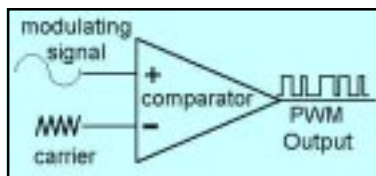


Salidas PWM mejoran el condicionamiento de señal de los sensores

Alec Makdessian, Maxim Integrated Products, Sunnyvale, CA

Figura 1. Un comparador configurado de esta manera produce una salida PWM.



Hoy en día, la mayoría de los sensores piezoresistivos de silicio (PRTs) se utilizan en aplicaciones para la medida de presión. Se fabrican utilizando técnicas de micro mecanizado del silicio y están dispuestos típicamente como puente de Wheatstone de cuatro resistencias en un sólo dado monolítico. Al igual que los circuitos integrados, los sensores son baratos porque son procesados en una oblea que contiene cientos o miles de ellos. Hasta ahora, la mayoría de esos CI sensores se han utilizado en las industrias del automóvil, productos de consumo y productos industriales, donde la precisión requerida es baja o media.

El error no lineal con respecto a la temperatura ha limitado la utilización de estos sensores en los mercados de alta gama, en los que predominan las galgas extensiométricas y

otros tipos de sensores, a pesar de su elevado coste. Corregir los complejos errores de un PRT requiere bastantes circuitos electrónicos, pero los condicionadores de señal de sensor de Maxim (MAX1450, MAX1452, MAX1455, MAX1457-1460, MAX1462, MAX1478, y otros) corrigen esos errores a menos de un 1% de las limitaciones inherentes de repetitividad del sensor. Por primera vez, los transductores pequeños y baratos, pueden proporcionar errores totales <1% en un amplio margen de temperatura de funcionamiento.

Las salidas más comunes de los transductores son las «ratiometric» (0,5V a 4,5V) y las de bucle de corriente (4mA a 20mA). Un circuito «ratiometric» estándar compensa el sensor en todo el margen de temperatura, obteniendo un offset de 0,5V y un tramo de 4,0V. Los bucles de corriente, en los cuales el offset deseado es de 4mA y el tramo deseado es de 16mA, ofrecen varias ventajas sobre los transductores con salida en tensión: no necesitan fuentes de alimentación estables y precisas, su escasa sensibilidad a las caídas de tensión los hacen idóneos para largas distancias, y además, el par trenza-

do, muy común en los lazos de corriente, tiene una gran inmunidad al ruido. La alimentación se proporciona remotamente por medio de los 4mA de corriente no utilizados en la transferencia de información. El offset de 4mA, también permite distinguir entre cero (4mA) y «no información» (cuando no fluye la corriente).

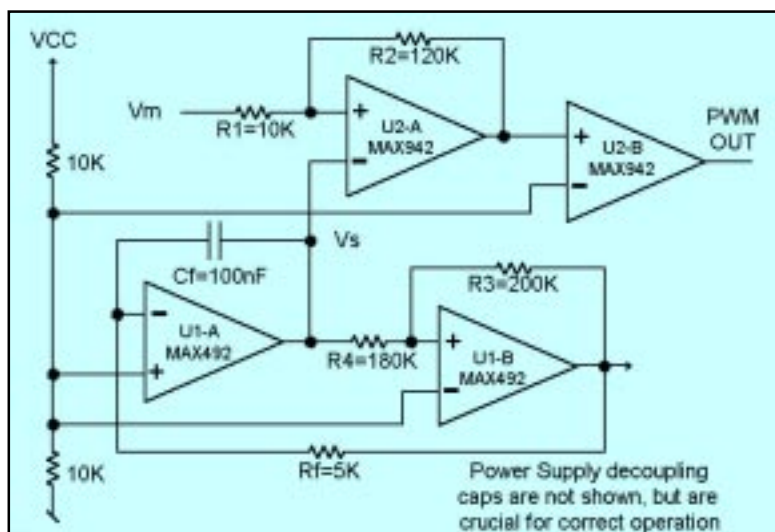
Otro método para transmitir la información del sensor consiste en modular la salida «ratiometric» utilizando la modulación por anchura de pulso (PWM). La señal de modulación (V_m) es la salida «ratiometric» del transductor. En una configuración PWM, el offset deseado corresponde un ciclo de trabajo del 10% y el tramo corresponde a un ciclo de trabajo del 80%. A medida que la salida «ratiometric» cambia desde 0,5V hasta 4,5V, el ciclo de trabajo correspondiente cambia desde un 10% hasta un 80%. Al igual que en los lazos de corriente, la salida PWM tiene buena inmunidad al ruido y es apropiada para la transmisión a largas distancias.

