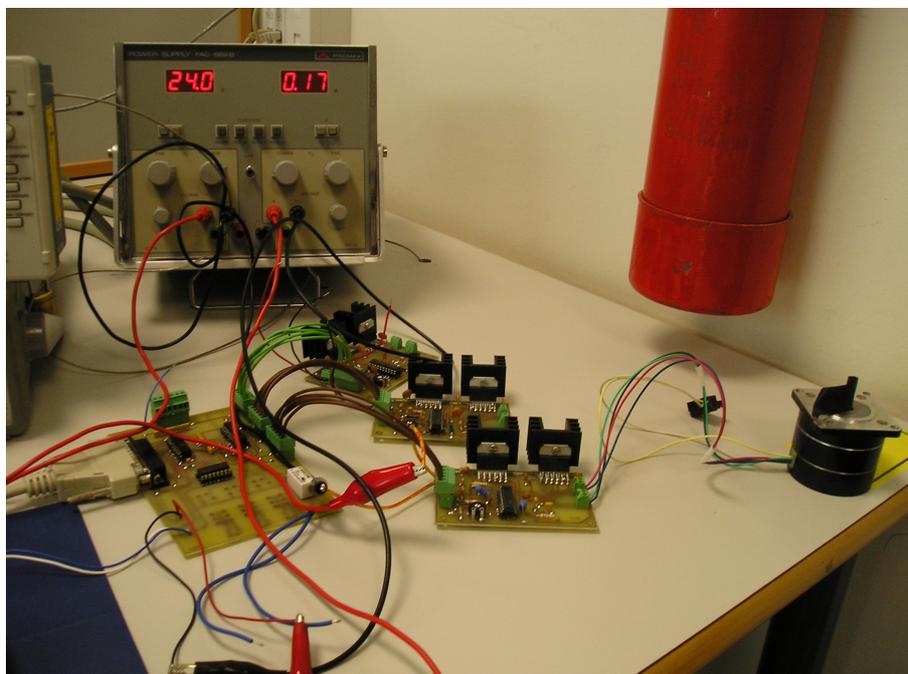


Ilustración 91: Foto del montaje (I)

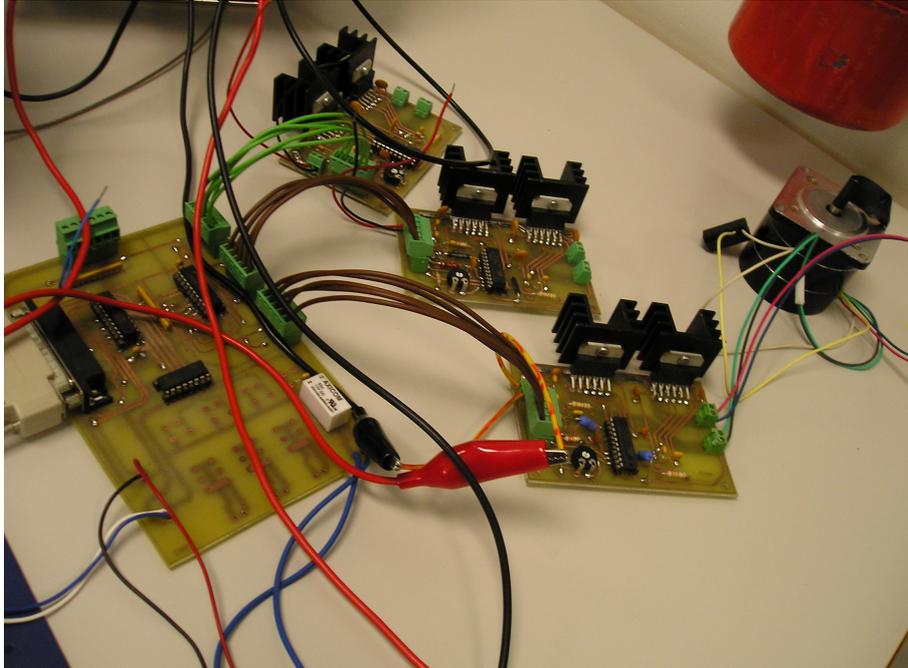


Ilustración 92: Foto del montaje (II)

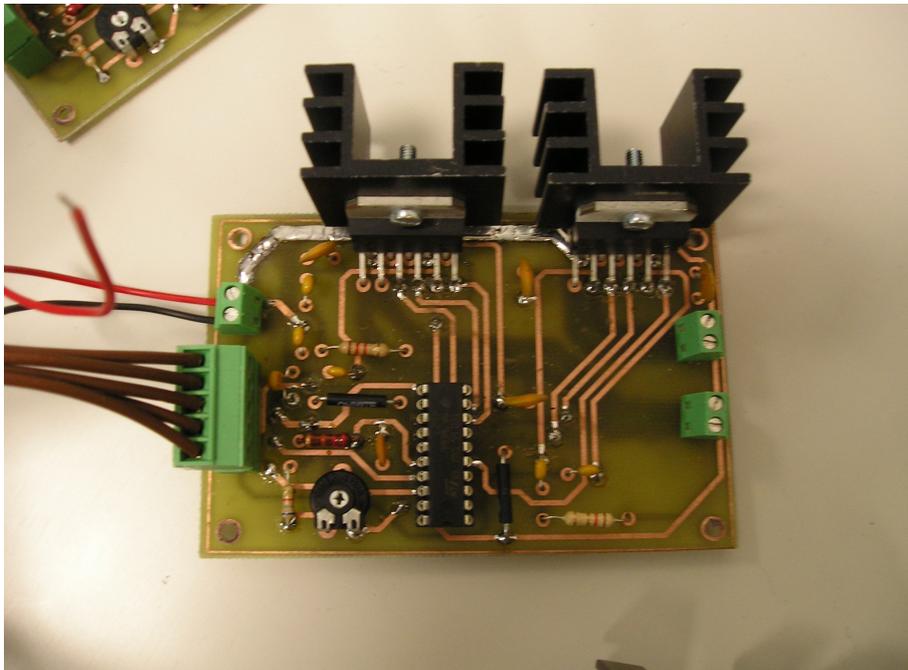


Ilustración 93: Foto de uno de los drivers

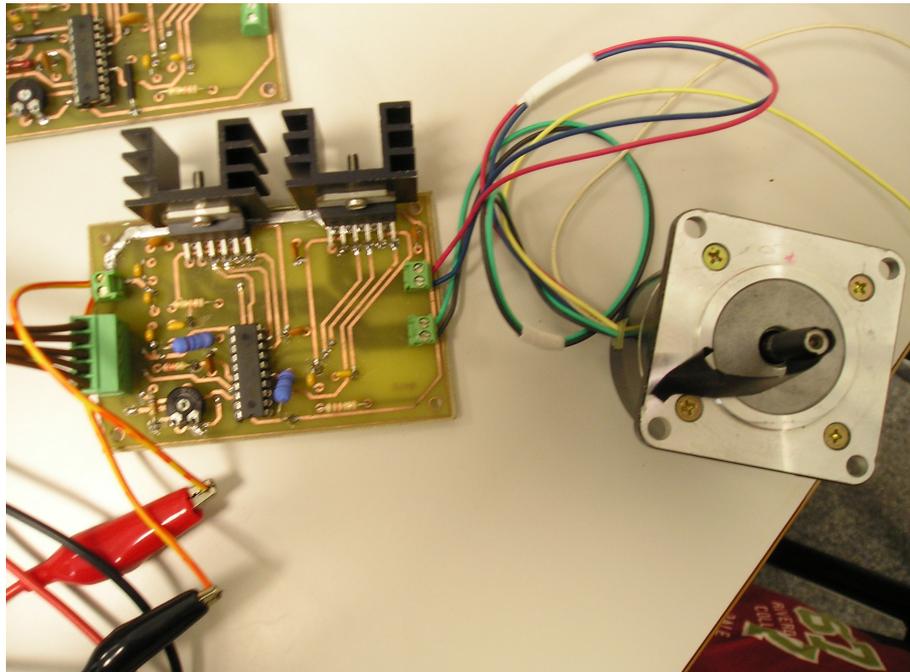


Ilustración 94: Foto de driver junto con el motor

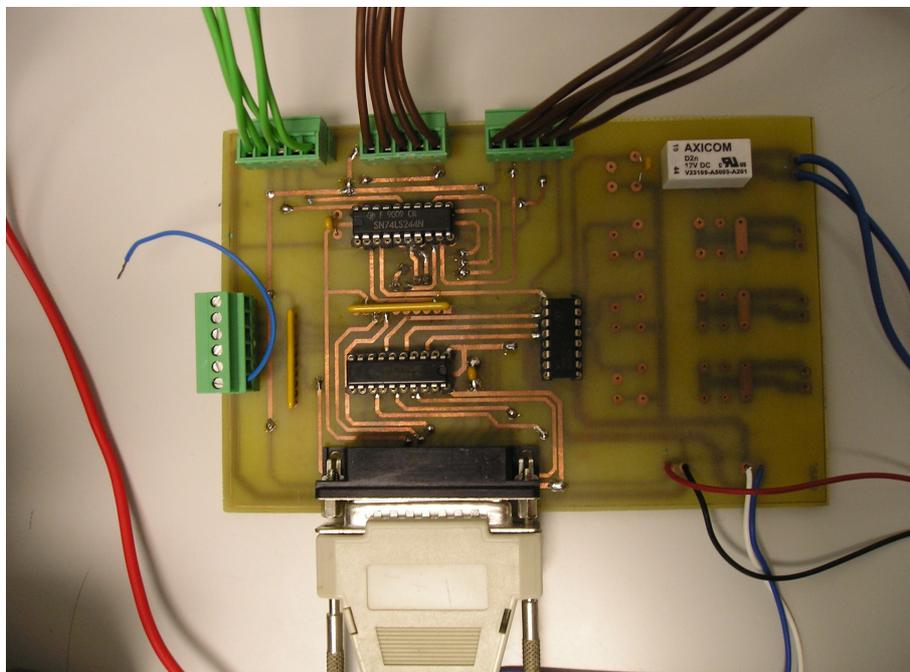


Ilustración 95: Foto de la interface

3.1. Diseño del driver

Lo primero fue recopilar información de qué circuitos integrados específicos para este uso existen, y ver ejemplos de otros drivers existentes en el mercado, para así tomar una idea general sobre cómo crear el driver que se necesita.

Se vio que existe un circuito integrado (L297) que solo necesita las señales de paso, y dirección para poder crear la secuencia de excitación de los motores. También se vio que existe un circuito integrado (L6203) que lleva integrado un puente H con el cual se puede conseguir proporcionar los 24 voltios que necesitan los motores con una corriente eficaz de 4 amperios con picos de 5 amperios. De esta manera con tres circuitos integrados y algunos componentes pasivos se podría controlar el motor. El esquema que propone el fabricante es el que se muestra en la siguiente figura.

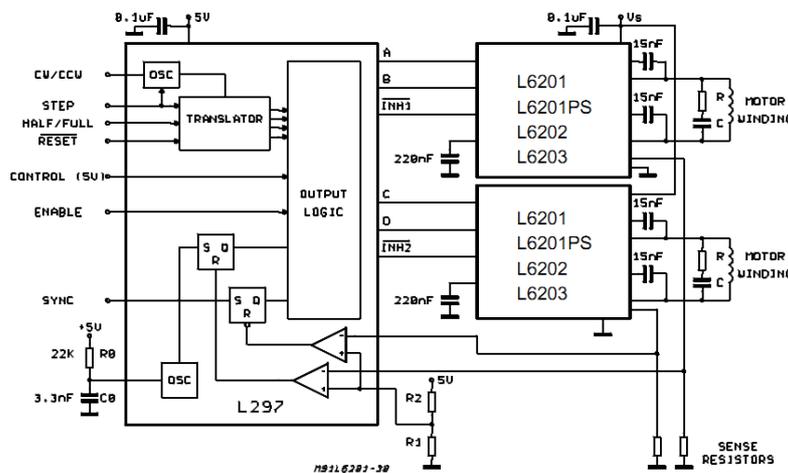


Ilustración 96: Esquema típico de driver con L297 y L6203

Partiendo de ese esquema se debía crear el driver. Se decidió que desde la interface se le enviarían las señales de paso, enable, y dirección. Se fijaría el driver a trabajar en medio paso para conseguir mayor precisión.

Ahora quedaba calcular el valor de algunos componentes para finalizar el esquema. Para realizar el cálculo de la red R-C que va en paralelo con la bobina del motor, se debía medir el pico máximo de corriente que circularía por dicha bobina. Las ecuaciones a utilizar son las siguientes:

$$R = \frac{V_s}{I_p} \quad (81)$$

$$C = \frac{I_p}{dV/dt} \quad (82)$$

Donde V_s es la máxima tensión de alimentación prevista. I_p es el pico de corriente de la carga. dV/dt es el tiempo de subida limitado de la tensión de salida. (se suele usar $200V/\mu s$).

Tras tomar mediciones alimentando el motor que proporcionó la empresa, se vio que los picos eran de 18 amperios, por lo que en base a eso y a la tensión de alimentación de 24 voltios, se hicieron los siguientes cálculos:

$$R = \frac{24}{18} = 1,3 \Omega$$

$$C = \frac{18}{200 * 10^6} = 90 \text{nF}$$

Cojo la resistencia de valor 1,2 ohmios, y el condensador de valor 100 nanofaradios.

El siguiente paso es elegir las resistencias de sensado 'sense resistor'. Como se sabe que a través de dichas resistencias circularán 3 amperios, conviene coger un valor pequeño ya si no consumiría mucha potencia y eso encarecería el coste de la resistencia, aumentaría el calor que generase y sería de mayor tamaño. Se consideró un valor adecuado 0,1 ohmios ya que así consumiría 0,9 vatios, y 2 vatios de potencia para asegurarse que soportaría bien la potencia a disipar aún cuando estuviera en una caja cerrada. La tensión de sensado será comparada por el L297 con una tensión de referencia que se establece mediante el divisor de tensión creado por las resistencias R1 y R2. A 3 amperios la caída de tensión que se produce en la resistencia de sensado es de 0,3 voltios, por lo que hay que crear una tensión de referencia de ese mismo valor. Para ello elegí una resistencia de 68 kiloohmios para R1 y un potenciómetro de 10 kiloohmios para R2. El valor al que se deberá ajustar el potenciómetro se calculará mediante la siguiente ecuación:

$$R_1 = \frac{v_{ref} \cdot R_2}{5 - V_{ref}} = \frac{0,3 \cdot 68k}{5 - 0,3} = 4,34 k \Omega \quad (83)$$

Mirando la siguiente gráfica dada en la hoja de características por el fabricante del circuito integrado L6203 se puede deducir que la potencia disipada será en el peor de los casos de 12 vatios, y que habrá que colocarle un radiador a este circuito integrado para que pueda disipar correctamente el calor que genere.

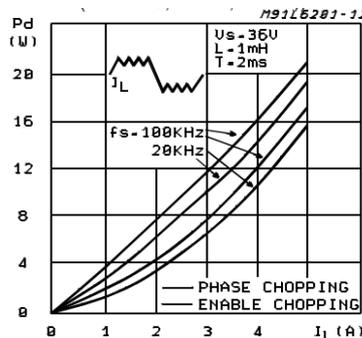


Ilustración 97: Disipación típica de potencia vs corriente

Diseño de un sistema de control para una fresadora CNC

Considerando que la resistencia térmica unión-encapsulado es de $3\text{ }^{\circ}\text{C/W}$, la resistencia encapsulado-radiador es de $1\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ porque se utilizará pasta conductora térmica, y la temperatura ambiente será de 30 grados máximo; se utilizará la siguiente ecuación para calcular la resistencia térmica del radiador:

$$R_{Tda} \leq \frac{T_{Jmax} - T_a}{P} - R_{Tjc} - R_{Tcd} = \frac{150 - 30}{12} - 3 - 1 = 6\text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (84)$$

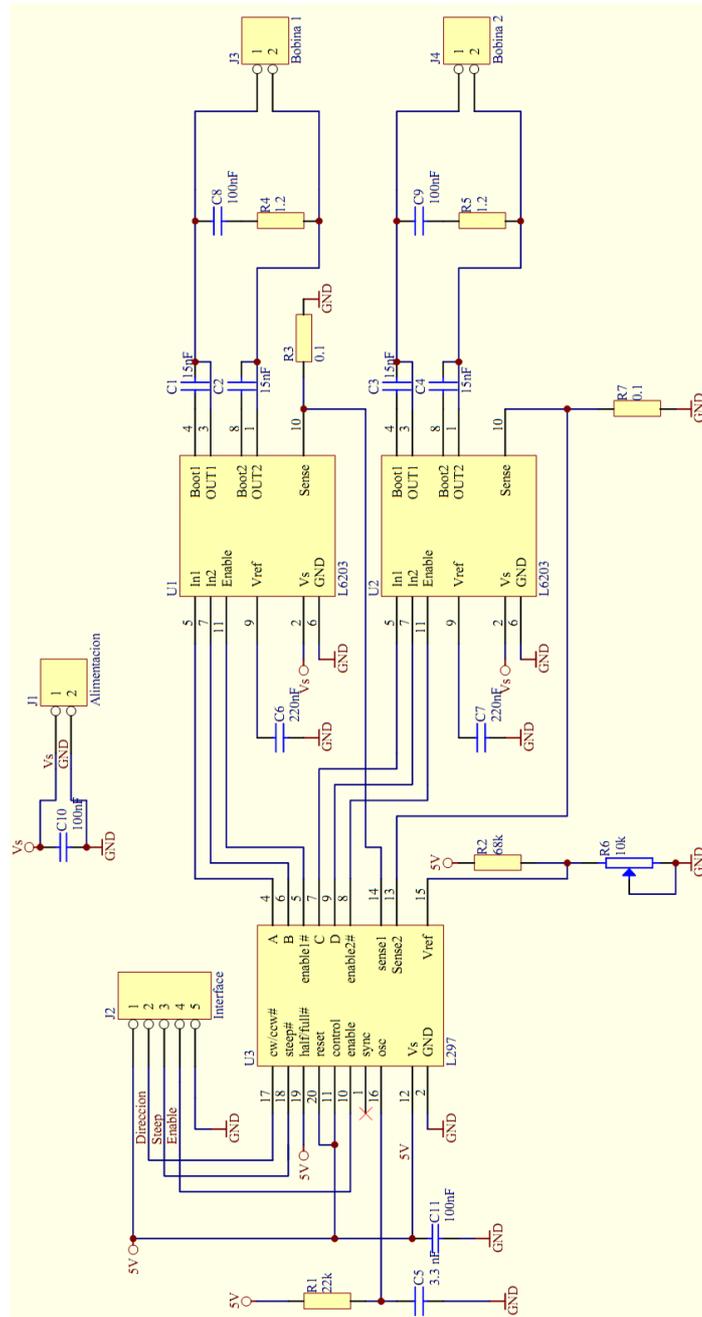


Ilustración 98: Esquema del driver

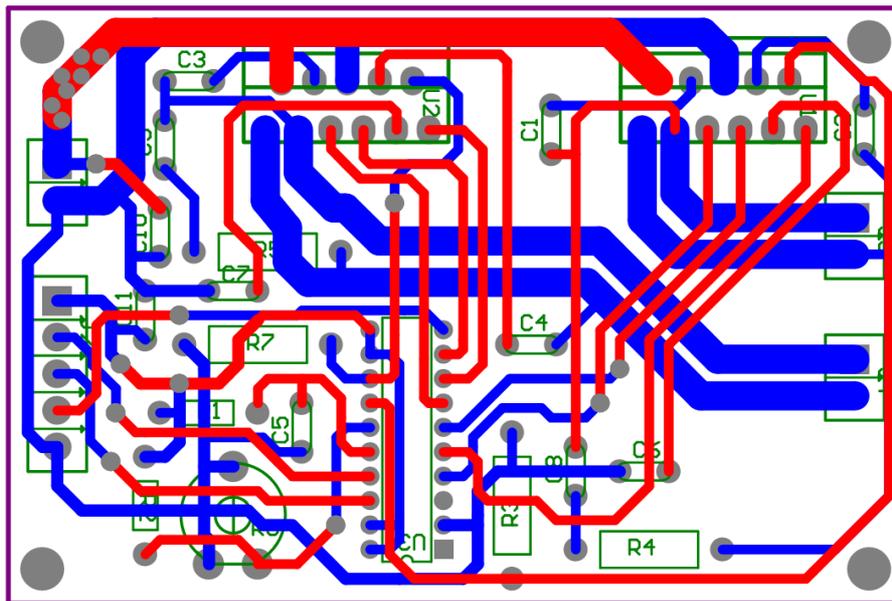


Ilustración 99: Diseño del circuito impreso del driver

Descripción del circuito integrado L297

El circuito integrado controlador de motor paso a paso L297 genera señales de control de fase para motores paso a paso bipolares de dos fases y unipolares de cuatro fases en aplicaciones controladas por un microordenador. El motor puede ser controlado en modos medio paso, normal y onda y los circuitos trocadores PWM on-chip permiten control en modo conmutación de la corriente en las bobinas. Una característica de este dispositivo es que requiere solo señales de entrada de reloj, dirección y modo. Desde que las fases son generadas internamente, la carga en el microprocesador y el programador, es considerablemente reducida.

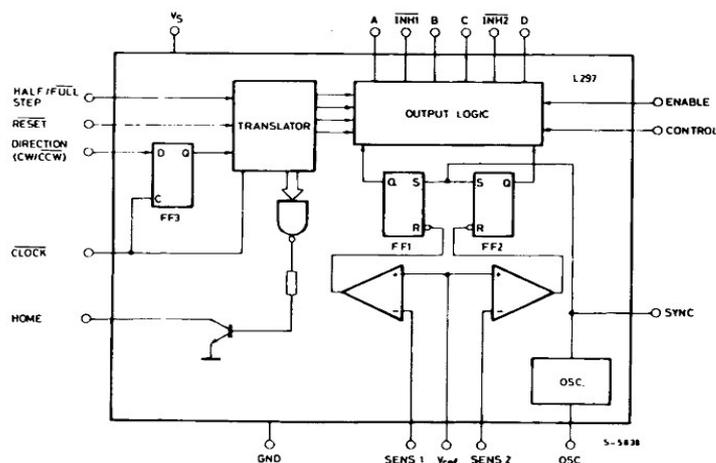


Ilustración 100: Diagrama de bloques del L297

Operación del circuito

El L297 está hecho con el propósito de ser usado con un controlador de puente dual, array de darlington cuádruple o dispositivos de potencia discretos en aplicaciones de control de motores paso a paso. Recibe señales de reloj de paso, dirección y modo desde el controlador de sistemas (normalmente un chip microordenador) y genera señales de control para la etapa de potencia..

Las funciones principales son un traductor, el cual genera las secuencias de fase del motor, y un circuito troceador PWM dual el cual regula la corriente en las bobinas del motor. El traductor genera tres secuencias diferentes, seleccionada por la entrada HALF/FULL. Éstas son normal (dos fases alimentadas), control de onda (una fase alimentada) y medio paso (alternativamente una fase alimentada/dos fases alimentadas). Dos señales de inhibición son también generadas por el L297 en modos medio paso y control de onda. Estas señales, las cuales conectadas a las entradas 'enable' del L298, tienen la finalidad de acelerar el decaimiento de la corriente cuando una bobina deja de ser alimentada. Cuando el L297 es usado para controlar un motor unipolar el troceador actúa en esas líneas.

Una entrada llamada CONTROL determinará si actuará el troceador en las líneas de fase ABCD o las líneas de inhibición INH1 e INH2. Cuando las líneas de fase son troceadas las línea de fase no activa de cada par (AB o CD) es activada (en lugar de interrumpir la línea entonces activa). En configuraciones L297+L298 esta técnica reduce la disipación en las resistencias de sensado de corriente de carga.

Un oscilador on-chip común controla el troceador dual. Éste suministra pulsos al ratio del troceador el cual pone listos los dos flip-flops FF1 y FF2. Cuando la corriente en una bobina alcanza el valor de pico programado la tensión a través de la resistencia de sensado (conectada a una de las entradas de sensado SENS1 o SENS2) iguala V_{ref} y el comparador correspondiente resetea su flip-flop, interrumpiendo la corriente de conducción hasta que llegue el próximo pulso del oscilador. La corriente de pico en ambas bobinas es programada por un divisor de tensión en la entrada V_{ref} .

Problemas de ruidos de masa en configuraciones múltiples pueden ser evitados mediante la sincronización de los osciladores del troceador. Esto es hecho mediante la conexión de todos los pines SYNC juntos, montando la red de oscilación RC solo en un dispositivo y poniendo a masa los pines OSC de los demás dispositivos.

Secuencias de fase de control del motor

El traductor del L297 genera secuencias de fase para los modos control normal, control de onda y medio paso. Las secuencias de estado y las formas de onda de salida para esos tres modos están mostrados más

abajo. En todos los casos el traductor avanza en la transición de bajo a alto de $\overline{\text{CLOCK}}$.

Se indica la rotación en sentido horario; para rotación en sentido antihorario las secuencias son simplemente invertidas. RESET restablece el traductor al estado 1, donde ABCD=0101.

Modo medio paso

Modo medio paso es seleccionado mediante un nivel alto en la entrada $\overline{\text{HALF/FULL}}$.

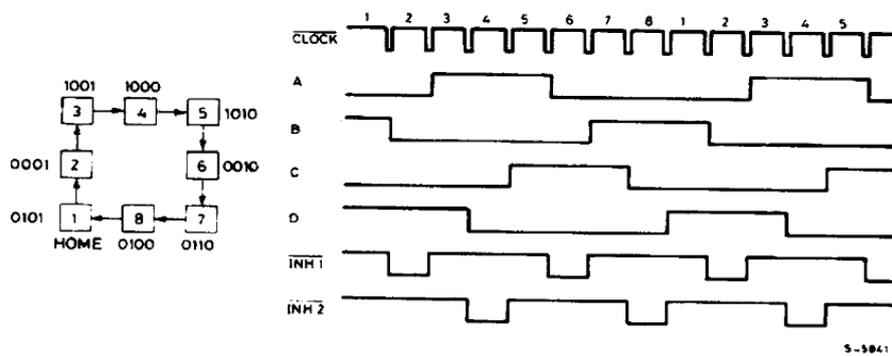


Ilustración 101: Secuencia de control modo control de medio paso

Modo control normal

Modo control normal (también llamado control “dos fases activas”) es seleccionado mediante un nivel bajo en la entrada $\overline{\text{HALF/FULL}}$ cuando el traductor está en un estado numerado impar (1,3,5 o 7). En este modo las salidas $\overline{\text{INH1}}$ e $\overline{\text{INH2}}$ permanecen altas durante todo el tiempo.

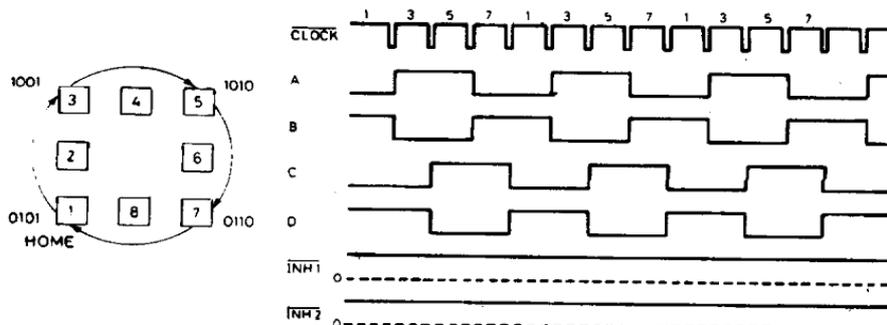


Ilustración 102: Secuencias de control modo control normal

Modo control de onda

Modo control de onda (también llamado control “una fase activa”) es seleccionado mediante un nivel bajo en la entrada HALF/FULL cuando el traductor está en un estado numerado par (2, 4, 6 u 8).

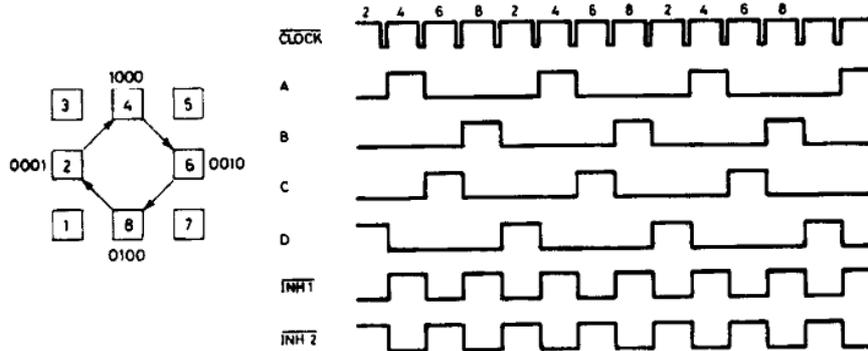


Ilustración 103: Secuencias de control modo control de onda

Descripción del circuito integrado L6203

El circuito integrado L6203 es un controlador en puente completo para aplicaciones de control de motor realizado en tecnología Multipower-BCD la cual combina transistores de potencia DMOS aislados con circuitos bipolares y CMOS en el mismo chip.

Mediante el uso de tecnología mixta ha sido posible optimizar la circuitería lógica y la etapa de potencia para conseguir el mejor rendimiento posible. Los transistores de salida DMOS pueden funcionar a tensiones de alimentación de hasta 42 voltios y eficientemente a altas velocidades de conmutación. Todas las entradas lógicas son compatible con TTL, CMOS y μ c. Cada canal (medio puente) del dispositivo está controlado por una entrada lógica separada, mientras una habilitación común controla ambos canales.

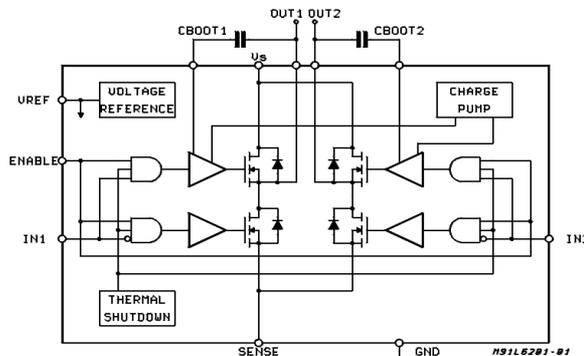


Ilustración 104: Diagrama de bloques del L6203

Descripción del circuito

El L6203 es un control de motor por conmutación en puente completo monolítico realizado en una nueva tecnología Multipower-BCD la cual permite la integración de múltiples transistores de potencia DMOS mas circuitos de control CMOS/bipolar mezclados. De esta manera ha sido posible hacer todas las entradas de control compatibles con TTL, CMOS y μc y eliminar la necesidad de componentes de control MOS. El control lógico está mostrado en la siguiente tabla:

	Inputs		Output Mosfets (*)
	IN1	IN2	
$V_{EN} = H$	L	L	Sink 1, Sink 2
	L	H	Sink 1, Source 2
	H	L	Source 1, Sink 2
	H	H	Source 1, Source 2
$V_{EN} = L$	X	X	All transistors turned oFF

Tabla 9: Control lógico del L6203

Aunque el dispositivo garantiza la ausencia de conducción cruzada, la presencia de diodos intrínsecos en la estructura POWER DMOS causa la generación de picos en los terminales de sensado. Esto es debido al fenómeno de carga-descarga en los condensadores C1 y C2 asociados con las uniones drenador fuente (ver siguiente figura).

Cuando la salida conmuta de alto a bajo, un pico de corriente se genera asociado con el condensador C1. En la transición bajo a alto un pico de la misma polaridad es generado por C2, precedido por un pico de polaridad opuesta debido a la carga de la capacidad de entrada del transistor POWER DMOS más bajo.

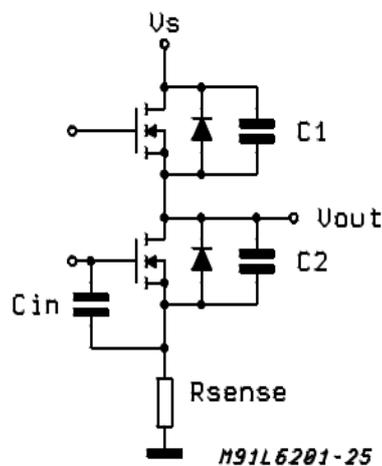


Ilustración 105: Estructuras intrínsecas de los transistores DMOS

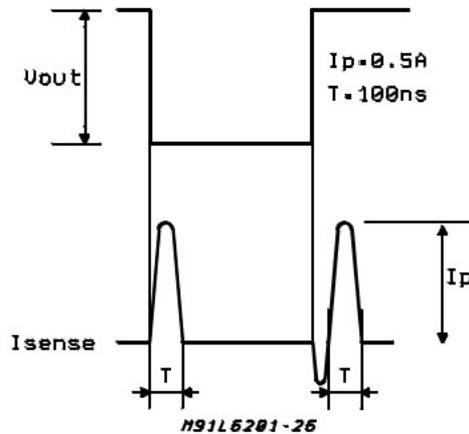


Ilustración 106: Picos de corriente típicos en el pin de sentido

Operación del transistor

Estado on

Cuando uno de los transistores POWER DMOS está on, éste puede ser considerado como una resistencia $R_{DS(on)}$ a lo largo del rango operativo recomendado. En esta condición la potencia disipada está dada por:

$$P_{on} = R_{DS(on)} \cdot I_{DS}^2 (RMS) \quad (85)$$

La baja $R_{DS(on)}$ del proceso Multipower-BCD puede suministrar altas corrientes con baja disipación de potencia.

Estado off

Cuando uno de los transistores POWER DMOS está off la tensión V_{DS} es igual a la tensión de alimentación y solo fluye la corriente de fuga I_{DSS} . La disipación de potencia durante ese periodo está dado por:

$$P_{off} = V_s \cdot I_{DSS} \quad (86)$$

La disipación de potencia es muy baja y es despreciable en comparación con la disipada en el estado on.

Transiciones

Como ya se ha visto antes los transistores tienen un diodo intrínseco entre su fuente y drenador que puede funcionar como un diodo rápido sin limitaciones en aplicaciones en modo conmutación. Durante la recirculación con la entrada enable alta, la caída de tensión a través del transistor es $R_{DS(on)} \cdot I_D$ y cuando ésta alcanza la tensión de conducción del diodo es sujeta. Cuando la entrada enable está baja el POWER DMOS está off y el diodo lleva toda la corriente de recirculación. La potencia disipada en los tiempos de transición en el ciclo depende de las formas de onda tensión-corriente y del modo de conducción.

$$P_{trans} = I_{DS}(t) \cdot V_{DS}(t) \quad (87)$$

Condensadores de bootstrap

Para asegurar que los transistores POWER DMOS están controlados correctamente debe estar garantizada una tensión típica puerta a fuente de 10 voltios para todos los transistores DMOS de canal N. Es fácil para los transistores POWER DMOS más bajos puesto que sus fuentes están referidas a masa pero una tensión de puerta más grande que la tensión de alimentación es necesaria para controlar los transistores más altos. Esto se consigue con un circuito bomba de carga interno que garantiza una correcta conducción en continua en combinación con el circuito de bootstrap. Para carga eficiente el valor del condensador bootstrap deberá ser más grande que la capacidad de entrada del transistor de potencia el cual es alrededor de 1nF. Se recomienda que sea usada una capacidad de al menos 10nF. Si se utiliza un condensador menor existe el riesgo de que los transistores POWER DMOS no conduzcan completamente y muestren una mayor $R_{DS(on)}$. Por otro lado si se usa un valor elevado es posible que el pico de corriente se produzca en la resistencia de sentido.

Tensión de referencia

Para by-pass el circuito de tensión de referencia se recomienda que un condensador sea colocado entre su pin y masa. Un valor de 0,22μF debería ser suficiente para la mayoría de las aplicaciones. Este pin está también protegido contra cortocircuitos a masa: solo puede circular a masa una corriente máxima de 2mA.

Tiempo muerto

Para proteger al dispositivo contra conducción simultánea en ambos brazos del puente resultando en un cortocircuito, la lógica de control integrada proporciona un tiempo muerto mayor de 40ns.

Protección térmica

Un circuito de protección térmica ha sido incluido que deshabilitará el dispositivo si la temperatura de unión alcanza 150 °C. Cuando la temperatura ha bajado a un nivel seguro el dispositivo restablece la entrada y habilita señales bajo control.

Información de aplicación

Recirculación

Durante la recirculación con la entrada de enable alta, la caída de tensión a través del transistor es $R_{DS(on)} \cdot I_L$, sujeto a una tensión dependiendo de las características del diodo fuente-drenador. Aunque el dispositivo está protegido contra conducción cruzada, picos de corriente pueden aparecer en el pin de sensado de corriente debido al fenómeno de carga/descarga de las capacidades fuente-drenador intrínsecas. En la aplicación esto no causa ningún problema porque el pico de corriente generado en la resistencia de sensado está enmascarado por el circuito controlador de corriente.

