

Physikalisch- Technische Bundesanstalt



DKD

**Directriz
DKD-R 3-2**

**Calibración de amplificadores de
medida para aplicaciones
dinámicas**

Edición 04/2019

<https://doi.org/10.7795/550.20220427>



| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 2 / 33 |

Deutscher Kalibrierdienst (DKD) – Servicio Alemán de Calibración

Constituido en 1977, el DKD reúne a laboratorios de calibración de empresas industriales, de institutos de investigación, de autoridades técnicas, así como de instituciones de inspección y ensayo. El 3 mayo de 2011, se realizó la constitución del nuevo DKD como Organismo Técnico del PTB y de los laboratorios acreditados.

Este organismo se denomina *Deutscher Kalibrierdienst* (DKD, por sus siglas en alemán) y está bajo la dirección del PTB. Las directrices y guías elaboradas por el DKD representan el estado de la técnica en los respectivos campos técnicos y están a la disposición del organismo de acreditación alemán (*Deutsche Akkreditierungsstelle GmbH, DAkkS*) para la acreditación de laboratorios de calibración.

Los laboratorios de calibración acreditados son acreditados y supervisados por la DAkkS como sucesora legal del organismo de acreditación del DKD. Realizan calibraciones de dispositivos de medición y de medidas materializadas para las magnitudes y rangos de medida establecidos durante la acreditación. Los certificados de calibración emitidos por estos laboratorios sirven como prueba de la trazabilidad a los patrones nacionales, tal como lo exige la familia de normas DIN EN ISO 9000 y la norma DIN EN ISO/IEC 17025.

Contacto:

Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB)

Oficina del DKD

Bundesallee 100 D-38116 Braunschweig

Apartado de correos D-38023 Braunschweig

Teléfono: +49 531 5 92-8021

Internet: www.dkd.eu

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 3 / 33 |

Sugerencia para citar la fuente:

Directriz DKD-R 3-2 Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas, Edición 04/2019, Revisión 1, Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Braunschweig y Berlin. DOI: 10.7795/550.20220427

Esta obra, incluyendo cada una de sus partes, está protegida por derechos del autor y está sujeta a la licencia de usuario CC by-nc-nd 3.0 (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/de/>). En este contexto, la expresión “no comercial” (NC) significa que la obra no debe ser distribuida o puesta a disposición del público con el fin de generar ingresos. La explotación de los contenidos para el uso comercial en los laboratorios está expresamente permitida.



Autores:

Dr. Thomas Bruns, Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Braunschweig y Berlin;
Henrik Volkers, Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Braunschweig y Berlin;
Dr. Heiko Müller, Volkswagen AG, Wolfsburg;
Philipp Begoff, SPEKTRA Schwingungstechnik und Akustik GmbH, Dresden;
Dr. Thomas Petzsche, Kistler Instrumente GmbH, Sindelfingen;
Lioba Stenner, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt

Publicado por el Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) para el Servicio Alemán de Calibración (DKD) como resultado de la colaboración del PTB con el Comité Técnico del DKD *Fuerza y Aceleración*.

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 4 / 33 |

Prefacio

Las Directrices del DKD son documentos de uso o aplicación en conformidad con los requisitos de la norma DIN EN ISO/IEC 17025. Las Directrices describen procesos técnicos, de procedimiento y de organización que sirven a los laboratorios de calibración acreditados como modelo para el establecimiento de procedimientos y reglamentos internos. Las Directrices del DKD pueden formar parte de los manuales de gestión de la calidad de los laboratorios de calibración. La implementación de las directrices garantiza que los dispositivos que han de ser calibrados se traten de forma igual en los distintos laboratorios de calibración y ayuda a mejorar la continuidad y la verificabilidad del trabajo de los laboratorios de calibración.

Las Directrices del DKD no deben impedir la continuidad del desarrollo de los métodos y de los procesos de calibración. Cuando existen motivos técnicos que lo justifiquen y de acuerdo con el organismo de acreditación, se permiten desviaciones respecto de las Directrices, así como la aplicación de métodos nuevos.

Las calibraciones realizadas por laboratorios acreditados proporcionan al usuario la seguridad de obtener resultados de medición fiables, aumentan la confianza de los clientes y la competitividad en el mercado nacional e internacional. Además, sirven de base metrológica para el control de los equipos de medición y ensayo en el marco de las medidas de control de calidad.

La presente Directriz ha sido elaborada por el Comité Técnico *Fuerza y Aceleración* y aprobada por la Junta Directiva del DKD.

En la versión actual de la Directriz (Revisión 1) se ha corregido la ecuación (36) en la sección A.3.2.3.

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 5 / 33 |

Índice

| | | |
|------------|--|----|
| 1 | Ámbito de aplicación | 6 |
| 2 | Concepto de calibración y evaluación | 7 |
| 2.1 | <i>Características genéricas de los amplificadores de medida</i> | 7 |
| 2.2 | <i>Magnitud de entrada</i> | 8 |
| 2.3 | <i>Magnitud de salida</i> | 10 |
| 2.4 | <i>Función de transferencia</i> | 10 |
| 3 | Procedimiento básico de la calibración..... | 12 |
| 3.1 | <i>Adquisición de los datos de medición</i> | 12 |
| 3.2 | <i>Evaluación general con excitación sinusoidal</i> | 12 |
| 3.3 | <i>Consideraciones acerca de la impedancia de entrada y salida</i> | 13 |
| 4 | Incertidumbre de medida..... | 15 |
| 4.1 | <i>Información general</i> | 15 |
| 4.2 | <i>Ecuación modelo</i> | 15 |
| 5 | Informaciones proporcionadas en el certificado de calibración | 17 |
| 6 | Bibliografía | 18 |
| Apéndice A | Procedimiento específico del amplificador de medida..... | 20 |
| A 1. | <i>Amplificadores de tensión</i> | 20 |
| A 2. | <i>Amplificadores de puente</i> | 20 |
| A 2.1 | <i>Características de los amplificadores de puente</i> | 20 |
| A 2.2 | <i>Calibración de los amplificadores de puente</i> | 21 |
| A 3. | <i>Amplificadores de carga</i> | 23 |
| A 3.1 | <i>Características de los amplificadores de carga</i> | 23 |
| A 3.2 | <i>Calibración de los amplificadores de carga</i> | 23 |
| A 4. | <i>Amplificadores IEPE</i> | 27 |
| A 4.1 | <i>Características de los amplificadores IEPE</i> | 27 |
| A 4.2 | <i>Calibración de los amplificadores IEPE</i> | 29 |
| A 4.3 | <i>Ejemplos de simulaciones de sensores IEPE</i> | 30 |
| A 5. | <i>Convertidores de tensión de carga lineal</i> | 31 |
| A 5.1 | <i>Características de los convertidores de tensión de carga lineal</i> | 31 |
| A 5.2 | <i>Calibración de los convertidores de tensión de carga lineal</i> | 32 |

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 6 / 33 |

1 Ámbito de aplicación

Los sensores para magnitudes cinemáticas o mecánicas, como la aceleración, la velocidad angular, la fuerza, el par o la presión, suelen necesitar un amplificador (inglés: *conditioning amplifier*) para poder conectarse a los sistemas de adquisición y/o visualización de datos (véase [9]). Junto con este amplificador (a menudo también denominado adaptador), el sensor forma una cadena de medida. Para que los componentes de esta cadena de medida sean intercambiables, se requiere una caracterización individual del sensor y del amplificador de medida.

