

BASES PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES PWM*

Traducido por:
Rafael Fino**

Introducción

Esta nota se divide en tres secciones. La primera provee información general sobre amplificadores PWM y examina un diagrama de bloque típico. La segunda sección, acerca del diseño con PWM, no es obligatoria. En la familia de amplificadores PWM las características de protección no son iguales, y algunos de los errores de diseño que puede causar oscilación destruirían los amplificadores menos protegidos. La última sección examina algunas maneras de usar amplificadores PWM.

Los circuitos PWM tienen el mismo desarrollo seguido por los amplificadores operacionales y otras funciones electrónicas. Los conceptos nacieron usando componentes discretos y fueron seguidos por módulos, circuitos híbridos y monolíticos. Los primeros híbridos en el escenario de la tecnología PWM fueron el SA01, el SA50 y SA51 de Apex. El SA01 y SA50 contienen todas las funciones necesarias para implementar una amplia variedad de circuitos de control. El SA01 ofrece circuitos de tres niveles de protección, y el SA50 y SA51 ofrecen el empaque pequeño TO-3. El SA51 acepta entradas digitales, a diferencia de las entradas análogas de los otros dos modelos.

* Notas de aplicación: Pulse Width Modulation Amplifier AN30U REV. B FEBRUARY 1998 © 1998 Apex Microtechnology Corp.- www.apexmicrotech.com

** Ingeniero electrónico Universidad Distrital FJC. Docente adscrito a la Facultad Tecnológica de la Universidad Distrital.

El Por qué y el Cómo del PWM

Al aumentar los niveles de potencia la tarea de diseñar controles variables se complica bastante. Mientras que el conjunto de componentes lineales disponibles con suficiente capacidad de voltaje y corriente es impresionante, un proyecto puede volverse inmanejable cuando al calcular la disipación de potencia interna se muestra el tamaño de los componentes de refrigeración necesarios. Una etapa de salida de 20A a menudo requiere varios semiconductores de 20A montados en grandes disipadores, usualmente unos ventiladores ruidosos y algunas veces líquido refrigerante.

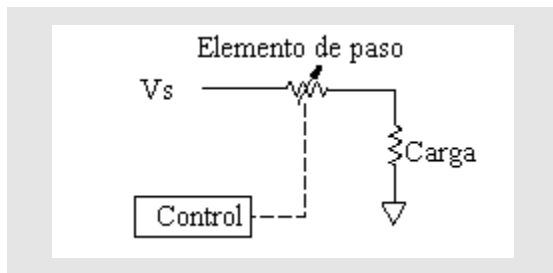


Figura 1. Suministro lineal de potencia

La Figura 1 muestra el modo lineal de entregar potencia a la carga. Cuando se ordena dar la máxima potencia, el control reduce al mínimo la resistencia del elemento de paso. A este nivel de salida las pérdidas en el circuito lineal son relativamente bajas. Cuando se ordena una salida de cero, el elemento de paso tiende a infinito y las pérdidas tienden a cero. La desventaja del circuito lineal aparece en la mitad del rango de niveles de salida y, normalmente, es peor cuando se entrega una potencia de salida del 50%. A este nivel la resistencia del elemento de paso es igual a la resistencia de carga, lo cual significa que el calor generado en el amplificador es igual a la potencia entregada a la carga. Hemos encontrado que el circuito lineal tiene una eficacia máxima del 50% cuando maneja cargas resistivas en niveles de potencia medios. Cuando la carga es reactiva, su eficiencia cae aún más.

La Figura 2 muestra la operación PWM más simple. El bloque de control PWM convierte un nivel de entrada análogo en una señal de control del interruptor con ciclo útil variante. Mientras mayor salida se requiera, el interruptor se mantiene encendido una porción mayor

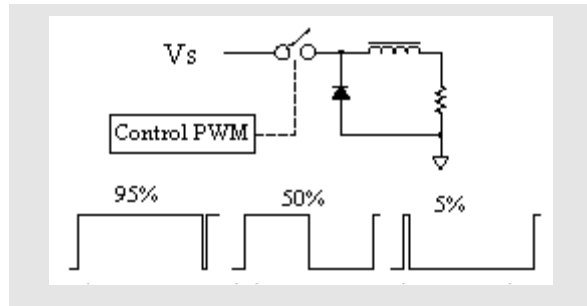


Figura 2. Suministro PWM de potencia

del período. Usualmente el interruptor está encendido y apagado una vez durante cada ciclo de la frecuencia de conmutación, pero muchos diseños son capaces de mantener un ciclo útil de 100%. En este caso, las pérdidas son simplemente un factor de la resistencia del interruptor encendido más la resistencia de la bobina. Cuando se requiere menos potencia, el ciclo útil o porcentaje de tiempo encendido se reducen. Las pérdidas incluyen el calor generado en el diodo volante; en la mayoría de fuentes prácticas esta pérdida en el diodo es pequeña, porque el diodo conduce solo una parte del tiempo y la caída de voltaje es una pequeña fracción del voltaje de la fuente.