Tiempo de subida T_r

Cuando un diagonal del puente es activado la corriente empieza a fluir en la carga inductiva hasta que la corriente máxima I_L es alcanzada después de un tiempo T_r . La energía disipada $E_{off/on}$ es en este caso:

$$E_{off/on} = [R_{SD(on)} \cdot I_L^2 \cdot T_r] \cdot \frac{2}{3} \quad (88)$$

Tiempo de carga T_{LD}

Durante este tiempo la energía disipada es debida a la resistencia on de los transistores (E_{LD}) y debido a la conmutación (E_{COM}). Como dos de los POWER DMOS están on, E_{on} está dado por:

$$E_{LD} = I_L^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot 2 \cdot T_{LD} \quad (89)$$

En la conmutación la energía disipada es:

$$E_{COM} = V_s \cdot I_L \cdot T_{COM} \cdot f_{swich} \cdot T_{LD} \quad (90)$$

Donde:

$$T_{COM} = T_{Turn-on} = T_{Turn-off}$$

f_{swich} = frecuencia de troceado

Tiempo de caída T_f

Se asume que la energía disipada en esta parte del ciclo toma la misma forma como la mostrada en el tiempo de subida.

$$E_{on/off} = [R_{SD(on)} \cdot I_L^2 \cdot T_f] \cdot \frac{2}{3} \quad (91)$$

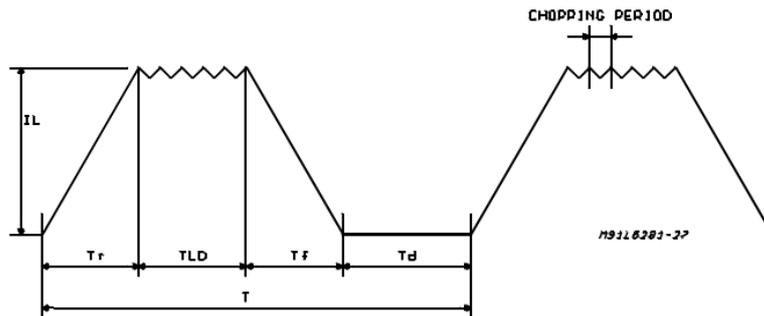


Ilustración 107: Señal de salida en los transistores

Energía en reposo

La última contribución a la disipación de energía es debida a la corriente de alimentación en reposo y es dada por:

$$E_{quiescent} = I_{quiescent} \cdot V_s \cdot T \quad (92)$$

Energía total por ciclo

$$E_{tot} = E_{off/on} + E_{LD} + E_{COM} + E_{on/off} + E_{quiescent} \quad (93)$$

La disipación de potencia total P_{DIS} es simple:

$$P_{DIS} = E_{tot} / T \quad (94)$$

Aplicaciones en motores paso a paso bipolares

Los motores paso a paso bipolares pueden ser controlados con un L6506 o L297, dos controladores BCD de puente completo y unos pocos componentes externos. Juntos estos tres chips forman una interface microprocesador a motor paso a paso completa.

Como se muestra en la siguiente figura, el controlador se conecta directamente a los dos controladores BCD en puente. Los componentes externos son mínimos: una red RC para establecer la frecuencia del troceador, un divisor resistivo (R1:R2) para establecer la tensión de referencia del comparador y una red snubber hecha por R y C en serie.

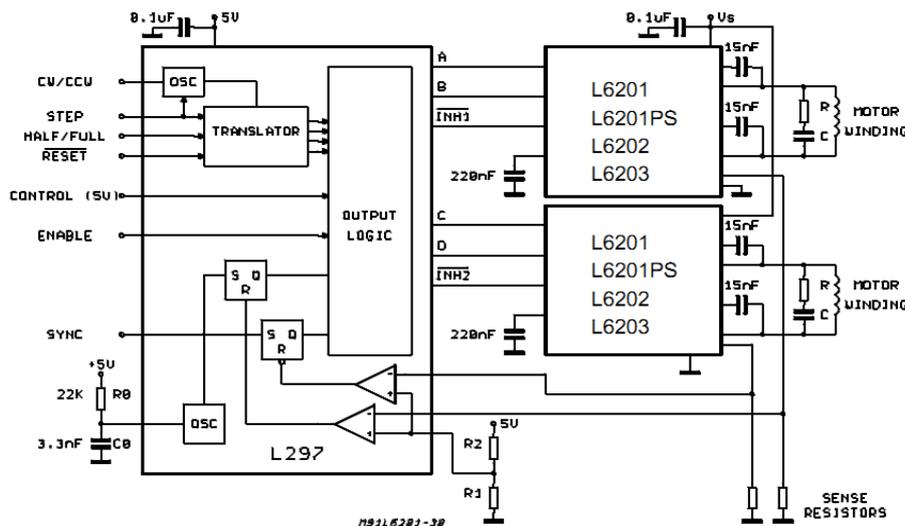


Ilustración 108: Control de motor paso a paso bipolar de dos fases

3.2. Diseño de la interface

Tras recopilar información acerca de qué es una interface de una fresadora CNC, ver varios ejemplos, y conocer el funcionamiento eléctrico del puerto paralelo se procede al diseño de la interface.

A priori, los requisitos a cumplir eran que debía interactuar con el programa Match3, controlar tres ejes, soportar sensores de límites de los ejes y de posición de origen de cada eje y tener salidas auxiliares controladas mediante relés para poder controlar

dispositivos como el taladro, ventiladores, aspiradora, etc. Además tendría que tener un pulsador de parada de emergencia.

Tras hacer desarrollado los drivers, se vio que las señales que necesitarían eran alimentación de 5 voltios con su respectiva masa, la señal de paso, la señal de dirección de giro y la señal de enable. Por lo tanto, la interface deberá tener tres conectores de salida (uno para cada eje) de cinco pines.

Para las entradas de límites y parada de emergencia, se consideró apropiado utilizar un conector de seis pines en el que un pin sería la masa (que se utilizaría como común para todas las entradas), tres pines para los finales de carrera de los ejes (un pin para cada eje), un pin para la parada de emergencia y un pin que aunaría el origen de cada eje. Como la finalidad principal de la interface es servir de puente entre los drivers y el puerto paralelo del ordenador, aislarlos eléctricamente, y restaurar las señales digitales que provienen del ordenador, se utilizará el circuito integrado 74LS244 con ese fin. Este circuito integrado está compuesto por ocho buffers con salida tri-estado.

Para controlar los relés se pensó en utilizar el circuito integrado ULN2003, que está formado por siete pares darlington en colector abierto. Mediante este circuito integrado, se puede activar cada relé solo con poner a nivel alto el pin correspondiente del puerto paralelo. La única consideración a tener en cuenta es poner un condensador en paralelo con el relé para eliminar picos de corriente que la bobina del relé pueda producir. Se ha mirado en el almacén de la empresa en busca de relés, y se ha encontrado uno que se deberá alimentar a 12 voltios y consumirá 150mW. Como cada salida del circuito integrado puede conducir 500mA, y los relés requieren solo 12,5mA, este circuito integrado será válido.

A la hora de planificar cómo se resolvería el problema de los límites, se vio conveniente que fuesen activos a nivel bajo, esto supone que las líneas de cada límite estarían a nivel alto, y que al llegar el eje al límite cerraría el pulsador y se pondría la línea a nivel bajo. Debido a que no hay suficientes líneas de entrada para poder poner una línea a cada límite, se deberá utilizar una línea para varios límites, de manera que se consideró conveniente aunar los límites de inicio de cada eje en una sola línea ya que además es el punto de referencia de los ejes. Esto no supone problemas en el programa ya que sabe que el eje que ha activado el límite es el eje que estaba moviendo. Así se resolvería ese problema, y los demás límites pueden tener una línea dedicada a cada uno de ellos. Además se puede poner un pulsador de emergencia que hace que el programa pare la máquina instantáneamente. De esta manera tras desbloquear la parada de emergencia, la máquina podría continuar con el trabajo que estaba realizando.

Diseño de un sistema de control para una fresadora CNC

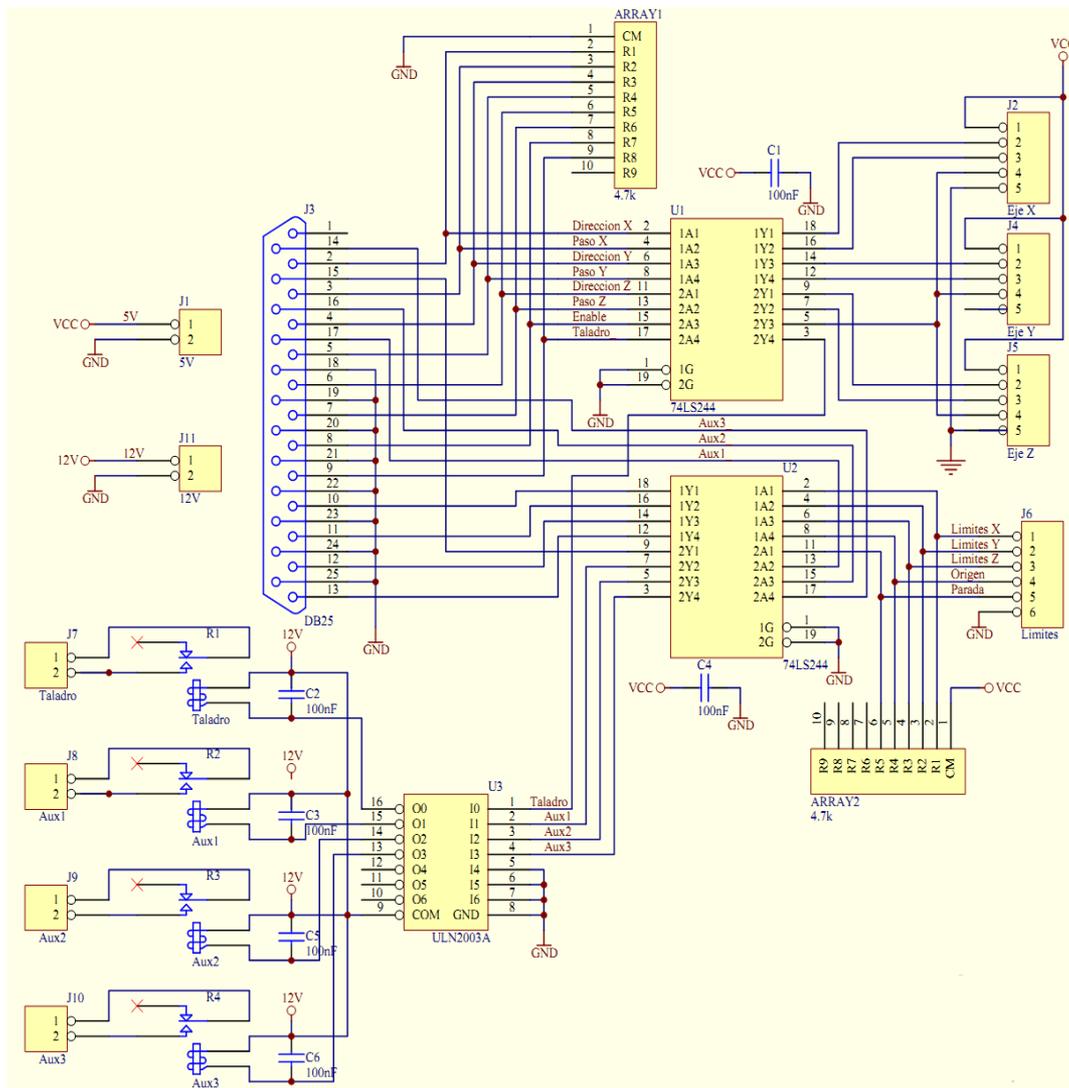


Ilustración 109: Esquema de la interface

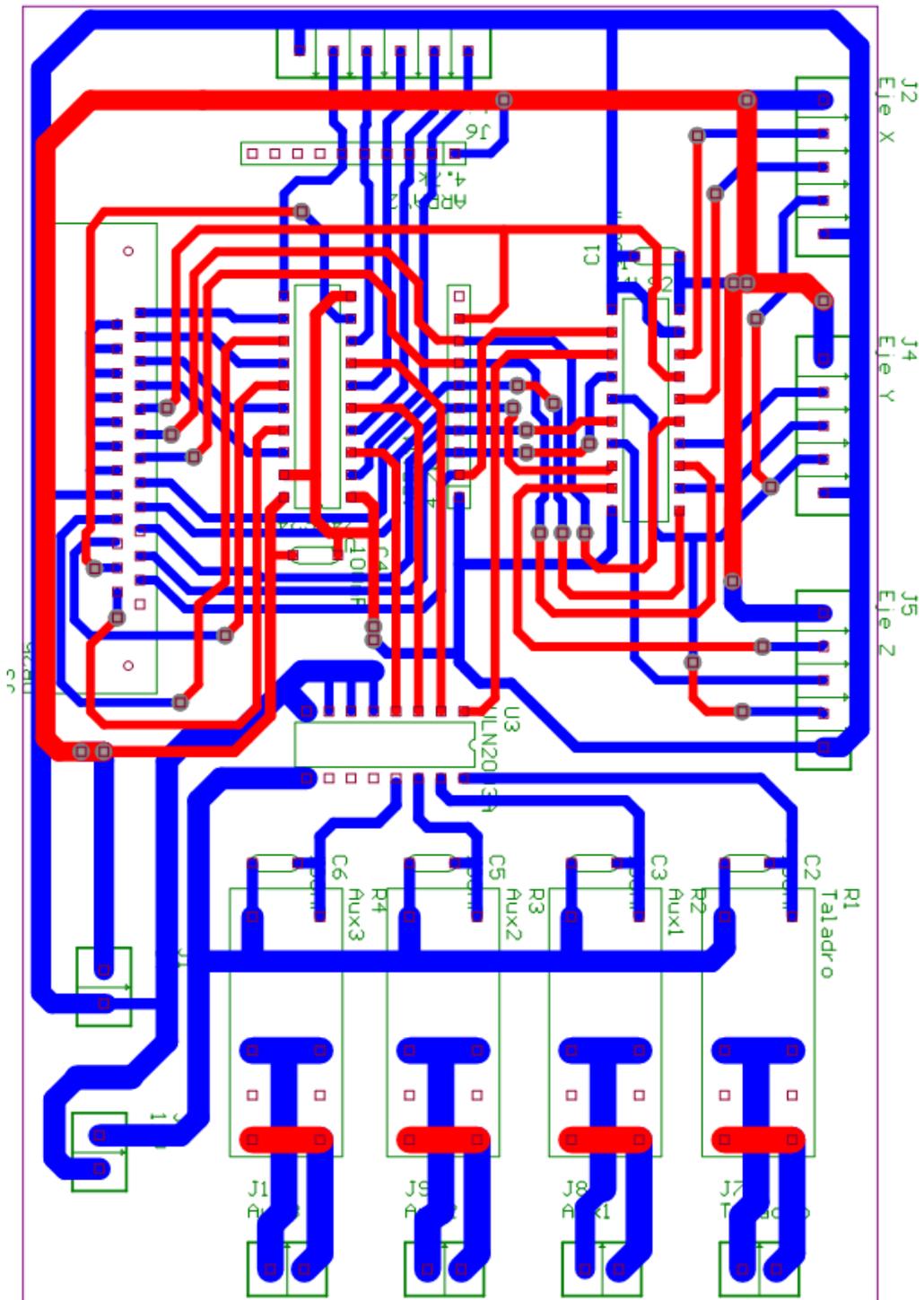


Ilustración 110: Diseño de la placa de circuito impreso de la interface

Descripción del circuito integrado 74LS244

Como se mencionó anteriormente, este circuito integrado posee ocho buffers con salida tri-estado. A continuación se muestra la tabla donde se puede ver el estado de la salida dependiendo del estado de las entradas.

INPUTS		OUTPUT
\overline{nG}	nA_m	nY_m
L	L	L
L	H	H
H	X	Z

Tabla 10: Tabla de funcionamiento del 74LS244

En la siguiente figura se puede ver el diagrama funcional, donde se aprecia que nY_m es la salida de nA_m , y \overline{nG} es la entrada que pone las salidas en alta impedancia.

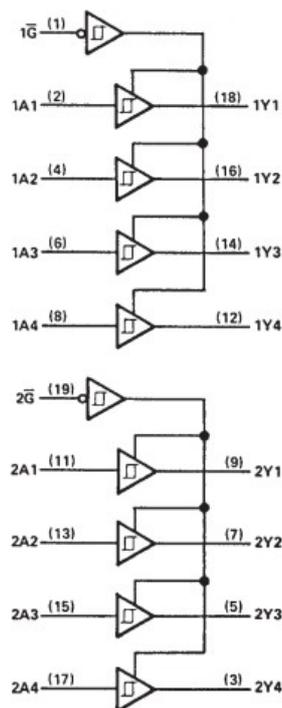


Ilustración 112: Diagrama funcional del 74LS244

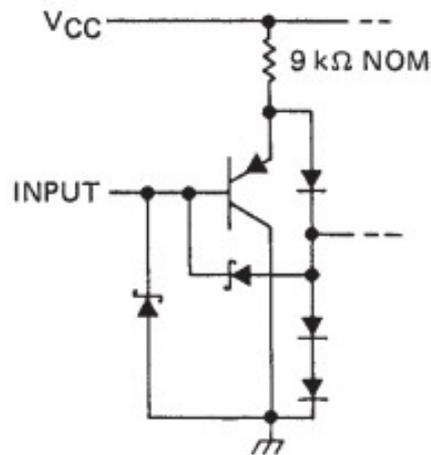


Ilustración 113: Circuito equivalente de cada entrada

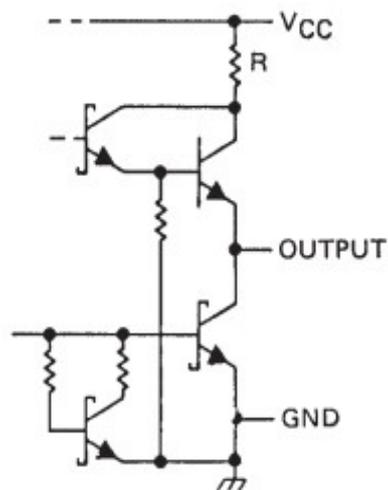


Ilustración 114: Circuito equivalente de cada salida

Descripción del circuito integrado ULN2003

Como se mencionó anteriormente, este circuito integrado está compuesto por siete pares darlington en colector abierto. Está especialmente diseñado para controlar cargas inductivas, y tiene una salida común con un diodo para permitir que la bobina del relé pueda descargarse cuando se corta la salida.

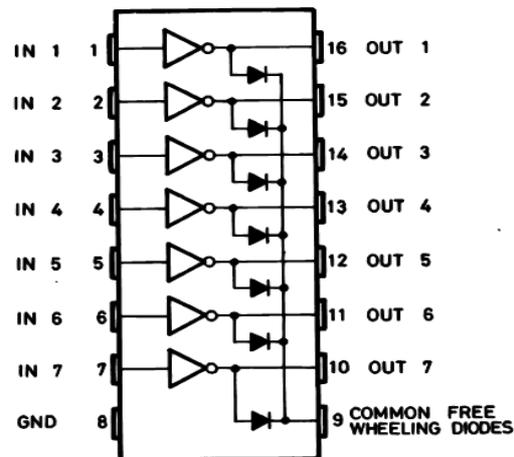


Ilustración 115: Conexión de los pines en el circuito integrado ULN2003

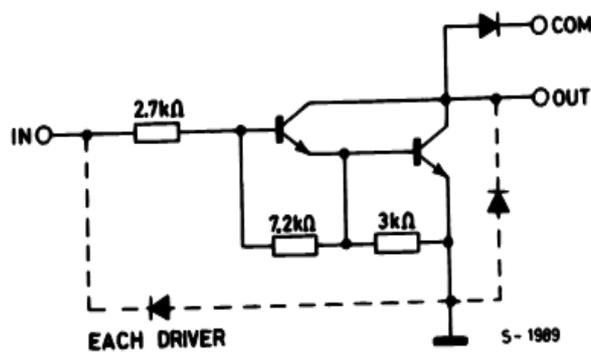


Ilustración 116: Diagrama esquemático de cada par darlington

Configuración de Match3

En este apartado se describirán los pasos para configurar Match3 para trabajar con el sistema CNC diseñado, y para ello habrá que elegir el puerto que se está utilizando y configurar los pines.

La siguiente figura muestra la pantalla principal del programa, que es la pantalla desde la que se manejará la fresadora.

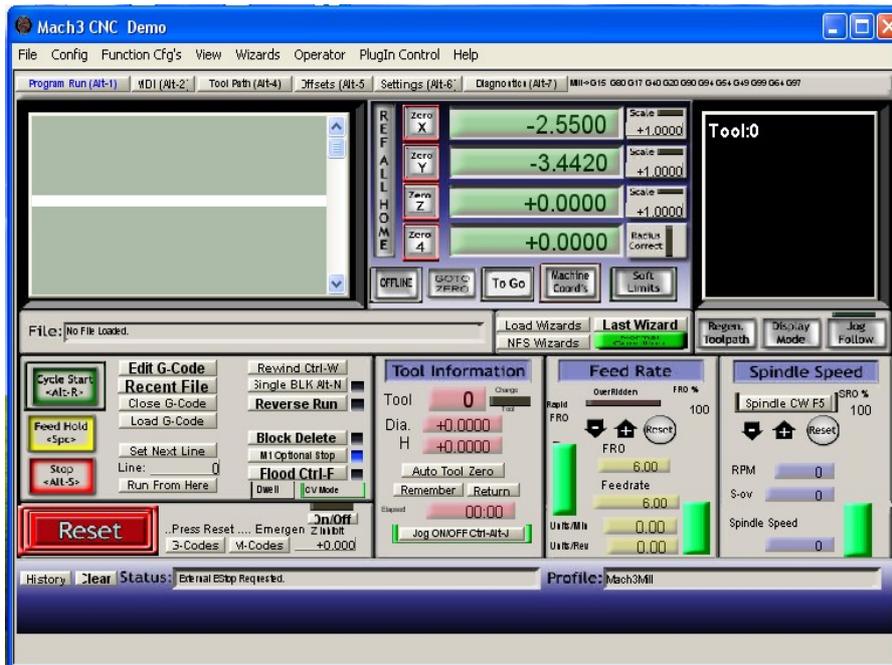


Ilustración 117: Pantalla principal de Match3

En este caso, como lo que se va a realizar es la configuración del programa para poder interactuar con la interface y comprobar el correcto funcionamiento, se pasará a la pantalla de diagnóstico pulsando sobre el botón “Diagnostic” o pulsando las teclas 'alt' y '7' simultáneamente. En la siguiente figura se puede ver la pantalla de diagnóstico.

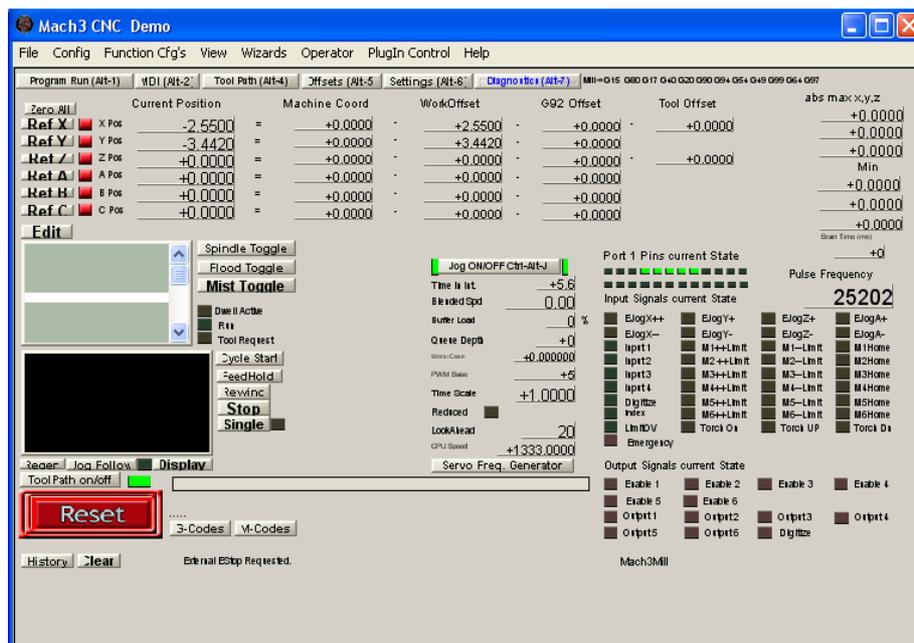


Ilustración 118: Pantalla de diagnóstico

En la pantalla de diagnóstico, se puede ver la posición de cada uno de los ejes, si está activada alguna entrada de señal o de límite, activar el taladro, ver las salidas de señal activas. De manera que se puede probar la máquina desde esta pantalla al poder monitorizar las señales de entrada y salida, y los ejes.

Para proceder a la configuración de los pines del puerto, se abre el menú “Config” y dentro de pulsa sobre Ports and Pins tal como se muestra en la siguiente figura.

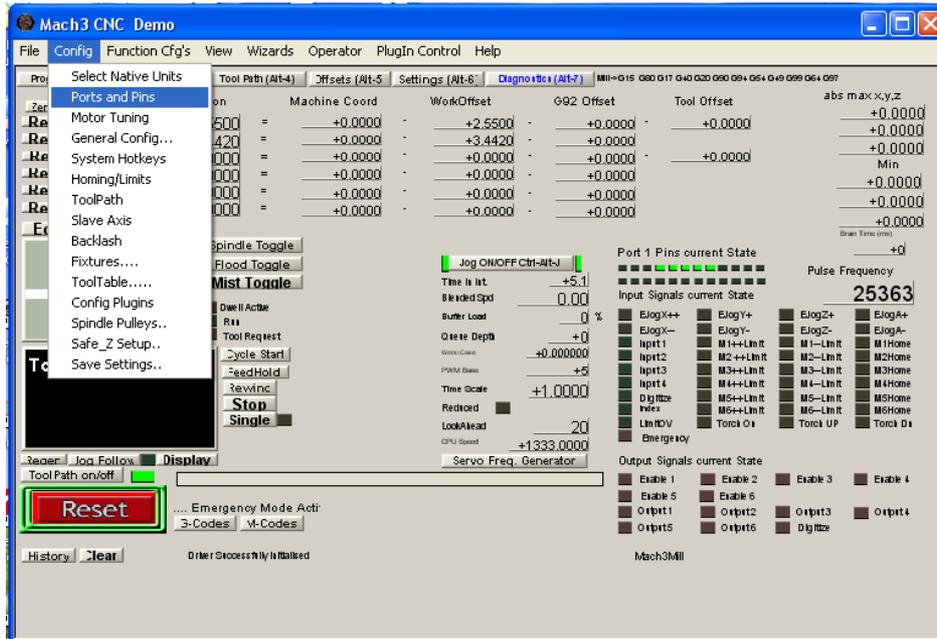


Ilustración 119: Selección de configuración del puerto

Se abre una nueva pantalla donde se deberá pulsar en la pestaña “Motor outputs” para configurar los ejes. Lo primero que se debe hacer es habilitar los ejes que se vayan a usar. Para habilitar un eje hay que poner un 'tick' (el símbolo verde con forma de uve que se puede observar en la siguiente figura) en la casilla correspondiente a la fila del eje que se quiere habilitar en la columna “Enabled”, o se dejará un 'cross' (el símbolo rojo en forma de equis que se puede observar en la siguiente figura) si no se quiere habilitar. En este caso se usarán tres ejes. Tras esto, se completan todas las columnas correspondientes a los ejes habilitados.

En la columna “Step pin#” se pondrá el número del pin en el que está conectada la línea de paso ese eje, en la columna ”Pin dir#” se pondrá el número del pin al que está conectada la línea de dirección de ese eje, en la columna “Dir LowActive” se pondrá un 'tick' si la dirección de ese eje es activa a nivel bajo o un 'cross' si la dirección de ese eje es activa a nivel alto, en la columna “Step LowActive” se procede como en la columna anterior pero en este caso referido a la señal que da pasos a ese eje, en la columna “Step port” se pone el número del puerto en el que está conectada la señal de paso de ese eje, y en la columna

“Dir port”se pone el número del puerto al que está conectada la señal de dirección de ese eje.

En este caso la configuración es:

- El eje X utiliza el pin 3 para la señal de los pasos y el pin 2 para la señal de dirección. Los pasos son activos a nivel bajo y la dirección es activa a nivel alto. Ambas señales están conectadas al puerto paralelo número 1.
- El eje Y utiliza el pin 5 para la señal de los pasos y el pin 4 para la señal de dirección. Los pasos son activos a nivel bajo y la dirección es activa a nivel alto. Ambas señales están conectadas al puerto paralelo número 1.
- El eje Z utiliza el pin 7 para la señal de los pasos y el pin 6 para la señal de dirección. Los pasos son activos a nivel bajo y la dirección es activa a nivel alto. Ambas señales están conectadas al puerto paralelo número 1.

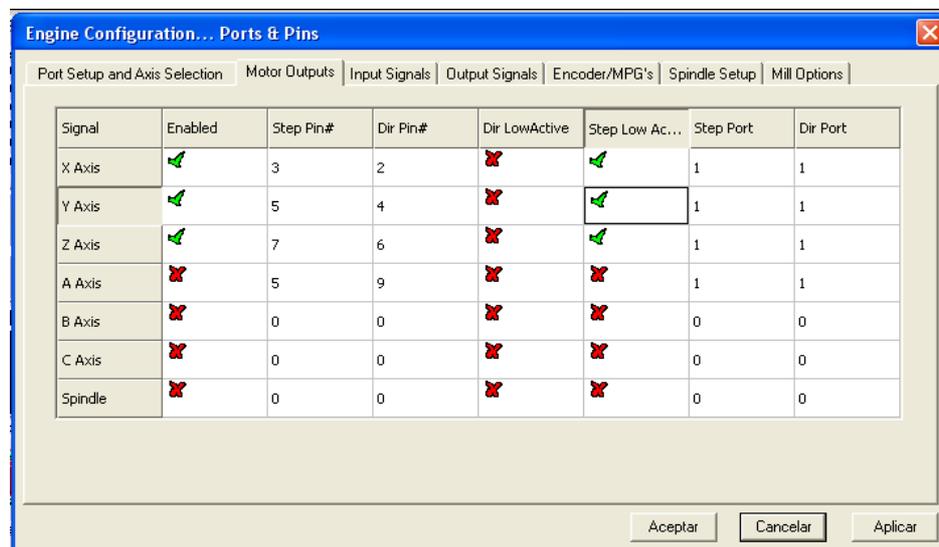


Ilustración 120: Configuración de los pines de los ejes de la fresadora

Tras haber configurado los ejes se procede a configurar las señales de entrada como pueden ser los límites o la parada de emergencia. Para ello se pulsa en la pestaña “Input Signals”.

Para habilitar una señal se pone un tick en la casilla correspondiente de la columna “Enabled” y se pone en qué número de puerto está conectada en la columna “Port #”. En la columna “Pin number” se pone el número del pin al que está conectada esa señal, y en la columna “Active low” se pone un tick si esa señal es activa a nivel bajo.

En este caso se han habilitado las señales de límite superior y origen de los ejes X, Y y Z, y la señal de parada de emergencia quedando la configuración como se puede ver en las dos siguientes figuras.

Diseño de un sistema de control para una fresadora CNC

- Límite superior del eje X llamado X++, conectado al pin 10 y activo a nivel bajo.
- Origen del eje X llamado X Home, conectado al pin 13 y activo a nivel bajo.
- Límite superior del eje Y llamado Y++, conectado al pin 11 y activo a nivel bajo.
- Origen del eje Y llamado Y Home, conectado al pin 13 y activo a nivel bajo.
- Límite superior del eje Z llamado Z++, conectado al pin 12 y activo a nivel bajo.
- Origen del eje Z llamado Z Home, conectado al pin 13 y activo a nivel bajo.
- Parada de emergencia llamada EStop, conectada al pin 15 y activa a nivel bajo.

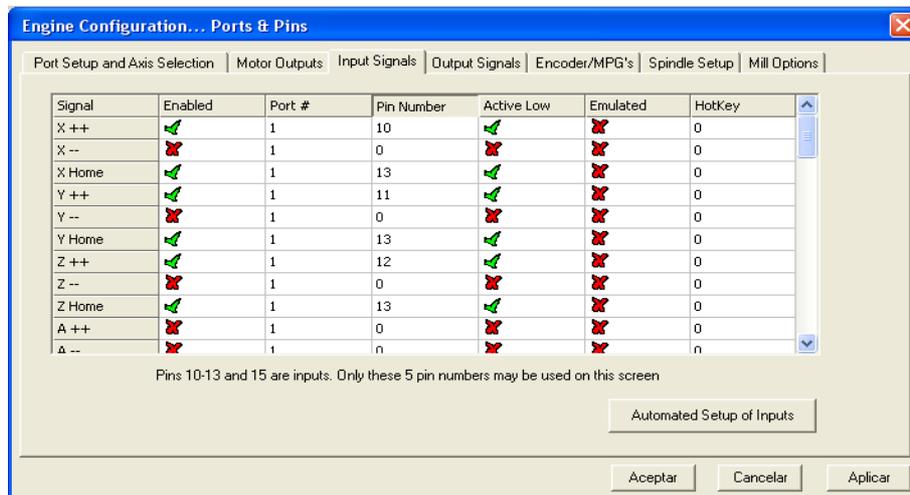


Ilustración 121: Configuración de las señales de entrada de la fresadora (I)

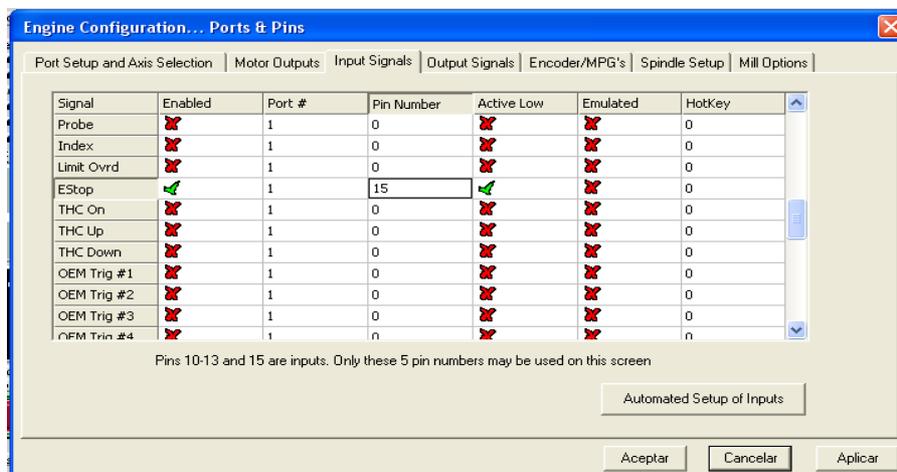


Ilustración 122: Configuración de las señales de entrada de la fresadora (II)

El siguiente paso es configurar las señales de salida tales como habilitaciones, o salidas auxiliares. Eso se hace en la pestaña “Output Signals”. En este caso se ha utilizado una sola señal de habilitación llamada 'Enable1' y cuatro señales auxiliares llamadas 'Output #1', 'Output #2', 'Output #3' y 'Output #4'.

La configuración, que se puede ver en la siguiente figura, queda tal que así:

- Enabled1 es activa a nivel alto y está conectada al pin 8.
- Output #1 es activa a nivel alto y está conectada al pin 9.
- Output #2 es activa a nivel alto y está conectada al pin 17.
- Output #3 es activa a nivel alto y está conectada al pin 16.
- Output #4 es activa a nivel alto y está conectada al pin 14.

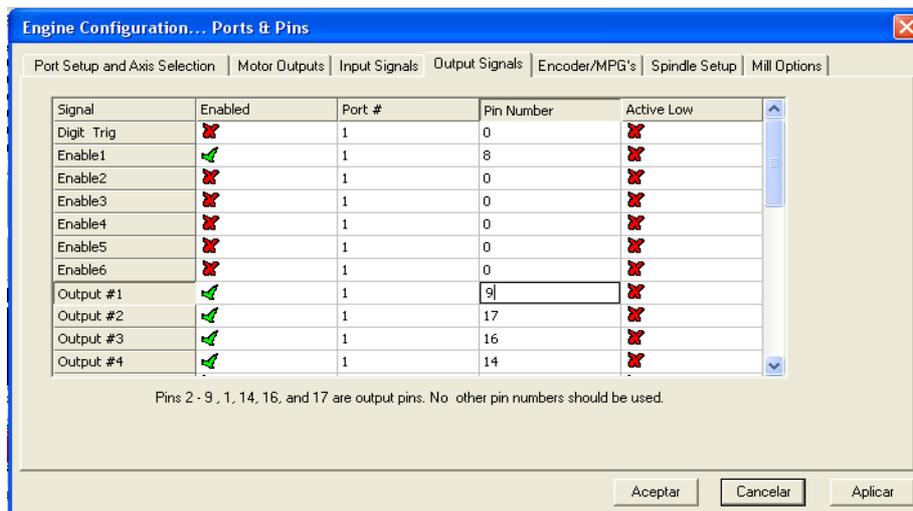


Ilustración 123: Configuración de los pines de las señales de salida

Referente a los pines del puerto ya solo queda configurar cómo se controlará el taladro, cosa que se hará en la pestaña “Spindle Setup”.

Como nuestro taladro será de velocidad y sentido constante, su control consistirá en pararlo o hacerlo girar solamente a través de un relé.. Por tanto en esta ventana solamente hay que poner en el apartado “Relay Control” el número de la señal de salida que activará el taladro tanto para girar en sentido de las agujas del reloj como en sentido inverso. En este caso la salida a la que está conectado el relé es 'Output #1'.