En esta directriz se describen métodos validados para la caracterización de los amplificadores de medida – amplificadores de diferentes tipos y con funciones diferentes – para su uso en las mediciones dinámicas. En este contexto, el comportamiento de las señales de variación temporal es de especial interés. Dicho comportamiento se describe mediante la función de transferencia compleja, en función de la frecuencia de la señal de entrada.

En esta directriz partimos de la base de que el amplificador de medida a calibrar es lineal, por lo que el coeficiente de transferencia complejo a una determinada frecuencia es independiente de la amplitud de la señal de entrada.

Otras características de los amplificadores de medida, como la influencia de la temperatura, el ruido, etc., no son objeto de la presente directriz.

El ámbito de aplicación de la presente directriz puede concretarse mediante las siguientes especificaciones técnicas:

- Magnitudes de entrada: tensión, carga, resistencia (relación de las tensiones)
- Magnitudes de salida: tensión, (para salidas digitales véase 2.3)
- Gama de frecuencias típicas: DC (0 Hz) a 100 kHz
- Parámetros característicos de transferencia: magnitud y fase de la función de transferencia compleja

2 Concepto de calibración y evaluación

2.1 Características genéricas de los amplificadores de medida

Estrictamente hablando y en la mayoría de los casos, los amplificadores de medida considerados en esta directriz son transductores, normalmente con coeficiente de transferencia ajustable y filtros para limitar el ancho de banda. Figura 1 resume los diferentes tipos. Los amplificadores marcados en color gris no son objeto de esta directriz.

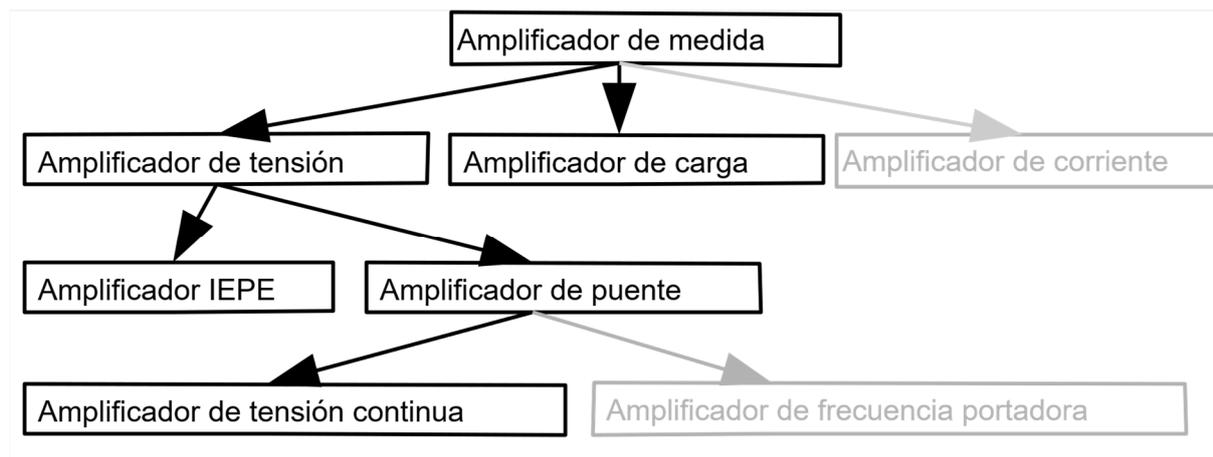


Figura 1: Resumen de los diferentes tipos de amplificadores de medida

Figura 2 nos da una representación general de la cadena completa de medida. El sensor convierte la magnitud física detectada en una magnitud de salida del sensor o, respectivamente, en una magnitud de entrada del amplificador X_{in} que el amplificador de medida convertirá entonces en una tensión U_{out} . A continuación, esta tensión suele transmitirse a un sistema de adquisición de datos de medición.

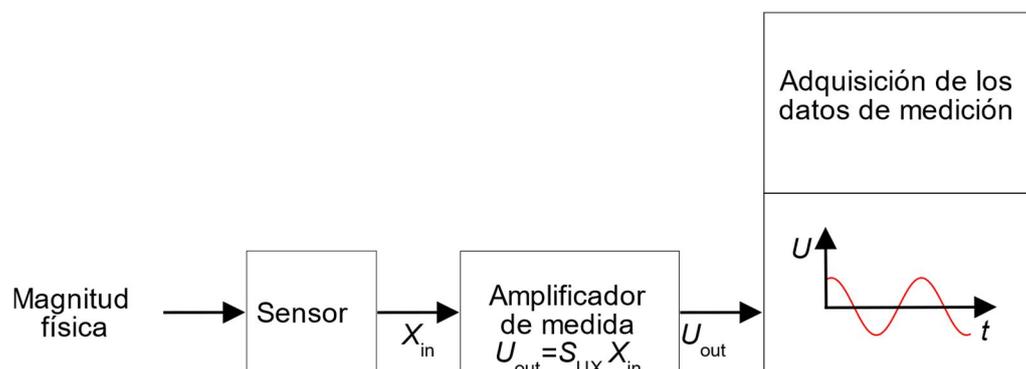


Figura 2: Representación general de la cadena de medida

Una descripción completa de la multitud de amplificadores de medida disponibles con sus características especiales no es posible aquí. Los conceptos internos de los circuitos son tan diversos como sus ámbitos de aplicación. Figura 3 muestra una representación genérica de un amplificador.

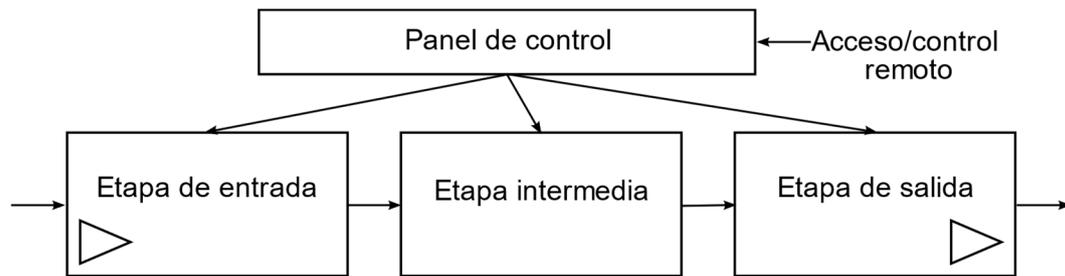


Figura 3: Representación genérica del amplificador de medida

La señal del sensor llega primero a la etapa de entrada, donde suele tener lugar la conversión de la magnitud medida. Los rasgos característicos son, entre otros, la impedancia de entrada y el acoplamiento galvánico eléctrico (*single ended*, *floating*, diferencial), la puesta a disposición de una alimentación para el sensor, la corrección del bias, la posible identificación del sensor (por ejemplo: *TEDS* Transducer Electronic Data Sheet*) y la detección de errores (rotura del sensor, error de limitación) o la posibilidad de alimentar señales de prueba.