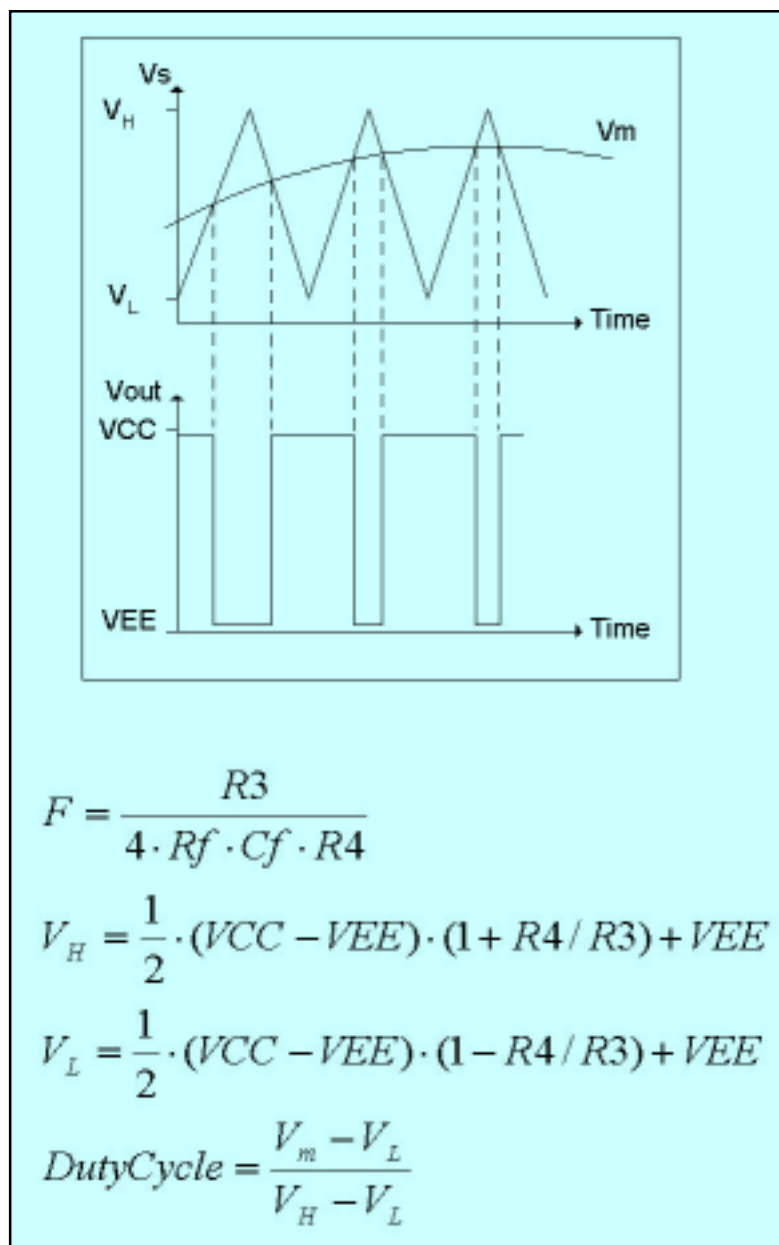
El método más simple de generar una señal PWM consiste en comparar la señal de interés con una onda triangular. La salida resultante estará a nivel alto cuando la señal de entrada sea mayor que la onda triangular (la portadora) y a nivel bajo cuando sea menor (figura 1). Por tanto, los dos bloques básicos requeridos son un comparador y un generador de onda triangular.