La configuración se puede ver en la siguiente figura.

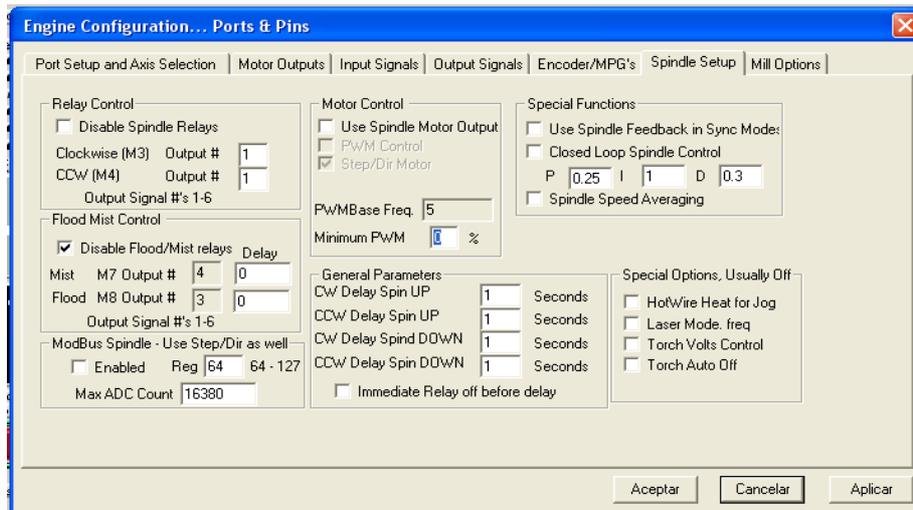


Ilustración 124: Configuración del taladro

Ahora que ya han sido configuradas todas las entradas y salidas, se configurarán las teclas con las que controlar de manera manual los ejes y algunas funciones. Para ello desde la pantalla principal se selecciona del menú “Config” la opción “System Hotkeys”, y se abrirá la ventana de configuración de las teclas.

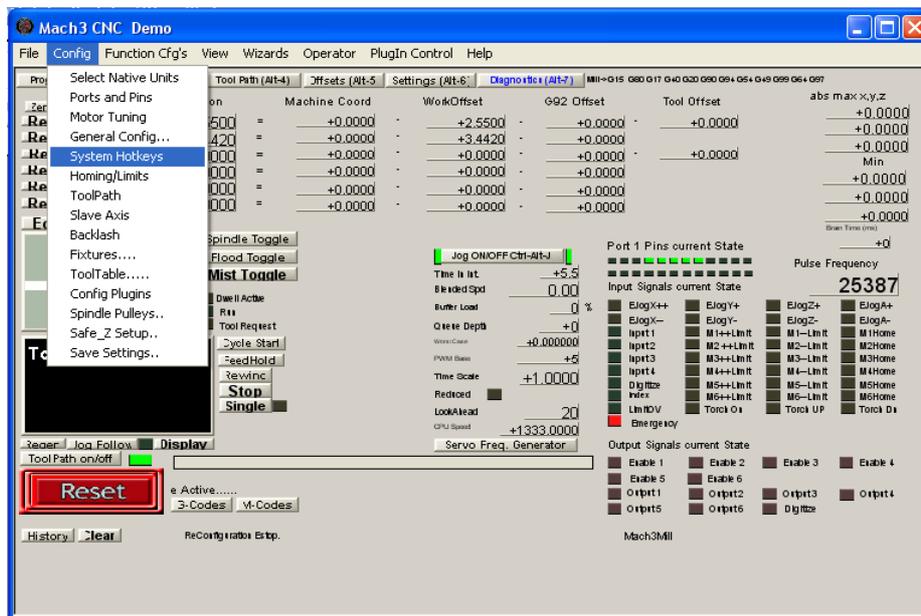


Ilustración 125: Selección de configuración de las teclas de control

En este caso solo se configurarán las teclas para mover los ejes.

- Incremento del eje X: tecla 39, que es la flecha hacia la derecha.
- Decremento del eje X: tecla 37, que es la flecha hacia la izquierda.
- Incremento del eje Y: tecla 38, que es la flecha hacia arriba.

- Decremento del eje Y: tecla 40, que es la flecha hacia la abajo.
- Incremento del eje Z: tecla 33, que es la tecla de retroceder página.
- Decremento del eje Z: tecla 34, que es la tecla de avanzar página.

En la siguiente figura se puede ver cómo queda la ventana de configuración.

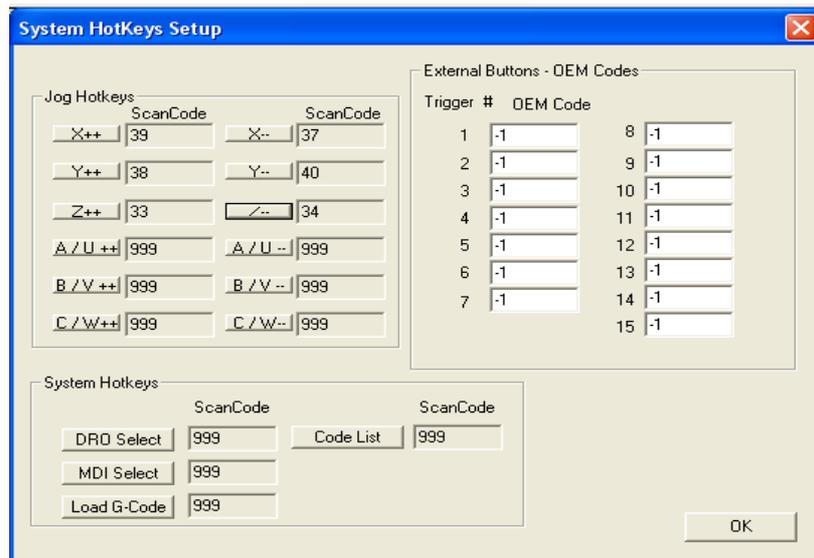


Ilustración 126: Ventana de configuración de las teclas de control

Lo último por configurar es la velocidad de los ejes. Para hacerlo, desde la ventana principal se escoge la opción “Motor Tuning” del menú “Config”.



Ilustración 127: Selección de configuración de la velocidad de los ejes

En la ventana que aparece se pueden configurar los pasos por pulgada o por milímetro (depende de si el programa está configurado para trabajar en pulgadas o en milímetros), la velocidad en pulgadas o milímetros por minuto, la aceleración en milímetros o pulgadas por segundo al cuadrado, la duración mínima en microsegundos de los pulsos de paso y de dirección (se recomienda poner el mayor valor posible para reducir la posibilidad de errores). En este caso está configurado para trabajar en pulgadas.

Al abrir la ventana, sale por defecto la configuración del eje X, y para configurar cualquier de los otros ejes hay que pulsar sobre los botones “Y Axis” para el eje Y o “Z Axis” para el eje Z.

Para calcular los valores que se pondrán, se parte de la velocidad a la que se desea que se desplace el eje y del avance del eje por cada vuelta del motor. Por ejemplo: Se desea que el eje se mueva a 120 pulgadas/min, y el motor está conectado a una varilla roscada de media pulgada de paso, entonces el motor debe dar 4 vueltas por segundo. Si el motor tiene 400 pasos por vuelta, entonces deberá dar 1600 pasos por segundo. Haciendo la configuración en base a ese ejemplo, se deberá poner 1600 steps per inch y 120 inches per minute. Un valor adecuado de aceleración sería la mitad de la velocidad.

La configuración que se ha realizado ha estado condicionada por las características mecánicas del motor. Tras hacer varias pruebas se observó que respondía bien a un máximo de 1,5 revoluciones por segundo. Como el motor tiene 400 pasos por vuelta y el driver está configurado para trabajar a medio paso, hacen falta 800 pasos para dar una vuelta. Si en cada vuelta el eje se mueve 0,5 pulgadas, se necesitan 1600 vueltas para moverse una pulgada. Esto supondría 0,75 pulgadas por segundo, por tanto 45 pulgadas por minuto. La aceleración se puso en 25 pulgadas por segundo al cuadrado.

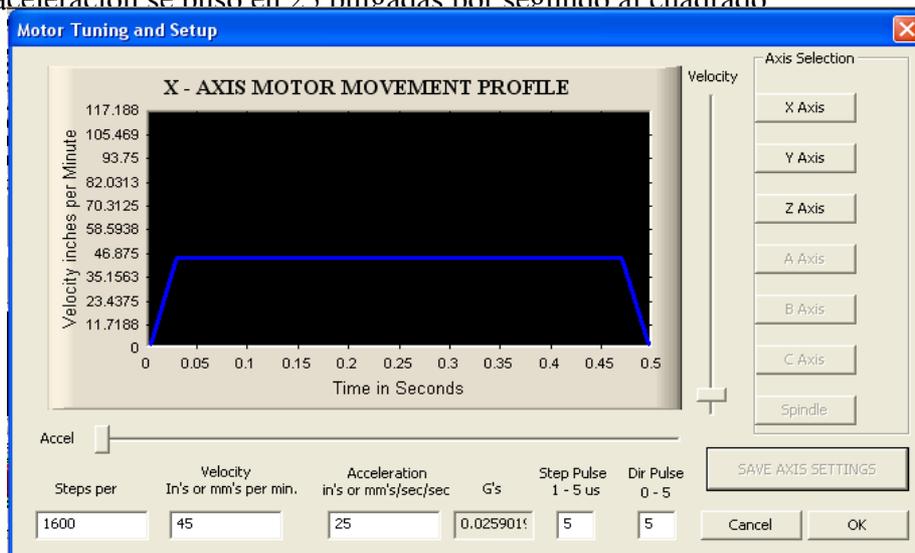


Ilustración 128: Configuración de la velocidad de los ejes

3.3. Diseño de la fuente de alimentación

Tras haber diseñado los drivers y la interface, se conocen las tensiones que necesitará el sistema. Serán 5, 12 y 24 voltios.

Como la etapa de 24 voltios es la que más potencia va a tener que suministrar, se partirá por diseñar esta etapa. Se ha estimado que 10 amperios será suficiente para alimentar los motores, por lo que la fuente deberá producir 240 vatios de potencia. Tras mirar los distintos tipos de fuentes de alimentación existentes, se vio que las fuentes lineales serían caras por necesitar componentes de mucha potencia como transistores y puentes rectificadores, y se desperdicia parte de la potencia en calor, lo que puede ser un inconveniente debido a que todo el sistema deberá estar dentro de una caja y los drivers producen calor también. Se optó por tanto por las fuentes conmutadas, las cuales a pesar de producir más ruido, son más eficientes y producen menos calor. El ruido no sería un problema en este sistema, pues la frecuencia a la que se trabaja es baja, la parte lógica es tecnología TTL y no es muy sensible a ruidos, y la parte de potencia es inmune a los ruidos que pueda generar el sistema.

Se estuvo mirando por internet en busca de varios diseños de fuentes conmutadas para coger ideas de diseño ya que se partía con un desconocimiento casi total acerca de este tipo de fuentes. Tras ver la complejidad que pueden tener, se optó por mirar en la página web de Farnell (www.farnell.com) en busca de algún circuito integrado que simplificase el diseño de la fuente de alimentación. Entre los distintos que se encontraron, se vio que el circuito integrado MIC2130 fabricado por Micrel Inc podría ser válido. Se empezó a estudiar este circuito integrado para conocer cómo utilizarlo. En el datasheet venía un esquema típico de montaje, y ese esquema sería el punto de partida en el que habría que calcular el valor de varios componentes para obtener a la salida la tensión deseada.

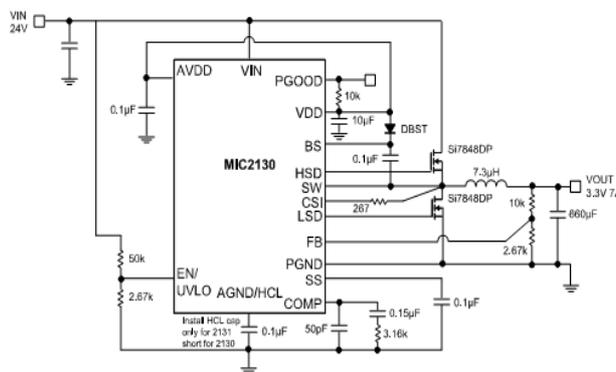


Ilustración 129: Esquema típico de montaje del MIC2130

Como la empresa tiene un transformador de ± 12 voltios eficaces con toma intermedia, valdría para la fuente de alimentación a diseñar ya que da 33,94 voltios. Esa tensión habría que rectificarla, por lo que se emplearía el puente de diodos KBPC1501-W fabricado por Won-Top Electronics Co.

Los cálculos a realizar son:

Ciclo de trabajo:

$$D = \frac{V_o}{V_i} = \frac{24}{(24 \cdot \sqrt{2} - 1,2)} = \frac{24}{32,7} = 0,74 \text{ V} \quad (94)$$

Tensión del comparador:

$$V_{comp} = (D + 0,935) / 0,85 = 1,4237 \text{ V} \quad (95)$$

Valor mínimo de la bobina:

$$L_{min} = 2 \cdot \frac{V_o}{I_o \cdot F_{swich}} \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_i \cdot eficiencia} \right) = 8,32 \mu H \quad (96)$$

Siendo $I_o = 10A$ $eficiencia = 0,99$ y $F_{swich} = 15kHz$

Usaré $10\mu H$

$$I_{LRMS} > 1,04 \cdot I_o = 10,4 A \quad (97)$$

$$I_{LSAT} > 1,25 \cdot I_o = 12,5 A \quad (98)$$

Intensidad del rizado:

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_o(1-D)}{F_{swich} \cdot L} = \frac{24 \cdot 0,26}{150k \cdot 10\mu} = 4,16 A \quad (99)$$

Tensión pico a pico de salida:

$$V_{(out_{(pk-pk)})} I_{RIPPLE} \cdot ESR + \frac{I_{RIPPLE} \cdot T_{ON}}{2 \cdot C_{out}} = 0,26 V \quad (100)$$

Siendo $ESR = 60m\Omega$ $T_{ON} = \frac{1}{150k} \cdot D = 4,93\mu S$ $C_{out} = 1mF$

$$W_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{out}}} = 10k \text{ rad/S} \rightarrow F_o = 1591,55 \text{ Hz} \quad (101)$$

$$F_{ESR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_{out}} = 2652,58 \text{ Hz} \quad (102)$$

$$Q = \frac{R_{load}}{\sqrt{\frac{L}{C_{out}}}} = 24 \rightarrow 27,6 \text{ dB} \quad (103)$$

Ganancia del modulador:

$$G_{mod}(0) = \frac{V_{out}}{\Delta V_{ramp} \cdot D} = 32,4324 \rightarrow 30,22 \text{ dB} \quad (104)$$

Ganancia de pico:

$$G_{mod}(0) + Q = 57,82 \text{ dB} \quad (105)$$

Ganancia del filtro:

$$G_{FLT}(s) = \frac{1 + S \cdot R_{ESR} \cdot C_{out}}{1 + \frac{S}{Q \cdot W_o} + \frac{S^2}{W_o^2}} \stackrel{f=150\text{kHz}}{=} 0,0654 \rightarrow -23,69 \text{ dB} \quad (106)$$

Ganancia a 150kHz:

$$G_{mod} + G_{FLT} = 6,5296 \text{ dB} \quad (107)$$

$$T(S) = G_{ea}(S) \cdot G_{mod}(S) \cdot G_{FLT}(S) \cdot H_{FB}(S) = 1 \rightarrow 0 \text{ dB} \quad (108)$$

$$H_{FB} = \frac{V_{ref}}{V_{out}} = 29,2 \cdot 10^{-3} \rightarrow -30,7 \text{ dB} \quad (109)$$

Siendo $V_{ref} = 0,7 \text{ V}$

$$G_{ea} = T - G_{mod} - G_{FLT} - H_{FB} = 0 - 30,22 + 23,69 + 30,7 = 24,17 \text{ dB} \rightarrow 16,162 \quad (110)$$

$$G_{ea}(S) = gm \cdot \frac{1 + S \cdot R_1 \cdot C_1}{S \cdot R_1 (1 + S \cdot R_1 \cdot C_2)} = gm \cdot \frac{1 + \frac{S}{\frac{1}{C_1 \cdot R_1}}}{S \cdot C_1 \cdot \left(1 + \frac{S}{\frac{1}{C_2 \cdot R_1}}\right)} \quad (111)$$

El amplificador de error necesita 24,17 dB de ganancia a Fco. De manera que:

$$W_{polo} = 2 \cdot \pi \cdot F_{polo} = \frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot R_1} = \frac{1}{C_2 \cdot R_1} = 2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot F_{co} \quad (112)$$

$$W_{zero} = 2 \cdot \pi \cdot F_{zero} = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_1}{C_1 \cdot R_1} = \frac{1}{C_1 \cdot R_1} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{F_{co}}{10} \quad (113)$$

$$G_{ea}(S) = gm \cdot \frac{1 + \frac{S}{W_{cl}}}{S \cdot C_1 \left(1 + \frac{S}{W_{pl}}\right)} = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{C_1} \cdot \frac{1 + \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot F_{co}/10}}{S + \frac{S^2}{2 \cdot \pi \cdot F_{co} \cdot 10}} \quad (114)$$

$$|G_{ea}(F_{co})| = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot F_{co}}{2 \cdot \pi \cdot F_{co}/10}\right)^2}}{\sqrt{(2 \cdot \pi \cdot F_{co})^2 + \left(\frac{(2 \cdot \pi \cdot F_{co})^2}{2 \cdot \pi \cdot F_{co} \cdot 10}\right)^2}} \quad (115)$$

$$|G_{ea}(15\text{kHz})| = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{C_1} \cdot \frac{\sqrt{101}}{\sqrt{8,882 \cdot 10^9 + 8,882 \cdot 10^7}} = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{C_1} \cdot \frac{\sqrt{101}}{\sqrt{9,4714 \cdot 10^4}} \quad (116)$$

$$C_1 = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{|G_{ea}(15\text{kHz})|} \cdot \frac{\sqrt{101}}{9,4714 \cdot 10^4} = 9,85 \text{ nF} \quad (117)$$

$$R_1 = \frac{1}{1,5 \text{ k} \cdot 2 \cdot \pi \cdot C_1} = 10,7 \text{ k}\Omega \quad (118)$$

$$C_2 = \frac{1}{150 \text{ k} \cdot 2 \cdot \pi \cdot R_1} = 98,5 \text{ pF} \quad (119)$$

$$V_{FB} = 0,7 = V_{out} \cdot \frac{R_{LS}}{R_{LS} + R_{HS}} \quad (120)$$

Elijo $R_{HS} = 68 \text{ k}\Omega$

$$R_{LS} = \frac{V_{FB} \cdot R_{HS}}{V_{out} - V_{FB}} = 2043 \Omega \quad (121)$$

Cojo $R_{LS} = 2,2 \text{ k}\Omega$

Siendo $R_{(DS(on))} = 9 \text{ m}\Omega$

$$R_{CS} = I_{out} \cdot R_{(DS(on))} / 200 \mu A = 450 \Omega \quad (122)$$

Tras evaluar la empresa el coste que supondría hacer la fuente, decidió que no le era rentable fabricarla y que se utilizaría una comercial. Por tanto no se continuó el diseño de la misma.

Descripción del circuito integrado MIC2130

El MIC2130 es un circuito integrado controlador buck síncrono PWM de alta tensión de entrada. Es un controlador de tensión con un lazo de control hysteretic rápido (FhyCL) empleado durante transitorios de carga y línea rápidos. Los drivers de puerta internos están diseñados para conducir MOSFETs de alta corriente.

El MIC2130 puede conducir salidas de tensión tan bajas como 0,7V con tensiones de entrada desde 8V a 40V. La familia MIC2130 de circuitos integrados de control implementa control PWM de frecuencia fija. El anti-shoot activo a través del esquema de conducción significa que un amplio rango de MOSFETs externos pueden ser usados mientras se mantiene eficiencia óptima.

El MIC2130 es la versión totalmente funcional de la familia e implementa una nueva característica para reducir las interferencias electromagnéticas. Esta función es crítica para sistemas que necesitan cumplir con los estándares EMI a lo largo del mundo.

Características:

- Rango de entrada de tensión de 8V a 40V.
- Tensiones de salida ajustables que bajan hasta 0,7V.
- Opción de baja interferencia electromagnética.
- Opciones de frecuencia fija a 150kHz y 400kHz.
- Excelente regulación de carga y línea debido al lazo de control hysteretic rápido durante transitorios.
- Conducción de puerta adaptable permite eficiencias sobre el 95%.
- Límite de corriente programable sin resistencia de senseo.
- Sensea corrientes de MOSFET low-side.
- Drivers internos permiten salida de corriente de 15A.
- Salida Power Good permite secuenciado sencillo.
- Pin soft-start programable.
- Protección contra sobretensión.
- Entrada UVLO programable.

Aplicaciones:

- Puntos de uso de potencia DC/DC médicos/industriales.
- Drivers de cabeza de impresora.
- Sistemas automotivos.
- Sistemas de telecomunicaciones.
- Televisión LCD/Plasma.

- Máquinas de juego.

Descripción funcional.

El MIC2130 es un controlador buck síncrono de modo tensión construido para velocidad y eficiencia óptimos. Está diseñado para un amplio rango de tensiones de entrada y para convertidores buck de alta potencia de salida. La figura siguiente muestra el diagrama de bloques.

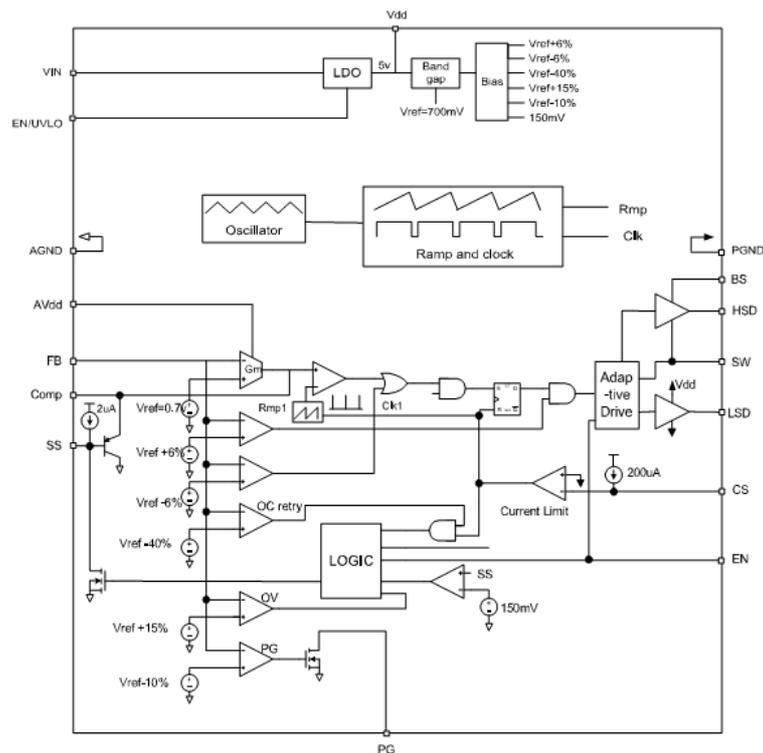


Ilustración 131: Diagrama de bloques del MIC2130

El lazo de control tiene dos etapas de regulación. Durante el estado estable a perturbaciones de salida medias, el lazo opera en frecuencia fija, modo PWM durante ese tiempo (lazo gm), durante una larga perturbación de salida ($\pm 6\%$ de la nominal), el lazo se vuelve hysteretic; queriendo decir que por un corto periodo de tiempo, los MOSFETs son conmutados on y off continuamente hasta que la tensión de salida retorna a su nivel nominal. Esto maximiza la respuesta transitorias para cambios grandes de carga, mientras opera nominalmente en modo PWM de frecuencia fija. El control de modo tensión es usado para permitir máxima flexibilidad y mantiene buena regulación de transitorio. El rango de operación de tensión de entrada es de 8V a 40V y la salida puede ser puesta desde 0,7V hasta $0,85 \cdot V_{in}$. Los cambios repentinos de inicio son prevenidos usando tanto circuitería de inicio suave integrada como sensado de corriente sin resistencia (LSD RDSon es usado para sensar la

corriente de carga) para protección por sobrecarga. Otras características de protección incluyen UVLO, protección de latch off de sobretensión, señal de Power Good.

Información de aplicación

Guía de selección de componentes pasivos

Las pérdidas de transición en los MOSFETs de potencia no son definidos por el valor de la bobina. No obstante el valor de la bobina es responsable de la corriente de rizado la cual causa algunas de las pérdidas resistivas. Esas pérdidas son proporcionales a I_{RIPPLE}^2 . Minimizando la corriente de rizado de la bobina, de esta manera se reducen las pérdidas resistivas y puede ser conseguido mediante la elección de un valor de bobina mayor. Esto generalmente mejorará la eficiencia mediante la reducción de la corriente RMS circulante en todos los componentes de potencia. El verdadero valor de la inductancia es realmente definido por limitaciones de espacio, ratio RMS (I_{RMS}) y corriente de saturación (I_{sat}) de las bobinas disponibles. Si miramos a las bobinas de cable plano más nuevas, tienen un ratio de corriente de saturación más alto que el ratio de corriente RMS para valores más bajos y según aumenta el valor de inductancia, esas figuras se acercan en valor. Esos espejos que ocurren en el convertidor con I_{sat} análogos al máximo pico de corriente de conmutación e I_{RMS} análogo a la corriente de salida. Según aumenta la inductancia, $I_{switchpk}$ tiende hacia I_{out} . Esta es una característica que hace esos tipos de bobinas óptimos para usar en convertidores buck de alta potencia como MIC2130.

Para determinar el ratio de I_{sat} e I_{RMS} deberíamos empezar con un valor nominal de corriente de rizado. Esto no debería ser más de $I_{out(max)}/2$ para minimizar pérdidas en los MOSFETs debidos a la corriente de rizado mencionadas antes.

$$L_{min} \approx 2 \cdot \frac{V_o}{I_o \cdot F_{switch}} \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_i \cdot eficiencia} \right) \quad (123)$$

$$IL_{RMS} > 1,04 \cdot I_{o(max)} \quad (124)$$

$$IL_{sat} > 1,25 \cdot I_{o(max)} \quad (125)$$

Cualquier valor elegido por encima de I_{min} asegurará que esos ratios no son excedidos.

En consideración al actual valor a elegir, necesitamos mirar a los efectos del rizado en los otros componentes en el circuito. El valor elegido de bobina tendrá una corriente de rizado de:

$$I_{RIPPLE} \approx \frac{1-D}{F_{switch}} \cdot \frac{V_o}{L} \quad (126)$$

Esta valor debería ser idealmente mantenido al mínimo, con intenciones de coste y tamaño del diseño, para reducir disipación de calor innecesaria.

Selección del condensador de salida

El condensador de salida (C_{out}) tendrá toda la corriente de rizado $I_{L_{RMS}}$ fluyendo a través de él. Esto crea el ruido de conmutación de salida el cual consiste en dos componentes principales:

$$V_{outpk-pk} \approx \underbrace{I_{RIPPLE} \cdot ESR}_{\text{Ruido ESR}} + \underbrace{\frac{I_{RIPPLE} \cdot T_{on}}{2 \cdot C_{out}}}_{\text{Ruido del condensador}} \quad (127)$$

Si hay necesidad de ruido bajo de tensión de salida (por ejemplo convertidores de tensión de salida baja), el rizado de V_{out} puede ser reducido directamente mediante el incremento del valor de la bobina, del valor del condensador de salida o reduciendo del ESR. Para condensadores de tántalo, ESR es típicamente $>40m\Omega$ lo cual hace normalmente lazos de estabilización más sencillos mediante la utilización de un compensador polo-cero (tipo II). Debido a las muchas ventajas de los condensadores cerámicos multicapa, entre ellos, coste, tamaño, ratio de rizado y ESR, puede ser útil usarlos en muchos casos. No obstante, una desventaja es el producto $C \cdot V$, éste es más bajo que tántalo. Una mezcla de un tántalo y un cerámico puede ser un buen compromiso el cual puede utilizar aún el sencillo compensador tipo II. Con sólo condensadores de salida cerámicos, un compensador de doble polo y doble cero (tipo III) es necesario para asegurar la estabilidad del sistema. Asegura que el ratio de corriente de rizado RMS está por encima de $I_{RIPPLE} \cdot 0,6$ para mejorar la fiabilidad.

Selección del condensador de entrada

El filtro de entrada necesita suministrar la corriente de carga cuando el FET alto está conduciendo y debería limitar el rizado al valor deseado. El ratio de rizado de C_{in} para un convertidor es

típicamente $I_{out}/2$ bajo el peor caso de las condiciones del ciclo de trabajo al 50%.

$$IRMS_{Cin} = I_{out} \cdot \sqrt{(D \cdot (1-D))} \quad (128)$$

Donde

$$D = \frac{V_{out}}{V_i \cdot \text{eficiencia}} \quad (129)$$

Selección del MOSFET de potencia

El MIC2130 controla MOSFETs de canal N en ambas posiciones alta y baja. Esto es porque la velocidad de conmutación para una RDS_{on} dada en el dispositivo de canal N es superior al dispositivo de canal P.

Hay diferentes criterios para elegir el MOSFET de lado alto y lado bajo y esas diferencias son más significativas a ciclos de trabajo más bajos como conversión de 12V a 1,8V. El MOSFET de lado alto debe conmutar tan rápido como sea posible para minimizar las pérdidas de transición (potencia disipada durante los tiempos de subida y bajada). Por otro lado, el MOSFET de lado bajo puede conmutar más despacio, pero debe controlar corrientes RMS más grandes.

Cuando el ciclo de trabajo se acerca al 50%, la capacidad de llevar corriente del MOSFET superior empieza a volverse crítica también y puede muchas veces requerir controladores de alta corriente para alcanzar las velocidades de conmutación necesarias.

$$Pérdidas\ del\ MOSFET = pérdidas\ estáticas + pérdidas\ de\ transición \quad (130)$$

$$Pérdidas\ estáticas\ (Ps) = I_{FETRMS}^2 \cdot RDS_{on} \quad (131)$$

$$Pérdidas\ de\ transición\ (Pt) = I_{FETRMS}^2 \cdot (tr + tf) \cdot V_{DSoff} \cdot \frac{F_{switch}}{2} \quad (132)$$

$$tr + tf = \text{tiempo de subida} + \text{tiempo de bajada}$$

Debido a las corrientes de conducción en el peor caso del MIC2130, el valor de $tr+tf$ se simplifica a:

$$tr + tf\ (nS) = \Delta Qg\ (nC) \quad (133)$$

Δq_g puede ser encontrado en las curvas características del MOSFET.

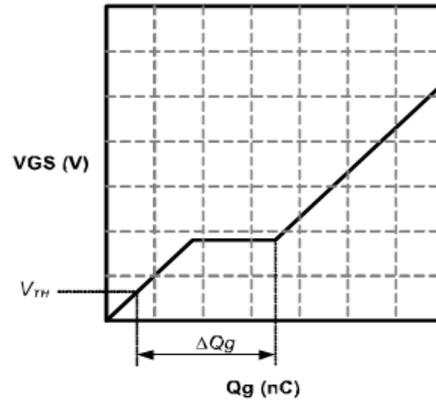


Ilustración 132: Curva de carga de puerta

Estabilidad del lazo de control y compensación

La figura siguiente muestra el esquema del sistema simplificado. El amplificador de error de transconductancia interno es utilizado para la compensación del lazo de realimentación de tensión mediante la colocación de un condensador (C1) en serie con una resistencia (R1) y otro condensador (C2) en paralelo desde el pin COMP a masa. Nota: condensadores de salida cerámicos podría necesitar compensación tipo III.

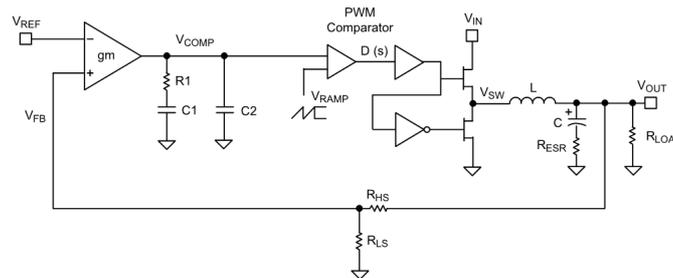


Ilustración 133: Esquema del sistema simplificado

Con la finalidad de tener un sistema estable cuando la ganancia de $T(s)=1 \rightarrow 0$ dB la fase tiene que ser más grande (menos negativa) que -180° . La cantidad de fase que es mayor de -180° es llamada margen de fase, normalmente 30 a 60 y es un parámetro clave prediciendo la estabilidad del sistema y cuanto subamortiguamiento y sobreamortiguamiento el sistema muestra durante transitorios.

La función de transferencia en lazo abierto es:

$$T(S) = G_{ea}(S) \cdot G_{PWMcomp}(S) \cdot G_{pwrs}(S) \cdot G_{flt}(S) \cdot H_{fb}(S) \quad (134)$$

Y la fase es:

$$\angle T(S) = \theta_T(S) = \theta_{ea} + \theta_{PWMcomp} + \theta_{pwrs} + \theta_{flt} + \theta_{fb} \quad (135)$$

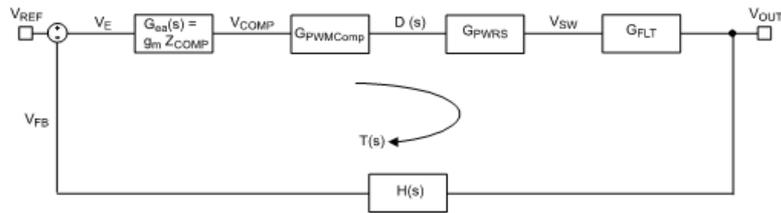


Ilustración 134: Diagrama de bloques del sistema

En el diagrama de bloques del sistema de la figura anterior ganancia del amplificador de error:

$$G_{ea}(S) = g_m \cdot Z_{comp} \quad (136)$$

Donde $g_m = 1,5 \text{ms}$ y

$$Z_{comp} = \left(R_1 + \frac{1}{S \cdot C_1} \right) \parallel \left(\frac{1}{S \cdot C_2} \right) \quad (137)$$

Ganancia del comparador PWM:

$$G_{PWMcomp}(S) = \frac{\Delta D}{\Delta V_{comp}} = \frac{D_{max}}{\Delta V_{ramp}} = \frac{0,85}{2,1 - 1,1} = 0,85 \quad (138)$$

Ganancia de la etapa de potencia:

$$G_{pwrs}(S) = \frac{\Delta V_{sw}}{\Delta d(S) \cdot D} = \frac{V_{out}}{\Delta d(S) \cdot D} = \frac{V_{out}}{D_{max} \cdot D} \quad (139)$$

Ganancia del filtro:

$$G_{flt}(S) = \frac{1 + S \cdot R_{esr} \cdot C_{out}}{1 + \frac{S}{Q \cdot \omega_o} + \frac{S^2}{\omega_o^2}} \quad (140)$$

Donde:

$$Q = \frac{E_{stored}}{E_{lost}} = \frac{R_{load}}{\sqrt{\frac{L}{C_{out}}}} \quad (141)$$

Y

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{out}}} \quad F_{esr} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{esr} \cdot C_{out}} \quad (142)$$

Ganancia de la red de realimentación:

$$H(S) = \frac{R_{LS}}{R_{LS} + R_{HS}} = \frac{V_{ref}}{V_{out}} \quad (143)$$

Por simplicidad combinamos la ganancia del comparador PWM y la ganancia de la etapa de potencia y lo llamamos ganancia del modulador.

$$G_{mod}(S) = G_{PWMcomp}(S) \cdot G_{PWRsw}(S) = \frac{D_{max}}{\Delta V_{ramp}} \cdot \frac{V_{out}}{D \cdot D_{max}} = \frac{V_{out}}{\Delta V_{ramp} \cdot D} \quad (144)$$

De esta manera:

$$T(S) = G_{ea}(S) \cdot G_{mod}(S) \cdot G_{flt}(S) \cdot H_{fb}(S) \quad (145)$$

Y

$$\theta_T(S) = \theta_{ea} + \theta_{mod} + \theta_{flt} + \theta_{fb} \quad (146)$$

La fase del lazo abierto es la fase de todos los bloques en el lazo añadidos juntos.

La fase de T(S) es

$$\theta_T(S) = \theta_{ea} + \theta_{PWMcomp} + \theta_{pwrS} + \theta_{flt} + \theta_{fb} \quad (147)$$

$$\theta_T(S) = \theta_{mod} + \theta_{fb} \quad (148)$$

Donde

$$\theta_{ea} = -\theta_{polo0} + \theta_{cero1} - \theta_{polo1} \quad (149)$$

θ_{polo0} = retardo de fase debido al polo en el origen.

θ_{cero1} = control de fase debido al cero.

θ_{polo1} = retardo de fase debido al polo 1.

$$\theta_{PWMcomp} = 0^\circ \quad \theta_{pwrS} = 0^\circ \quad \theta_{fb} = 0^\circ$$

De manera que $\theta_{mod} = 0^\circ$

La fase del filtro incluye los polos complejos de LC y el cero causado por el ESR de Cout.

El filtro tiene dos polos en F_0 y un cero en F_{esr} .