* La información importante sobre el sensor se almacena directamente en un módulo de memoria en el sensor. Si un sensor tiene esta memoria TEDS incorporada se conecta a un sistema de adquisición de datos que pueda leer los datos TEDS, estos datos estarán inmediatamente a disposición del usuario.

La etapa intermedia ofrece opciones para el procesamiento de la señal, como el filtrado, el escalamiento, la integración, la derivación o también la corrección / linealización con características almacenadas del sensor. Algunas de estas funciones se realizan mediante pasos de procesamiento de señales digitales.

La señal de salida la proporciona la etapa de salida. La impedancia de salida y el acoplamiento galvánico eléctrico (*single ended*, *floating*, diferencial) son algunos de los rasgos característicos.

Durante la calibración, se recomienda prestar atención a la conexión a tierra, especialmente a cómo se maneja la masa de la señal y la tierra de protección en el circuito y si se puede cambiar en caso necesario.

2.2 Magnitud de entrada

Dependiendo del tipo de amplificador y de la aplicación, existen diferentes magnitudes de entrada X_{in} que, para la calibración, deben ser realizadas de forma trazable. Figura 4 muestra una configuración general. A veces no es posible medir la magnitud de entrada X_{in} de forma directa; esto ocurre, por ejemplo, con los amplificadores de carga. En estos casos, hay que registrar la variable de excitación U_G y calcular la magnitud de entrada X_{in} a través de la función de transferencia S_{XG} , ya conocida y metrológicamente trazable.

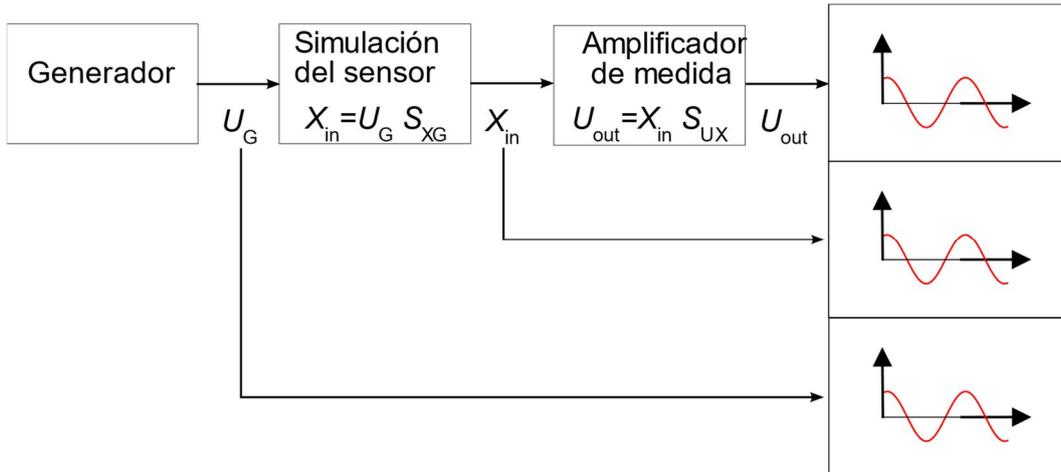


Figura 4: Representación general de la configuración de calibración (montaje)

| | | | |
|---|---|-----------|---------|
|  | Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427 | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 10 / 33 |

Para los amplificadores de medida aquí considerados, se realizan las magnitudes indicadas en la siguiente tabla. Más detalles se encuentran en los apéndices relativos a los amplificadores.

Tabla 1: Resumen de los tipos de dispositivos, las magnitudes medidas y los principios de realización aquí contemplados

| Tipo de amplificador | Magnitud de entrada de la calibración | Principio de realización de la magnitud de entrada |
|--|--|--|
| Amplificador de tensión | Tensión alterna $X_{in} = U_{in}$ | Tensión de salida de un generador de funciones (sinusoidal), en su caso con divisor de salida (atenuador de absorción) |
| Amplificador de puente | Relación de tensiones (cambio de resistencia) $X_{in} = U_G/U_S$ | <ul style="list-style-type: none"> Tensión de salida de un generador de funciones y medición de la tensión de alimentación U_S Modulación de la tensión de alimentación U_S con un patrón de puente dinámico |
| Amplificador de carga | carga alterna $X_{in} = C_n \cdot U_G$ | Capacitor de referencia alimentado por el generador de funciones |
| Amplificador <i>IEPE</i> | Tensión alterna con bias en caso de una alimentación con corriente continua constante $X_{in} = U_{in}$ | <ul style="list-style-type: none"> Generador de funciones adecuado (carga electrónica que sirve como sustituto de una resistencia de carga resistiva) Simulador <i>IEPE</i> alimentado por un generador de funciones |
| Convertidor de tensión de carga lineal | carga alterna $X_{in} = C_n \cdot U_G$ | Capacitor de referencia alimentado por el generador de funciones |

2.3 Magnitud de salida

Para todos los amplificadores de medida contemplados en esta directriz, la magnitud de salida es una tensión que debe registrarse en relación con la magnitud de entrada. En concreto, esto significa que es necesaria una medición sincrónica con la magnitud de entrada para poder representar la relación temporal. Esta relación se refleja después en el valor de la fase.

Los amplificadores de medida con transductores análogo-digital integrados que emiten las magnitudes de salida directamente en forma de valores digitales, como las tarjetas de adquisición de datos de medición con acondicionadores de señal *IEPE* integrados, también pueden calibrarse de acuerdo con esta directriz, siempre que estos datos sean registrados de forma sincronizada con la magnitud de entrada.

2.4 Función de transferencia

La magnitud de calibración deseada a alcanzar es la función de transferencia de valor complejo $S_{ux}(\omega)$ del amplificador de medida, desde la magnitud de entrada X_{in} hasta la tensión

de salida U_{out} . Según las especificaciones para la medición y evaluación, las magnitudes de entrada y salida tienen la forma

$$X_{in} = \hat{X}_{in} \cdot \sin(\omega t + \varphi_x) \quad (1)$$

y
$$U_{out} = \hat{U}_{out} \cdot \sin(\omega t + \varphi_u) \text{ mit } \omega = 2\pi \cdot f \quad (2)$$

Por lo tanto, para el coeficiente de transferencia – como relación de las dos magnitudes – se aplica lo siguiente

$$S_{ux} = \frac{\hat{U}_{out}}{\hat{X}_{in}} \cdot e^{j(\varphi_u - \varphi_x)} \quad (3)$$

o como magnitud y fase

$$|S_{ux}| = \frac{\hat{U}_{out}}{\hat{X}_{in}} \quad (4)$$

$$\varphi_{ux} = \varphi_u - \varphi_x \quad (5)$$

Basándose en la función de transferencia, los amplificadores de medida pueden dividirse en dos grupos. El primer grupo tiene un acoplamiento CC (corriente continua) al sensor y está limitado en su respuesta de frecuencia sólo por una frecuencia de límite superior (véase Figura 5, arriba). El segundo grupo tiene (en su mayoría por razones técnicas) un acoplamiento CA (corriente alterna) al sensor y está limitado en su función de transferencia tanto en las frecuencias altas como en las bajas, es decir, muestra un comportamiento de paso alto y de paso bajo (véase Figura 5, abajo).