La función de la bobina es almacenar energía durante la porción de encendido para filtrar; de esta manera la carga percibe muy poco de la frecuencia de conmutación porque responde a frecuencias mucho menores que la de conmutación. Una regla empírica nos hace esperar un ancho de banda utilizable una década por debajo de la frecuencia de conmutación. Las cargas inductivas usualmente dan un filtrado adecuado sin necesidad de filtros dedicados.

Con el circuito PWM la salida directa del amplificador (sin filtros) es casi el voltaje de alimentación o casi cero. La variación continua de los niveles de salida filtrada se logra variando solamente el ciclo útil. Esto lleva a que la eficiencia sea casi constante, aunque varíe la potencia de salida. La eficiencia típica de circuitos PWM filtrados va del 80% al 95%.

Casi todos los amplificadores de potencia (los amplificadores para sonar de ciclo útil bajo son una clara ex-

cepción) deben diseñarse para aguantar el peor caso de disipación de potencia interna durante períodos de tiempo largos comparados con la constante de tiempo térmica de los disipadores. Esto hace que el diseño sea capaz de refrigerarse en las peores condiciones. Entre las condiciones a tener en cuenta se incluyen el máximo voltaje de la fuente, baja impedancia de carga, máxima temperatura ambiente y bajo nivel de eficiencia de salida. En el caso de cargas reactivas debe tenerse en cuenta el máximo ángulo de fase entre voltaje y corriente (bajo factor de potencia).

Piense en un circuito que entrega una potencia pico de 1kW. Un circuito eficiente al 90% genera 100W de calor desperdiciado cuando sale el máximo, y casi 50W entregando media potencia. El circuito lineal teóricamente perfecto generará 500W de desperdicio al entregar 500W. La Tabla 1 muestra tres modos posibles para este diseño. En los tres casos se asume una temperatura ambiente de 30°C y una temperatura máxima de carcasa de 85°C. También se asume que el rango de potencia de los dispositivos TO-3 es de 125W cada uno. Los disipadores para diseños lineales requieren secciones múltiples montadas de tal manera que el calor eliminado de una sección no fluya a las otras. El método lineal requiere cinco veces más disipador que el método PWM. La mala noticia acerca del disco híbrido lineal es que el calor es concentrado en un área tan pequeña que casi necesita líquido refrigerante. Por su gran número de componentes, el modelo lineal tendrá más de cinco veces el tamaño de disipador y peso que el PWM.

	Discreto	Híbrido	PWM
Calor desperdiciado	500 W	500 W	100W
Cantidad	16x TO-3	2x PA03	1x SA01
Disipador	0.11 °C/W	0.11 °C/W	0.55 °C/W

Tabla 1. Comparación de los Diseños: Discreto Lineal, Híbrido Lineal y PWM a 1 kW

La forma simple del circuito PWM mostrada es muy similar a muchos circuitos de fuente conmutada. Si el bloque de control es optimizado para producir un am-

plio rango en lugar de un nivel fijo de salida, la fuente de alimentación se convierte en un amplificador. Llevándola un paso adelante resulta en un circuito PWM que utiliza cuatro interruptores configurados como un puente H, suministrando corriente bipolar a la carga a partir de una fuente sencilla. Esto hace que ambos terminales de la carga estén activos e inactivos, de manera que se necesita sólo el 50% de fuente de voltaje en ambos terminales. Véase las Figuras 3 y 4 para la operación básica del puente y las formas de onda típicas.