$\theta_{fit} = -180^\circ$ en F_0 y $+90^\circ$ en F_{esr} .

4. Conclusiones

Se partió de un total desconocimiento acerca del funcionamiento de las fresadoras CNC y del control de los motores paso a paso. Este trabajo ha supuesto una importante introducción al mundo del CNC y al control de los motores paso a paso, no obstante el sistema de control creado es bastante sencillo teniendo en cuenta que es el ordenador quien controla la posición de los ejes y no la propia máquina.

Partiendo de este trabajo se podría elaborar un sistema de control que incorporase un microcontrolador que controlase la máquina y descargase de esa tarea al ordenador. Requeriría investigación acerca del funcionamiento de los servos, qué microcontroladores hay en el mercado y cuál se podría utilizar, y el control del puerto USB del ordenador (ya que el puerto paralelo se va eliminando de los ordenadores).

Aunque el sistema diseñado es sencillo, cumple bien la tarea de controlar una fresadora CNC cuando se está dispuesto a destinar un ordenador para el control de la fresadora, por lo que no hay que menospreciar su utilidad práctica solo porque no esté al nivel de complejidad de otros sistemas que se encuentren en el mercado. Su sencillez permite que su coste sea bajo y por tanto adecuado para la creación de prototipos de piezas o placas de circuito impreso si no se desea destinar una considerable cantidad de dinero a una máquina para este fin.

5. Bibliografía

Toda la información ha sido obtenida a través de internet, por lo que como han sido muchas las páginas visitadas, se nombrarán las más importantes ya que no se ha creado una lista según se iban visitando.

PMinMO.com.

<<http://pminmo.com/>>

CStep Hobby CNC computer motion controlled engraving.

<<http://www.luberth.com/cstep/>>

Build Your Own CNC Router Machine.

<<http://buildyourcnc.com/default.aspx>>

ArtSoft USA - Home of Mach3 and LazyCam.

<<http://www.machsupport.com/>>

CNC Stepper Motor Driver Systems & Hobby CNC Routers:: PROBOTIX.

<<http://www.probotix.com/>>

DevilMaster - My Little CNC.

<<http://www.devilmaster.org/modules.php?name=News&file=article&sid=106>>

FRESADORAS CNC. Ver foro – ELECTRONICA.

<<http://www.frs-cnc.com/foro1/viewforum.php?f=4&sid=3de64fca0a05d672f4c0e8f686e5deeb>>

ESTECA55.com.ar.

<<http://www.esteca55.com.ar/>>

Motor Drivers | Brushless DC Motor Drivers, Brush DC Motor Drivers, and Stepper Motor Drivers.

<<http://www.allegromicro.com/en/Products/Categories/ICs/motor.asp>>

Plotter Router Fresadora CNC, alciro - Projects, alciro.org.

<http://www.alciro.org/alciro/Plotter-Router-Fresadora-CNC_1>

Motores paso a paso - Características básicas - Robots Argentina.

<http://robots-argentina.com.ar/MotorPP_basico.htm>

Disipación de potencia.

<<http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/disipa.pdf>>

L6203 – STMicroelectronics.

<<http://www.st.com/internet/analog/product/63230.jsp>>

L297 – STMicroelectronics.

<<http://www.st.com/internet/analog/product/63146.jsp>>

Metal Film Resistors, Industrial Power, Precision, Flameproof.

<<http://www.vishay.com/docs/31021/cpf.pdf>>

Fuente alimentacion regulable conmutada 18v/40A - Foros Electrónica - Comunidad sobre electrónica en España.

<<http://www.foroselectronica.es/f45/fuente-alimentacion-regulable-conmutada-18v-40a-3545.html>>

Homo ludens electronicus.

<<http://ludens.cl/Electron/Electron.html>>

Fuentes de alimentación.

<<http://www.electronicafacil.net/tutoriales/Fuentes-alimentacion.php>>

Fuentes conmutadas.

<<http://www.electronicafacil.net/tutoriales/Fuentes-conmutadas.php>>

Low Profile, High Current IHLP® Inductors.

<<http://www.vishay.com/doc?34282>>

MIC2130/31 High Voltage Synchronous Buck Control IC with Low EMI Option.

<<http://www.micrel.com/page.do?page=/product-info/products/mic2130.jsp>>

GBPC 12, 15, 25, 35 SERIES Bridge Rectifiers..

<<http://www.fairchildsemi.com/ds/GB/GBPC1501.pdf>>

Stepper.

<<http://www.module.ro/stepper.html>>

www.fromorbit.com. <<http://www.fromorbit.com/projects/picstep/>>

Octal buffers and line drivers with 3-state outputs.

<<http://focus.ti.com/lit/ds/sdls144c/sdls144c.pdf>>

ULN2003.

<<http://www.st.com/internet/analog/product/65560.jsp>>

Anexos

Índice de ilustraciones

Ilustración 1: Fresadora manual.....	9
Ilustración 2: Fresadora CNC.....	9
Ilustración 3: Ejemplos de fresas y el corte que realizan(I).....	29
Ilustración 4: Ejemplos de fresas y el corte que realizan (II).....	30
Ilustración 5: Fresado en concordancia: fresado hacia abajo, o fresado equicorriente. .	32
Ilustración 6: Fresado en oposición: fresado hacia arriba, o fresado normal.....	32
Ilustración 7: Fresadora con sistema de refrigeración de la fresa.....	40
Ilustración 8: Motores de cc.....	43
Ilustración 9: Ejemplos de motores paso a paso.....	45
Ilustración 10: Distribución del bobinado de un motor bipolar.....	49
Ilustración 11: Circuito y secuencia para controlar un motor unipolar.....	49
Ilustración 12: Secuencia para lograr más fuerza.....	49
Ilustración 13: Secuencia para lograr medio-paso.....	49
Ilustración 14: Circuito de control de avance con un único integrado CD 4017.....	50
Ilustración 15: Distribución del bobinado de un motor bipolar.....	50
Ilustración 16: Secuencia de pulsos para controlar un motor bipolar.....	51
Ilustración 17: Circuito de control de un motor paso a paso bipolar.....	51
Ilustración 18: Distribución del bobinado en un motor paso a paso de reluctancia variable.....	52
Ilustración 19: Conexión de las bobinas y secuencia de alimentación de éstas.....	52
Ilustración 20: Principio de funcionamiento de un motor paso a paso de reluctancia variable.....	53
Ilustración 21: Rotor de un motor paso a paso híbrido.....	54
Ilustración 22: Estator de un motor paso a paso híbrido.....	54
Ilustración 23: Principio de funcionamiento de un motor paso a paso híbrido.....	55
Ilustración 24: Circuito equivalente de un bobinado de un motor paso a paso.....	57
Ilustración 25: Diodo supresor.....	58
Ilustración 26: Diodo más resistencia.....	58
Ilustración 27: Supresor por diodo zener.....	59
Ilustración 28: Control unipolar con alimentación por tensión constante.....	60
Ilustración 29: Gráfica de la corriente.....	60
Ilustración 30: Forma de onda de la corriente por el devanado.....	61
Ilustración 31: Cable paralelo diseñado por IBM.....	62
Ilustración 32: Conector paralelo visto desde la parte trasera del PC.....	63
Ilustración 33: Ejemplo de interface (I).....	66
Ilustración 34: Diagrama funcional del 74HC244N.....	67
Ilustración 35: Diagrama funcional del 47AC573B.....	67
Ilustración 36: Ejemplo de interface (II).....	68
Ilustración 37: Diagrama de fuente de alimentación lineal.....	69
Ilustración 38: Esquema de transformador.....	70
Ilustración 39: Transformador encapsulado.....	72
Ilustración 40: Transformador con brida.....	72

Ilustración 41: Gráfico de corriente alterna y corriente rectificada.....	73
Ilustración 42: Transformador con toma intermedia.....	73
Ilustración 43: Transformador sin toma intermedia.....	73
Ilustración 44: Distintos encapsulados de puentes rectificadores.....	74
Ilustración 45: Tensión alterna rectificada, y tensión filtrada.....	74
Ilustración 46: Esquema de fuente de alimentación lineal.....	75
Ilustración 47: Circuito térmico.....	77
Ilustración 48: Esquema de fuente de alimentación conmutada.....	79
Ilustración 49: Fuente de alimentación conmutada con varias salidas.....	80
Ilustración 50: Modulación de ancho de pulso.....	81
Ilustración 51: Transformador ideal.....	82
Ilustración 52: Transformador real.....	82
Ilustración 53: Convertidor directo ideal.....	83
Ilustración 54: Formas de onda en el convertidor directo lineal.....	84
Ilustración 55: Convertidor real modificado.....	85
Ilustración 56: Formas de onda para un convertidor directo modificado con transformador real.....	87
Ilustración 57: Convertidor directo con un transformador real de tres arrollamientos....	87
Ilustración 58: Formas de onda en un convertidor directo con un transformador real de tres arrollamientos.....	89
Ilustración 59: Convertidor flyback.....	91
Ilustración 60: Circuito equivalente de un convertidor flyback.....	91
Ilustración 61: Estados de un convertidor flyback: (a) S on, (b) S off.....	91
Ilustración 62: Formas de onda en un convertidor flyback.....	93
Ilustración 63: Convertidor cc-cc de medio puente.....	95
Ilustración 64: Formas de onda en un convertidor cc-cc de medio puente.....	96
Ilustración 65: Convertidor cc-cc de puente completo.....	97
Ilustración 66: Formas de onda para un convertidor cc-cc de puente completo.....	99
Ilustración 67: Control de la tensión de salida de una fuente de alimentación cc conmutada.....	101
Ilustración 68: Control en modo corriente.....	101
Ilustración 69: Estructura de un bloque de programación CNC.....	103
Ilustración 70: Trayectoria circular tangente a la anterior.....	109
Ilustración 71: Trayectoria circular definida por 3 puntos.....	110
Ilustración 72: Imágenes espejo.....	110
Ilustración 73: Redondeado controlado de aristas.....	111
Ilustración 74: Entrada tangencial.....	112
Ilustración 75: Entrada tangencial.....	112
Ilustración 76: Achaflanado.....	113
Ilustración 77: Rotación del sistema de coordenadas.....	115
Ilustración 78: Señal en las bobinas a una velocidad de 25 pulgadas por minuto.....	118
Ilustración 79: Señal en las bobinas a una velocidad de 45 pulgadas por minuto.....	118
Ilustración 80: Señal en las bobinas a una velocidad de 700 pulgadas por minuto.....	119
Ilustración 81: Señal en las salidas A y B del L297.....	119
Ilustración 82: Señal en las salidas A y C del L297.....	120
Ilustración 83: Señal en las salidas A y enable1 del L297.....	120

Ilustración 84: Señales B y D del L297.....	121
Ilustración 85: Señales B y enable1 del L297.....	121
Ilustración 86: Señales C y D del L297.....	122
Ilustración 87: Señales C y enable2 del L297.....	122
Ilustración 88: Señales D y enable2 del L297.....	123
Ilustración 89: Señales D y enable2 del L297.....	123
Ilustración 90: Señales enable1 y enable2 del L297.....	124
Ilustración 91: Foto del montaje (I).....	124
Ilustración 92: Foto del montaje (II).....	125
Ilustración 93: Foto de uno de los drivers.....	125
Ilustración 94: Foto de driver junto con el motor.....	126
Ilustración 95: Foto de la interface.....	126
Ilustración 96: Esquema típico de driver con L297 y L6203.....	127
Ilustración 97: Disipación típica de potencia vs corriente.....	129
Ilustración 98: Esquema del driver.....	130
Ilustración 99: Diseño del circuito impreso del driver.....	131
Ilustración 100: Diagrama de bloques del L297.....	132
Ilustración 101: Secuencia de control modo control de medio paso.....	133
Ilustración 102: Secuencias de control modo control normal.....	134
Ilustración 103: Secuencias de control modo control de onda.....	134
Ilustración 104: Diagrama de bloques del L6203.....	135
Ilustración 105: Estructuras intrínsecas de los transistores DMOS.....	136
Ilustración 106: Picos de corriente típicos en el pin de sensado.....	136
Ilustración 107: Señal de salida en los transistores.....	140
Ilustración 108: Control de motor paso a paso bipolar de dos fases.....	141
Ilustración 109: Esquema de la interface.....	142
Ilustración 110: Diseño de la placa de circuito impreso de la interface.....	143
Ilustración 111: Esquema de la interface.....	143
Ilustración 112: Diagrama funcional del 74LS244.....	144
Ilustración 113: Circuito equivalente de cada entrada.....	145
Ilustración 114: Circuito equivalente de cada salida.....	145
Ilustración 115: Conexión de los pines en el circuito integrado ULN2003.....	146
Ilustración 116: Diagrama esquemático de cada par darlington.....	146
Ilustración 117: Pantalla principal de Match3.....	147
Ilustración 118: Pantalla de diagnóstico.....	148
Ilustración 119: Selección de configuración del puerto.....	149
Ilustración 120: Configuración de los pines de los ejes de la fresadora.....	150
Ilustración 121: Configuración de las señales de entrada de la fresadora (I).....	151
Ilustración 122: Configuración de las señales de entrada de la fresadora (II).....	152
Ilustración 123: Configuración de los pines de las señales de salida.....	153
Ilustración 124: Configuración del taladro.....	154
Ilustración 125: Selección de configuración de las teclas de control.....	154
Ilustración 126: Ventana de configuración de las teclas de control.....	155
Ilustración 127: Selección de configuración de la velocidad de los ejes.....	156
Ilustración 128: Configuración de la velocidad de los ejes.....	157
Ilustración 129: Esquema típico de montaje del MIC2130.....	158

Ilustración 130: Esquema de la fuente de alimentación de 24 voltios.....	162
Ilustración 131: Diagrama de bloques del MIC2130.....	164
Ilustración 132: Curva de carga de puerta.....	168
Ilustración 133: Esquema del sistema simplificado.....	168
Ilustración 134: Diagrama de bloques del sistema.....	169

Índice de tablas

Tabla 1: Materiales de plaquitas.....	25
Tabla 2: Código de calidades de plaquitas.....	25
Tabla 3: Ejemplo de código de plaquita: SNMG160408HC.....	26
Tabla 4: Problemas habituales en el fresado.....	31
Tabla 5: Normas de seguridad.....	42
Tabla 6: Secuencia de giro de un motor paso a paso.....	46
Tabla 7: Salidas de datos del puerto paralelo.....	65
Tabla 8: Entradas de datos del puerto paralelo.....	65
Tabla 9: Control lógico del L6203.....	135
Tabla 10: Tabla de funcionamiento del 74LS244.....	144

Hojas de características

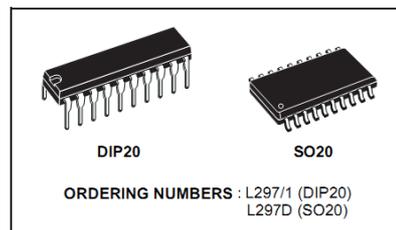
L297



L297

STEPPER MOTOR CONTROLLERS

- NORMAL/WAVE DRIVE
- HALF/FULL STEP MODES
- CLOCKWISE/ANTICLOCKWISE DIRECTION
- SWITCHMODE LOAD CURRENT REGULATION
- PROGRAMMABLE LOAD CURRENT
- FEW EXTERNAL COMPONENTS
- RESET INPUT & HOME OUTPUT
- ENABLE INPUT



DESCRIPTION

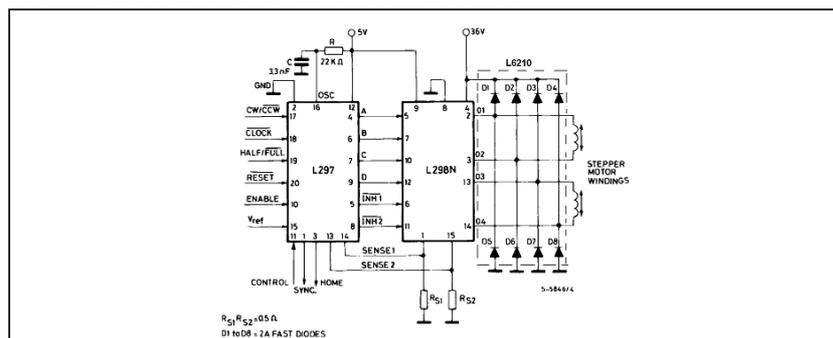
The L297 Stepper Motor Controller IC generates four phase drive signals for two phase bipolar and four phase unipolar step motors in microcomputer-controlled applications. The motor can be driven in half step, normal and wave drive modes and on-chip PWM chopper circuits permit switch-mode control of the current in the windings. A feature of

this device is that it requires only clock, direction and mode input signals. Since the phase are generated internally the burden on the microprocessor, and the programmer, is greatly reduced. Mounted in DIP20 and SO20 packages, the L297 can be used with monolithic bridge drives such as the L298N or L293E, or with discrete transistors and darlings.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_s	Supply voltage	10	V
V_i	Input signals	7	V
P_{tot}	Total power dissipation ($T_{amb} = 70^\circ\text{C}$)	1	W
T_{stg}, T_j	Storage and junction temperature	-40 to + 150	$^\circ\text{C}$

TWO PHASE BIPOLAR STEPPER MOTOR CONTROL CIRCUIT

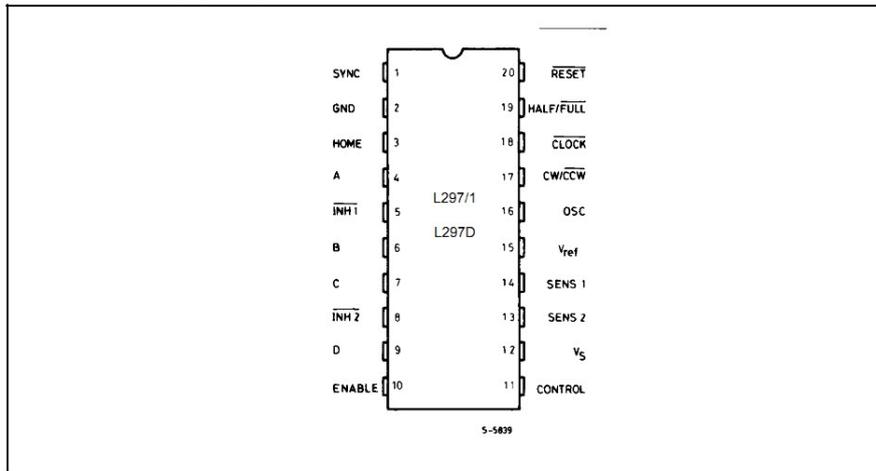


December 2001

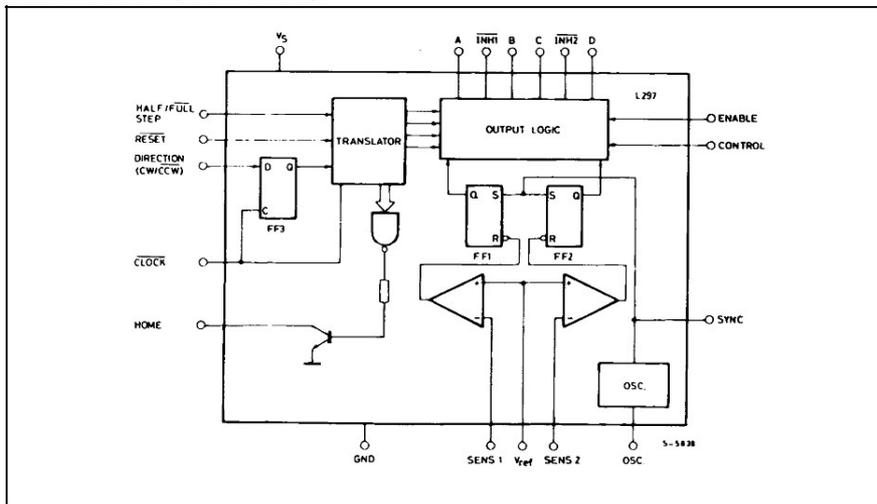
1/11

L297

PIN CONNECTION (Top view)



BLOCK DIAGRAM (L297/1 - L297D)



PIN FUNCTIONS - L297/1 - L297D

N°	NAME	FUNCTION
1	SYNC	Output of the on-chip chopper oscillator. The SYNC connections of all L297s to be synchronized are connected together and the oscillator components are omitted on all but one. If an external clock source is used it is injected at this terminal.
2	GND	Ground connection.
3	HOME	Open collector output that indicates when the L297 is in its initial state (ABCD = 0101). The transistor is open when this signal is active.
4	A	Motor phase A drive signal for power stage.
5	$\overline{\text{INH1}}$	Active low inhibit control for driver stage of A and B phases. When a bipolar bridge is used this signal can be used to ensure fast decay of load current when a winding is de-energized. Also used by chopper to regulate load current if CONTROL input is low.
6	B	Motor phase B drive signal for power stage.
7	C	Motor phase C drive signal for power stage.
8	$\overline{\text{INH2}}$	Active low inhibit control for drive stages of C and D phases. Same functions as INH1.
9	D	Motor phase D drive signal for power stage.
10	ENABLE	Chip enable input. When low (inactive) INH1, INH2, A, B, C and D are brought low.
11	CONTROL	Control input that defines action of chopper. When low chopper acts on INH1 and INH2; when high chopper acts on phase lines ABCD.
12	V_s	5V supply input.
13	SENS ₂	Input for load current sense voltage from power stages of phases C and D.
14	SENS ₁	Input for load current sense voltage from power stages of phases A and B.
15	V_{ref}	Reference voltage for chopper circuit. A voltage applied to this pin determines the peak load current.
16	OSC	An RC network (R to V_{CC} , C to ground) connected to this terminal determines the chopper rate. This terminal is connected to ground on all but one device in synchronized multi - L297 configurations. $f \approx 1/0.69 RC$
17	$\overline{\text{CW/CCW}}$	Clockwise/counterclockwise direction control input. Physical direction of motor rotation also depends on connection of windings. Synchronized internally therefore direction can be changed at any time.
18	$\overline{\text{CLOCK}}$	Step clock. An active low pulse on this input advances the motor one increment. The step occurs on the rising edge of this signal.

L297

PIN FUNCTIONS - L297/1 - L297D (continued)

N°	NAME	FUNCTION
19	HALF/FULL	Half/full step select input. When high selects half step operation, when low selects full step operation. One-phase-on full step mode is obtained by selecting FULL when the L297's translator is at an even-numbered state. Two-phase-on full step mode is set by selecting FULL when the translator is at an odd numbered position. (The home position is designate state 1).
20	RESET	Reset input. An active low pulse on this input restores the translator to the home position (state 1, ABCD = 0101).

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	DIP20	SO20	Unit	
R _{th-j-amb}	Thermal resistance junction-ambient	max	80	100	°C/W

CIRCUIT OPERATION

The L297 is intended for use with a dual bridge driver, quad darlington array or discrete power devices in step motor driving applications. It receives step clock, direction and mode signals from the systems controller (usually a microcomputer chip) and generates control signals for the power stage.

The principal functions are a translator, which generates the motor phase sequences, and a dual PWM chopper circuit which regulates the current in the motor windings. The translator generates three different sequences, selected by the HALF/FULL input. These are normal (two phases energised), wave drive (one phase energised) and half-step (alternately one phase energised/two phases energised). Two inhibit signals are also generated by the L297 in half step and wave drive modes. These signals, which connect directly to the L298's enable inputs, are intended to speed current decay when a winding is de-energised. When the L297 is used to drive a unipolar motor the chopper acts on these lines.

An input called CONTROL determines whether the chopper will act on the phase lines ABCD or the inhibit lines INH1 and INH2. When the phase lines

are chopped the non-active phase line of each pair (AB or CD) is activated (rather than interrupting the line then active). In L297 + L298 configurations this technique reduces dissipation in the load current sense resistors.

A common on-chip oscillator drives the dual chopper. It supplies pulses at the chopper rate which set the two flip-flops FF1 and FF2. When the current in a winding reaches the programmed peak value the voltage across the sense resistor (connected to one of the sense inputs SENS₁ or SENS₂) equals V_{ref} and the corresponding comparator resets its flip flop, interrupting the drive current until the next oscillator pulse arrives. The peak current for both windings is programmed by a voltage divider on the V_{ref} input.

Ground noise problems in multiple configurations can be avoided by synchronising the chopper oscillators. This is done by connecting all the SYNC pins together, mounting the oscillator RC network on one device only and grounding the OSC pin on all other devices.

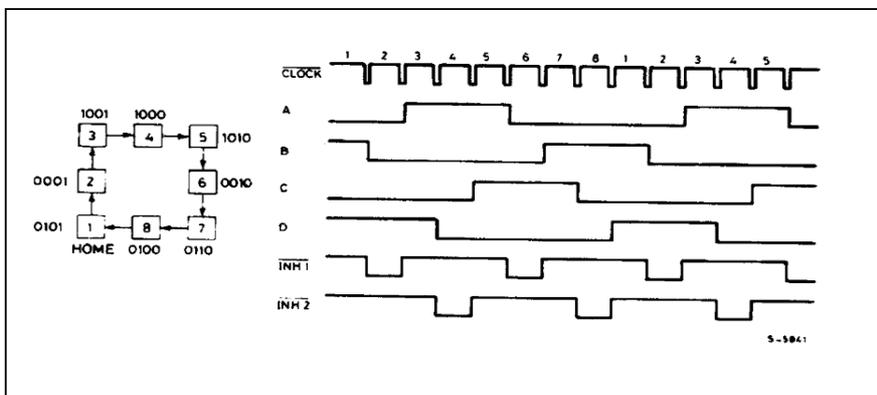
MOTOR DRIVING PHASE SEQUENCES

The L297's translator generates phase sequences for normal drive, wave drive and half step modes. The state sequences and output waveforms for these three modes are shown below. In all cases the translator advances on the low to high transition of CLOCK.

Clockwise rotation is indicated; for anticlockwise rotation the sequences are simply reversed. RESET restores the translator to state 1, where ABCD = 0101.

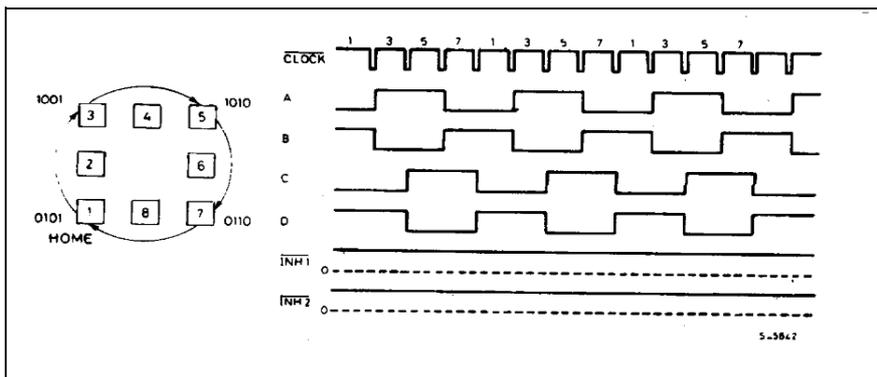
HALF STEP MODE

Half step mode is selected by a high level on the HALF/FULL input.



NORMAL DRIVE MODE

Normal drive mode (also called "two-phase-on" drive) is selected by a low level on the HALF/FULL input when the translator is at an odd numbered state (1, 3, 5 or 7). In this mode the INH1 and INH2 outputs remain high throughout.

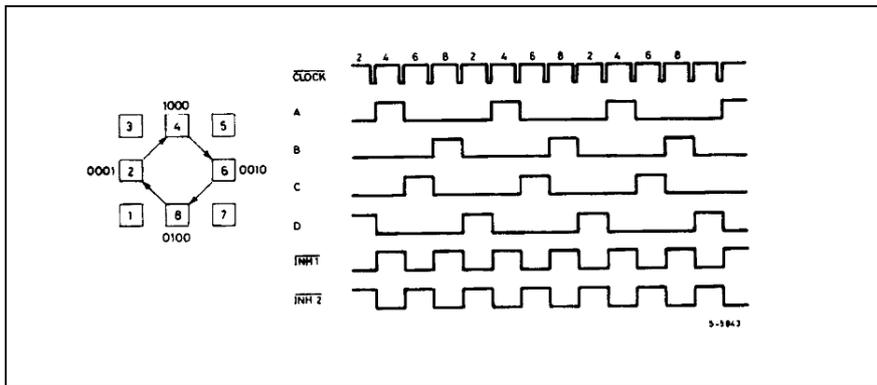


L297

MOTOR DRIVING PHASE SEQUENCES (continued)

WAVE DRIVE MODE

Wave drive mode (also called "one-phase-on" drive) is selected by a low level on the HALF/FULL input when the translator is at an even numbered state (2, 4, 6 or 8).



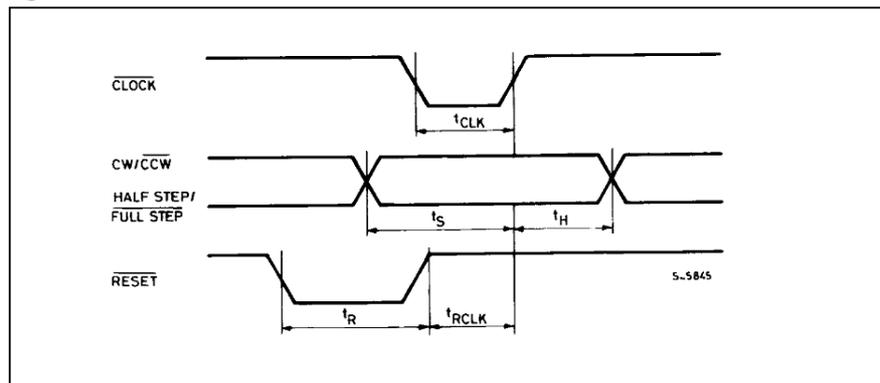
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Refer to the block diagram $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, $V_s = 5\text{V}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ	Max.	Unit
V_s	Supply voltage (pin 12)		4.75		7	V
I_s	Quiescent supply current (pin 12)	Outputs floating		50	80	mA
V_i	Input voltage (pin 11, 17, 18, 19, 20)	Low			0.6	V
		High	2		V_s	V
I_i	Input current (pin 11, 17, 18, 19, 20)	$V_i = L$		100		μA
		$V_i = H$			10	μA
V_{en}	Enable input voltage (pin 10)	Low			1.3	V
		High	2		V_s	V
I_{en}	Enable input current (pin 10)	$V_{en} = L$			100	μA
		$V_{en} = H$			10	μA
V_o	Phase output voltage (pins 4, 6, 7, 9)	$I_o = 10\text{mA}$ V_{OL}			0.4	V
		$I_o = 5\text{mA}$ V_{OH}	3.9			V
V_{inh}	Inhibit output voltage (pins 5, 8)	$I_o = 10\text{mA}$ V_{inhL}			0.4	V
		$I_o = 5\text{mA}$ V_{inhH}	3.9			V
V_{SYNC}	Sync Output Voltage	$I_o = 5\text{mA}$ $V_{SYNC H}$	3.3			V
		$I_o = 5\text{mA}$ $V_{SYNC V}$			0.8	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ	Max.	Unit
I_{leak}	Leakage current (pin 3)	$V_{CE} = 7\text{ V}$			1	μA
V_{sat}	Saturation voltage (pin 3)	$I = 5\text{ mA}$			0.4	V
V_{off}	Comparators offset voltage (pins 13, 14, 15)	$V_{ref} = 1\text{ V}$			5	mV
I_o	Comparator bias current (pins 13, 14, 15)		-100		10	μA
V_{ref}	Input reference voltage (pin 15)		0		3	V
t_{CLK}	Clock time		0.5			μs
t_s	Set up time		1			μs
t_H	Hold time		4			μs
t_R	Reset time		1			μs
t_{RCLK}	Reset to clock delay		1			μs

Figure 1.



L297

APPLICATION INFORMATION

TWO PHASE BIPOLAR STEPPER MOTOR CONTROL CIRCUIT

This circuit drives bipolar stepper motors with winding currents up to 2A. The diodes are fast 2A types.

Figure 2.

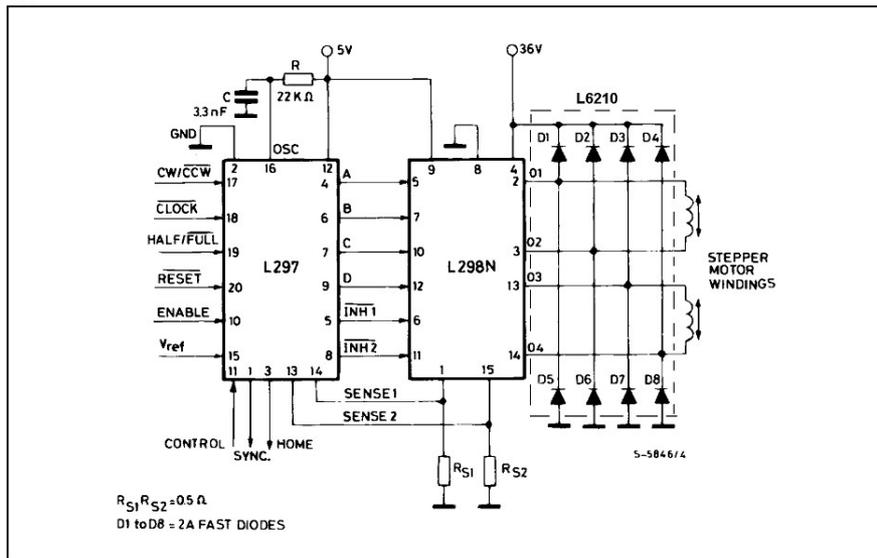
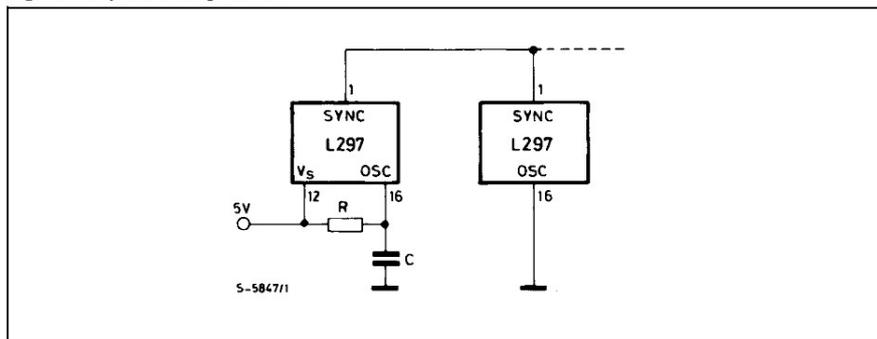


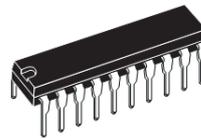
Figure 3 : Synchronising L297s



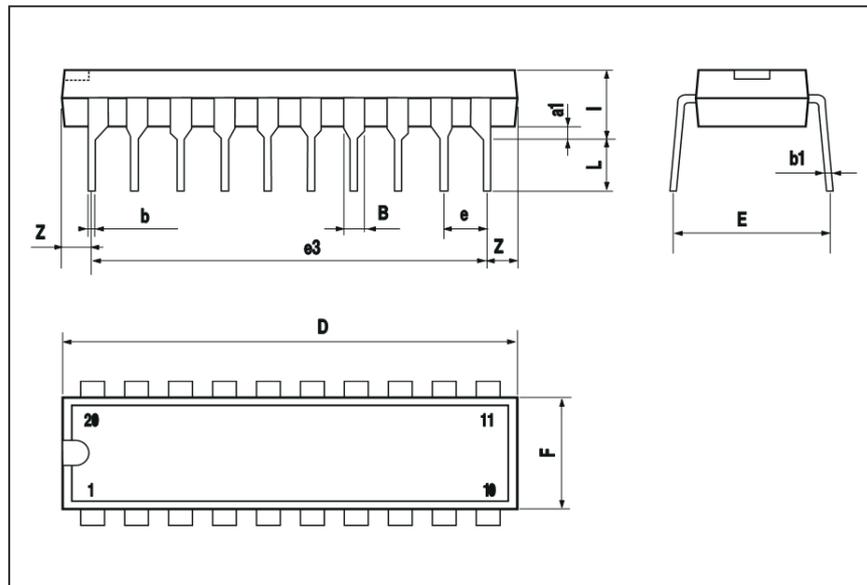
L297

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.254			0.010		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
b		0.45			0.018	
b1		0.25			0.010	
D			25.4			1.000
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		22.86			0.900	
F			7.1			0.280
I			3.93			0.155
L		3.3			0.130	
Z			1.34			0.053

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



DIP20

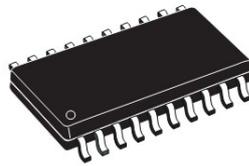


9/11

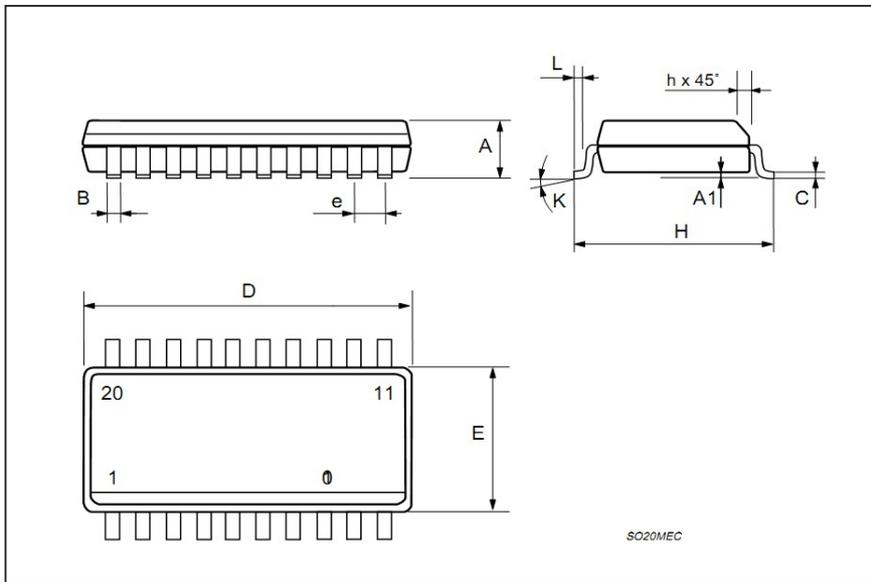
L297

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	2.35		2.65	0.093		0.104
A1	0.1		0.3	0.004		0.012
B	0.33		0.51	0.013		0.020
C	0.23		0.32	0.009		0.013
D	12.6		13	0.496		0.512
E	7.4		7.6	0.291		0.299
e		1.27			0.050	
H	10		10.65	0.394		0.419
h	0.25		0.75	0.010		0.030
L	0.4		1.27	0.016		0.050
K	0° (min.) 8° (max.)					