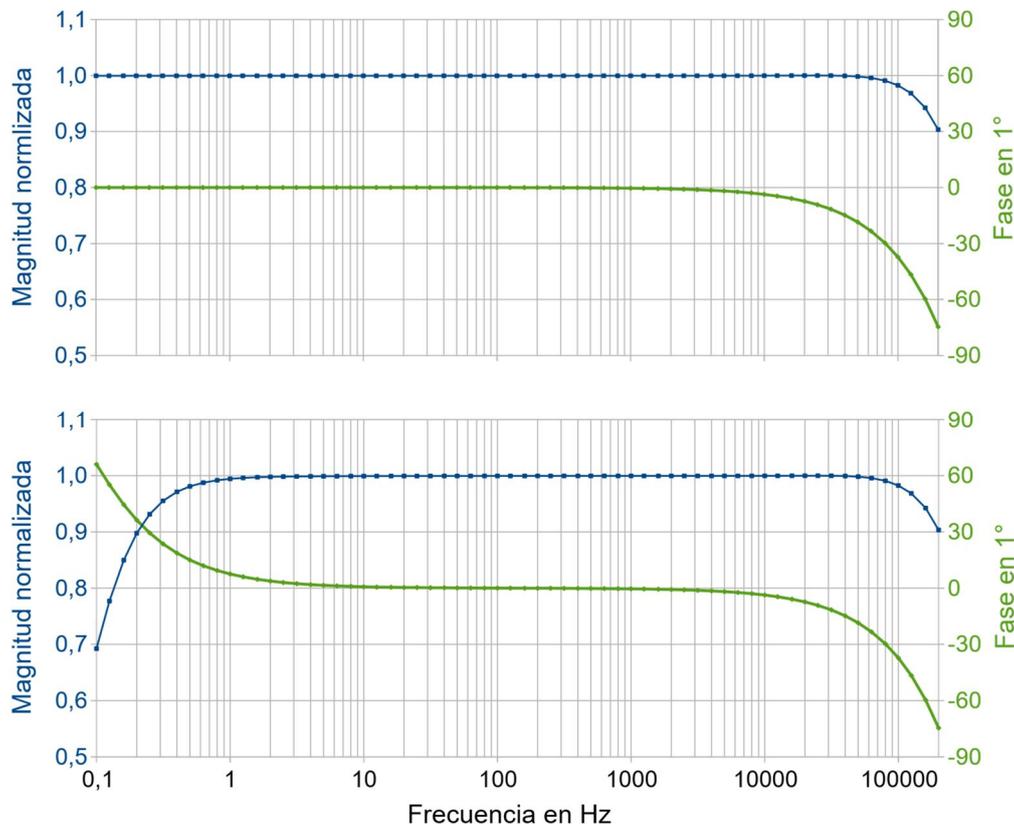


Figura 5: Representación gráfica de las funciones de transferencia típicas de los amplificadores de medida acoplados a corriente continua (arriba) y a corriente alterna (abajo). Las curvas muestran la magnitud normalizada (azul) y la fase (verde) de la función de transferencia compleja.

| | | | |
|---|---|-----------|---------|
|  | Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427 | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 12 / 33 |

3 Procedimiento básico de la calibración

3.1 Adquisición de los datos de medición

Un muestreo sincrónico (si es necesario, mediante un multiplexor) de la tensión del generador U_G para realizar la variable de entrada X_{in} y la tensión de salida del amplificador U_{out} , forma la base de la calibración en todos los casos descritos.

El *ADC* (convertidor analógico-digital, o *ADC* por sus siglas en inglés) utilizado para el muestreo debe ser parametrizado de modo que muestre la señal con al menos 2,56 puntos por período (frecuencia de muestreo $f_s \geq 2,56 f$). Cuando se utiliza el método de aproximación del seno para la evaluación de sólo unos pocos períodos de la señal, se debe procurar un sobremuestreo con 50 a 100 puntos por período.

El rango de medición del *ADC* debe seleccionarse de manera que el *ADC* esté suficientemente modulado por la amplitud de sus respectivas tensiones de entrada. La resolución vertical efectiva del muestreo, que resulta de la modulación seleccionada y de la resolución del *ADC*, debe cumplir con los requisitos de la incertidumbre de medida deseada.

Las bases de tiempo (*clock generators* o generadores de reloj) del *ADC* utilizado para el muestreo deben funcionar de forma sincronizada. Debido al muestreo simultáneo, la frecuencia de muestreo f_s debe ser la misma para ambos convertidores. La relación temporal fija entre la señal de entrada y la de salida es el factor decisivo.

Aunque la magnitud de entrada se realice a través de una fuente de señal con trazabilidad metrológica (calibrador), hay que garantizar la referencia temporal exacta entre la magnitud de entrada y la de salida. Alternativamente, el valor trazable ajustado en el calibrador puede ser utilizado aquí como la amplitud de la magnitud de entrada.

Para las mediciones, hay que asegurarse de que todos los componentes del equipo de medición estén en equilibrio térmico y que las condiciones ambientales sean estables.

3.2 Evaluación general con excitación sinusoidal

A continuación, se describe la evaluación según el método de aproximación del seno. Asimismo, pueden utilizarse otros métodos – también selectivos en cuanto a la frecuencia – basados en métodos de correlación o en la transformada de Fourier, pero no se tratarán aquí en detalle.

Se supone que U_G tiene una forma sinusoidal monofrecuente para cada medición individual y, por lo tanto, puede describirse con $\omega = 2\pi \cdot f$ en la forma:

$$U_G(t) = \hat{U}_G \cdot \sin(\omega t + \varphi_G) \quad (6)$$

La curva de la tensión de salida del amplificador de medida puede describirse como sigue

$$U_{out}(t) = \hat{U}_{out} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{out}). \quad (7)$$

Tras el muestreo, contamos con dos series de medición de valores discretos de tiempo u_i para las curvas de tensión originalmente continuas $U(t)$:

- $u_{G,i} = U_G(t_i)$ para la tensión del generador
- $u_{out,i} = U_{out}(t_i)$ para la tensión de salida del amplificador

Para determinar la amplitud \hat{U}_y y la fase $\hat{\varphi}_y$ de las curvas de la señal medida, se adapta una función de la forma

$$u_{y,i}(\omega) = A_y(\omega) \cdot \sin(\omega t_i) + B_y(\omega) \cdot \cos(\omega t_i) + C_x(\omega) \quad (8)$$