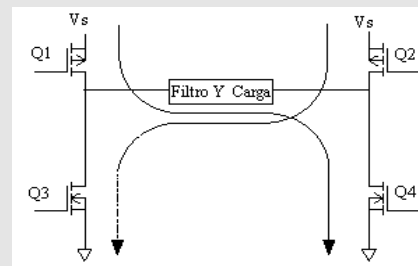


Figura 3. Salida bipolar del puente H

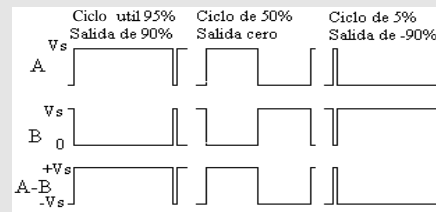


Figura 4. Formas de onda en el Puente H

Los interruptores del puente H trabajan en parejas para invertir la polaridad del suministro, aunque se utilice una fuente de una sola polaridad. Obsérvese que los niveles de las ondas A y B son diferentes, aunque su forma es idéntica. Q1 y Q4 conducen durante una porción de cada ciclo, y Q2 y Q3 lo hacen durante el resto de ciclo. Cambiar el ciclo útil cerca del 50% (cero corriente de salida) da una variación continua significa que no hay una causa inherente de distorsión (cross-over) como sí existe en un circuito lineal, en donde cada uno de los transistores conduce dependiendo de la polaridad de la corriente.

La Figura 5 muestra un diagrama de bloques del SA01. La construcción híbrida del SA01 permite monitorear la temperatura en la superficie superior de cada módulo de potencia, en vez de hacerlo en la carcasa o en el disipador, que es lo mejor que podría hacerse con una implementación en discreto de PWM.

Esta técnica incluye las variables de resistencia térmica en las mediciones y reduce los tiempos de respuesta para mejorar la confiabilidad. El limitador térmico se ha puesto en 165°C aproximadamente. Su activación ocasiona que el controlador PWM apague todos los interruptores del puente H. Un circuito de enganche mantiene el SA01 apagado hasta que la energía se apaga y enciende otra vez.

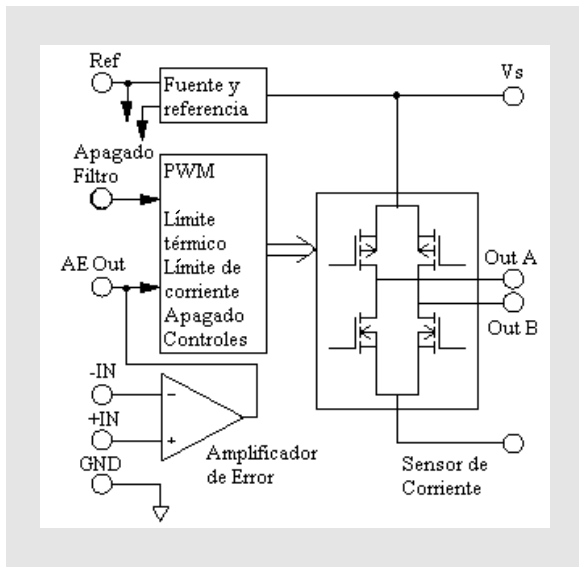


Figura 5. Diagrama en bloques del SA01

El primero de los dos límites de corriente en el bloque PWM es el límite del lado de alta corriente que se activa solo cuando la salida se cortocircuita a tierra (asumiendo que el límite de corriente programable está bien configurado). Este circuito tiene un tiempo de respuesta variable basado en la magnitud de la corriente de la línea +Vs. Con una corriente de falla de 35A, requiere algunos ciclos de la frecuencia de conmutación para activar el circuito; a mayor corriente el tiempo disminuye. Una vez detectado el fallo, el amplificador permanece bloqueado hasta que apague y prenda.

El segundo límite de corriente es programable y se activa en una falla de la carga o en un corto a la fuente de alimentación. Una resistencia externa detecta la corriente que fluye entre tierra y el lado inferior del puente H. El voltaje medido es llevado al terminal SHDN/Filter. Cuando este voltaje supera los 200 mV se apagan todos los interruptores del puente H por el resto del ciclo de conmutación. Debido a que el voltaje medido tiene un gran contenido de picos, el circuito híbrido incluye un filtro interno. Una segunda etapa del filtro externo RC permite grandes picos de corriente para cualquier resistencia sensora. La resistencia de este filtro sirve como un divisor de voltaje para apagar el amplificador ante una orden externa.

El bloque de alimentación y referencia suministra voltaje para operar el controlador PWM y el amplificador de error, además de una referencia de 7.5 V que puede usarse para polarizar las señales que entran al amplificador de error. Este voltaje de referencia también se usa para dar exactitud a algunas funciones del bloque PWM.