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



SO20



SO20MEC

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics
© 2001 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco -
Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States.
<http://www.st.com>



L6203



L6201
L6202 - L6203

DMOS FULL BRIDGE DRIVER

- SUPPLY VOLTAGE UP TO 48V
- 5A MAX PEAK CURRENT (2A max. for L6201)
- TOTAL RMS CURRENT UP TO
L6201: 1A; L6202: 1.5A; L6203/L6201PS: 4A
- $R_{DS(ON)}$ 0.3 Ω (typical value at 25 °C)
- CROSS CONDUCTION PROTECTION
- TTL COMPATIBLE DRIVE
- OPERATING FREQUENCY UP TO 100 KHz
- THERMAL SHUTDOWN
- INTERNAL LOGIC SUPPLY
- HIGH EFFICIENCY

DESCRIPTION

The I.C. is a full bridge driver for motor control applications realized in Multipower-BCD technology which combines isolated DMOS power transistors with CMOS and Bipolar circuits on the same chip. By using mixed technology it has been possible to optimize the logic circuitry and the power stage to achieve the best possible performance. The DMOS output transistors can operate at supply voltages up to 42V and efficiently at high switch-

MULTIPOWER BCD TECHNOLOGY



Powerdip 12+3+3



SO20 (12+4+4)



Multiwatt11

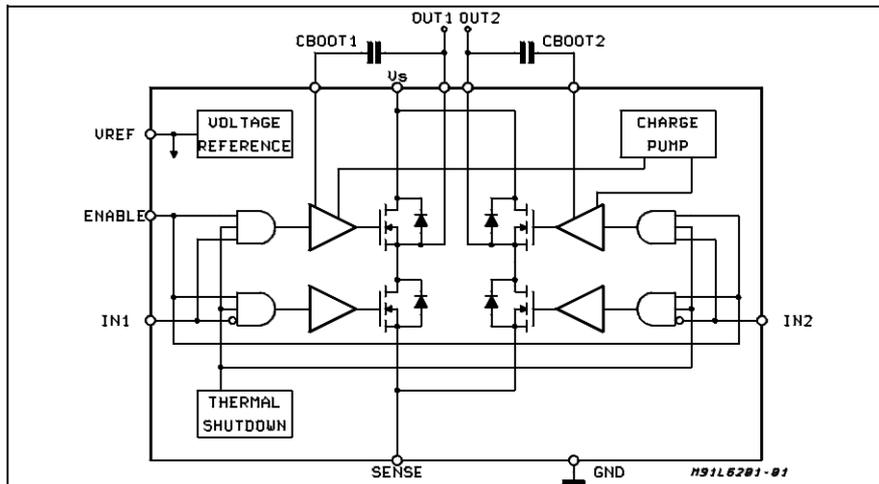


PowerSO20

ORDERING NUMBERS:
L6201 (SO20)
L6201PS (PowerSO20)
L6202 (Powerdip18)
L6203 (Multiwatt)

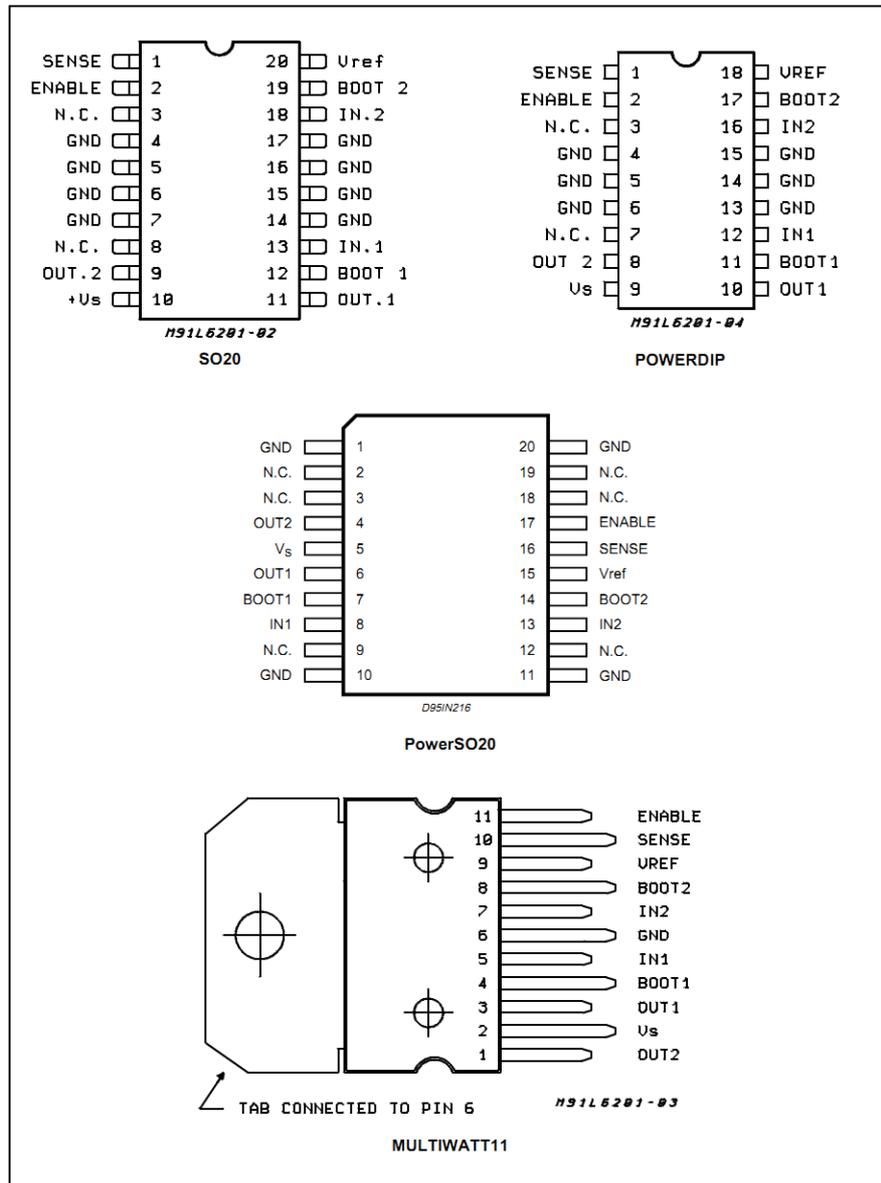
ing speeds. All the logic inputs are TTL, CMOS and μ C compatible. Each channel (half-bridge) of the device is controlled by a separate logic input, while a common enable controls both channels. The I.C. is mounted in three different packages.

BLOCK DIAGRAM



L6201 - L6202 - L6203

PIN CONNECTIONS (Top view)



L6201 - L6202 - L6203

PINS FUNCTIONS

Device				Name	Function
L6201	L6201PS	L6202	L6203		
1	16	1	10	SENSE	A resistor R_{sense} connected to this pin provides feedback for motor current control.
2	17	2	11	ENABLE	When a logic high is present on this pin the DMOS POWER transistors are enabled to be selectively driven by IN1 and IN2.
3	2,3,9,12,18,19	3		N.C.	Not Connected
4,5	–	4	6	GND	Common Ground Terminal
–	1, 10	5		GND	Common Ground Terminal
6,7	–	6		GND	Common Ground Terminal
8	–	7		N.C.	Not Connected
9	4	8	1	OUT2	Output of 2nd Half Bridge
10	5	9	2	V_s	Supply Voltage
11	6	10	3	OUT1	Output of first Half Bridge
12	7	11	4	BOOT1	A bootstrap capacitor connected to this pin ensures efficient driving of the upper POWER DMOS transistor.
13	8	12	5	IN1	Digital Input from the Motor Controller
14,15	–	13	6	GND	Common Ground Terminal
–	11, 20	14		GND	Common Ground Terminal
16,17	–	15		GND	Common Ground Terminal
18	13	16	7	IN2	Digital Input from the Motor Controller
19	14	17	8	BOOT2	A bootstrap capacitor connected to this pin ensures efficient driving of the upper POWER DMOS transistor.
20	15	18	9	V_{ref}	Internal voltage reference. A capacitor from this pin to GND is recommended. The internal Ref. Voltage can source out a current of 2mA max.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_s	Power Supply	52	V
V_{OD}	Differential Output Voltage (between Out1 and Out2)	60	V
V_{IN}, V_{EN}	Input or Enable Voltage	– 0.3 to + 7	V
I_o	Pulsed Output Current for L6201PS/L6202/L6203 (Note 1)	5	A
	– Non Repetitive (< 1 ms) for L6201	5	A
	DC Output Current for L6201PS/L6202/L6203 for L6201 (Note 1)	10 1	A A
V_{sense}	Sensing Voltage	– 1 to + 4	V
V_b	Bootstrap Peak Voltage	60	V
P_{tot}	Total Power Dissipation:		
	$T_{pins} = 90^\circ\text{C}$ for L6201	4	W
	for L6202	5	W
	$T_{case} = 90^\circ\text{C}$ for L6201PS/L6203	20	W
	$T_{amb} = 70^\circ\text{C}$ for L6201 (Note 2)	0.9	W
for L6202 (Note 2)	1.3	W	
for L6201PS/L6203 (Note 2)	2.3	W	
T_{stg}, T_j	Storage and Junction Temperature	– 40 to + 150	$^\circ\text{C}$

Note 1: Pulse width limited only by junction temperature and transient thermal impedance (see thermal characteristics)
 Note 2: Mounted on board with minimized dissipating copper area.

L6201 - L6202 - L6203

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	Value				Unit
		L6201	L6201PS	L6202	L6203	
R _{th j-pins}	Thermal Resistance Junction-pins max.	15	–	12	–	°C/W
R _{th j-case}	Thermal Resistance Junction Case max.	–	–	–	3	
R _{th j-amb}	Thermal Resistance Junction-ambient max.	85	13 (*)	60	35	

(*) Mounted on aluminium substrate.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Refer to the Test Circuits; T_j = 25°C, V_S = 42V, V_{sens} = 0, unless otherwise specified).

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _s	Supply Voltage		12	36	48	V
V _{ref}	Reference Voltage	I _{REF} = 2mA		13.5		V
I _{REF}	Output Current				2	mA
I _s	Quiescent Supply Current	EN = H V _{IN} = L EN = H V _{IN} = H EN = L (Fig. 1,2,3) I _L = 0		10 10 8	15 15 15	mA mA mA
f _c	Commutation Frequency (*)			30	100	KHz
T _j	Thermal Shutdown			150		°C
T _d	Dead Time Protection			100		ns

TRANSISTORS

OFF						
I _{DSS}	Leakage Current	Fig. 11 V _s = 52 V			1	mA
ON						
R _{DS}	On Resistance	Fig. 4,5		0.3	0.55	Ω
V _{DS(ON)}	Drain Source Voltage	Fig. 9 I _{DS} = 1A I _{DS} = 1.2A I _{DS} = 3A	L6201 L6202 L6201PS/0 3	0.3 0.36 0.9		V V V
V _{sens}	Sensing Voltage		-1		4	V

SOURCE DRAIN DIODE

V _{sd}	Forward ON Voltage	Fig. 6a and b I _{SD} = 1A L6201 EN = L I _{SD} = 1.2A L6202 EN = L I _{SD} = 3A L6201PS/03 EN = L		0.9 (**) 0.9 (**) 1.35 (**)		V V V
t _{rr}	Reverse Recovery Time	dif dt = 25 A/μs I _F = 1A L6201 I _F = 1.2A L6202 I _F = 3A L6203		300		ns
t _{fr}	Forward Recovery Time			200		ns

LOGIC LEVELS

V _{IN L} , V _{EN L}	Input Low Voltage		-0.3		0.8	V
V _{IN H} , V _{EN H}	Input High Voltage		2		7	V
I _{IN L} , I _{EN L}	Input Low Current	V _{IN} , V _{EN} = L			-10	μA
I _{IN H} , I _{EN H}	Input High Current	V _{IN} , V _{EN} = H		30		μA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)
LOGIC CONTROL TO POWER DRIVE TIMING

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
t ₁ (V _i)	Source Current Turn-off Delay	Fig. 12		300		ns
t ₂ (V _i)	Source Current Fall Time	Fig. 12		200		ns
t ₃ (V _i)	Source Current Turn-on Delay	Fig. 12		400		ns
t ₄ (V _i)	Source Current Rise Time	Fig. 12		200		ns
t ₅ (V _i)	Sink Current Turn-off Delay	Fig. 13		300		ns
t ₆ (V _i)	Sink Current Fall Time	Fig. 13		200		ns
t ₇ (V _i)	Sink Current Turn-on Delay	Fig. 13		400		ns
t ₈ (V _i)	Sink Current Rise Time	Fig. 13		200		ns

(*) Limited by power dissipation

(**) In synchronous rectification the drain-source voltage drop V_{DS} is shown in fig. 4 (L6202/03); typical value for the L6201 is of 0.3V.

Figure 1: Typical Normalized I_s vs. T_j

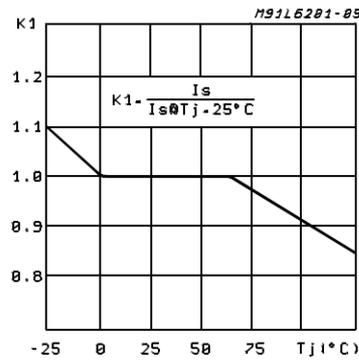


Figure 2: Typical Normalized Quiescent Current vs. Frequency

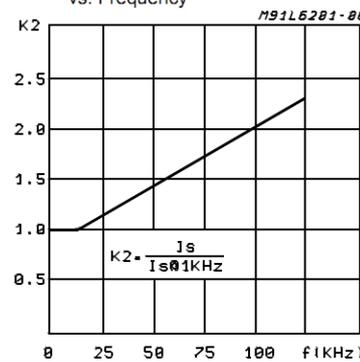


Figure 3: Typical Normalized I_s vs. V_s

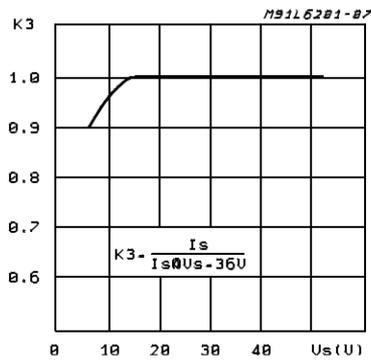
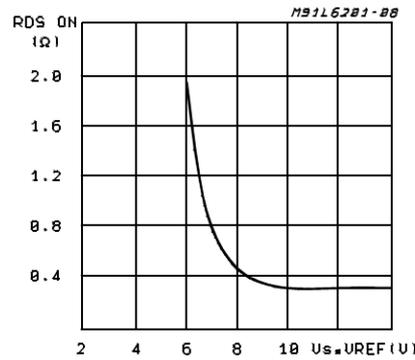


Figure 4: Typical R_{DS(ON)} vs. V_s ~ V_{ref}



L6201 - L6202 - L6203

Figure 5: Normalized $R_{DS(ON)}$ at 25°C vs. Temperature Typical Values

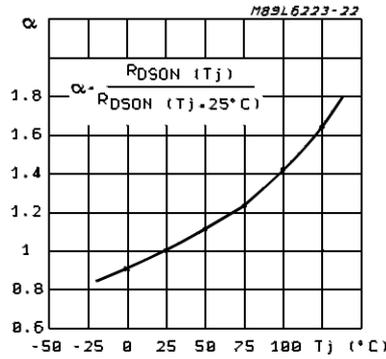


Figure 6a: Typical Diode Behaviour in Synchronous Rectification (L6201)

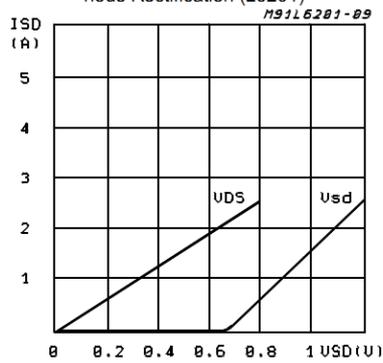


Figure 6b: Typical Diode Behaviour in Synchronous Rectification (L6201PS/02/03)

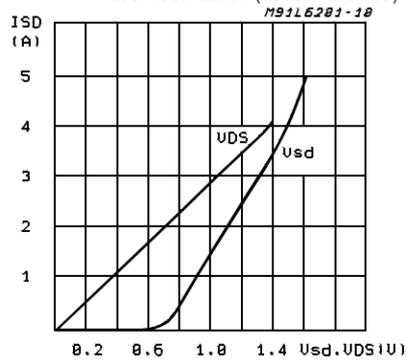


Figure 7a: Typical Power Dissipation vs I_L (L6201)

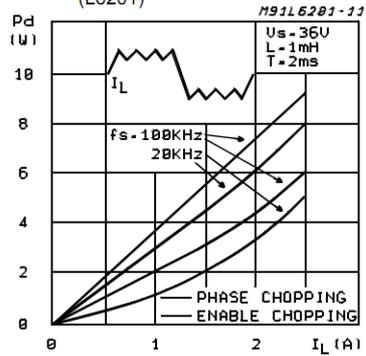


Figure 7b: Typical Power Dissipation vs I_L (L6201PS, L6202, L6203)

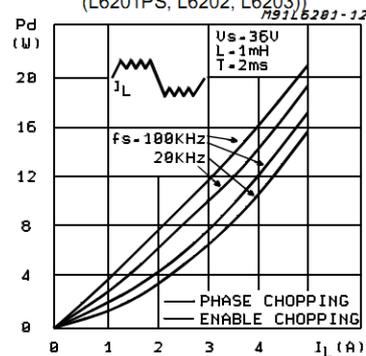


Figure 8a: Two Phase Chopping

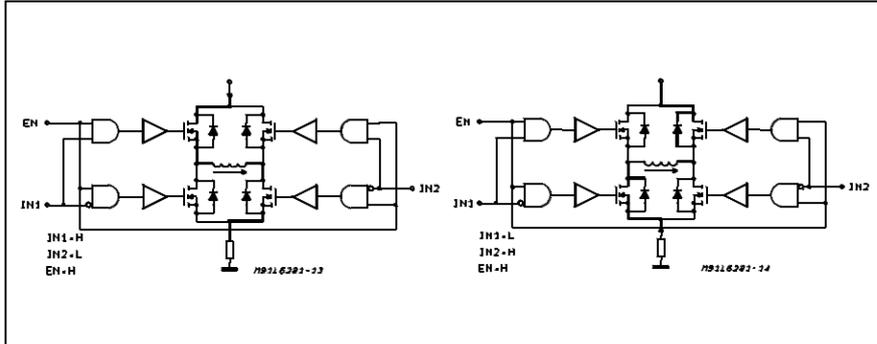


Figure 8b: One Phase Chopping

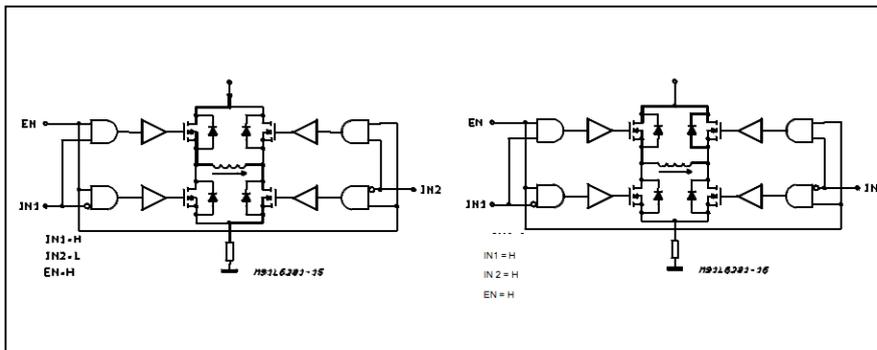
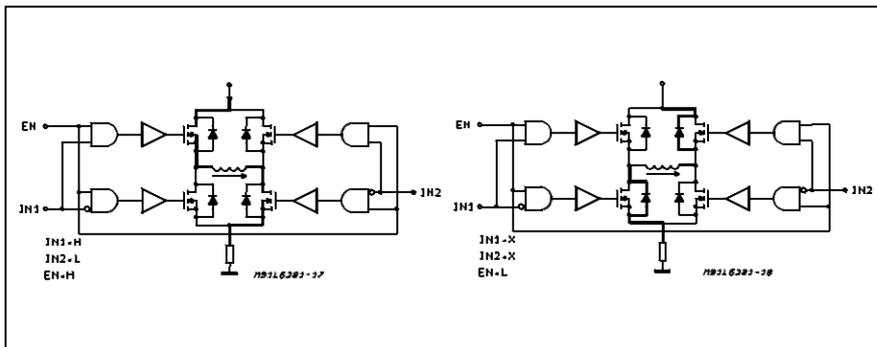


Figure 8c: Enable Chopping



L6201 - L6202 - L6203

TEST CIRCUITS

Figure 9: Saturation Voltage

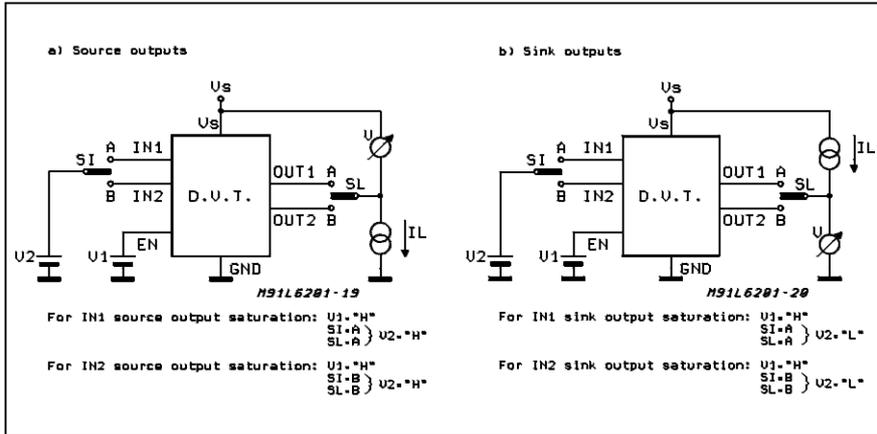


Figure 10: Quiescent Current

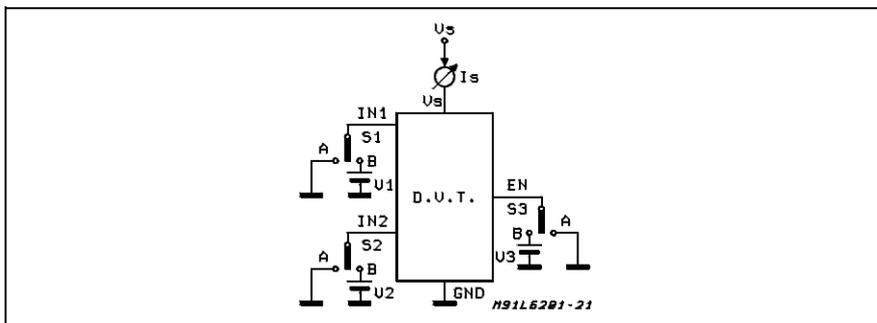


Figure 11: Leakage Current

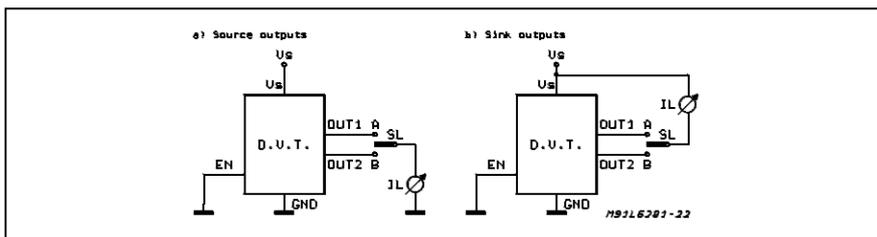


Figure 12: Source Current Delay Times vs. Input Chopper

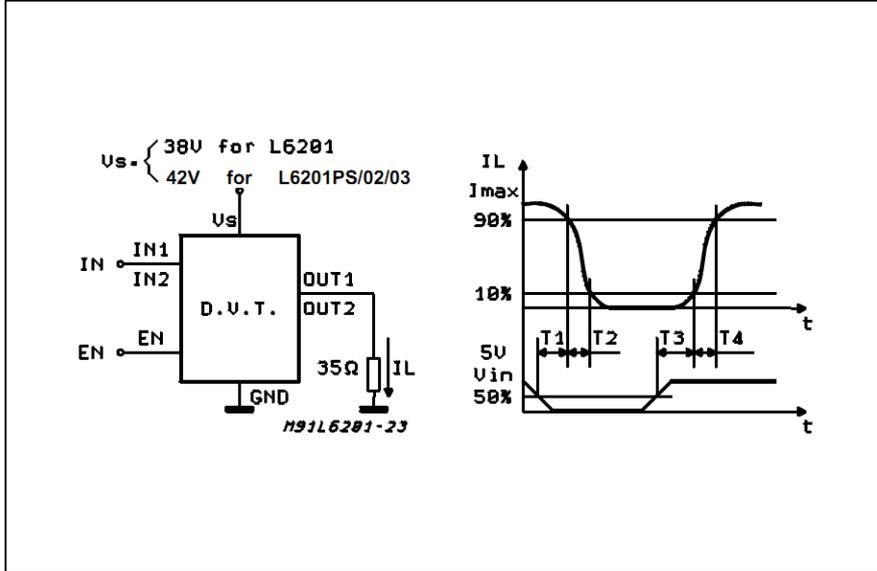
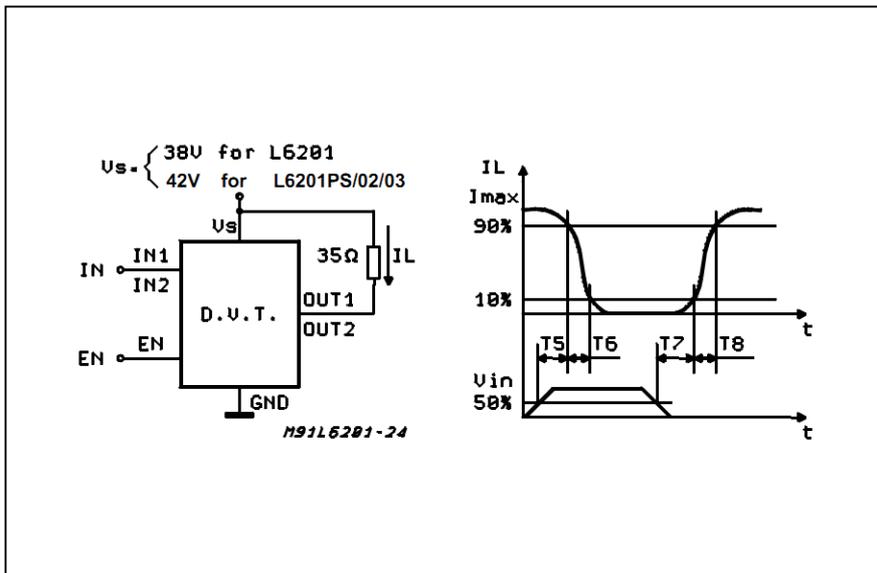


Figure 13: Sink Current Delay Times vs. Input Chopper



L6201 - L6202 - L6203

CIRCUIT DESCRIPTION

The L6201/1PS/2/3 is a monolithic full bridge switching motor driver realized in the new Multipower-BCD technology which allows the integration of multiple, isolated DMOS power transistors plus mixed CMOS/bipolar control circuits. In this way it has been possible to make all the control inputs TTL, CMOS and μ C compatible and eliminate the necessity of external MOS drive components. The Logic Drive is shown in table 1.

Table 1

	Inputs		Output Mosfets (*)
	IN1	IN2	
$V_{EN} = H$	L	L	Sink 1, Sink 2
	L	H	Sink 1, Source 2
	H	L	Source 1, Sink 2
	H	H	Source 1, Source 2
$V_{EN} = L$	X	X	All transistors turned OFF

L = Low H = High X = DON't care
 (*) Numbers referred to INPUT1 or INPUT2 controlled output stages

Although the device guarantees the absence of cross-conduction, the presence of the intrinsic diodes in the POWER DMOS structure causes the generation of current spikes on the sensing terminals. This is due to charge-discharge phenomena in the capacitors C1 & C2 associated with the drain source junctions (fig. 14). When the output switches from high to low, a current spike is generated associated with the capacitor C1. On the low-to-high transition a spike of the same polarity is generated by C2, preceded by a spike of the opposite polarity due to the charging of the input capacity of the lower POWER DMOS transistor (fig. 15).

Figure 14: Intrinsic Structures in the POWER DMOS Transistors

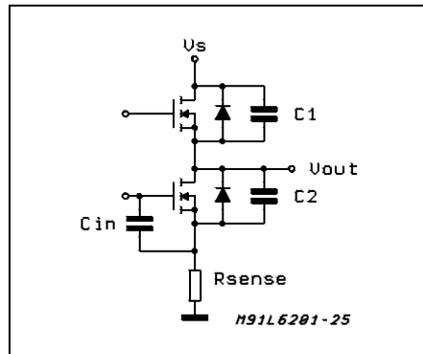
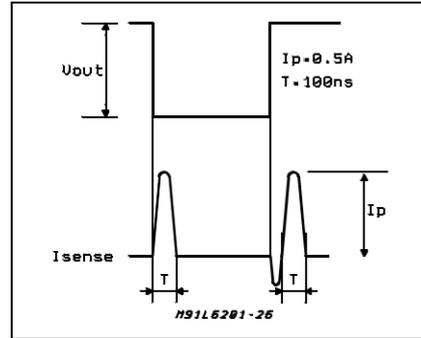


Figure 15: Current Typical Spikes on the Sensing Pin



TRANSISTOR OPERATION

ON State

When one of the POWER DMOS transistor is ON it can be considered as a resistor $R_{DS(ON)}$ throughout the recommended operating range. In this condition the dissipated power is given by :

$$P_{ON} = R_{DS(ON)} \cdot I_{DS}^2 \text{ (RMS)}$$

The low $R_{DS(ON)}$ of the Multipower-BCD process can provide high currents with low power dissipation.

OFF State

When one of the POWER DMOS transistor is OFF the V_{DS} voltage is equal to the supply voltage and only the leakage current I_{DSS} flows. The power dissipation during this period is given by :

$$P_{OFF} = V_s \cdot I_{DSS}$$

The power dissipation is very low and is negligible in comparison to that dissipated in the ON STATE.

Transitions

As already seen above the transistors have an intrinsic diode between their source and drain that can operate as a fast freewheeling diode in switched mode applications. During recirculation with the ENABLE input high, the voltage drop across the transistor is $R_{DS(ON)} \cdot I_D$ and when it reaches the diode forward voltage it is clamped. When the ENABLE input is low, the POWER MOS is OFF and the diode carries all of the recirculation current. The power dissipated in the transitional times in the cycle depends upon the voltage-current waveforms and in the driving mode. (see Fig. 7ab and Fig. 8abc).

$$P_{trans} = I_{DS}(t) \cdot V_{DS}(t)$$

Bootstrap Capacitors

To ensure that the POWER DMOS transistors are driven correctly gate to source voltage of typ. 10 V must be guaranteed for all of the N-channel DMOS transistors. This is easy to be provided for the lower POWER DMOS transistors as their sources are referred to ground but a gate voltage greater than the supply voltage is necessary to drive the upper transistors. This is achieved by an internal charge pump circuit that guarantees correct DC drive in combination with the bootstrap circuit. For efficient charging the value of the bootstrap capacitor should be greater than the input capacitance of the power transistor which is around 1 nF. It is recommended that a capacitance of at least 10 nF is used for the bootstrap. If a smaller capacitor is used there is a risk that the POWER transistors will not be fully turned on and they will show a higher RDS (ON). On the other hand if a elevated value is used it is possible that a current spike may be produced in the sense resistor.

Reference Voltage

To by-pass the internal Ref. Volt. circuit it is recommended that a capacitor be placed between its pin and ground. A value of 0.22 µF should be sufficient for most applications. This pin is also protected against a short circuit to ground: a max. current of 2mA max. can be sinked out.

Dead Time

To protect the device against simultaneous conduction in both arms of the bridge resulting in a rail to rail short circuit, the integrated logic control provides a dead time greater than 40 ns.

Thermal Protection

A thermal protection circuit has been included that will disable the device if the junction temperature reaches 150 °C. When the temperature has fallen to a safe level the device restarts the input and enable signals under control.

APPLICATION INFORMATION

Recirculation

During recirculation with the ENABLE input high, the voltage drop across the transistor is RDS (ON) · IL, clamped at a voltage depending on the characteristics of the source-drain diode. Although the device is protected against cross conduction, current spikes can appear on the current sense pin due to charge/discharge phenomena in the intrinsic source drain capacitances. In the application this does not cause any problem because the voltage spike generated on the sense resistor is masked by the current controller circuit.

Rise Time Tr (See Fig. 16)

When a diagonal of the bridge is turned on current begins to flow in the inductive load until the maximum current IL is reached after a time Tr. The dissipated energy EOFF/ON is in this case :

$$E_{OFF/ON} = [R_{DS(ON)} \cdot I_L^2 \cdot T_r] \cdot 2/3$$

Load Time TLD (See Fig.16)

During this time the energy dissipated is due to the ON resistance of the transistors (ELD) and due to commutation (ECOM). As two of the POWER DMOS transistors are ON, EON is given by :

$$E_{LD} = I_L^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot 2 \cdot T_{LD}$$

In the commutation the energy dissipated is :

$$E_{COM} = V_s \cdot I_L \cdot T_{COM} \cdot f_{SWITCH} \cdot T_{LD}$$

Where :

$$T_{COM} = T_{TURN-ON} = T_{TURN-OFF}$$

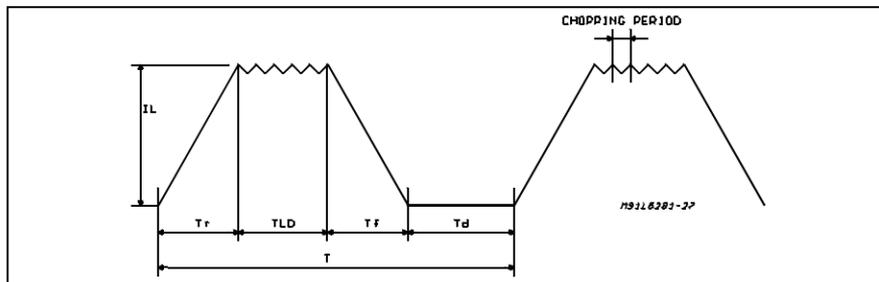
fSWITCH = Chopping frequency.

Fall Time Tf (See Fig. 16)

It is assumed that the energy dissipated in this part of the cycle takes the same form as that shown for the rise time :

$$E_{ON/OFF} = [R_{DS(ON)} \cdot I_L^2 \cdot T_f] \cdot 2/3$$

Figure 16.



L6201 - L6202 - L6203

Quiescent Energy

The last contribution to the energy dissipation is due to the quiescent supply current and is given by:

$$E_{\text{QUIESCENT}} = I_{\text{QUIESCENT}} \cdot V_S \cdot T$$

Total Energy Per Cycle

$$E_{\text{TOT}} = E_{\text{OFF/ON}} + E_{\text{LD}} + E_{\text{COM}} + E_{\text{ON/OFF}} + E_{\text{QUIESCENT}}$$

The Total Power Dissipation P_{DIS} is simply :

$$P_{\text{DIS}} = E_{\text{TOT}}/T$$

- T_r = Rise time
- T_{LD} = Load drive time
- T_f = Fall time
- T_d = Dead time
- T = Period
- $T = T_r + T_{LD} + T_f + T_d$

DC Motor Speed Control

Since the I.C. integrates a full H-Bridge in a single package it is ideally suited for controlling DC motors. When used for DC motor control it performs the power stage required for both speed and direction control. The device can be combined with a current regulator like the L6506 to implement a transconductance amplifier for speed control, as shown in figure 17. In this particular configuration only half of the L6506 is used and the other half of the device may be used to control a second

motor.