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 13 / 33 |

a cada una de las series de medición. Los mejores valores estimados se obtienen mediante

$$\hat{U}_y(\omega) = \sqrt{A_y^2 + B_y^2} \quad (9)$$

$$\varphi_y(\omega) = \arctan\left(\frac{B_y}{A_y}\right) \quad (10)$$

El coeficiente de transferencia complejo dependiente de la frecuencia entre la salida del generador y la del amplificador de medida entonces resulta como:

$$|S_{UG}(\omega)| = \frac{\hat{U}_{out}(\omega)}{\hat{U}_G(\omega)} \quad (\text{magnitud}) \quad (11)$$

$$\varphi_{UG}(\omega) = \varphi_{out}(\omega) - \varphi_G(\omega) \quad (\text{fase}). \quad (12)$$

Si se utiliza un elemento de conversión para la simulación del sensor con la función de transferencia compleja dependiente de la frecuencia

$$S_{XG}(\omega) = |S_{XG}(\omega)| e^{j(\varphi_{XG}(\omega))} \quad (13)$$

el coeficiente de transferencia del amplificador de medición resulta en:

$$|S_{UX}(\omega)| = \frac{\hat{U}_{out}(\omega)}{\hat{U}_G(\omega)} \cdot \frac{1}{|S_{XG}(\omega)|} \quad (\text{magnitud}) \quad (14)$$

$$\varphi_{UG}(\omega) = \varphi_{out}(\omega) - \varphi_G(\omega) - \varphi_{XG}(\omega) \quad (\text{fase}). \quad (15)$$

La configuración descrita aquí puede realizarse discretamente con componentes individuales por medio de un generador, un ADC (convertidor análogo-digital) y un ordenador personal. Pero también es posible utilizar un analizador de espectro o de respuesta de frecuencia que ya contenga los dispositivos mencionados.

3.3 Consideraciones acerca de la impedancia de entrada y salida

Cada entrada y salida de la señal y sus cables de conexión tienen una impedancia compleja aplicada que, si no se tiene en cuenta, aportará una desviación sistemática a la medición. Figura 6 muestra dos circuitos para la medición de la tensión y la corriente o la carga. Los cables coaxiales utilizados normalmente pueden modelarse con una capacitancia paralela siempre que sean significativamente más cortos que la longitud de onda considerada de la señal en el cable. Normalmente, este es el caso en las aplicaciones de laboratorio hasta frecuencias de 1 MHz.

En las mediciones de tensión, la tensión de salida U_{out} del amplificador de medida es una función de la tensión de entrada

$$U_{out} = H \cdot U_{in} \quad (16)$$

o, en el caso de las mediciones de carga, una función de la carga de entrada

$$U_{out} = H \cdot Q_{in} \quad (17)$$

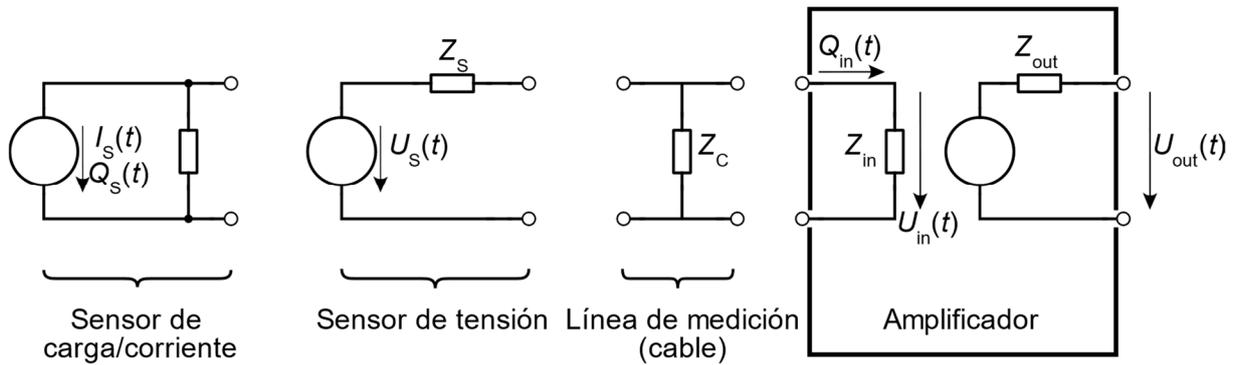


Figura 6: Esquemas equivalentes con impedancias para medir la corriente o la carga (izquierda) y la tensión

Debido a las impedancias, la tensión de entrada para el amplificador de tensión da:

$$U_{in} = U_s \cdot \left(1 + Z_s \left(\frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{Z_c} \right) \right)^{-1} \quad (18)$$

Lo mismo es válido para la carga de entrada Q_{in} en el amplificador de carga y la carga de salida Q_s de la fuente.

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 15 / 33 |

4 Incertidumbre de medida

4.1 Información general

La capacidad óptima de medida se demuestra a través del presupuesto de incertidumbre y mediciones comparativas mediante patrones de referencia. Los patrones de transferencia deben representar el mejor estado tecnológico actual. Además, hay que tener en cuenta las influencias adicionales del amplificador de medida a calibrar.

El documento decisivo para el presupuesto de incertidumbre es la *Guía para la expresión de la incertidumbre en la medición* ("Guide to the expression of uncertainty in measurement", GUM, por sus siglas en inglés) [3].

4.2 Ecuación modelo

Una ecuación modelo para el cálculo de la magnitud de resultado es un requisito básico para la estimación de la incertidumbre de medida según GUM. Las ecuaciones modelo propuestas aquí para la magnitud y la fase de la función de transferencia compleja se derivan de las ecuaciones (13) y (14):

$$|S_{ux}(\omega)| = \frac{\bar{U}_{out}(\omega)}{\bar{U}_G(\omega)} \cdot \frac{1}{|S_{xG}(\omega)|} \cdot \prod_i (1 + e_i) \quad (19)$$

$$\varphi_{ux}(\omega) = \varphi_{out}(\omega) - \varphi_G(\omega) - \varphi_{xG}(\omega) + \sum \Delta\varphi_i \quad (20)$$

La ecuación de modelo para la magnitud es equivalente a la ecuación de producto introducida en el Apéndice A (A.2.3) de la norma ISO 16063-1:1999. Los factores $K_i = (1 + e_i)$ describen parámetros de influencia o correcciones. La incertidumbre de medida se deriva de la magnitud respectiva e_i , que indica la desviación del valor nominal.

El modelo de la fase es un modelo de suma. Las correcciones o componentes adicionales de la incertidumbre de medida se recogen por las varianzas de las cantidades $\Delta\varphi_i$.

De este modo, la incertidumbre estándar relativa de la magnitud de la función de transferencia compleja se calcula de la manera siguiente:

$$\frac{u_{|S_{UX}|}(\omega)}{|S_{UX}(\omega)|} = \sqrt{\frac{\sigma_{\bar{U}_{out}}^2}{U_{out}^2} + \frac{\sigma_{\bar{U}_G}^2}{U_G^2} + \frac{\sigma_{S_{xG}}^2}{|S_{xG}|^2} + \sum \sigma_{e_i}^2} \quad (21)$$

y la incertidumbre estándar (absoluta) de la fase de la forma siguiente:

$$u_{\varphi_{UG}}(\omega) = \sqrt{\sigma_{\varphi_{out}}^2 + \sigma_{\varphi_G}^2 + \sigma_{\varphi_{xG}}^2 + \sum \sigma_{\Delta\varphi_i}^2} \quad (22)$$

Las contribuciones que deben considerarse como $\sigma_{e_i}^2$ y $\sigma_{\Delta\varphi_i}^2$ para el cálculo de la incertidumbre de la medida dependen mucho de la configuración individual del dispositivo de calibración y del tipo de amplificador. Las magnitudes σ_i^2 describen las varianzas conforme a la GUM. El Apéndice A contiene información complementaria al respecto; sin embargo, cabe señalar que la información no pretende ser exhaustiva.