El amplificador de error se usa para integrar la diferencia entre las señales de comando y las señales retroalimentadas. Su voltaje de salida será el voltaje exacto que es requerido por el bloque PWM para generar el ciclo útil apropiado para la salida deseada. La primera labor del amplificador de error es responder a los cambios de la señal de entrada y además compensar otras variaciones dentro del lazo de retroalimentación. Cualquier variación en el suministro de voltaje requiere un ajuste del ciclo útil para mantener una salida constante. La resistencia de encendido en el puente H, la resistencia de la bobina de filtro y, a veces, las variaciones de temperatura en la resistencia de carga se compensan. Los sistemas como controles de velocidad para motor pueden poner factores mecánicos como el peso de la correa de transmisión dentro del lazo para que el amplificador de error compense las variaciones.

El ciclo PWM convierte la salida del amplificador de error en una señal de control con ciclo útil variable entre 0% y 100%. Se inserta un tiempo muerto (todos los FET apagados) entre cada cambio de polaridad de la salida. Esto impide disparos de corriente causados porque

ambos FET de la misma rama del puente H conducen simultáneamente. Si se permite que tales impulsos existan, se puede sobrecargar y aún destruir el amplificador y la fuente.

Obsérvense las Figuras 6 y 7 para la siguiente explicación del bloque de control PWM. La porción del oscilador del controlador PWM consta de dos comparadores, dos fuentes de corriente cargando el capacitor temporizador, y un flip-flop. Cuando el voltaje del capacitor alcanza los 7.5 V, el comparador superior apaga el flip-flop, el cual desconecta la fuente de corriente superior y conecta la inferior. Cuando el capacitor temporizador llega a 2.5 V el comparador inferior enciende el flip-flop para empezar el ciclo siguiente.

Los comparadores A y B establecen el ciclo útil basados en la relación de voltaje entre el voltaje de entrada y el triángulo lineal. Para el estudio inicial de su operación, imagine que las resistencias de 500W están cortocircuitadas. Cuando el voltaje de entrada está en el rango medio, hay porciones iguales del triángulo por encima y por debajo de la entrada; entonces se genera un ciclo útil del 50% en cada comparador.

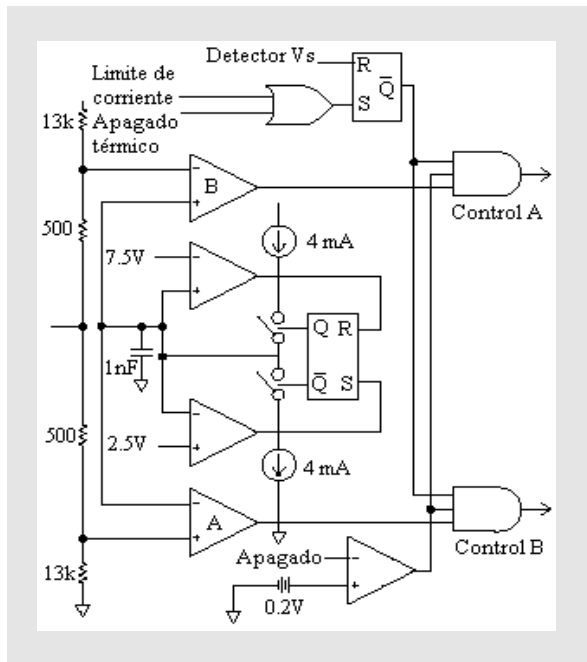


Figura 6. Bloque de control PWM

Cuando el voltaje de entrada se mueve a la mitad entre el rango medio y el pico de 7.5V del triángulo, $\frac{1}{4}$ del triángulo está por encima de la entrada y $\frac{3}{4}$ están por debajo de la entrada, generando un ciclo útil del 75% en el comparador A. El comparador B ve la entrada y el triángulo en la polaridad opuesta; entonces genera un ciclo útil del 25%. Obsérvense que el circuito está arreglado de manera que un voltaje de entrada que aumenta positivo produce un mayor porcentaje de tiempo en el control A.