The L6506 senses the voltage across the sense resistor R_S to monitor the motor current: it compares the sensed voltage both to control the speed and during the brake of the motor.

Between the sense resistor and each sense input of the L6506 a resistor is recommended; if the connections between the outputs of the L6506 and the inputs of the L6203 need a long path, a resistor must be added between each input of the L6203 and ground.

A snubber network made by the series of R and C must be foreseen very near to the output pins of the I.C.; one diode (BYW98) is connected between each power output pin and ground as well.

The following formulas can be used to calculate the snubber values:

$$R \approx V_S / I_p$$

$$C = I_p / (dv/dt) \text{ where:}$$

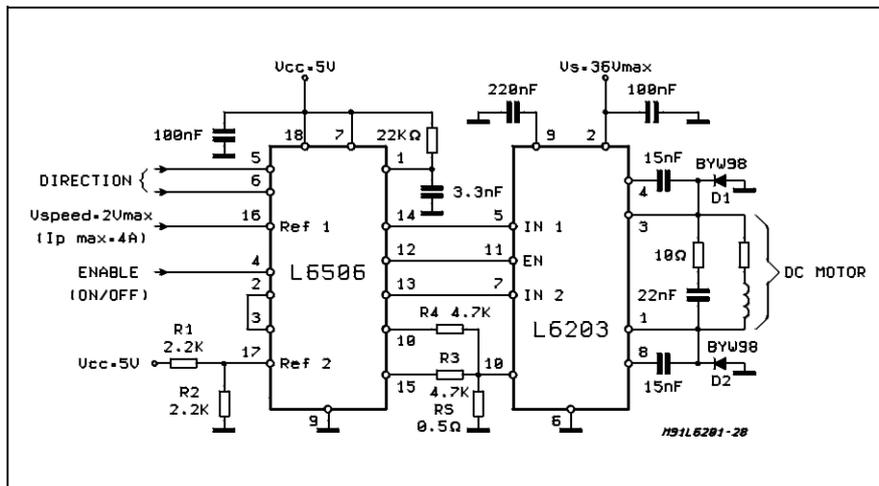
V_S is the maximum Supply Voltage foreseen on the application;

I_p is the peak of the load current;

dv/dt is the limited rise time of the output voltage (200V/ μ s is generally used).

If the Power Supply Cannot Sink Current, a suitable large capacitor must be used and connected near the supply pin of the L6203. Sometimes a capacitor at pin 17 of the L6506 let the application better work. For motor current up to 2A max., the L6202 can be used in a similar circuit configuration for which a typical Supply Voltage of 24V is recommended.

Figure 17: Bidirectional DC Motor Control



12/20

L6201 - L6202 - L6203

BIPOLAR STEPPER MOTORS APPLICATIONS
 Bipolar stepper motors can be driven with one L6506 or L297, two full bridge BCD drivers and very few external components. Together these three chips form a complete microprocessor-to-stepper motor interface is realized.

As shown in Fig. 18 and Fig. 19, the controller connect directly to the two bridge BCD drivers. External component are minimalized: an R.C. network to set the chopper frequency, a resistive divider (R1; R2) to establish the comparator reference voltage and a snubber network made by R and C in series (See DC Motor Speed Control).

Figure 18: Two Phase Bipolar Stepper Motor Control Circuit with Chopper Current Control

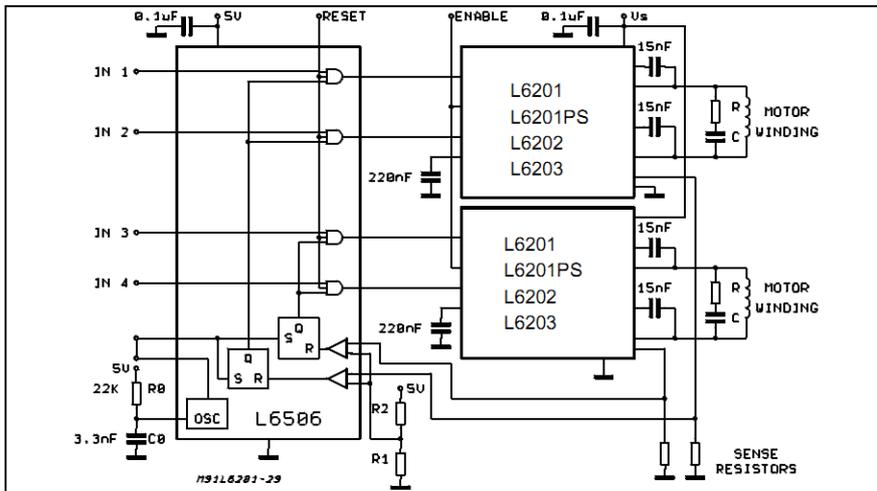
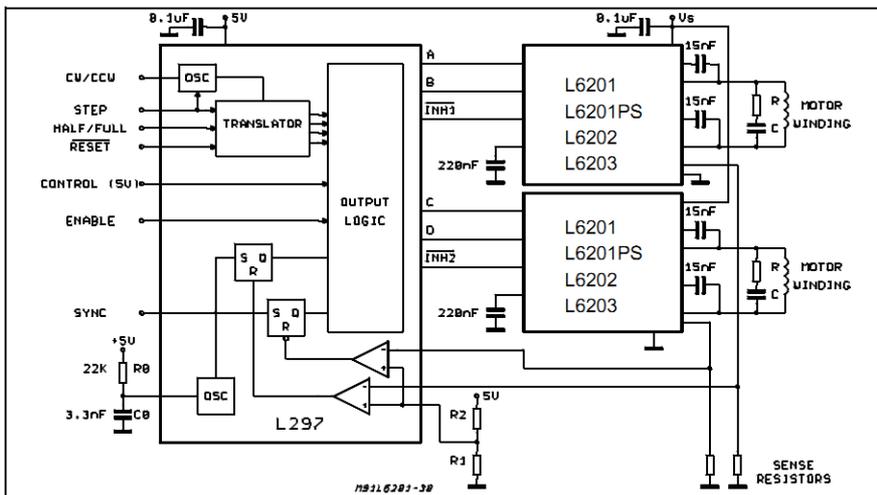


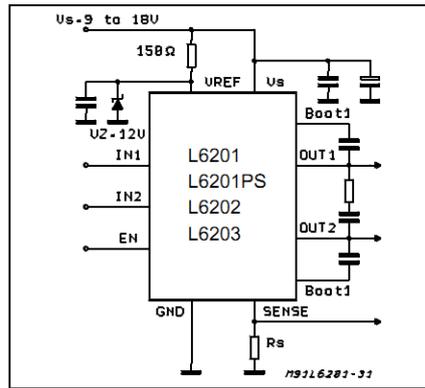
Figure 19: Two Phase Bipolar Stepper Motor Control Circuit with Chopper Current Control and Translator



L6201 - L6202 - L6203

It could be requested to drive a motor at V_s lower than the minimum recommended one of 12V (See Electrical Characteristics); in this case, by accepting a possible small increase in the $R_{DS(ON)}$ resistance of the power output transistors at the lowest Supply Voltage value, may be a good solution the one shown in Fig. 20.

Figure 20: L6201/1P/2/3 Used at a Supply Voltage Range Between 9 and 18V



THERMAL CHARACTERISTICS

Thanks to the high efficiency of this device, often a true heatsink is not needed or it is simply obtained by means of a copper side on the P.C.B. (L6201/2).

Under heavy conditions, the L6203 needs a suitable cooling.

By using two square copper sides in a similar way as it shown in Fig. 23, Fig. 21 indicates how to choose the on board heatsink area when the L6201 total power dissipation is known since:

$$R_{Th\ j-amb} = (T_{j\ max} - T_{amb\ max}) / P_{tot}$$

Figure 22 shows the Transient Thermal Resistance vs. a single pulse time width.

Figure 23 and 24 refer to the L6202.

For the Multiwatt L6203 additional information is given by Figure 25 (Thermal Resistance Junction-Ambient vs. Total Power Dissipation) and Figure 26 (Peak Transient Thermal Resistance vs. Repetitive Pulse Width) while Figure 27 refers to the single pulse Transient Thermal Resistance.

Figure 21: Typical $R_{Th\ j-amb}$ vs. "On Board" Heatsink Area (L6201)

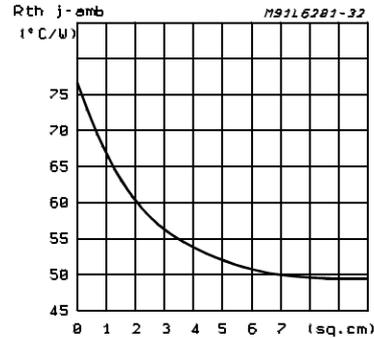


Figure 22: Typical Transient R_{Th} in Single Pulse Condition (L6201)

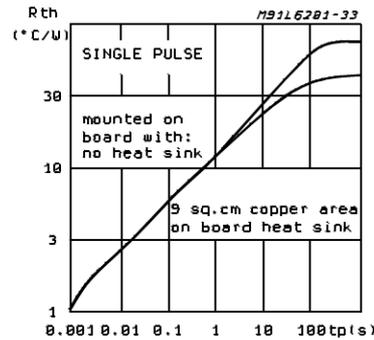


Figure 23: Typical $R_{Th\ j-amb}$ vs. Two "On Board" Square Heatsink (L6202)

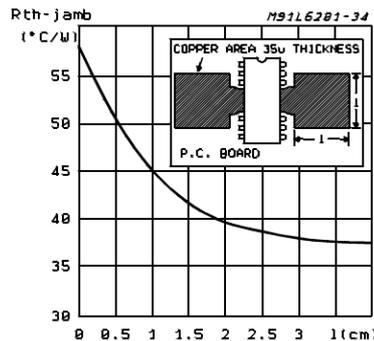


Figure 24: Typical Transient Thermal Resistance for Single Pulses (L6202)

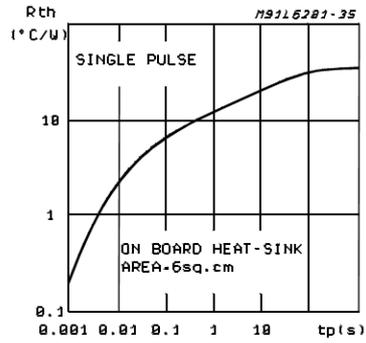


Figure 25: Typical $R_{Th\ j-amb}$ of Multiwatt Package vs. Total Power Dissipation

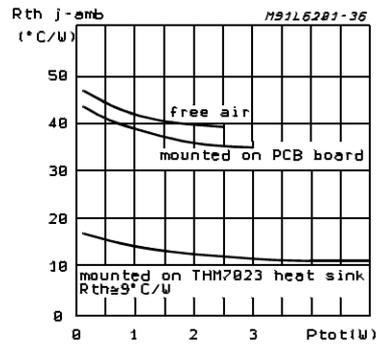


Figure 26: Typical Transient Thermal Resistance for Single Pulses with and without Heatsink (L6203)

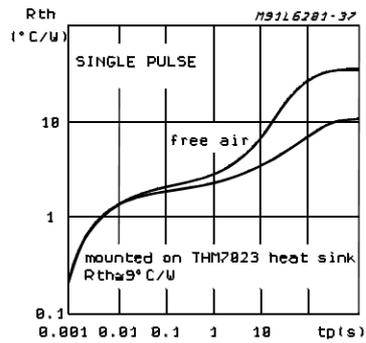
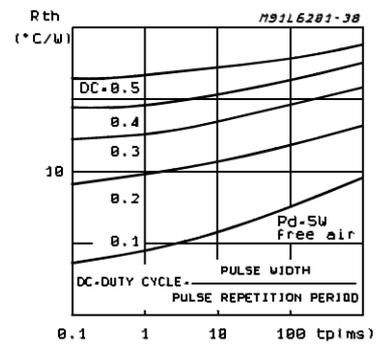


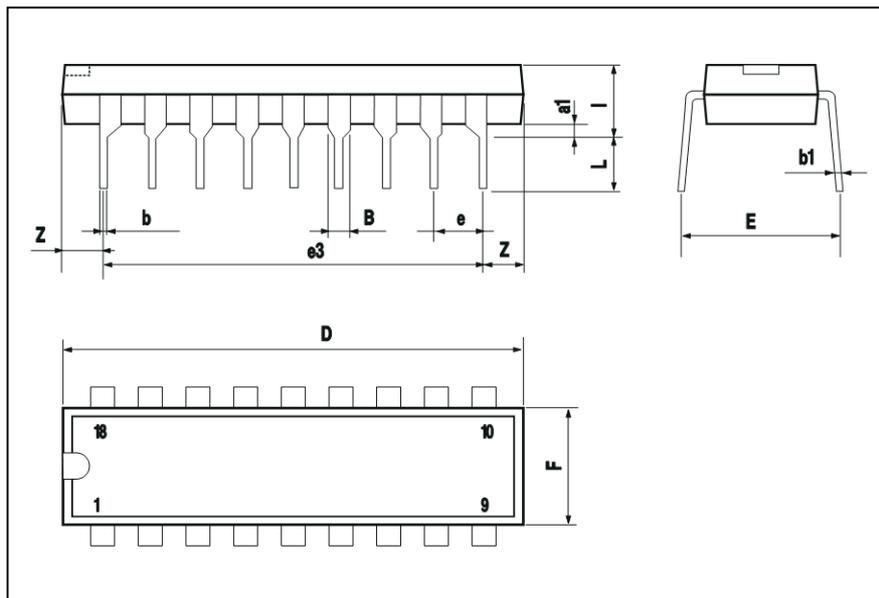
Figure 27: Typical Transient Thermal Resistance versus Pulse Width and Duty Cycle (L6203)



L6201 - L6202 - L6203

POWERDIP18 PACKAGE MECHANICAL DATA

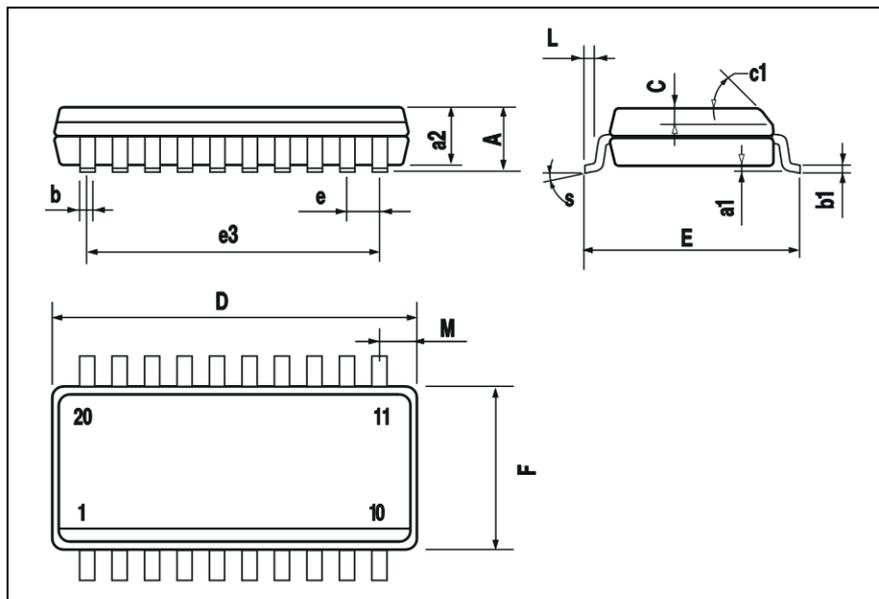
DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.51			0.020		
B	0.85		1.40	0.033		0.055
b		0.50			0.020	
b1	0.38		0.50	0.015		0.020
D			24.80			0.976
E		8.80			0.346	
e		2.54			0.100	
e3		20.32			0.800	
F			7.10			0.280
l			5.10			0.201
L		3.30			0.130	
Z			2.54			0.100



16/20

SO20 PACKAGE MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			2.65			0.104
a1	0.1		0.3	0.004		0.012
a2			2.45			0.096
b	0.35		0.49	0.014		0.019
b1	0.23		0.32	0.009		0.013
C		0.5			0.020	
c1	45 (typ.)					
D	12.6		13.0	0.496		0.512
E	10		10.65	0.394		0.419
e		1.27			0.050	
e3		11.43			0.450	
F	7.4		7.6	0.291		0.299
L	0.5		1.27	0.020		0.050
M			0.75			0.030
S	8 (max.)					

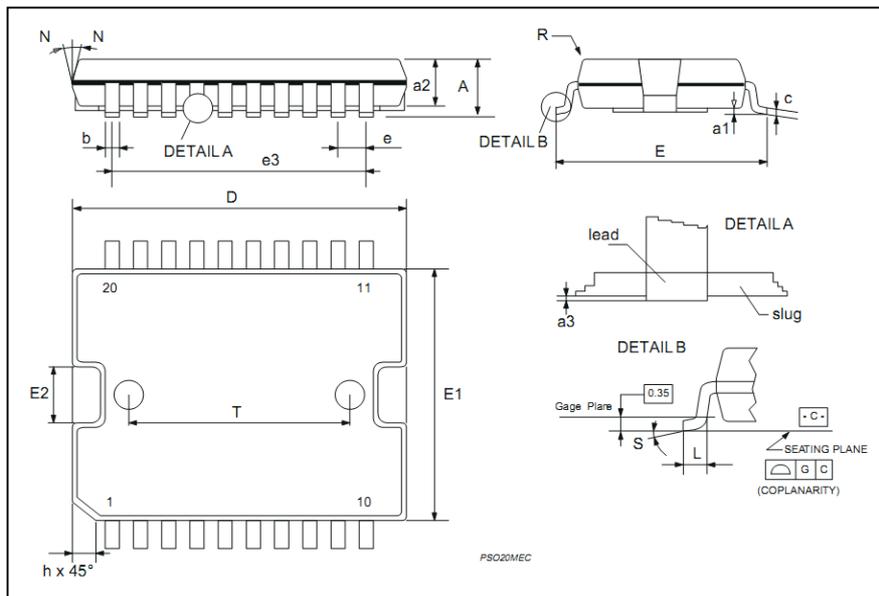


L6201 - L6202 - L6203

PowerSO20 PACKAGE MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			3.60			0.1417
a1	0.10		0.30	0.0039		0.0118
a2			3.30			0.1299
a3	0		0.10	0		0.0039
b	0.40		0.53	0.0157		0.0209
c	0.23		0.32	0.009		0.0126
D (1)	15.80		16.00	0.6220		0.6299
E	13.90		14.50	0.5472		0.570
e		1.27			0.050	
e3		11.43			0.450	
E1 (1)	10.90		11.10	0.4291		0.437
E2			2.90			0.1141
G	0		0.10	0		0.0039
h			1.10			
L	0.80		1.10	0.0314		0.0433
N	10° (max.)					
S	8° (max.)					
T		10.0			0.3937	

(1) "D and E1" do not include mold flash or protrusions
 - Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15mm (0.006")

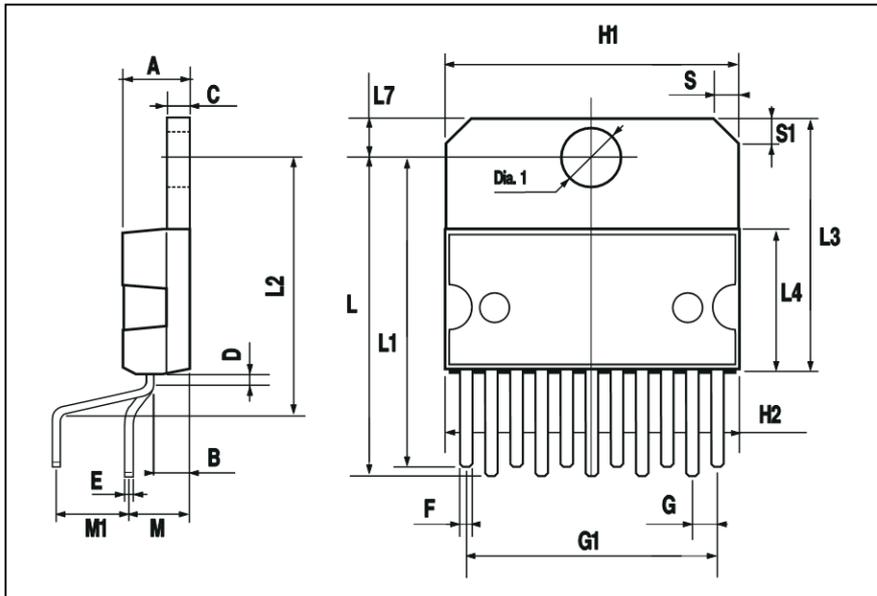


18/20



MULTIWATT11 PACKAGE MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			5			0.197
B			2.65			0.104
C			1.6			0.063
D		1			0.039	
E	0.49		0.55	0.019		0.022
F	0.88		0.95	0.035		0.037
G	1.57	1.7	1.83	0.062	0.067	0.072
G1	16.87	17	17.13	0.664	0.669	0.674
H1	19.6			0.772		
H2			20.2			0.795
L	21.5		22.3	0.846		0.878
L1	21.4		22.2	0.843		0.874
L2	17.4		18.1	0.685		0.713
L3	17.25	17.5	17.75	0.679	0.689	0.699
L4	10.3	10.7	10.9	0.406	0.421	0.429
L7	2.65		2.9	0.104		0.114
M	4.1	4.3	4.5	0.161	0.169	0.177
M1	4.88	5.08	5.3	0.192	0.200	0.209
S	1.9		2.6	0.075		0.102
S1	1.9		2.6	0.075		0.102
Dia1	3.65		3.85	0.144		0.152



L6201 - L6202 - L6203

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, SGS-THOMSON Microelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of SGS-THOMSON Microelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. SGS-THOMSON Microelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of SGS-THOMSON Microelectronics.

© 1997 SGS-THOMSON Microelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved

SGS-THOMSON Microelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Hong Kong - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Morocco - The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

74LS244

SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244 SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244 OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

SDLS144 - APRIL 1985 - REVISED MARCH 1988

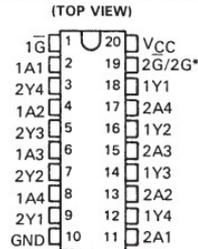
- 3-State Outputs Drive Bus Lines or Buffer Memory Address Registers
- PNP Inputs Reduce D-C Loading
- Hysteresis at Inputs Improves Noise Margins

description

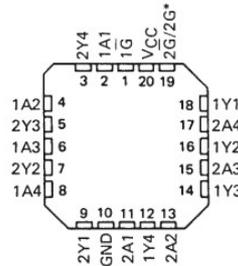
These octal buffers and line drivers are designed specifically to improve both the performance and density of three-state memory address drivers, clock drivers, and bus-oriented receivers and transmitters. The designer has a choice of selected combinations of inverting and noninverting outputs, symmetrical G (active-low output control) inputs, and complementary G and \bar{G} inputs. These devices feature high fan-out, improved fan-in, and 400-mV noise-margin. The SN74LS' and SN74S' can be used to drive terminated lines down to 133 ohms.

The SN54' family is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The SN74' family is characterized for operation from 0°C to 70°C .

SN54LS', SN54S' . . . J OR W PACKAGE
SN74LS', SN74S' . . . DW OR N PACKAGE

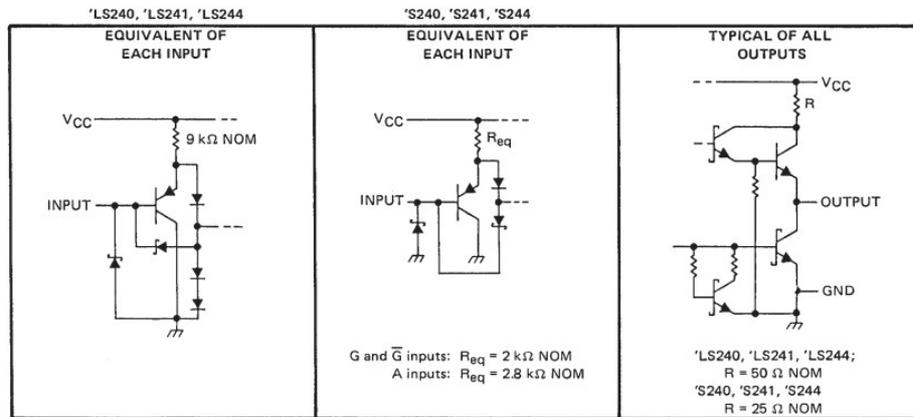


SN54LS', SN54S' . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



*2G for 'LS241 and 'S241 or 2G for all other drivers.

schematics of inputs and outputs



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

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75285

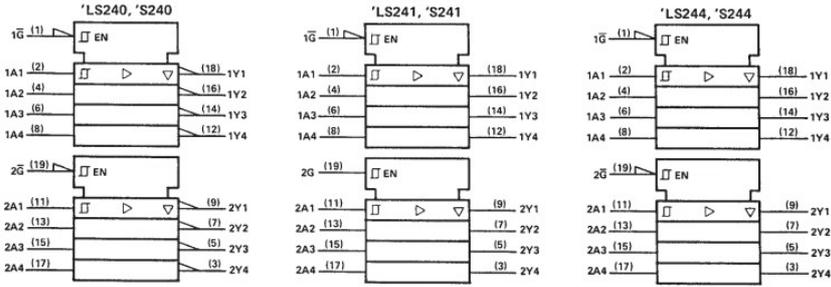
Copyright © 1988, Texas Instruments Incorporated

1

SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
 SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
 OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

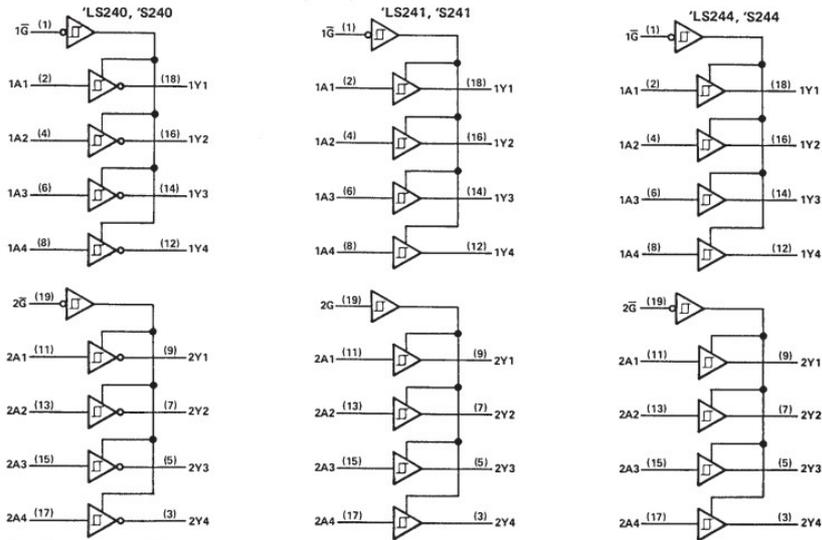
SDLS144 – APRIL 1985 – REVISED MARCH 1988

logic symbols†



†These symbols are in accordance with ANSI/IEEE Std. 91-1984 and IEC Publication 617-12.

logic diagrams (positive logic)



Pin numbers shown are for DW, J, N, and W packages.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage: 'LS Circuits	7 V
'S Circuits	5.5 V
Off-state output voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54LS', SN54S' Circuits	-55°C to 125°C
SN74LS', SN74S' Circuits	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS**

SDLS144 – APRIL 1985 – REVISED MARCH 1988

recommended operating conditions

PARAMETER	SN54LS'			SN74LS'			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V _{CC} Supply voltage (see Note 1)	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V _{IH} High-level input voltage	2			2			V
V _{IL} Low-level input voltage				0.7			V
I _{OH} High-level output current				-12			mA
I _{OL} Low-level output current				12			mA
T _A Operating free-air temperature	-55			125			°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54LS'			SN74LS'			UNIT
		MIN	TYP ‡	MAX	MIN	TYP ‡	MAX	
V _{IK}	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA	-1.5			-1.5			V
Hysteresis (V _{T+} - V _{T-})	V _{CC} = MIN	0.2	0.4		0.2	0.4		V
V _{OH}	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = MAX, I _{OH} = -3 mA	2.4	3.4		2.4	3.4		V
	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.5 V, I _{OH} = MAX	2			2			
V _{OL}	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, I _{OL} = 12 mA	0.4			0.4			V
	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, I _{OL} = 24 mA				0.5			
I _{OZH}	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _O = 2.7 V	20			20			μA
I _{OZL}	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _O = 0.4 V	-20			-20			
I _I	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V	0.1			0.1			mA
I _{IH}	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V	20			20			μA
I _{IL}	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V	-0.2			-0.2			mA
I _{OS} §	V _{CC} = MAX	-40			-225			mA
I _{CC}	Outputs high	All	17	27	17	27		mA
	Outputs low	'LS240	26	44	26	44		
	All outputs disabled	'LS241, 'LS244	27	46	27	46		
		'LS240	29	50	29	50		
	'LS241, 'LS244	32	54	32	54			

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

§ Not more than one output should be shorted at a time, and duration of the short-circuit should not exceed one second.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER	TEST CONDITIONS	'LS240		'LS241, 'LS244		UNIT
		MIN	TYP	MIN	TYP	
t _{PLH}	R _L = 667 Ω, C _L = 45 pF, See Note 2	9	14	12	18	ns
t _{PHL}		12	18	12	18	ns
t _{PZL}	R _L = 667 Ω, C _L = 5 pF, See Note 2	20	30	20	30	ns
t _{PZH}		15	23	15	23	ns
t _{PLZ}		10	20	10	20	ns
t _{PHZ}		15	25	15	25	ns

NOTE 2: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75285

Diseño de un sistema de control para una fresadora CNC

SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244 SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244 OCAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

SDLS144 – APRIL 1985 – REVISED MARCH 1988

recommended operating conditions

PARAMETER	SN54S'			SN74S'			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V _{CC} Supply voltage, (see Note 1)	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V _{IH} High-level input voltage	2			2			V
V _{IL} Low-level input voltage			0.8			0.8	V
I _{OH} High-level output current			-12			-15	mA
I _{OL} Low-level output current			48			64	mA
External resistance between any input and V _{CC} or ground			40		40		kΩ
T _A Operating free-air temperature (see Note 3)	-55	125		0		70	°C

NOTES: 1. Voltage values are with respect to network ground terminal.

3. An SN54S241J operating at free-air temperature above 116°C requires a heat sink that provides a thermal resistance from case to free-air R_{θCA}, of not more than 40°C/W.

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN54S'			SN74S'			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V _{IK}	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA			-1.2			-1.2	V
Hysteresis (V _{T+} - V _{T-})	V _{CC} = MIN	0.2	0.4		0.2	0.4		V
V _{OH}	V _{CC} = MIN, I _{OH} = -1 mA, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V				2.7			V
	V _{CC} = MIN, I _{OH} = -3 mA, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V	2.4	3.4		2.4	3.4		
	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.5 V	2			2			
V _{OL}	V _{CC} = MIN, I _{OL} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V			0.55			0.55	V
I _{OZH}	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _O = 2.4 V			50			50	μA
I _{OZL}	V _{IL} = 0.8 V, V _O = 0.5 V			-50			-50	
I _I	V _{CC} = MAX, V _I = 5.5 V			1			1	mA
I _{IH}	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V			50			50	μA
I _{IL}	Any A			-400			-400	μA
	Any G			-2			-2	
I _{OS} §	V _{CC} = MAX	-50		-225	-50		-225	mA
I _{CC}	Outputs high Outputs low Outputs disabled	V _{CC} = MAX, Outputs open	'S240	80	123	80	135	mA
			'S241, 'S244	95	147	95	160	
			'S240	100	145	100	150	
			'S241, 'S244	120	170	120	180	
			'S240	100	145	100	150	
			'S241, 'S244	120	170	120	180	

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

§ Not more than one output should be shorted at a time, and duration of the short-circuit should not exceed one second.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS**

SDLS144 - APRIL 1985 - REVISED MARCH 1988

switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	'S240			'S241, 'S244			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_{PLH}	$R_L = 90\ \Omega$, See Note 4	$C_L = 50\ \text{pF}$,	4.5		7	6	9	ns
t_{PHL}			4.5		7	6	9	ns
t_{PZL}			10		15	10	15	ns
t_{PZH}	$R_L = 90\ \Omega$, See Note 4	$C_L = 5\ \text{pF}$,	6.5		10	8	12	ns
t_{PLZ}			10		15	10	15	ns
t_{PHZ}			6		9	6	9	ns

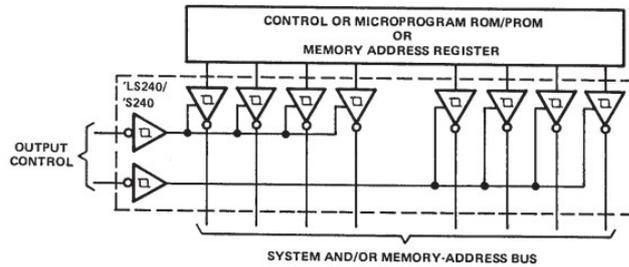
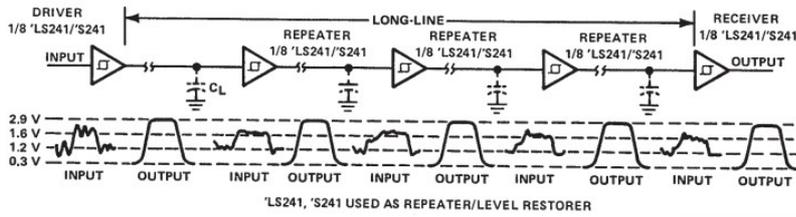
NOTE 4: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.



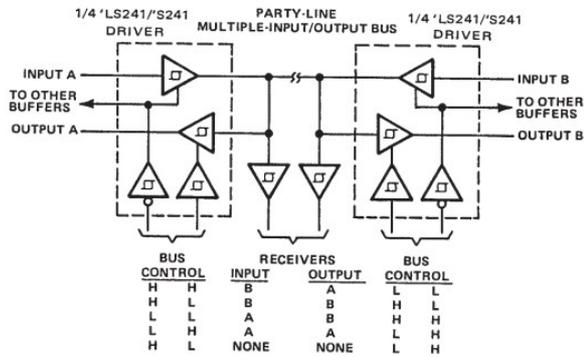
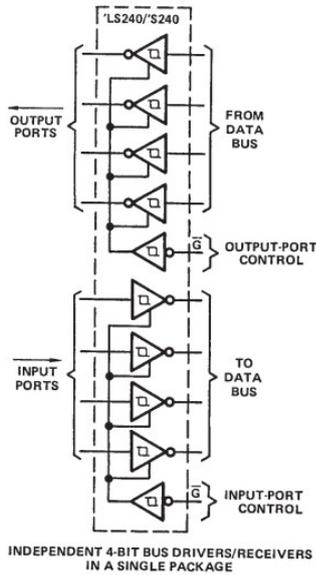
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN54S244
 SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241, SN74S244
 OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

SDLS144 - APRIL 1985 - REVISED MARCH 1988



'LS240/'S240 USED AS SYSTEM AND/OR MEMORY BUS DRIVER—4-BIT ORGANIZATION CAN BE APPLIED TO HANDLE BINARY OR BCD



PARTY-LINE BUS SYSTEM WITH MULTIPLE INPUTS, OUTPUTS, AND RECEIVERS



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

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

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

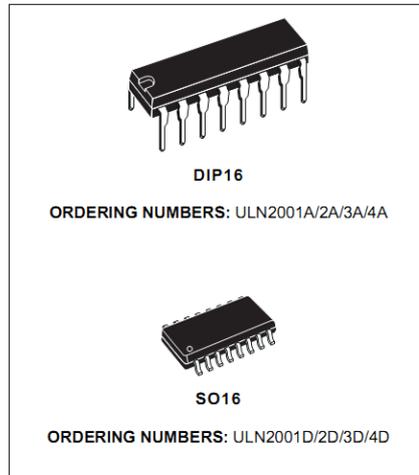
ULN2003



ULN2001A-ULN2002A ULN2003A-ULN2004A

SEVEN DARLINGTON ARRAYS

- SEVEN DARLINGTONS PER PACKAGE
- OUTPUT CURRENT 500mA PER DRIVER (600mA PEAK)
- OUTPUT VOLTAGE 50V
- INTEGRATED SUPPRESSION DIODES FOR INDUCTIVE LOADS
- OUTPUTS CAN BE PARALLELED FOR HIGHER CURRENT
- TTL/CMOS/PMOS/DTL COMPATIBLE INPUTS
- INPUTS PINNED OPPOSITE OUTPUTS TO SIMPLIFY LAYOUT



DESCRIPTION

The ULN2001A, ULN2002A, ULN2003 and ULN2004A are high voltage, high current darlington arrays each containing seven open collector darlington pairs with common emitters. Each channel rated at 500mA and can withstand peak currents of 600mA. Suppression diodes are included for inductive load driving and the inputs are pinned opposite the outputs to simplify board layout.