En la figura 2, un operacional genera la onda triangular y un comparador produce la señal de salida PWM. Las ondas de este circuito y las ecuaciones pertinentes se muestran en la figura 3.

El operacional doble rail-to-rail MAX492 genera la onda triangular. La característica rail-to-rail se necesita porque el margen dinámico de la onda triangular ha de ser mayor que el del sensor. El circuito integrador (U1-A) genera una rampa con pendiente positiva, o negativa, determinada por R_f y C_f . La etapa compara-

Figura 2. La onda triangular de esta configuración básica es producida por un operacional doble (U1) y la señal PWM es producida por el comparador doble (U2).





dora (U1-B) invierte la pendiente de la rampa y la frecuencia de la onda triangular viene dada por la ecuación de la figura 3. Para los valores mostrados de los componentes, la frecuencia de la rampa y por tanto la salida PWM es aproximadamente de 500Hz. Aunque no se muestran en las figuras 2 y 4, se deben incluir con-

densadores de desacople de 0,1mF entre los terminales de alimentación. El comparador doble (MAX942) compara la onda triangular con la tensión analógica del sensor. Este comparador tiene el margen de entrada rail-to-rail necesario para la aplicación. R1 y R2 proporcionan una histéresis que asegura la precisión de

la salida PWM en presencia de señales de entrada al sensor que cambien rápidamente. U2-A proporciona la salida PWM y U2-B proporciona aislamiento adicional.

En el circuito completo PWM del transductor (figura 4), el acondicionador de señal MAX1452 genera una salida compensada "ratiometric" para el puente de Wheatstone, que es a su vez convertida en salida PWM. A medida que la salida del MAX1452 cambia con la presión, el ciclo de trabajo de la salida PWM cambia igualmente. El MAX1452 puede ser substituido por cualquier ASIC acondicionador de señal con salidas analógicas, mencionado anteriormente.

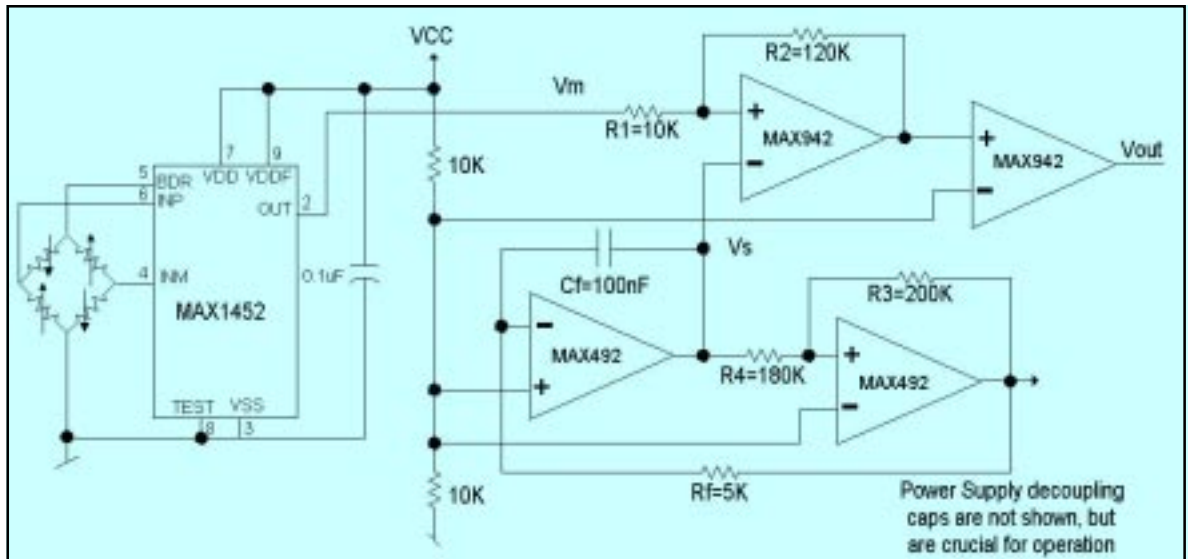
La compensación de un sensor requiere una medida precisa de la anchura de pulso PWM. Esto se puede hacer con un frecuencímetro con capacidad para medir señales PWM. También se puede realizar esta medida conectando la salida PWM a un microcontrolador y utilizando el temporizador interno para calcular el intervalo de tiempo entre las transiciones alto-bajo y bajo-alto. De ambas maneras, el valor PWM medido servirá para calcular los coeficientes necesarios para programar el CI acondicionador de señal (por ejemplo, un MAX1452).