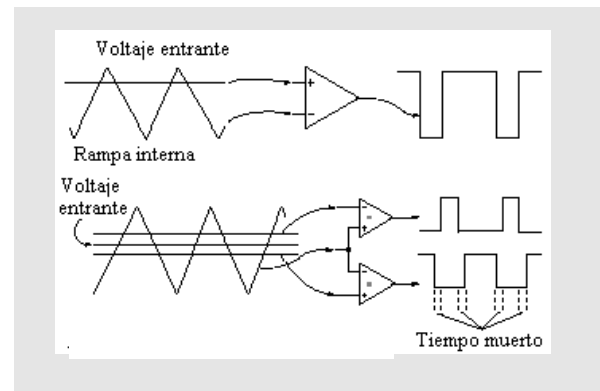


Figura 7. Formas de onda PWM

Con las resistencias de 500W habilitadas en el circuito, el voltaje de entrada que se ve en los comparadores se varía levemente, lo cual modifica el ciclo útil proporcionalmente. El comparador A ve un voltaje un poco más negativo que la entrada del momento. Como la función básica del voltaje creciente es aumentar el ciclo útil de A, este corrimiento negativo produce un ligero acortamiento del ciclo útil. De la misma manera el ciclo útil de B es acortado para producir una banda muerta en donde todos los interruptores están apagados. Las caídas de voltaje sobre las resistencias individuales de 500W cambian con la variación de la señal de entrada, pero mientras una disminuye la otra aumenta de manera que el tiempo muerto permanece constante.

Es importante observar que el voltaje de entrada dibujado aquí es una línea recta; como este obviamente varía, se nota el concepto de que el ancho de banda útil del amplificador PWM es mucho menor que la frecuencia de conmutación. Si la rata de cambio (slew rate) del voltaje de entrada se aproximara a la de la onda trian-

gular, el tiempo muerto podría cambiar bastante ocasionando impulsos de corriente y apagado del amplificador. La forma de la onda de salida durante el tiempo muerto depende principalmente de la impedancia de carga. El flujo de corriente se interrumpe durante el tiempo muerto y la carga o la inductancia del filtro descargará su energía almacenada en este momento. Aunque no se muestra en los diagramas, cada interruptor de potencia tiene un diodo para conducir esa corriente (diodo volante).

Las salidas de los bloques marcados como Control A y Control B no representan directamente los estados alto y bajo de los dos terminales de salida del amplificador. Cuando la línea de Control A está en alto, enciende el interruptor entre la salida A y la fuente de alimentación, y también el interruptor entre la salida B y la tierra. Cuando el Control A está en bajo, los dos interruptores están apagados. El Control B maneja los otros dos interruptores del puente. Las compuertas AND que generan los Controles A y B pueden deshabilitarse por dos líneas: la primera de ellas representa la activación del apagado térmico o límite del lado de alta corriente. La segunda es la comparación de la entrada SHDN/FILTER y la referencia de 0.2V.

Diseñando con PWM

Los amplificadores PWM son dispositivos de conmutación de alto nivel cuyas tasas de elevación (slew rates) de voltaje y corriente, sobrepasan las encontradas en circuitos análogos o digitales. Aunque el ancho de banda de la señal no supere 1KHz, es muy útil adoptar el punto de vista del diseñador de Radio Frecuencia; algunas cosas para tener en cuenta son:

Inductancia del cable	20 nH por pulgada
Voltaje de una bobina	$di/dt * L$
Corriente del condensador	$dV/dT * C$
Una buena onda cuadrada:	muy alto contenido de armónicos

Filtrado de la Fuente

Este aspecto del diseño PWM es importante. La mayoría de nosotros estamos familiarizados con la buena práctica de incluir un condensador de filtrado de fuente en cada circuito integrado de un diseño lógico; si no se hiciera así, las altas velocidades de conmutación causarían problemas. Un filtrado inadecuado causará rizado y picos en la línea de alimentación y puede hasta destruir sus componentes. La atención cuidadosa a la localización, tamaño, ESR y capacidad de corrientes de rizado llevarán a un buen diseño.

El filtrado de la fuente es un trabajo que requiere al menos dos componentes para la correcta operación del amplificador. Utilice al menos 10µF por amperio de carga para filtrar las bajas frecuencias. Algunas aplicaciones necesitan mucha más capacitancia. Los condensadores con bajo ESR pueden facilitar el trabajo de encontrar espacio para grandes elementos. Ubique este condensador a sólo algunos centímetros del amplificador. El filtro de alta frecuencia es muy delicado; piense en las frecuencias del rango entre 1 y 10MHz. Recuerde que muchos condensadores parecen inductancias en este rango. Utilice capacitores cerámicos hasta completar 1µF o 10µF y conéctelos directamente entre los terminales de alimentación y tierra en el amplificador.

La función de los condensadores de filtro es poder satisfacer la demanda de corriente AC del amplificador, el cual está aislado de la fuente por la misma línea que lo conecta a ella. El grado de aislamiento se incrementa con la magnitud de la corriente, la frecuencia y la distancia. Cuando este aislamiento impide el flujo de corriente desde la fuente, esta debe venir desde el condensador de filtrado. Intentar el cálculo de las corrientes del capacitor es un cálculo de dudoso aprovechamiento, pero ignorarlas no es ninguna solución. Recuerde este requerimiento cuando selecciones los componentes y continúe con una medición de temperatura en el prototipo o haga funcionar el sistema a la máxima frecuencia y potencia hasta que la temperatura se estabilice. Durante este proceso recuerde que los capacitores que estén por debajo de las especificaciones pueden explotar.