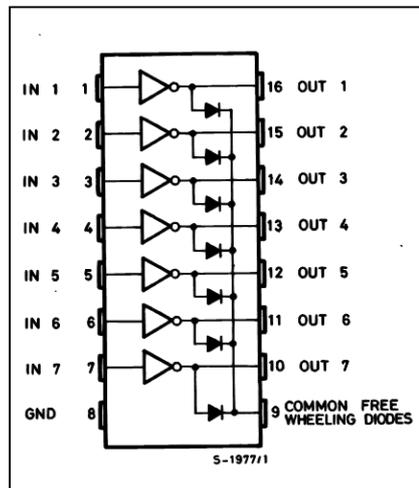
The four versions interface to all common logic families :

ULN2001A	General Purpose, DTL, TTL, PMOS, CMOS
ULN2002A	14-25V PMOS
ULN2003A	5V TTL, CMOS
ULN2004A	6-15V CMOS, PMOS

These versatile devices are useful for driving a wide range of loads including solenoids, relays DC motors, LED displays filament lamps, thermal print-heads and high power buffers.

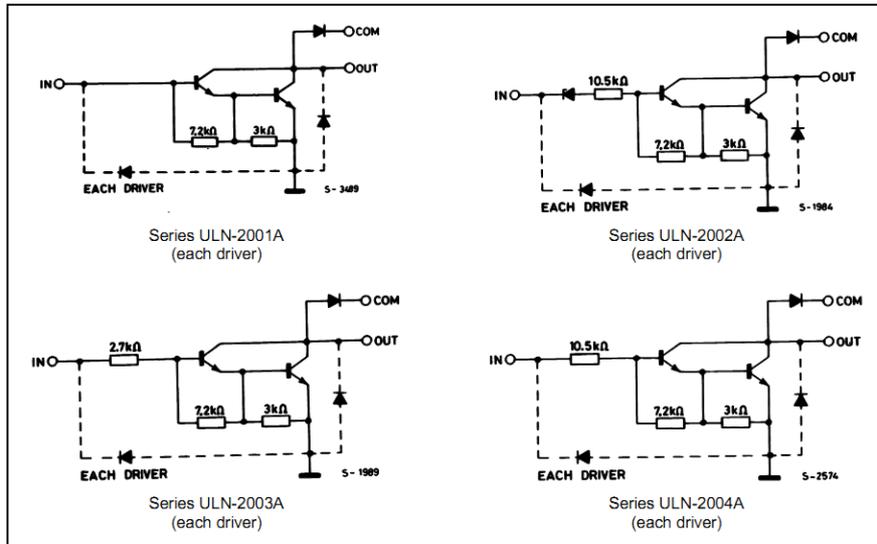
The ULN2001A/2002A/2003A and 2004A are supplied in 16 pin plastic DIP packages with a copper leadframe to reduce thermal resistance. They are available also in small outline package (SO-16) as ULN2001D/2002D/2003D/2004D.

PIN CONNECTION



ULN2001A - ULN2002A - ULN2003A - ULN2004A

SCHMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_o	Output Voltage	50	V
V_{in}	Input Voltage (for ULN2002A/D - 2003A/D - 2004A/D)	30	V
I_c	Continuous Collector Current	500	mA
I_b	Continuous Base Current	25	mA
T_{amb}	Operating Ambient Temperature Range	- 20 to 85	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	- 55 to 150	°C
T_j	Junction Temperature	150	°C

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	DIP16	SO16	Unit
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max. 70	120	°C/W

ULN2001A - ULN2002A - ULN2003A - ULN2004A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{amb} = 25°C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	Fig.
I _{CEX}	Output Leakage Current	V _{CE} = 50V T _{amb} = 70°C, V _{CE} = 50V			50 100	μA μA	1a 1a
		T _{amb} = 70°C for ULN2002A V _{CE} = 50V, V _i = 6V for ULN2004A V _{CE} = 50V, V _i = 1V			500 500	μA μA	1b 1b
V _{CE(sat)}	Collector-emitter Saturation Voltage	I _C = 100mA, I _B = 250μA		0.9	1.1	V	2
		I _C = 200 mA, I _B = 350μA		1.1	1.3	V	2
		I _C = 350mA, I _B = 500μA		1.3	1.6	V	2
I _{i(on)}	Input Current	for ULN2002A, V _i = 17V		0.82	1.25	mA	3
		for ULN2003A, V _i = 3.85V		0.93	1.35	mA	3
		for ULN2004A, V _i = 5V		0.35	0.5	mA	3
		V _i = 12V		1	1.45	mA	3
I _{i(off)}	Input Current	T _{amb} = 70°C, I _C = 500μA	50	65		μA	4
V _{i(on)}	Input Voltage	V _{CE} = 2V for ULN2002A I _C = 300mA			13		
		for ULN2003A I _C = 200mA			2.4		
		I _C = 250mA			2.7		
		I _C = 300mA			3		
		for ULN2004A I _C = 125mA			5		
	I _C = 200mA			6			
	I _C = 275mA			7			
	I _C = 350mA			8			
h _{FE}	DC Forward Current Gain	for ULN2001A V _{CE} = 2V, I _C = 350mA	1000				2
C _i	Input Capacitance			15	25	pF	
t _{PLH}	Turn-on Delay Time	0.5 V _i to 0.5 V _o		0.25	1	μs	
t _{PHL}	Turn-off Delay Time	0.5 V _i to 0.5 V _o		0.25	1	μs	
I _R	Clamp Diode Leakage Current	V _R = 50V			50	μA	6
		T _{amb} = 70°C, V _R = 50V			100	μA	6
V _F	Clamp Diode Forward Voltage	I _F = 350mA		1.7	2	V	7

ULN2001A - ULN2002A - ULN2003A - ULN2004A

TEST CIRCUITS

Figure 1a.

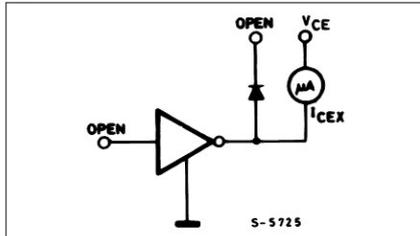


Figure 1b.

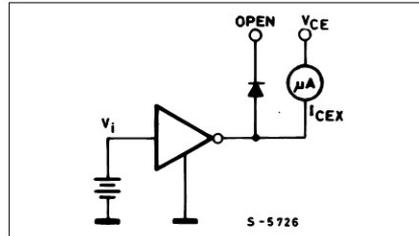


Figure 2.

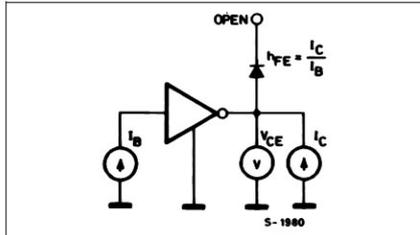


Figure 3.

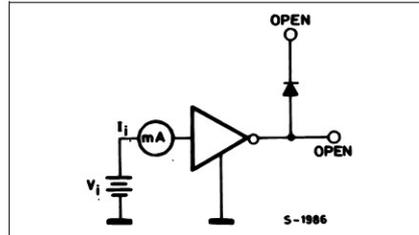


Figure 4.

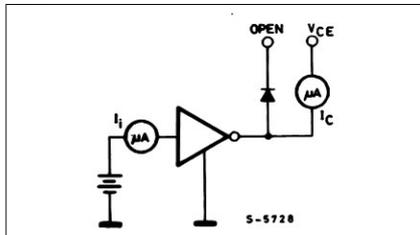


Figure 5.

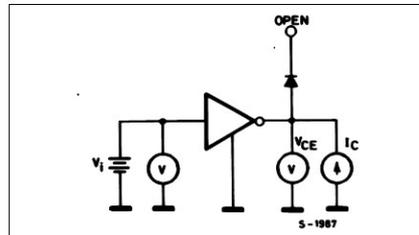


Figure 6.

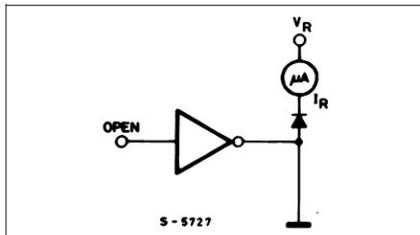
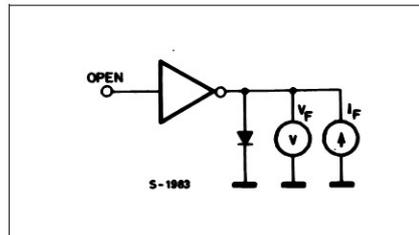


Figure 7.



ULN2001A - ULN2002A - ULN2003A - ULN2004A

Figure 8: Collector Current versus Input Current

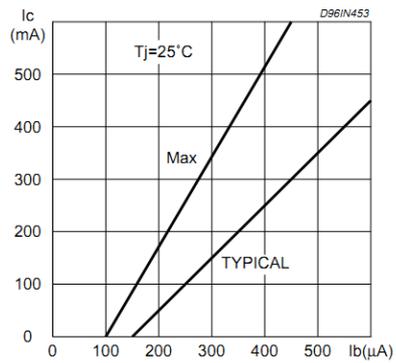


Figure 9: Collector Current versus Saturation Voltage

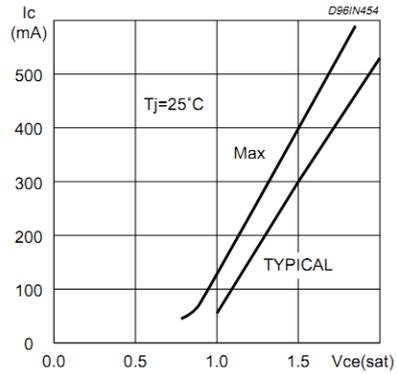


Figure 10: Peak Collector Current versus Duty Cycle

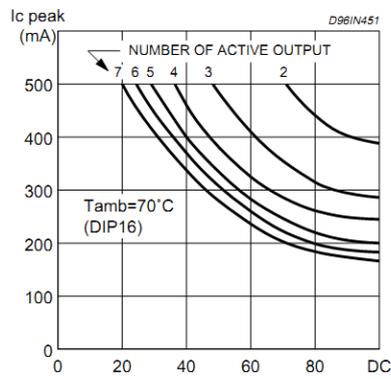
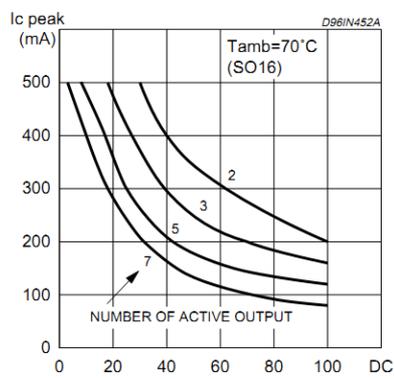


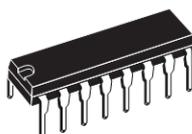
Figure 11: Peak Collector Current versus Duty Cycle



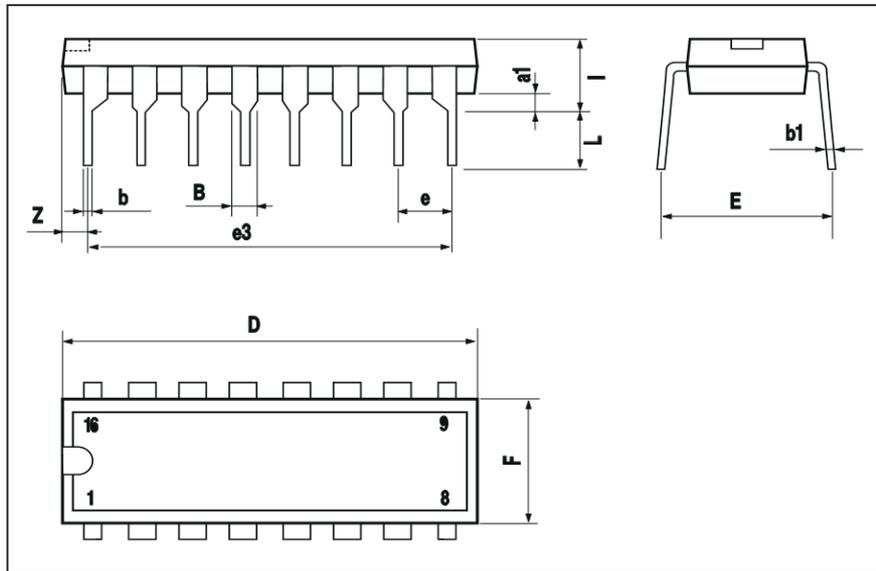
ULN2001A - ULN2002A - ULN2003A - ULN2004A

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.51			0.020		
B	0.77		1.65	0.030		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		17.78			0.700	
F			7.1			0.280
I			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z			1.27			0.050

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



DIP16



ULN2001A - ULN2002A - ULN2003A - ULN2004A

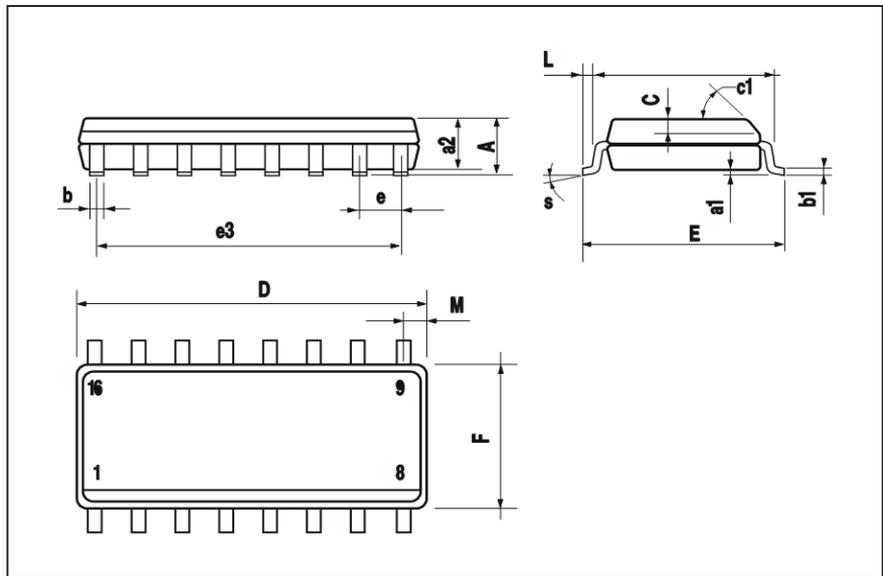
DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.009
a2			1.6			0.063
b	0.35		0.46	0.014		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.020	
c1	45° (typ.)					
D (1)	9.8		10	0.386		0.394
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		8.89			0.350	
F (1)	3.8		4	0.150		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.209
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.62			0.024
S	8° (max.)					

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



SO16 Narrow

(1) D and F do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15mm (.006inch).



ULN2001A - ULN2002A - ULN2003A - ULN2004A

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics
© 2002 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States.
<http://www.st.com>

MIC2130



MIC2130/1

High Voltage Synchronous Buck Control IC with Low EMI Option

General Description

The MIC2130/1 is a high voltage input PWM synchronous buck controller IC. It is a voltage mode controller with a fast hysteretic control loop (FHyCL) employed during fast line and load transients. The internal gate drivers are designed to drive high current MOSFETs.

The MIC2130/1 can produce output voltages down to 0.7V with input voltage from 8V to 40V. The MIC2130 family of control ICs implements fixed frequency PWM control. The active anti-shoot through drive scheme means a wide range of external MOSFETs may be used while maintaining optimum efficiency.

The MIC2131 is the fully functional version of the family and implements a new feature to minimize EMI. This function is critical for systems that need to be compliant with EMI standards throughout the world.

The MIC2130/1 is available in small size 16-pin 4mm x 4mm MLF[®] package, as well as 16-pin e-TSSOP at a junction temperature range of -40°C to +125°C.

Data sheets and support documentation can be found on Micrel's web site at: www.micrel.com.

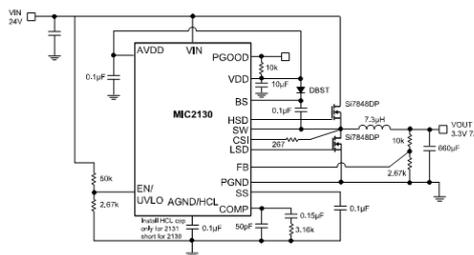
Features

- 8V to 40V input voltage range
- Adjustable output voltages down to 0.7V
- LOW EMI option MIC2131
- Fixed 150kHz and 400kHz frequency options
- Excellent line and load regulation due to fast hysteretic control loop during transients
- Adaptive gate drive allows efficiencies over 95%
- Programmable current limit with no sense resistor
- Senses low-side MOSFET current
- Internal drivers allow 15A output current
- Power Good output allow simple sequencing
- Programmable soft-start pin
- 100% increase in current limit (MIC2131)
- Output over-voltage protection
- Programmable Input UVLO
- 16-pin e-TSSOP and 16-pin 4mm x 4mm MLF[®]
- Junction temperature range of -40°C to +125°C

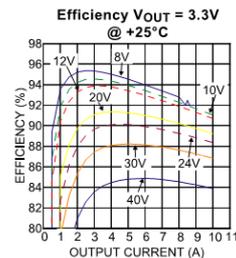
Applications

- Industrial/Medical DC/DC point of use power
- Printer head drivers
- Automotive Systems
- Telecom systems
- LCD/ Plasma TV
- Gaming Machines

Typical Application



MIC2130/1 High Input Voltage Converter



MLF and MicroLeadFrame are registered trademarks of Amkor Technology, Inc.

Micrel Inc. • 2180 Fortune Drive • San Jose, CA 95131 • USA • tel +1 (408) 944-0800 • fax +1 (408) 474-1000 • <http://www.micrel.com>

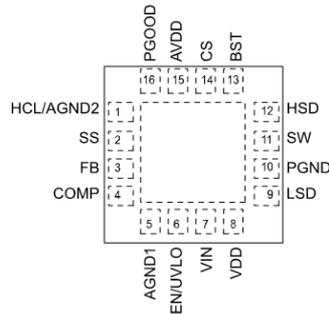
April 2008

M9999-042108-C

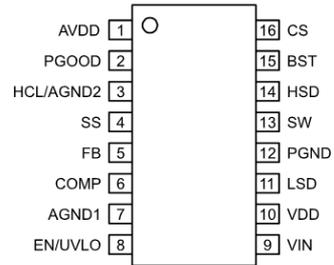
Ordering Information

Part Number	Frequency	Output Voltage	Low EMI	Junction Temp. Range	Package	Lead Finish
MIC2130-1YML	150kHz	Adj.	No	-40° to +125°C	16-Pin 4x4 MLF®	Pb-Free
MIC2130-4YML	400kHz	Adj.	No	-40° to +125°C	16-Pin 4x4 MLF®	Pb-Free
MIC2130-1YTSE	150kHz	Adj.	No	-40° to +125°C	16-Pin e-TSSOP	Pb-Free
MIC2130-4YTSE	400kHz	Adj.	No	-40° to +125°C	16-Pin e-TSSOP	Pb-Free
MIC2131-1YML	150kHz	Adj.	Yes	-40° to +125°C	16-Pin 4x4 MLF®	Pb-Free
MIC2131-4YML	400kHz	Adj.	Yes	-40° to +125°C	16-Pin 4x4 MLF®	Pb-Free
MIC2131-1YTSE	150kHz	Adj.	Yes	-40° to +125°C	16-Pin e-TSSOP	Pb-Free
MIC2131-4YTSE	400kHz	Adj.	Yes	-40° to +125°C	16-Pin e-TSSOP	Pb-Free

Pin Configuration



16-Pin 4mm x 4mm MLF® (ML)



16-Pin e-TSSOP (TS)

Pin Description

Pin Number MLF-16	Pin Number e-TSSOP-16	Pin Name	Pin Function
1	3	HCL* AGND2	High Current Limit (Output): The capacitor on this pin sets the duration of time so that the current limit will be set to 200% of its nominal set current. AGND2 for MIC2130
2	4	SS	Soft Start (Output): Active at Power-up, Enable, and Current Limit recovery.
3	5	FB	Feedback (Output): Input to error amplifier. Regulates to 0.7V.
4	6	COMP	Compensation (Output): Pin for external compensation.
5	7	AGND1	Analog Ground.
6	8	EN/UVLO	Enable (Input): Logic low turns the IC off. When the voltage drops below the band gap reference voltage of the IC the device turns off. This accurate threshold allows the pin to be used as an accurate under voltage lockout.
7	9	VIN	Supply Voltage (Input): 8V to 40V.
8	10	VDD	5V Internal Linear Regulator from VIN. When VIN is <8V, this regulator operates in drop-out mode. Connect external bypass capacitor.
9	11	LSD	Low-Side Drive (Output): High-current driver output for external low-side MOSFET.
10	12	PGND	Power Ground: High current return for ext. Low side driver.
11	13	SW	Switch Node (Output): High current output driver return.
12	14	HSD	High-Side Drive (Output): High current output-driver for ext. high-side MOSFET.
13	15	BST	Boost (Output): Provides voltage for high-side MOSFET driver. The gate drive voltage is higher than the source voltage by VDD minus a diode drop.
14	16	CS	Current Sense (Output): Current-limit comparator non inverting input. The current limit is sensed across the low-side FET during the OFF time. Current limit is set by the resistor in series with the CS pin.
15	1	AVDD	Analog Supply Voltage (internal 5V LDO): Connect external By pass capacitor.
16	2	PGOOD	Power Good (Output): High output when VOUT > 90% nominal.

Note: * indicates that is only used on MIC2131.

Micrel, Inc.

MIC2130/1

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾

Supply Voltage (V _{IN}).....	42V
Boot Strapped Voltage (V _{BST}).....	V _{IN} + 5V
Logic Inputs.....	6.5V
EN Input.....	42V
Ambient Storage Temperature (T _s).....	-65°C to +150°C
ESD Rating ⁽³⁾	1.5kV

Operating Ratings⁽²⁾

Supply Voltage (V _{IN1} , V _{IN2}).....	+8V to +40V
Output Voltage Range.....	0.7V to 0.85V _{IN}
Junction Temperature (T _J).....	-40°C ≤ T _J ≤ +125°C
Package Thermal Resistance	
e-TSSOP (θ _{JA}).....	97.5°C/W
e-TSSOP (θ _{JC}).....	29.9°C/W
4x4 MLF-16 (θ _{JA}).....	50.6°C/W
4x4 MLF-16 (θ _{JC}).....	15.8°C/W

Electrical Characteristics⁽⁴⁾

T_J = 25°C; V_{EN} = V_{IN} = 24V; Frequency = 150kHz; V_{OUT} = 3.3V, unless otherwise specified.

Bold values indicate -40°C ≤ T_J ≤ +125°C.

Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
V_{IN}, V_{EN/UVLO}, V_{DD} Supply					
Total Supply Current, PWM Mode Supply Current	V _{FB} = 0.7V; Comp = 3V (Outputs switching but excluding external MOSFET gate current.)		4	7.5	mA
Shutdown Current	V _{EN} = 0V; V _{IN} = 12V		180	300	μA
V _{EN/UVLO} Turn-On Threshold			1.1	1.3	V
V _{EN/UVLO} Turn-Off Threshold		0.7	1.0		V
V _{IN} UVLO Hysteresis			100		mV
Internal Bias Voltages (AV _{DD} ,) (I _{DD} = 50mA)		4.6	5	5.3	V
Oscillator/PWM Section					
PWM Frequency	MIC2130/1-1	130	150	170	kHz
PWM Frequency	MIC2130/1-4	360	400	440	kHz
Maximum Duty Cycle	MIC2130/1-1	92			%
Maximum Duty Cycle	MIC2130/1-4	80			%
Minimum On-Time	Note 5		50		ns
Regulation					
Feedback Voltage Reference	(±2%) -40°C to +125°C	686	700	714	mV
Feedback Bias Current			300	1000	nA
Output Voltage Line Regulation	V _{IN} = 8V – 40V		0.03		%/V
Output Voltage Load Regulation	1A ≤ I _{OUT} ≤ 10A		0.5		%
Error Amplifier (each channel)					
DC Gain			70		dB
Output Impedance			2		MΩ
Transconductance		1.2	1.6	2.5	ms
Output Over voltage Protection					
V _{FB} Threshold	(Latches LSD High)	110	115	120	%Nom
Delay Blanking Time			1		μs
Soft Start/HCL					
Internal Soft Start Source Current		1	2.75	5	μA
HCL (MIC2131) Pin Voltage High	I _{LIMIT} set to 200% when HCL charges to 2.4V		2.4		V

Diseño de un sistema de control para una fresadora CNC

Micrel, Inc.

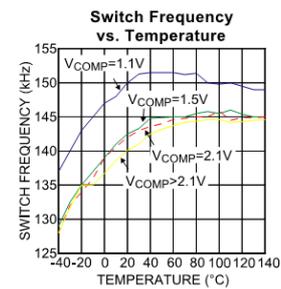
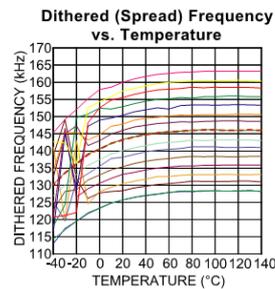
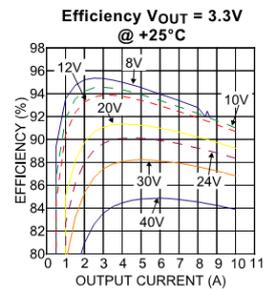
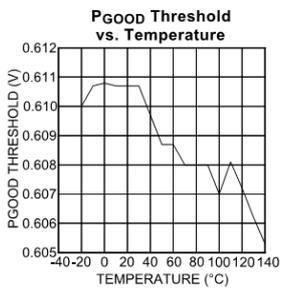
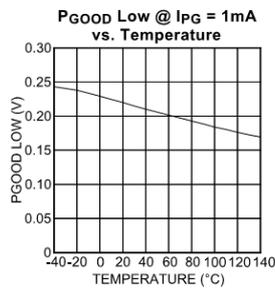
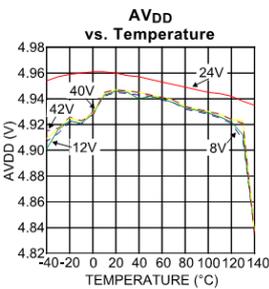
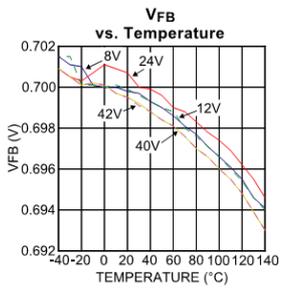
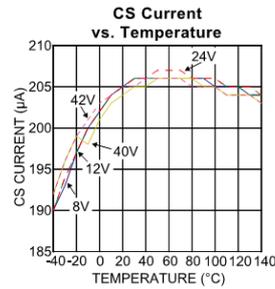
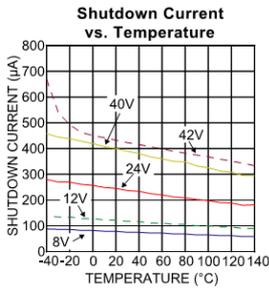
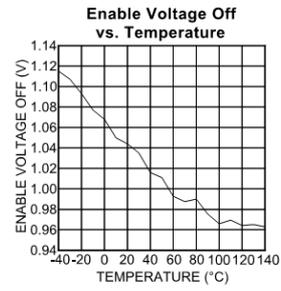
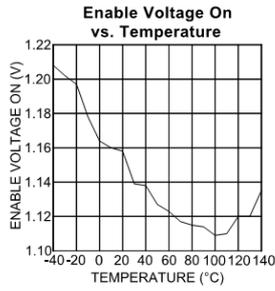
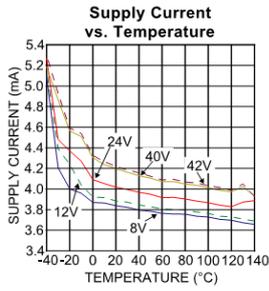
MIC2130/1

Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
HCL Low	I _{LIMIT} set to normal when HCL is low		0.5		V
HCL Pin Charge Up Current			2.9		μA
HCL Pin Charge Down Current			12		μA
LOW/EMI					
Frequency Dither Range	Of center freq		±12		%
Current Sense					
CS Over Current Trip Point Program Current		170	200	230	μA
Temperature Coefficient			+2300		ppm/°C
CS Comparator Sense Threshold	(Senses drop across low-side FET)	-5	0	+5	mV
Power Good					
V _{FB} Threshold		86	90	93	%Nom
PGOOD Voltage Low	V _{DD} = 5.0V; V _{FB} = 0V; I _{PGOOD} = 1mA		0.1	0.5	V
Gate Drivers					
Rise/Fall Time	Into 3000pF Source Sink		23 16		ns ns
Output Driver Resistance	HSD: Source; V _{DD} = 5V HSD: Sink; V _{DD} = 5V LSD: Source; V _{DD} = 5V LSD: Sink; V _{DD} = 5V		2 1.47 2.2 2.1		Ω Ω Ω Ω
Driver Non-Overlap Time (Adaptive)	Note 4	40	60		ns
Thermal Shutdown Threshold	T _J Increasing T _J Decreasing		155 142		°C °C

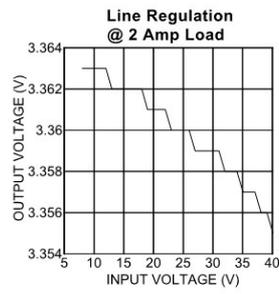
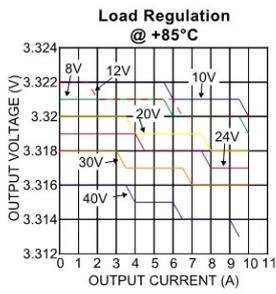
Notes:

1. Exceeding the absolute maximum rating may damage the device.
2. Electrical specifications do not apply when operating the device outside of its operating ratings. The maximum allowable power dissipation is a function of the maximum junction temperature, T_{J(Max)}, the junction-to-ambient thermal resistance, θ_{JA}, and the ambient temperature, T_A. The maximum allowable power dissipation will result in excessive die temperature, and the regulator will go into thermal shutdown.
3. Devices are ESD sensitive. Handling precautions recommended.
4. Guaranteed by design.
5. Minimum on-time before automatic cycle skipping begins.

Typical Characteristics



Typical Characteristics (continued)



Functional Diagram

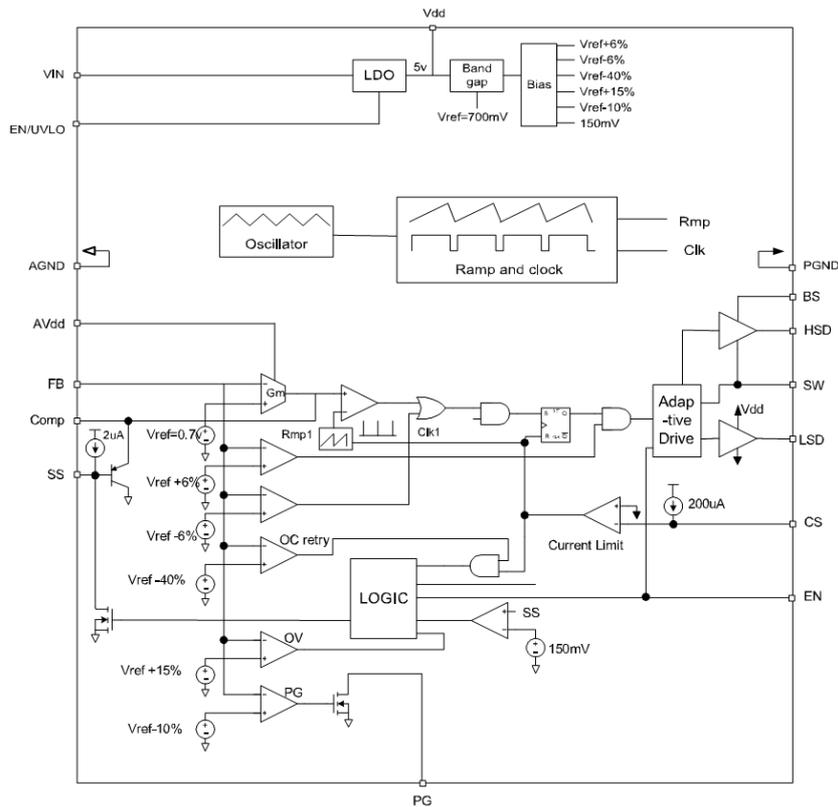


Figure 1. MIC2130/1 Block Diagram

Functional Description

The MIC2130/31 is a voltage mode synchronous buck controller built for optimum speed and efficiency. It is designed for wide input voltage range and for high output power buck converters. Figure 1 shows the block diagram.

The control loop has two stages of regulation. During steady-state to medium output disturbances, the loop operates in fixed frequency, PWM mode while (gm loop), during a large output voltage disturbance ($\pm 6\%$ nominal), the loop becomes hysteretic; meaning that for a short period, the switching MOSFETs are switched on and off continuously until the output voltage returns to its nominal level. This maximizes transient response for

large load steps, while nominally operating in fixed frequency PWM mode. Voltage mode control is used to allow for maximum flexibility and maintains good transient regulation. The operating input voltage range is 8V to 40V and output can be set from 0.7V up to $0.85 \cdot V_{IN}$. Start-up surges are prevented using built in soft start circuitry as well as resistor-less (LSD RDS_{ON} is used to sense load current) current sensing for overload protection. Other protection features include UVLO, over voltage latch off protection, Power good signal.

Theory of Operation

A voltage divider monitors the output voltage of the converter then sensed at the inverting input of the error amplifier. The non-inverting input of the error amplifier is connected to the internal 0.7V reference and the two inputs are compared to produce an analog error voltage. This error voltage is then fed into the non-inverting input of the PWM comparator and compared to the voltage ramp (1.1V to 2.1V) to create the PWM pulses. The PWM pulses propagate through to the MOSFET drivers which drive the external MOSFETs to create the power switching waveform at the set D (duty cycle). This is then filtered by a power inductor and low ESR capacitor to produce the output voltage where $V_{OUT} \approx D \cdot V_{IN}$. As an example, due to a load increase or an input voltage drop, the output voltage will instantaneously drop. This will cause the error voltage to rise, resulting in wider pulses at the output of the PWM comparator. The higher Duty Cycle power switching waveform will cause an associated rise in output voltage and will continue to rise until the feedback voltage is equal to the reference and the loop is again in equilibrium. As with any control system, it is necessary to compensate this feedback loop (by selecting the R and C values at the comp pin) in order to keep the system stable. One of the tradeoffs for stability is reduced transient regulation performance. However, the MIC2130/31 has an additional feature to correct this problem. The MIC2130/31 family features a fast hysteretic control loop (FHycl) which bypasses the gm amp and the feedback compensation network during fast line and load transients.

The fast hysteretic control loop (FHycl) operates during large transients to provide excellent line and load regulation. Hysteretic mode is invoked when the output voltage is detected to be $\pm 6\%$ of its regulated value. If the input voltage step or output load step is large enough to cause a 6% deviation in V_{OUT} , then the additional hysteretic control loop functions to return the output voltage to its nominal set point in the fastest time possible. This is limited only by the time constant of the power inductor and output capacitor (an order of magnitude faster than the gm loop). This scheme is not used during normal operation because it creates switching waveforms whose frequency is dependant on V_{IN} , passive component values and load current. Due to its large noise spectrum it is only used during surges to keep switching noise at a known, fixed frequency.

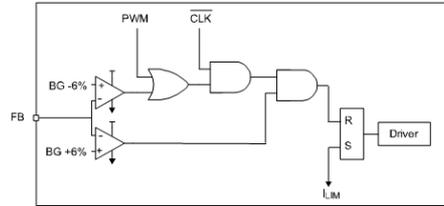


Figure 2. Hysteric Block Diagram

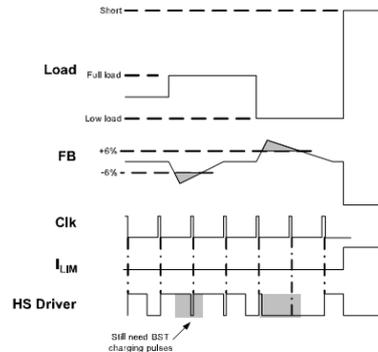


Figure 3. Hysteric Waveforms

Soft Start

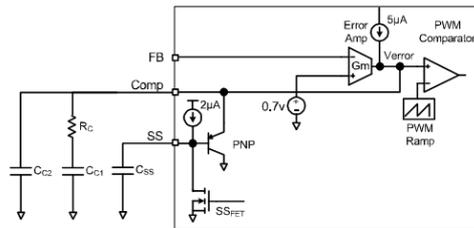


Figure 4. Soft Start Circuit

At startup, the Soft-start MOSFET (SS_{FET}) is released and C_{SS} starts to charge at the rate $dV_{SS}/dt \sim 2\mu A/C_{SS}$. The PNP transistor's emitter (COMP) starts to track V_{SS} (plus a junction voltage ≈ 0.65). When (COMP) reaches the lower end of the PWM ramp voltage at 1.10V, switching pulses will begin to drive the power MOSFETs. This voltage rise continues on the COMP pin until the control loop reaches the regulation point. During this soft start period, the gate drive pulses to the MOSFET will start at the minimum pulse width and increase up to the duty cycle D required for regulation. The COMP voltage can be anywhere from 1.1V to 2.1V which corresponds to a duty cycle D of 0-85%. V_{SS} will however, continue to rise as the PNP base-emitter junction becomes reverse biased. The SS pin is allowed to rise to 2.5V (four diode drops) max to allow fast response to fault conditions. During large over current or short circuit conditions, i.e., where current limit is detected and V_{OUT} is $<60\%$ of nominal, the SS_{FET} is momentarily switched on. This discharges C_{SS} to $\sim 150mV$ at which point, it re-starts the soft start cycle once again. During soft start, hysteretic comparators are disabled.