Generalmente, deben considerarse las siguientes magnitudes para todas las configuraciones de calibración mencionadas en el apéndice con respecto a su incertidumbre de medida:

U_{out} Tensión de salida medida del objeto de calibración

U_G Tensión de salida del generador medida para la excitación

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 16 / 33 |

| | |
|----------------------|---|
| $ S_{XG} $ | Magnitud del factor de transferencia complejo entre la tensión del generador U_G y la magnitud de entrada X_{in} del objeto de calibración (dependiente de la frecuencia). Por ejemplo, la capacitancia del capacitor de referencia en la calibración del amplificador de carga |
| φ_U | Posición de fase medida en la salida del objeto de calibración |
| φ_G | Posición de fase medida de la tensión de salida del generador |
| $\Delta\varphi_{XG}$ | Desplazamiento de fase del factor de transferencia complejo entre la tensión del generador U_G y la magnitud de entrada X_{in} del objeto de calibración (dependiente de la frecuencia) |
| φ_H | Desplazamiento de fase debido a influencias de ruido y zumbido |
| φ_{res} | Desplazamiento de fase debido a influencias residuales como tiempos de funcionamiento, inestabilidades temporales (<i>jitter</i> *, filtro, deriva a largo plazo de los valores de calibración), influencias ambientales (temperatura, ...), etc. *inestabilidad o fluctuación |

Los factores de corrección K_i para las diferentes magnitudes de entrada X_i son:

| | |
|---------------------------------|--|
| $K_{Z,in} = 1 - e^*_{Z,in}$ | Relaciones de impedancia en la entrada del objeto de calibración |
| $K_{Z,out} = 1 + e^*_{Z,out}$ | Relaciones de impedancia en la salida del objeto de calibración |
| $K_{R,temp} = 1 + e^*_{R,temp}$ | Influencia de la temperatura ambiental en la relación de tensiones |
| $K_{C,temp} = 1 - e^*_{C,temp}$ | Influencia de la temperatura ambiental en la simulación del sensor |
| $K_{X,temp} = 1 + e^*_{X,temp}$ | Influencia de la temperatura ambiental en el objeto de calibración |
| $K_{D,C} = 1 - e^*_{D,Ca}$ | Influencia debida a la deriva de la simulación del sensor dentro del intervalo de calibración |
| $K_{D,AQ} = 1 + e^*_{D,AQ}$ | Influencia debida a la deriva de la adquisición de datos de medición (convertidor análogo-digital) dentro del intervalo de calibración |
| $K_H = 1 + e^*_H$ | Influencia de ruido y zumbido |
| $K_{res} = 1 - e^*_{res}$ | Influencia debida a los efectos residuales, como la linealidad de la medición de la tensión, la distorsión y ondas armónicas, etc. |

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 17 / 33 |

5 Informaciones proporcionadas en el certificado de calibración

Para la preparación del certificado de calibración se aplican fundamentalmente los requisitos de la norma DIN EN ISO/IEC 17025. Además, en el certificado de calibración debe incluirse la siguiente información:

- el procedimiento utilizado
- los patrones utilizados
- los ajustes del amplificador (sensibilidad, filtro, ...)
- la amplitud de excitación utilizada (por frecuencia, si procede)
- los resultados de la medición en forma de tabla con la siguiente información:
 - frecuencia
 - amplitud de entrada en el amplificador de medida
 - amplitud de salida en el amplificador de medida
 - magnitud del coeficiente de transferencia con incertidumbre de medida
 - fase del coeficiente de transferencia con incertidumbre de medida
- informaciones adicionales necesarias para la interpretación correcta de los resultados de medición, siempre que sea necesario

La información respecto a la incertidumbre de medida también puede proporcionarse de forma general, es decir para todos los resultados, en otra parte del certificado de calibración.

Nota: Los amplificadores de medida con una unidad de procesamiento digital interna suelen generar un retardo temporal significativo y constante entre la señal de entrada y la de salida; este retardo se percibe como una componente lineal en la fase del coeficiente de transferencia. El retardo temporal también puede indicarse como resultado para este tipo de dispositivos en el certificado de calibración tras una evaluación adecuada.

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427 | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 18 / 33 |

6 Bibliografía

Referencias normativas

- [1] ISO 2041:2009 Mechanical Vibration, Shock and Condition Monitoring – Vocabulary (Vibraciones mecánicas, choques y monitoreo de condiciones – Vocabulario)
- [2] DIN EN ISO IEC 17025 Allgemeine Anforderungen an die Kompetenz von Prüf- und Kalibrierlaboratorien (Requisitos generales de competencia de los laboratorios de ensayo y calibración)
- [3] JCGM 100:2008 Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM). Joint Committee for Guides in Metrology; <http://www.bipm.org/en/publications/guides/> (Evaluación de datos de medición – Guía para la expresión de la incertidumbre de medida)
- [4] ISO 16063-1:1998 Methods for the calibration of vibration and shock transducers – Part 1: Basic concepts (Métodos de calibración de los transductores de vibraciones y choques – Parte 1: Conceptos básicos)
- [5] ISO 16063-11:1999 Methods for the calibration of vibration and shock transducers – Part 11: Primary vibration calibration by laser interferometry; 1999 (Métodos para la calibración de transductores de vibraciones y choques – Parte 11: Calibración de vibraciones primarias por interferometría láser)
- [6] DAkkS-DKD-5:2010 Anleitung zum Erstellen eines Kalibrierscheins; Herausgegeben von der Deutschen Akkreditierungsstelle GmbH https://www.dakks.de/doc_kalibrier (Instrucciones para la preparación de un certificado de calibración; publicada por el organismo de acreditación alemán)
- [7] DKD-R 3-1: Kalibrieren von Beschleunigungsmessgeräten nach dem Vergleichsverfahren; Blätter 1 bis 4 (Calibración de acelerómetros según el método de comparación; Partes 1-4)
- [8] VDI/VDE/DGQ/DKD 2622: Kalibrieren von Messmitteln für elektrische Größen; Blatt 20: Gleichspannungsmessverstärker; 2013 (Calibración de equipos de medición para magnitudes eléctricas; Hoja 20: Amplificadores de medida de tensión continua)