¿Qué Tanta Inductancia?

Los amplificadores AUM que manejan cargas resistivas sin filtrado son incapaces de modular el voltaje de salida; ellos solo pueden cambiar de polaridad. Las cargas con pequeña cantidad de inductancia pueden recalentarse con alto rizado de corriente aún con ciclo útil del 50% (salida cero). Otros tipos de carga pueden sufrir una degradación en su desempeño si el rizado de corriente excede el 1% o aún el 0.1% de la corriente de escala completa. Una vez que diseñe el límite de corriente de rizado pico a pico, calcule la inductancia total mínima, ésta es proporcional al voltaje de alimentación e inversamente proporcional a I_{pico} a pico y la frecuencia de conmutación.

$$L = \frac{V_s}{2FI_{pp}}$$

En donde V_s es el voltaje de alimentación y F la frecuencia de conmutación. Como ejemplo, el SA01 (conmutador a 42KHz) con 100V necesita 300 μ F para mantener el rizado de corriente por debajo de 4A_{pp}.

Consideraciones sobre la Tierra

¿Recuerda todas las corrientes de alta frecuencia de la sección de filtrado? Bien, todas deben pasar a tierra para volver a la fuente. Eso significa que el plano de tierra es la única manera de ir. Este tiene una buena área de sección manteniendo la resistencia baja y la relación de aspecto minimiza tanto el efecto piel como la inductancia. Aún con un buen plano de tierra, todas las conexiones deben hacerse lo más cercano posible al terminal de tierra del PWM.

¿El Osciloscopio está Diciendo la Verdad?

Puede ser, pero al tocar la sonda con el caimán de tierra puede mostrarse otra cosa. Si el osciloscopio muestra alguna forma de onda con esta entrada "aterrizada", o los nodos de alta impedancia aparentan tener picos que no deberían, hay al menos tres causas de error.

La tierra local del amplificador puede ser un poco diferente de la tierra local vista por el amplificador de entrada del osciloscopio y su rechazo de modo común (CMRR) es menos que perfecto. Primero, desconecte todos los otros cables de señal del osciloscopio para eliminar la interacción con cualquier otra tierra local. Si dispone de un osciloscopio a baterías intente con él, o si no coloque un "rompetierra" (elimina la conexión a tierra) en el cable de alimentación del osciloscopio.

Utilice solo sondas apantalladas y no use extensores, ganchos o pinzas que no tengan apantallamiento casi completo. El acople capacitivo en los nodos de alta impedancia trabaja mejor cuando la velocidad de cambio del voltaje es alta y estos amplificadores conmutados tienen posibilidad de tener problemas.

Ese cable de tierra de tres a seis pulgadas debe irse. Está formando un bucle captador inductivo y el PWM está moviendo cantidades de corriente en alta frecuencia. Si tiene suerte, el juego de accesorios del osciloscopio tiene un adaptador de RF que tenga un cable de tierra de menos de ¼ de pulgada. Si no, compre uno o hágalo a partir de un resorte.

Disipación de Potencia Interna

Los amplificadores de PWM comparten la mayoría de los principios térmicos con sus contrapartes lineales.

- La corriente de reposo y el voltaje de la fuente determinan la potencia de reposo
- Se genera calor adicional al manejar la carga
- El disipador de calor debe eliminar los dos anteriores
- No debe excederse la temperatura de la carcasa
- La potencia relacionada con la carga eleva la temperatura de las juntas de los transistores de potencia por encima de la temperatura de la carcasa
- Debe tenerse en cuenta la temperatura máxima de juntas
- Las bajas temperaturas (en carcasa y en junta) aumentan la confiabilidad.

En el aspecto térmico hay dos grandes diferencias entre los amplificadores de potencia lineales y los amplifica-

dores PWM. La primera, la potencia debida a la carga en el amplificador PWM puede calcularse sin conocer el voltaje de salida o el voltaje de fuente. La segunda diferencia es más sutil, pero afecta a la principal razón por la cual se usa PWM; la eficiencia cae rápidamente al aumentar la temperatura de juntura. Esto significa que disipar el calor de PWM es más que un asunto de confiabilidad; el diseño térmico en el amplificador PWM tiene un efecto de primer orden en su desempeño.