Duty Cycle D can be written in terms of V_{COMP}

$$D = (0.85) \times V_{COMP} - (0.935) \text{ or } V_{COMP} = (D + 0.935)/0.85$$

Example: $V_{IN} = 12V$; $V_{OUT} = 3.3V$; $D = V_{OUT}/V_{IN} = 0.275$

$V_{COMP} = 1.424V$; i.e. the steady-state DC Value of V_{COMP} when $D = 0.275$

T1 is the time for V_{COMP} to charge up to 1.1V, therefore, V_{SS} is one diode drop below V_{COMP} .

T2 is the time for V_{COMP} to charge up to $(D + 0.935)/0.85 + 1.1V$.

Soft Start time = T1 + T2

Where

$T1 = (1.1 - V_{diode}) \times C_{SS} / 2\mu A$; the time until output pulsing starts at minimum duty.

And,

$T2 = (1/0.85) \times D \times C_{SS} / 2\mu A$; the time until output pulsing increases to D.

The compensation capacitors at the COMP pin ($C_{COMP} = C_{c1} + C_{c2}$ in Figure 4) will also need to charge up to V_{COMP} . This charging time starts as soon as MOSFET (SS_{FET}) is released. Depending upon the size of the C_{COMP} , the charging time could be greater than T1+T2. C_{COMP} could be used for the Soft Start cap by leaving SS pin open.

$T_{C_{COMP}} = (1/0.85) \times D \times C_{COMP} / 5\mu A$: The time until output pulsing increases to D.

Protection

There exits four different types of output protection.

1. Output "hard short" over current
2. Output "soft short" over current
3. Output under voltage
4. Output over voltage

Current Limit

The MIC2130/31 uses the $R_{DS_{ON}}$ of the low-side MOSFET to sense overcurrent conditions. The lower MOSFET is used because it displays much lower parasitic oscillations during switching then the upper MOSFET. Using the low-side MOSFET $R_{DS_{ON}}$ as a current sense is an excellent method for circuit protection. This method will avoid adding cost, board space and power losses taken by discrete current sense resistors.

Hard Short

Generally, the MIC2130/31 current limit circuit acts to provide a fixed maximum output current until the resistance of the load is so low that the voltage across it is no longer within regulation limits. At this point (60% of nominal output voltage), the part employs Hiccup mode. During Hiccup mode, the output pulses stop and the soft start cap is discharged and soft start mode begins. After the soft start time, if the output voltage is still 60% low, then the process repeats again and continues until the short is removed. Hard short current mode is initiated to protect down stream loads from excessive current and also reduces overall power dissipation in the PWM converter components during a fault.

Soft Short

Before "Hard Short" mode (also called "hiccup mode") occurs "soft short" current limiting is provided to prevent system shutdown or disturbance if the overload is only marginal. When the load current exceeds the current limit by only a few ma for a short time (milliseconds) then the hard short mode is not desired. Instead, the "Soft Short" loop is used. When the current limit comparator senses an over current it then starts to discharge the SS Cap with a $40\mu A$ current source. The current limit comparator gets reset every cycle so if the short still exist during the next cycle then the SS cap will continue to get discharged with the $40\mu A$ current source. The comp pin follows the SS pin (Figure 4) and the gm control loop will lower the output voltage accordingly for as long as the short exists. So, instead of shutting down the output as in a hard short, the output is gently and slightly reduced until the over current condition discontinues. If however the short increase to the point of lowering the output to 60%, then hard short will result. The fast hysteretic control loop (FHyCL) is initiated by a 6% drop in output voltage and it is not desired during an over current condition therefore, the FHyCL feature will

be disabled during an over current condition.

Under Voltage

A ±6% comparator monitors the output voltage and will initiate the fast hysteretic control loop (FHyCL) to regulate the output. A comparator monitors the output voltage and sets PGOOD true when the output reaches 90% of the regulated output.

Over Voltage

If the voltage at the FB pin is detected to be 15% higher than nominal for >2µs, then the controller is stopped from switching immediately and latched off. Switching can be re-started by taking EN below the channel's enable threshold and re-enabling or re-cycling power to the IC.

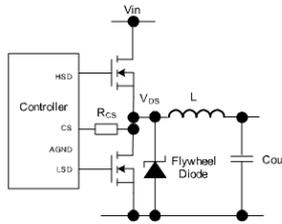


Figure 5.

During the normal operation of a synchronous Buck regulator, as the lower MOSFET is switched on, its drain voltage will become negative with respect to ground as the inductor current continues to flow from Source-to-Drain. This negative voltage is proportional to output load current, inductor ripple current and MOSFET RDS_{ON}.

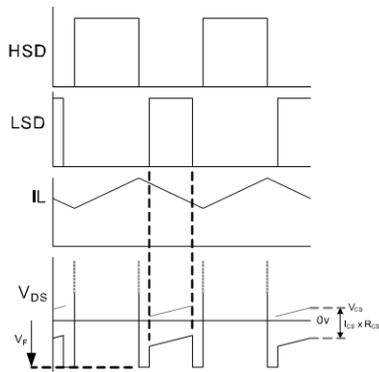


Figure 6.

The larger the inductor current, the more negative V_{DS} becomes. This is utilized for the detection of over current by passing a known fixed current source (200µA) through a resistor R_{CS} which sets up an offset voltage such that when 200µA × R_{CS} = I_{DRAIN} × R_{DS_{ON}} the MIC2130/31's over current trigger is set. This disables the next high side gate drive pulse. After missing the high side pulse, the over current (OC) trigger is reset. If on the next low side drive cycle, the current is still too high i.e., V_{CS} is ≤ 0V, another high side pulse is missed and so on. Thus reducing the overall energy transferred to the output and V_{OUT} starts to fall. As this successive missing of pulses results in an effectively lower switching frequency, power inductor ripple currents can get very high if left unlimited. The MIC2130/31 therefore limits Duty Cycle during current limit to prevent currents building up in the power inductor and output capacitors.

Current Limit Setting

The Simple Method

$$R_{CS} = I_{OUT} \times R_{DS_{ON(max)}} / 200\mu A.$$

Accurate Method

For designs where ripple current is significant when compared to I_{OUT}, or for low duty cycle operation, calculating the current setting resistor R_{CS} should take into account that one is sensing the peak inductor current and that there is a blanking delay of approximately 100ns.

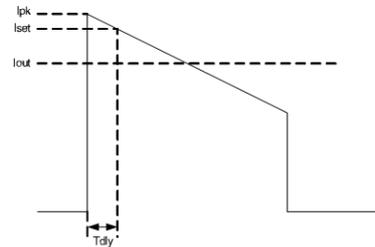


Figure 7.

$$I_{PK} = I_{OUT} + \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT} \cdot (1 - D)}{F_{SWITCH} \cdot L}$$

$$I_{SET} = I_{PK} - \frac{V_{OUT} \cdot T_{DLY}}{L}$$

$$R_{CS} = \frac{I_{SET} \cdot R_{DS_{ON(max)}}}{I_{CS(min)}}$$

D = Duty Cycle

F_{SWITCH} = Switching Frequency

L = Power inductor value

T_{DLY} = Current limit blanking time ~ 100ns

I_{CS(min)} = 180µA

Example:

Consider a 12V to 3.3V @ 5A converter with 7.3µH power inductor and 93% efficiency at a 5A load and an LSD FET of RDS_{ON} of 10mΩ (typical values).

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot Efficiency}$$

$$I_{RIPPLE} = \frac{3.3 \cdot (1 - 0.306)}{150kHz \cdot 7.3\mu H} = 2.1A$$

$$I_{PK} = 5 + \frac{2.1}{2} = 6.05A$$

$$I_{SET} + 6.05 - \frac{3.3 \cdot 100ns}{7.3\mu H} = 6.00A$$

$$R_{CS} = \frac{6.00 \cdot 10m\Omega}{180\mu A} = 333\Omega \quad (332 \text{ std. value})$$

Using the simple method here would result in a current limit point lower than desired.

This equation sets the minimum current limit point of the converter, but maximum will depend upon the actual inductor value and RDS_{ON} of the MOSFET under current limit conditions. This could be in the region of 50% higher and should be considered to ensure that all the power components are within their thermal limits unless thermal protection is implemented separately.

HCL (MIC2131 only)

The high current limit (HCL) is a function of the MIC2131 only. It allows for twice the output load current (for a time T determined by the HCL cap) before the current limit comparator trips. During the time T, the current sense current source (200µA nominal) is increased to 400µA.

$$T = CHCL \cdot 2/13\mu = CHCL \cdot 153.85 \cdot 1e3$$

Where CHCL is the cap at the HCL pin

Frequency Dithering

The MIC2131 has an additional useful feature. The switching frequency is dithered ±12% in order to spread the frequency spectrum over a wider range to lower the EMI noise peaks generated by the switching components. A pseudo random generator is used to generate the ±dithering which further reduces the EMI noise peaks.

Power Good Output

The power good output (PG) will go high only when output is above 90% of the nominal set output voltage.

VDD Regulator

The internal regulator provides a regulated 5V for supplying the analog circuit power (AV_{DD}). V_{DD} also powers the MOSFET drivers. V_{DD} is designed to operate at input voltages down to 8V. The AV_{DD} supply should be connected to V_{DD} through an RC filter to provide decoupling of the switching noise generated by the MOSFET drivers taking large current pulses from the V_{DD} regulator.

Gate Drivers

The MIC2130/31 is designed to drive both high side and low side N-Channel MOSFETs to enable high switching speeds with the lowest possible losses. The high side MOSFET gate driver is supplied by a bootstrap capacitor CBST connected at the SW pin and the BST pin. A high speed diode (a Schottky diode is recommended) between the V_{DD} pin and BST pin is required as shown in Figure 8. This provides the high side MOSFET with a constant VGS drive voltage equal to V_{DD} - V_{DIODE}.

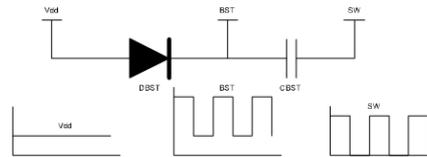
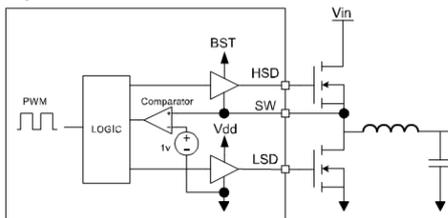


Figure 8.

When HSD goes high, this turns on the high side MOSFET and the SW node rises sharply. This is coupled through the bootstrap capacitor CBST and Diode DBST becomes reverse biased. The MOSFET Gate is held at V_{DD}-V_{DIODE} above the Source for as long as CBST remains charged. This bias current of the High side driver is <10mA so a 0.1µF to1 µF is sufficient to hold the gate voltage with minimal droop for the power stroke (High side switching) cycle, i.e. ΔBST = 10mA x 6µs / 0.1µF = 567mV. When the low side driver turns on every switching cycle, any lost charge from CBST is replaced via DBST as it becomes forward biased. Therefore minimum BST voltage is V_{DD} - 0.5V.

The Low side driver is supplied directly from V_{DD} at nominal 5V.

Adaptive Gate Drive



When the High side driver is turned off, the inductor forces the voltage at the switching node (low side MOSFET drain) towards ground to keep current flowing. When the SW pin is detected to have reached 1V, the top MOSFET can be assumed to be off and the low side driver output is immediately turned on. There is also a short delay between the low side drive turning off and the high side driver turning on. This is fixed at ~80ns to allow for large gate charge MOSFETs to be used.

There is a period when both driver outputs are held off ('dead time') to prevent shoot through current flowing. Shoot through current flows if both MOSFETs are on momentarily as the same time and reduces efficiency and can destroy the FETs. This dead time must be kept to a minimum to reduce losses in the free wheeling diode which could either be an external Schottky diode placed across the lower MOSFET or the internal Schottky diode implemented in some MOSFETs. It is not recommended, for high current designs, to rely on the intrinsic body diode of the power MOSFET. These typically have large forward voltage drops and a slow reverse recovery characteristic which will add significant losses to the regulator. Dependant upon the MOSFETs used, the dead time could be required to be 150ns or 20ns. The MIC2130/31 solves this variability issue by using an adaptive gate-drive scheme.

Application Information

Passive Component Selection Guide

Transition losses in the power MOSFETs are not defined by inductor value. However, the inductor value is responsible for the ripple current which causes some of the resistive losses. These losses are proportional to I_{RIPPLE}^2 . Minimizing inductor ripple current therefore reduces resistive losses and can be achieved by choosing a larger value inductor. This will generally improve efficiency by reducing the RMS current flowing in all of the power components. The actual value of inductance is really defined by space limitations, RMS rating (I_{RMS}) and saturation current (I_{SAT}) of available inductors. If we look at the newer flat wire inductors, these have higher saturation current ratings than the RMS current rating for lower values and as inductance value increases, these figures get closer in value. This mirrors what happens in the converter with I_{SAT} analogous to the maximum peak switch current and I_{RMS} analogous to output current. As inductance increases, so $I_{SWITCHPK}$ tends towards I_{OUT} . This is a characteristic that makes these types of inductor optimal for use in high power buck converters such as MIC2130/31.

To determine the I_{SAT} and I_{RMS} rating of the inductor, we should start with a nominal value of ripple current. This should typically be no more than $I_{OUT(max)}/2$ to minimize MOSFET losses due to ripple current mentioned earlier. Therefore:

$$L_{MIN} \sim 2 \cdot \frac{V_O}{I_O \cdot F_{SWITCH}} \cdot \left(1 - \frac{V_O}{V_{IN} \cdot Efficiency} \right)$$

$$I_{L-RMS} > 1.04 \times I_{OUT(max)}$$

$$I_{L-SAT} > 1.25 \times I_{OUT(max)}$$

Any value chosen above L_{MIN} will ensure these ratings are not exceeded.

In considering the actual value to choose, we need to look at the effect of ripple on the other components in the circuit. The chosen inductor value will have a ripple current of:

$$I_{RIPPLE} \sim \frac{(1-D)}{F_{SWITCH}} \cdot \frac{V_{OUT}}{L}$$

This value should ideally be kept to a minimum, within the cost and size constraints of the design, to reduce unnecessary heat dissipation.

Output Capacitor Selection

The output capacitor (C_{OUT}) will have the full inductor ripple current I_{L-RMS} flowing through it. This creates the output switching noise which consists of two main components:

$$V_{OUTPK-PK} \approx \underbrace{I_{RIPPLE} \cdot ESR}_{\text{ESR Noise}} + \underbrace{\frac{I_{RIPPLE} \cdot T_{ON}}{2 \cdot C_{OUT}}}_{\text{Capacitor Noise}}$$

If therefore, the need is for low output voltage noise (e.g., in low output voltage converters), V_{OUT} ripple can be directly reduced by increasing inductor value, Output capacitor value or reducing ESR.

For tantalum capacitors, ESR is typically $>40m\Omega$ which usually makes loop stabilization easier by utilizing a pole-zero (type II) compensator.

Due to the many advantages of multi-layer ceramic capacitors, among them, cost, size, ripple rating and ESR, it can be useful to use these in many cases. However, one disadvantage is the CV product. This is lower than tantalum. A mixture of one tantalum and one ceramic can be a good compromise which can still utilize the simple type II compensator.

With ceramic output capacitors only, a double-pole, double-zero (type III) compensator is required to ensure system stability. Loop compensation is described in more detail later in the data sheet.

Ensure the RMS ripple current rating of the capacitor is above $I_{RIPPLE} \cdot 0.6$ to improve reliability.

Input Capacitor Selection

The input filter needs to supply the load current when the high-FET is on and should to limit the ripple to the desire value. The C_{IN} ripple rating for a converter is typically $I_{OUT}/2$ under worst case duty cycle conditions of 50%.

$$I_{RMS_{CIN}} = I_{OUT} \times \sqrt{D \times (1-D)}$$

$$\text{Where } D = V_{OUT}/(V_{IN_{eff}})$$

It is however, also important to closely decouple the Power MOSFETs with $2 \times 10\mu F$ Ceramic capacitors to reduce ringing and prevent noise related issues from causing problems in the layout of the regulator. The ripple rating of C_{IN} may therefore be satisfied by these decoupling capacitors as they allow the use of perhaps one more ceramic or tantalum input capacitor at the input voltage node to decouple input noise and localize high di/dt signals to the regulator input.

Power MOSFET Selection

The MIC2130/31 drives N-channel MOSFETs in both the high-side and low-side positions. This is because the switching speed for a given $R_{DS(on)}$ in the N-Channel device is superior to the P-Channel device.

There are different criteria for choosing the high- and low-side MOSFETs and these differences are more significant at lower duty cycles such as 12V to 1.8V conversion. In such an application, the high-side MOSFET is required to switch as quickly as possible to minimize transition losses (power dissipated during rise

and fall times). Whereas the low-side MOSFET can switch slower, but must handle larger RMS currents. When duty cycle approaches 50%, the current carrying capability of the upper MOSFET starts to become critical also and can sometimes require external high current drivers to achieve the necessary switching speeds.

MOSFET loss = Static loss + Transition loss

$$\text{Static loss (Ps)} = I_{FETRMS}^2 \times RDS_{ON}$$

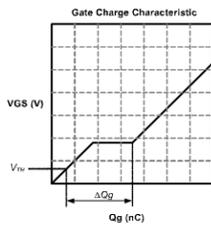
$$\text{Transition loss (Pt)} = I_{OUT} \times (tr+tf) \times V_{DSOFF} \times F_{SWITCH}/2$$

tr + tf = Rise time + Fall time

Due to the worst case driver currents of the MIC2130/31, the value of tr + tf simplifies to:

$$tr + tf \text{ (ns)} = \Delta Qg \text{ (nC)}$$

ΔQg can be found in the MOSFET characteristic curves



V_{DSOFF} = Voltage across MOSFET when it is off

$$I_{FETRMS} = \sqrt{D \cdot \frac{(I_X^2 + I_X \cdot I_Y + I_Y^2)}{3}}$$

$$I_X = I_{OUT} - I_{RIPPLE}/2$$

$$I_Y = I_{OUT} + I_{RIPPLE}/2$$

$$D_{ON} = T_{ON} \times F_{SWITCH} \quad \text{high-side FET on time}$$

$$D_{OFF} = T_{ON} \times F_{SWITCH} \quad \text{low-side FET on time}$$

$D_{ON} = D = V_O / (V_{IN} \times \text{eff})$ since it changes depending on which MOSFET we are calculating losses for.

$$\text{High-side FET } T_{ON} = D_{ON} / F_{SWITCH}$$

The lower MOSFET is not on for the whole time that the upper MOSFET is off due to the fixed 80ns high side driver delay. Therefore, there is an 80ns term subtracted from the lower FET on time equation.

$$\text{Low-side FET } T_{ON} = (1 - D_{ON}) / F_{SWITCH} - 80\text{ns}$$

There are many MOSFET packages available which have varying values of thermal resistance and can therefore dissipate more power if there is sufficient airflow or heat sink externally to remove the heat. However, for this exercise we can assume a maximum

dissipation of 1.2W per MOSFET package. This can be altered if the final design has higher allowable package dissipation.

Look at lower MOSFET first:

$$Pdis_max = 1.2 \text{ W} = Ps + Pt$$

For the low side FET, Pt is small because V_{DSOFF} is clamped to the forward voltage drop of the Schottky diode. Therefore:

$$RDS_{ON(max)} \sim 1.2 / I_{FETRMS}^2$$

Example: For 12V to 1.8V @ 10A

$$RDS_{ON(max)} < 14\text{m}\Omega$$

It is important to remember to use the $RDS_{ON(max)}$ figure for the MOSFET at the maximum temperature to help prevent thermal runaway (as the temperature increases, the RDS_{ON} increases).

$\Delta Qg_{(max)}$ should be limited so that the low side MOSFET is off within the fixed 80ns delay before the high side driver turns on.

High side MOSFET:

For the high side FET, the losses should ideally be evenly spread between transition and static losses. Use the C of the V_{IN} range to balance the losses.

$$Pt = Pdis_max/2 = 0.6 = I_{OUT} \times \Delta Qg \times V_{INMID} \times F_{SWITCH}/2$$

$$\Delta Qg_{(max)} < 0.6 \times 2 / (I_{OUT} \times V_{INMID} \times F_{SWITCH})$$

RDS_{ON} is calculated similarly for the high side MOSFET:

$$RDS_{ON(max)} \sim 0.6 / I_{FETRMS}^2$$

Using previous example:

$$\Delta Qg_{(max)} < 20\text{nC}$$

$$RDS_{ON(max)} < 35\text{m}\Omega$$

Note that these are maximum values based upon thermal limits and are not targeted at the highest efficiency. Selection of lower values is recommended to achieve higher efficiency designs.

Limits to watch out for:

$$Qg_{TOTAL} < 1500 \text{ nC}/V_{IN}$$

Total of both high side and low side MOSFET Qg value at $V_{GS} = 5V$ for both channels.

Example: @ $V_{IN(max)} = 13.2V$,

$$Qg_{TOTAL} < 1500/13.2 = 114\text{nC}$$

$$\Delta Qg_{LOW} < 120\text{nC}$$

Maximum turn on gate charge for the low side MOSFET to ensure proper turn off before high side MOSFET is switched on.

Control Loop Stability and Compensation

Figure 10 shows the simplified system schematic. The internal transconductance error amplifier is used for compensating the voltage feedback loop by placing a capacitor (C1) in series with a resistor (R1) and another capacitor C2 in parallel from the COMP pin-to-ground. (Note: Ceramic output caps may require type III compensation).

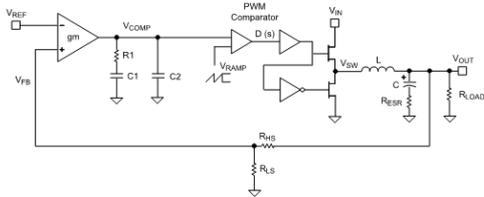


Figure 10 Simplified System Schematic

In order to have a stable system when the gain of $T(s) = 1 \Rightarrow (0\text{db})$ the phase has to be greater (less negative) than -180° . The amount the phase is greater than -180° is called the phase margin, typically 30 to 60 and is a key parameter predicting the stability of the system and how much overshoot and undershoot the system exhibits during transients.

The open loop transfer function is:

$$T(s) = G_{ea}(s) \times G_{PWMcomp}(s) \times G_{PWRs}(s) \times G_{Filt}(s) \times H_{fb}(s)$$

And the phase is:

$$\angle T(s) = \theta_T(s) = \theta_{ca} + \theta_{PWMcomp} + \theta_{PWRs} + \theta_{Filt} + \theta_{fb}$$

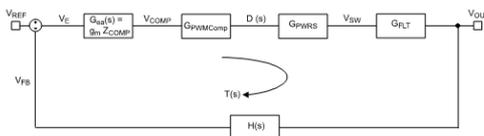


Figure 11 System Block Diagram

In the system block diagram in figure 11

$$G_{ea}(s) = g_m \times Z_{comp} \quad \text{Gain of the Error amp}$$

where $g_m = 1.5\text{ms}$ and

$$Z_{comp} = \left(R1 + \frac{1}{sC_1} \right) \parallel \left(\frac{1}{sC_2} \right)$$

$$G_{PWMcomp}(s) = \frac{\Delta D}{\Delta V_{comp}} = \frac{D_{Max}}{\Delta V_{ramp}} = \frac{0.85}{2.1 - 1.1} = 0.85$$

Gain of the PWM comparator

$$G_{PWRs}(s) = \frac{\Delta V_{SW}}{\Delta d(s)} = \frac{V_{Out}}{\Delta d(s) * D} = \frac{V_{Out}}{D_{Max} * D} \quad \text{Gain of the Power Stage}$$

Power Stage

$$G_{Filt}(s) = \frac{1 + sR_{esr}C_{out}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad \text{Gain of the Filter}$$

where:

$$Q = \frac{E_{stored}}{E_{Lost}} = \frac{R_{Load}}{\sqrt{L/C_{out}}} \quad (\text{Parallel loaded})$$

and

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{out}}} \quad F_{esr} = \frac{1}{2\pi R_{esr} C_{out}}$$

$$H(s) = \frac{R_{LS}}{R_{LS} + R_{HS}} = \frac{V_{ref}}{V_{out}} \quad \text{Gain of the feedback network}$$

network

For simplicity, combine the PWM comparator gain and the Power stage gain and call it the modulator gain.

$$G_{Mod}(s) = G_{PWMcomp}(s) * G_{PWRs}(s) \\ = \frac{D_{Max}}{\Delta V_{ramp}} * \frac{V_{out}}{D * D_{Max}} = \frac{V_{out}}{\Delta V_{ramp}} * D \quad \text{therefore;}$$

$$T(s) = G_{ea}(s) \times G_{Mod}(s) \times G_{Filt}(s) \times H_{fb}(s) \quad \text{and}$$

$$\theta_T(s) = \theta_{ca} + \theta_{Mod} + \theta_{filt} + \theta_{fb}$$

The phase of the open loop is the phase of all the blocks in the loop added together.

The phase of $T(s)$ is

$$\theta_T(s) = \theta_{ca} + \theta_{PWMcomp} + \theta_{PWRs} + \theta_{Filt} + \theta_{fb}$$

$$\theta_T(s) = \theta_{ca} + \theta_{Mod} + \theta_{fb}$$

$$\text{Where } \theta_{ca} = -\theta_{pole0} + \theta_{Zero1} - \theta_{pole1}$$

θ_{pole0} = phase lag due to the pole at the origin

θ_{Zero1} = phase lead due to Zero1

θ_{pole1} = phase lag due to pole1

$$\theta_{PWMcomp} = 0^\circ, \quad \theta_{PWRs} = 0^\circ \quad \theta_{fb} = 0^\circ \quad \text{therefore;}$$

$$\theta_{Mod} = 0^\circ$$

The phase of the filter includes the complex poles of LC and the Zero caused by the ESR of the C_{OUT} .

The filter has 2 poles at F_0 and a zero at F_{esr}

$$\theta_{Filt} = -180^\circ \text{ at } F_0 \text{ and } +90^\circ \text{ at } F_{esr}$$

Example:

$V_{IN} = 24V$; $V_{OUT} = 3.3V$; $I_{OUT} = 10A$; $L = 7.3\mu H$; $C_{OUT} = 660\mu F$; $R_{esr} = 40m\Omega$; $F_{sw} = 150KHz$

The gain and phase of the modulator and filter is: $G_{Mod}(s) \times G_{fil}(s)$

This is the gain $\frac{V_{OUT}}{V_{comp}}$ (s) in Figure 12

A computer generated plot of $G_{Mod}(s) \times G_{fil}(s)$ is shown in Figure 12.

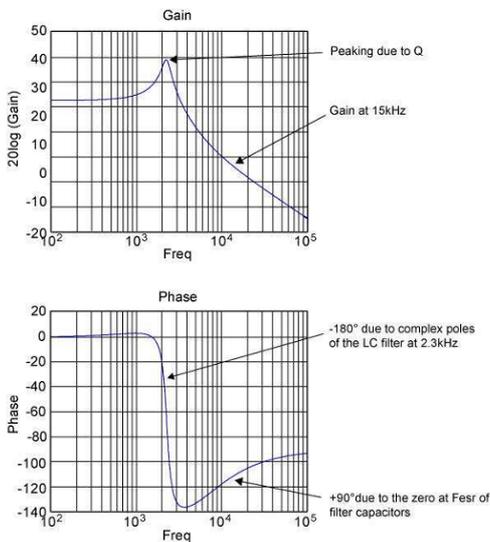


Figure 12. Modulator Transfer Function

There is a -180° phase change near F_0 . At frequencies greater than F_0 the phase increases towards -90° due to the zero of F_{esr} . The phase effects of poles and zeros start a decade below and finish a decade above the frequency of a pole or zero. Therefore, at the frequency of a pole or zero the phase effect is only half of the final value. At the complex pole 2.3kHz the phase is -90° and would be -180° at 23kHz if not for the $+90^\circ$ phase lead of the zero at around 6kHz due to the esr of the filter capacitors. (Actually, the phase gain plots reach their final values asymptotically).

By inspecting Figure 12 the DC and low frequency gain of $G_{Mod} = 20\text{Log}(0.85 \times 24) = 26.2\text{db}$; $F_0 = 2.3\text{kHz}$; $F_{esr} = 6\text{kHz}$ and Q is 13.6db.

The peak Gain equals the low freq gain plus the $Q = 26.2 + 13.6 = 39.9\text{db}$.

It is desired that $T(s)$ (the open loop transfer function) have a cross over frequency (F_{co}) of 1/10 the Switching frequency at 15kHz. It is required that $\angle T(j2\pi F_{co})$ (the phase of $T(s)$ at F_{co}), to be greater than -180° by at least the phase margin. By inspecting the Gain plot of $G_{Mod}(s)$ at 15kHz, $G_{Mod}(s)$ has a gain of about 3.9db.

Therefore, to make $T(j2\pi F_{co}) = 1 \rightarrow 0\text{db}$;

$T(s) = G_{ea}(s) \times G_{Mod}(s) \times H_{fb}(s) = 1$ at F_{co}

$H_{fb} = V_{ref}/V_{out} = 0.7/3.3 = 0.212 \rightarrow -13.5\text{db}$

$|G_{ea}|_{\text{db}} = |T|_{\text{db}} - |G_{Mod}|_{\text{db}} - |H_{fb}|_{\text{db}} = 0 - 3.9\text{db} - (-13.5\text{db}) = 9.6\text{db} \Rightarrow 3.02$ The error amp needs 9db of gain at F_{co} .

Therefore $g_m \times Z_{Comp} = 3.02$ at 15kHz.

The location of the error amp's zero and poles are selected in order to achieve the desired phase margin of $T(s)$. For the maximum phase boost at the cross over Frequency (F_{co}), place the first Zero₁ of the EA at $F_{co}/10$ since the effect of its phase boost will be at the maximum at F_{co} . Likewise, place the pole of the EA at least $10 \times F_{co}$ so the effects of its phase lag will be at a minimum at F_{co} . Therefore, use $R1 = 2k$; $C1 = 0.068\mu F$; $C2 = 470\text{pF}$.

g_m Error Amplifier

Usually, it is undesirable to have high error amplifier gain at high frequencies otherwise high frequency noise spikes at large amplitude would be present at the output. Hence, gain should be permitted to fall off at high frequencies. At low frequency, it is desired to have high open-loop gain to attenuate the power line ripple. Thus, the error amplifier gain should be allowed to increase rapidly at low frequencies.

The transfer function for the internal g_m error amplifier with $R1$, $C1$, and $C2$ at the comp pin is given by the following equation:

$$G_{ea}(s) = g_m \cdot \left[\frac{1 + R1 \cdot s \cdot C1}{s \cdot (C1 + C2) \cdot \left(1 + R1 \cdot \frac{C1 \cdot C2 \cdot s}{C1 \cdot C2} \right)} \right]$$

The above equation can be simplified by assuming $C2 < C1$,

$$G_{ea}(s) = g_m \cdot \left[\frac{1 + R1 \cdot s \cdot C1}{s \cdot (C1) \cdot (1 + R1 \cdot C2 \cdot s)} \right]$$

From the above transfer function, one can see that $R1$ and $C1$ introduce a zero and $R1$ and $C2$ a pole at the following frequencies:

$$F_{zero1} = 1/2 \pi \times R1 \times C1 \quad F_{pole1} = 1/2 \pi \times C2 \times R1$$

$$F_{pole@origin} = 1/2 \pi \times C1$$

Figure 14 shows the gain and phase curves for the above transfer function with $R1 = 2k$, $C1 = 0.068\mu F$, $C2 = 470pF$, and $gm = 0.0015\Omega^{-1}$. It can be seen that at 15kHz, the error amplifier exhibits approximately 9.6db of gain and 170° of phase. Figure 13 shows the open loop transfer function $T(s)$ with these compensation values. It has a cross over frequency of 15KHz and phase margin of 60° .

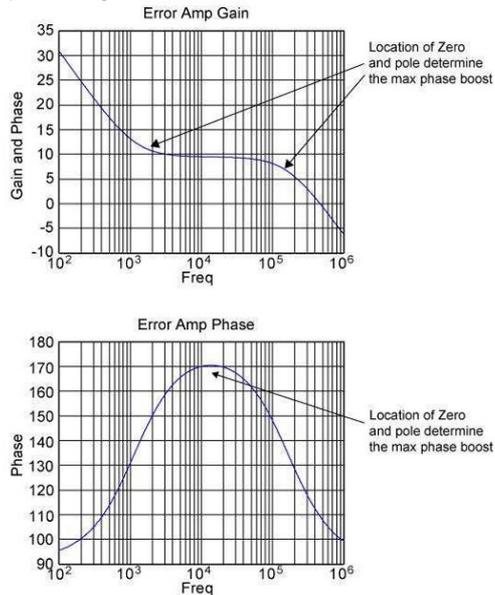


Figure 13. Error Amp Gain and Phase

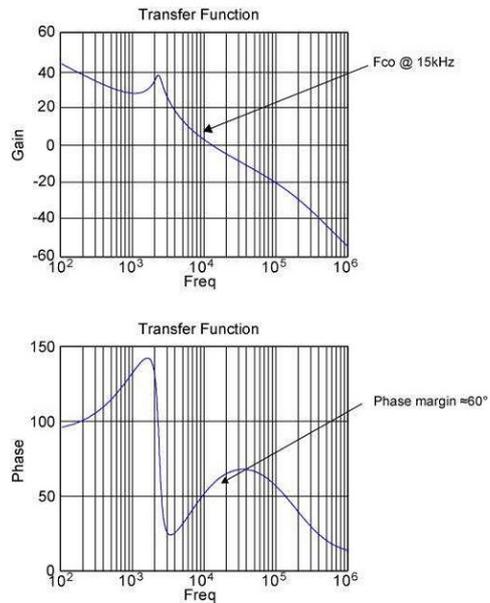
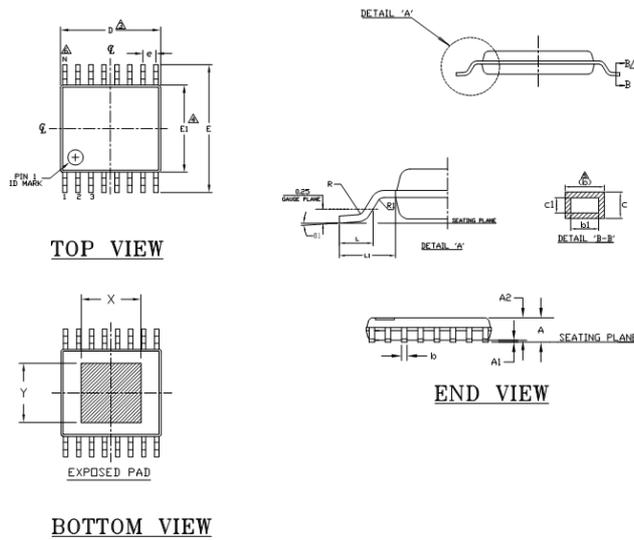
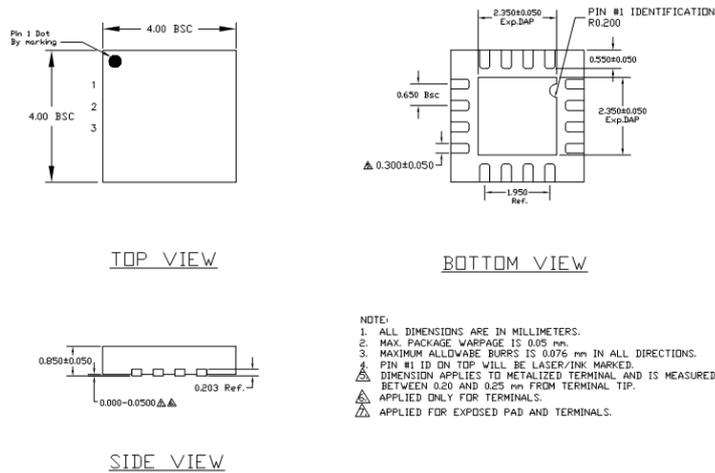


Figure 14. The Open Loop $T(s)$ Gain and Phase

Package Information



16-Pin e-TSSOP (TS)



16-Pin 4mm x 4mm MLF[®] (ML)

MICREL, INC. 2180 FORTUNE DRIVE SAN JOSE, CA 95131 USA
TEL +1 (408) 944-0800 FAX +1 (408) 474-1000 WEB <http://www.micrel.com>

The information furnished by Micrel in this data sheet is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Micrel for its use. Micrel reserves the right to change circuitry and specifications at any time without notification to the customer.

Micrel Products are not designed or authorized for use as components in life support appliances, devices or systems where malfunction of a product can reasonably be expected to result in personal injury. Life support devices or systems are devices or systems that (a) are intended for surgical implant into the body or (b) support or sustain life, and whose failure to perform can be reasonably expected to result in a significant injury to the user. A Purchaser's use or sale of Micrel Products for use in life support appliances, devices or systems is a Purchaser's own risk and Purchaser agrees to fully indemnify Micrel for any damages resulting from such use or sale.

© 2007 Micrel, Incorporated.