Otras publicaciones

- [9] Bartoli, C.; et al., Dynamic calibration of force, torque and pressure sensors, IMEKO 22nd TC3, 12th TC5 and 3rd TC22 International Conferences; Feb., 2014, Kapstadt, Südafrika (Calibración dinámica de sensores de fuerza, par y presión; febrero 2014, Ciudad del Cabo, Sudáfrica)
- [10] Hoffmann, K., Eine Einführung in die Technik des Messens mit Dehnungsmessstreifen, Herausgeber Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt, 1987 (Una introducción a la técnica de medición mediante bandas extensométrica; publicado por Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH)
- [11] Schäfer, A., Challenges in dynamic torque and force measurement with special regard to industrial demands; Invited Talk at “Dynamic calibration workshop” BIPM, Nov. 2012, http://www.bipm.org/ws/BIPM/DYNAMIC/Allowed/Challenges_2012/BIPM_Dynamic_WS_2012_Talk_02_Schafer.pdf

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 19 / 33 |

(Desafíos en la medición dinámica de par y fuerza con especial atención a las demandas industriales)

- [12] Volkens H, Bruns Th, *The Influence of Source Impedance on Charge Amplifiers*, XX IMEKO World Congress, Busan, Rep. of Korea, 2012, <http://www.imeko.org/publications/wc-2012/IMEKO-WC-2012-TC22-O6.pdf>
(La influencia de la impedancia de fuente en los amplificadores de carga)
- [13] ENDEVCO Manual Isotron Measurement, Amplifier Type 2792B; S. 12
(Medición manual de isotrón, amplificador tipo 2792B; página 12)
- [14] P. E. Wellstead, Solartron Analytical: Frequency Response Analysis, Technical Report No. 10, 1997 (Analoge Korrelationverfahren); www.solartronanalytical.com
(Análisis de la respuesta en frecuencia, Informe técnico nº 10, 1997 (métodos de correlación analógicos))
- [15] L. Klaus, M. F. Beug, Th. Bruns, A New Calibration Set-Up for the Dynamic Calibration of Bridge Amplifiers from DC to 10 kHz, IMEKO 23rd TC3, 13th TC5 and 4th TC22 International Conference, 2017, Helsinki, Finland, <http://www.imeko.org/publications/tc3-2017/IMEKO-TC3-2017-011.pdf>
(Una nueva configuración de calibración para la calibración dinámica de amplificadores de puente de CC a 10 kHz)

Apéndice A Procedimiento específico del amplificador de medida

A 1. Amplificadores de tensión

Los amplificadores de tensión transforman una señal de entrada en forma de tensión en una tensión de salida. La configuración para la calibración se describe en la Figura 4, omitiendo cualquier simulación del sensor.

Mirándolo de forma simplificada, la magnitud de entrada es

$$X_{in} = U_{in} = U_G \quad (23)$$

y teniendo en cuenta las relaciones de impedancia en la entrada

$$X_{in} = U_{in} = U_G \left(1 + Z_s \left(\frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{Z_C} \right) \right)^{-1} \quad (24)$$

A 2. Amplificadores de puente

A 2.1 Características de los amplificadores de puente

Los amplificadores de puente se utilizan para medir los sensores (piezoeléctricos) resistivos en un circuito de puente de Wheatstone. Representan un diseño específico de aplicación de los amplificadores de tensión y cuentan con algunas funciones adicionales (véase [10]).

El amplificador de puente alimenta el puente de medición de Wheatstone conectado que, por lo general, se forma por las cuatro resistencias del puente, con la tensión de alimentación del puente U_s . La magnitud mecánica de la aplicación provoca un cambio en al menos una de las resistencias del puente. Esto desintoniza la simetría del circuito del puente, dando como resultado una señal de medición U_m que suele estar en el rango de los milivoltios. Esta señal de tensión es proporcional a la variación de las resistencias del puente y se introduce en una entrada simétrica (diferencial) (véase [10]).

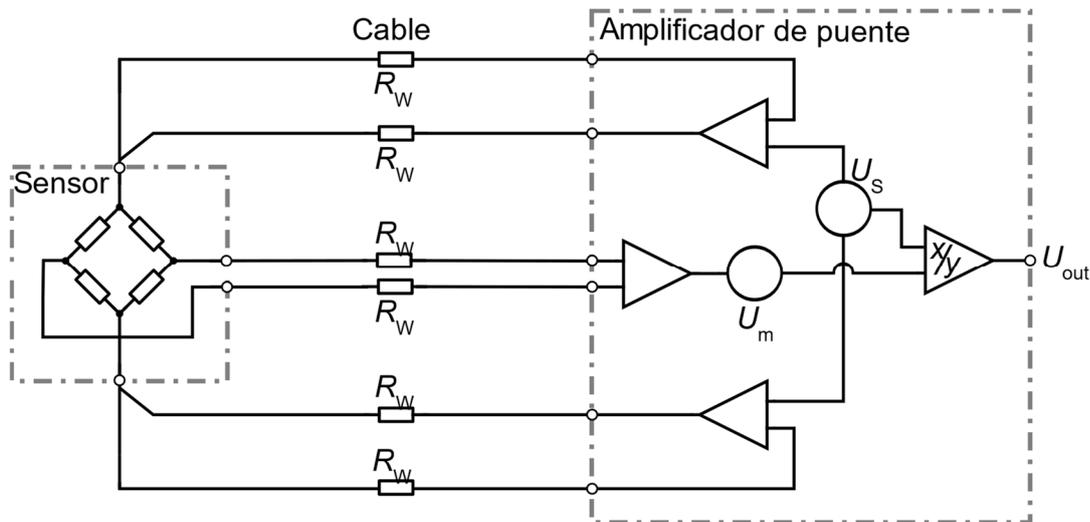


Figura 7: Configuración básica de un amplificador de puente con un sensor conectado en un circuito de seis hilos

Desde un punto de vista básico, la magnitud de entrada del amplificador de puente resulta de la relación entre la tensión de salida del puente U_m y la tensión de alimentación del puente U_s . Suele expresarse en mV/V. Debido a ello, el coeficiente de transferencia suele indicarse en la unidad V/(mV/V). Existe también otro enfoque en el que la tensión de alimentación se considera por separado y, por tanto, la información relativa al comportamiento de transferencia es análoga al de un amplificador de tensión puro.

El puente puede ser alimentado tanto por una tensión continua como por una tensión alterna (en el amplificador de frecuencia portadora). Dado que los amplificadores de medida de frecuencia portadora tienen unas posibilidades de aplicación limitadas en las mediciones dinámicas, no se consideran aquí. (Para más detalles, véase [11]).

Una medida adicional para evitar desviaciones es el circuito de seis hilos (4 hilos para la realización de la tensión de alimentación y dos hilos para el registro de la señal de medición), véase Figura 7. La corriente de alimentación I_s impulsada por la tensión de alimentación U_s provoca caídas de tensión en las resistencias de línea del cable de medición R_w . Debido a estas caídas de tensión, la tensión de alimentación completa ya no está presente en el puente real. Esta influencia puede evitarse mediante un circuito de seis hilos. Además de las dos líneas de alimentación y las dos líneas de medición, se requiere otro par de líneas de sensor. Un circuito de control especial en el amplificador compensa ahora todas las caídas de tensión en las líneas conductoras de corriente. Mediante este procedimiento, el resultado de la medición es en gran medida independiente de las resistencias de las líneas de alimentación (causadas, por ejemplo, por cambios en la longitud y la sección transversal de los cables).