Calibración del sensor utilizando una salida PWM

El MAX1452 contiene cuatro convertidores digital-analógicos (DACs) de 16 bits, un sensor de temperatura, y unas tablas de coeficientes indexados en temperatura, apropiadas para compensar en temperatura y linealizar la mayoría de los sensores de puente. Los parámetros de offset, tramo (span), coeficiente de temperatura (TC) de offset y coeficiente de temperatura de tramo, pueden ser corregidos cargando los cuatro DACs correspondientes con valores de calibración únicos. Los valores cargados en los DAC de off-

Figura 3. Estas ondas y ecuaciones ilustran el funcionamiento del circuito de la Figura 2.

Figura 4. La tensión de excitación del puente de Wheatstone (arriba, izquierda) es "ratiometric" con la fuente de alimentación en este circuito transductor PWM completo.



set y de tramo se derivan de una tabla en memoria. Este método de calibración tiene una mayor simplicidad y flexibilidad que el método algorítmico de compensación mediante dos puntos, utilizado en la generación previa de condicionadores de señal.

La calibración se efectúa cargando los cuatro DACs con valores nominales iniciales válidos para la familia de transductores en cuestión. A continuación, se fija el transductor a una temperatura T_1 y se le aplica la presión máxima. La salida PWM correspondiente (PWMFS) se mide entonces utilizando uno de los métodos descritos anteriormente. Seguidamente, se mide la salida PWM con la presión mínima (PWM0). El tramo PWM es entonces: $PWMSpanT_1 =$

PWMFS - PWM0. Cómo el tramo requerido es normalmente de un 80%, el valor de tramo necesario para el DAC se puede calcular de la siguiente manera:

$$IdealSpanDACT_1 = \frac{CurrentSpanDAC \cdot 80\%}{PWMSpanT_1}$$

El DAC de offset se fija, a continuación, para obtener una salida con un ciclo de trabajo del 10%.

Para obtener valores para los DACs de tramo y offset, se repite el procedimiento anterior con el transductor a una temperatura T_2 . Se pueden añadir más puntos de temperatura (hasta 114) para obtener una mayor precisión. La programación de hasta 114 posiciones independientes de memoria EEPROM de

16 bits, permite correcciones en incrementos de $1,5^\circ\text{C}$ en todo el margen de temperaturas entre -40°C y $+125^\circ\text{C}$ (los coeficientes de corrección cargados en la tabla de memoria son interpolaciones lineales entre los valores grabados para cada DAC a cada temperatura). Esta capacidad multipunto permite no sólo una sencilla compensación de sensor de primer orden, sino que también permite aproximar curvas de temperatura poco comunes. La aplicación de este método en el circuito anterior consigue compensar el sensor rápidamente, eficientemente, y a un 0,2% de su error inherente de repetitividad. □