Los cálculos iniciales de la potencia debida a la carga involucran a la corriente de salida y la resistencia total en encendido del amplificador. Las formas de onda de alta velocidad en los terminales de salida permiten otros cálculos, pero en este documento solo se verán los elementos básicos de disipación de potencia.

La resistencia total de encendido incluye la impedancia de los interruptores de potencia del puente H más la resistencia de las interconexiones metálicas. Examine las hojas técnicas del amplificador para encontrar la contribución de cada elemento; si la resistencia de interconexión no está especificada, considérela insignificante. La resistencia de interconexión es constante con la temperatura; como la resistencia de encendido del FET es función de la temperatura, escoja una temperatura máxima de juntura que corresponda con sus estándares de diseño; encuentre la resistencia de encendido del FET a la máxima temperatura de juntura. Ya que I^2R da la potencia al cargar el circuito, es un cálculo sencillo en amplificadores de baja corriente con FETs de canal N, pero necesitará otro cálculo si usa FETs de canal P y un tercero si la resistencia de interconexión se da por separado. Sume los cálculos anteriores con la corriente de reposo para obtener la carga térmica total para el disipador. Si el amplificador tiene un terminal de suministro de bajo voltaje, inclúyalo en los cálculos de potencia total.

Con la disipación de potencia interna conocida puede determinar los requerimientos del disipador. De nuevo, con sus estándares de diseño, escoja una temperatura máxima de carcasa, sin exceder el rango operativo del producto. $R\theta_{CS}$ es la resistencia térmica de la interfase de la carcasa al disipador. Formula $R\theta_{\Lambda s} = (T_{c\max} - T_{\Lambda\max}) / \text{totalpower} - R\theta_{CS}$. El último parámetro que debe verificar es la temperatura de juntura; multiplique

la potencia en un solo FET por la resistencia térmica del amplificador y súmela a la temperatura máxima de carcasa. En el caso del SA01 use el nivel de potencia del canal P y haga que los dispositivos de canal N funcionen "frescos". Una alternativa para encontrar la temperatura específica de juntura es encontrar la fracción apropiada de la potencia total y entonces usar la gráfica de dispersión de potencia para asegurar que las juntas no pasen de 150°C.

Como ejemplo considere un SA01 entregando 10 A a partir de una fuente de 70 V en un ambiente máximo de 35°C. Las reglas de diseño permiten que las temperaturas de carcasa y juntura suban hasta el máximo especificado.

Potencia en reposo = $70V * 90mA = 6.3 W$
 Potencia de canal N = $(10A)^2 * 0.145 = 14.5W$
 Potencia de canal P = $(10A)^2 * 0.26 = 26 W$
 Potencia de interconexión = $(10A)^2 * 0.05 = 5W$
 Potencia total = 51.8 W
 Aumento máximo en carcasa = $85^\circ - 35^\circ = 50^\circ C$
 Permitir 0.02 °C/W para R θ_{CS}
 Rango máximo del disipador = $50^\circ C / 51.8W - 0.02$
 $^\circ C/W = 0.95$ °C/W

Temperatura de Juntura $85^\circ C + 26W * 1^\circ C/W = 111^\circ C$
 Este ejemplo funcionará más frío que lo mostrado en los cálculos anteriores, porque las temperaturas de las juntas son menores que las asumidas como punto inicial y la resistencia del FET encendido también es menor. Una iteración de los cálculos anteriores, asumiendo una temperatura de juntura de 110 °C, lleva a un disipador de 1.1 °C/W, y una temperatura máxima de juntura de 106 °C, teniendo aún un margen de seguridad porque las juntas N trabajan más frescas que las P.

Aplicaciones Típicas

Los pasos de diseño de un control de velocidad PWM que emplean realimentación con tacómetro, en la Figura 8, son las siguientes: la referencia de 7.5 V se usa para polarizar la entrada no inversora del amplificador de error a la mitad de su rango de modo común, entre 2 y 8V. El potenciómetro de ajuste de ganancia corrige las imperfecciones iniciales del amplificador de error, la tolerancia de la resistencia de polarización de 3.83 W de la entrada inversora y hasta los "offset" de la segunda entrada.

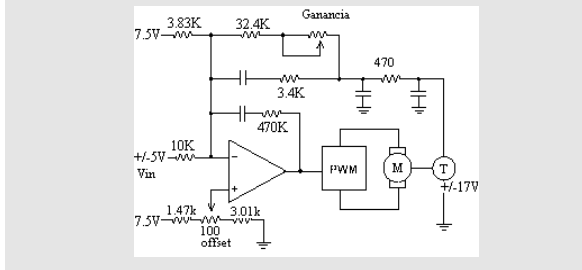


Figura 8. Control de velocidad PWM

La resistencia de 470 W y los dos condensadores asociados forman un filtro pasa bajo para atenuar las componentes de la frecuencia de conmutación que se hayan acoplado al tacómetro a través del motor. El potenciómetro de ajuste de ganancia compensa las variaciones del tacómetro en cuanto a exactitud y resistencia interna. La resistencia de 470 W y los dos condensadores asociados forman un filtro pasa bajo para atenuar las componentes de la frecuencia de conmutación que se hayan acoplado al tacómetro a través del motor. El potenciómetro de ajuste de ganancia compensa las variaciones del tacómetro en exactitud y resistencia interna. La resistencia de entrada de 10 KW pone la ganancia total en 3.4, la resistencia de 3.83 W fue seleccionada para elevar la entrada inversora del amplificador de error a 5 V cuando los voltajes de entrada y del tacómetro sean cero. Las dos redes RC fueron seleccionadas para dar estabilidad al circuito mientras mejoran el tiempo de respuesta del sistema. Los valores específicos dependen de los parámetros mecánicos del motor y de la carga.

Por su parte, la Figura 9 muestra la forma más simple de un sensor de posición; también están disponibles los codificadores ópticos, sensores LVDT y transductores de capacitancia variable. Otra vez las entradas del amplificador de error se polarizan a 5V, mientras que la resistencia de 20KW y las resistencias de retroalimentación

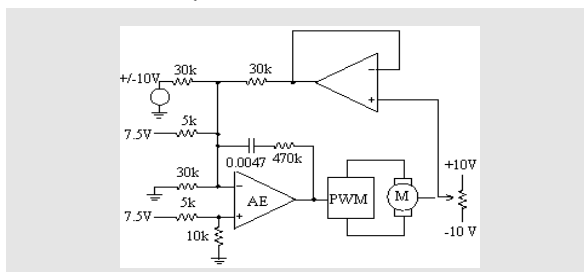


Figura 9. Control de posición PWM

deben tener la ganancia apropiada para la entrada inversora; deben permitir violaciones al modo común en el amplificador de error; esto puede ocurrir si el sistema está en una posición extrema mientras un rápido comando la lleva al extremo opuesto. Las tres resistencias de 30 KW previenen los problemas de modo común alimentando la impedancia del nodo sumador. La Figura 10 muestra un circuito de salida controlada por voltaje con entrada diferencial que se parece a la configuración familiar del amplificador diferencial. La ganancia de señal es $2R_f/R_1$. Nuevamente se usan dos resistencias para polarizar las entradas del amplificador de error dentro del rango de modo común. Seleccione su valor para tener una polarización de 5 V cuando ambas entradas son cero y ambas salidas están a la mitad del voltaje de alimentación (ciclo útil del 50%). Cuando no se da potencia a la carga, la etapa diferencial está rechazando $\frac{1}{2}$ voltaje de fuente presente en ambas salidas; esto significa que la relación entre las resistencias es crítica. Debe observarse que aunque la ganancia de señal es 20, la ganancia de errores es de 50 porque la resistencia efectiva de entrada es la combinación en paralelo de la resistencia de entrada de señal y la resistencia de aumento del voltaje.

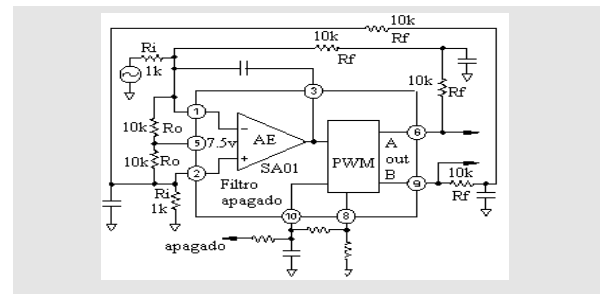


Figura 10. Retroalimentación de voltaje

Conclusiones

El amplificador conmutado da solución a controladores de alta potencia que de otra manera requerirían gran cantidad de elementos disipadores. La llegada del híbrido PWM acelera el proceso de diseño y, en el caso del SA01, mejora la tolerancia a fallos al ofrecer circuitos de protección que no son posibles en la implementación en discreto, con transistores sueltos. Esas funciones pueden hacer práctica una solución electrónica para control de movimiento en donde antes la solución hidráulica era la única alternativa práctica.