Además, los amplificadores de puente suelen ofrecer la posibilidad de un ajuste de la señal cero, o sea, el correspondiente desplazamiento paralelo de la curva característica del amplificador, lo cual simplifica mucho el uso de este tipo de amplificador.

A 2.2 Calibración de los amplificadores de puente

De manera puramente estática, los amplificadores de puente se calibran mediante calibradores de relación de tensión o patrones de puente que imitan el puente integral de Wheatstone [8]. Este método, sin embargo, no permite determinar la función de transferencia dependiente de la frecuencia.

Para determinar la función de transferencia en relación con la frecuencia, un generador de señales sinusoidales simula la tensión de medición U_m . Esto se hace conectando el generador a la entrada de medición del amplificador. La tensión de alimentación del amplificador debe cargarse dentro de las especificaciones, de forma similar a un sensor (véase R_L en la

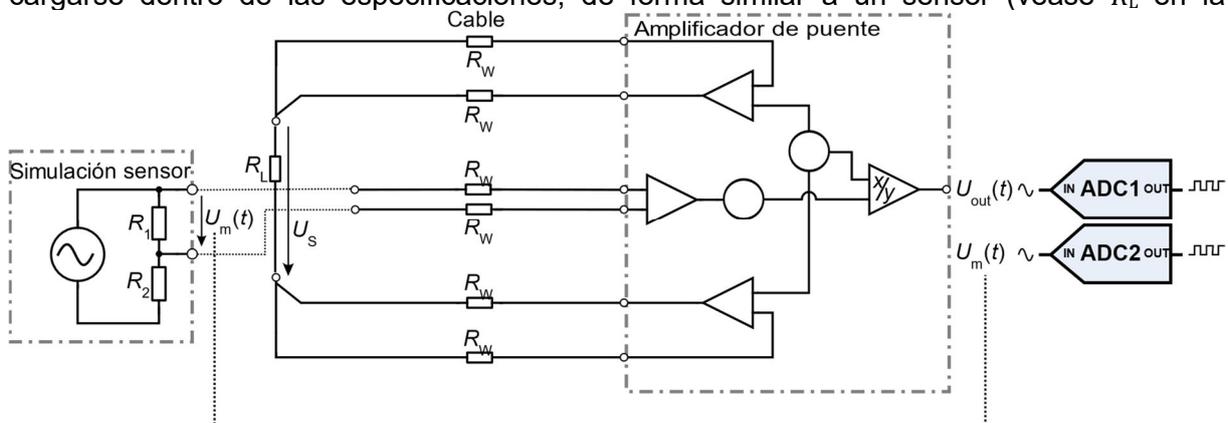


Figura 8). La magnitud de la resistencia de carga utilizada debe indicarse en el certificado de calibración.

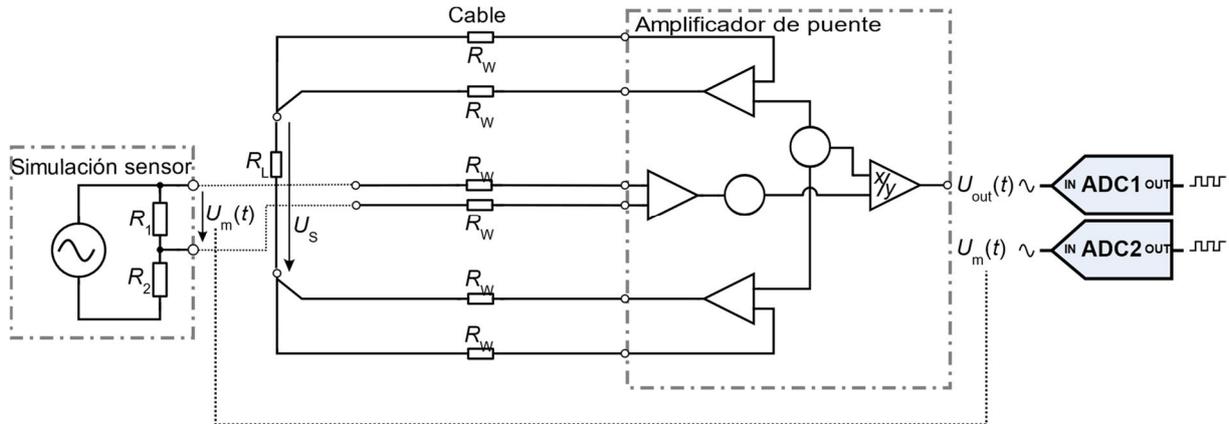


Figura 8: Configuración para la calibración de los amplificadores de puente

En caso de que existan líneas de retroalimentación, éstas deben conectarse a las líneas de alimentación. Un voltímetro mide la tensión de alimentación del puente U_s en la resistencia de carga R_L . La tensión de alimentación utilizada debe documentarse con el valor nominal y el valor medido en el certificado de calibración.

En el caso simplificado, la magnitud de entrada X_i de la calibración se calcula a partir de la relación entre la tensión del generador y la tensión de alimentación

$$X_{in} = \frac{U_m}{U_s} \quad (25)$$

Teniendo en cuenta las relaciones de impedancia en la entrada del amplificador, la variable de entrada se calcula de la manera siguiente

$$X_{in} = \frac{U_m}{U_s} \cdot \left(1 + Z_s \left(\frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{Z_c} \right) \right)^{-1} \quad (\text{véase Figura 6}) \quad (26)$$

La señal del generador U_G y la tensión de salida del amplificador de medida U_{out} se miden de forma sincrónica. Durante la medición, hay que asegurar que la tensión de alimentación sea constante y estable.

Como alternativa a la configuración presentada, también puede utilizarse un “patrón de puente” para simular el sensor [15]. Estos dispositivos generan una señal de medición dinámica con una relación de transferencia ajustable a partir de la tensión de alimentación del amplificador a calibrar. Están calibrados como referencia con respecto a su función de transferencia, por lo que se omite la medición de la señal de entrada $\frac{U_m}{U_s}$, ya que ésta se especifica mediante el ajuste. Sin embargo y dependiendo de la aplicación, podría ser necesaria una corrección de la impedancia

A 3. Amplificadores de carga

A 3.1 Características de los amplificadores de carga

Un amplificador de carga es un convertidor carga-tensión que por lo general convierte cargas pequeñas en una tensión proporcional a las mismas. Debido a las diferentes magnitudes en la entrada (carga) y en la salida (tensión), no es estrictamente un amplificador en sentido estricto.

Figura 9 muestra los componentes más importantes de un amplificador de carga. Dispone de un circuito amplificador cuyo señal de salida se acopla retroactivamente de forma capacitiva a la entrada negativa a través de un capacitor altamente aislante C_{fb} . La realización concreta de este modo de conexión lleva a un comportamiento de paso alto o bien una deriva de la señal de salida. A su vez, la deriva provoca el desplazamiento del punto cero durante la medición; y, por otro lado, limita el tiempo máximo de medición, ya que en algún momento produce una sobrecarga del amplificador. Para evitar ambos efectos, se utiliza una resistencia de realimentación interna que, sin embargo, da lugar a un comportamiento de paso alto de la función de transferencia.

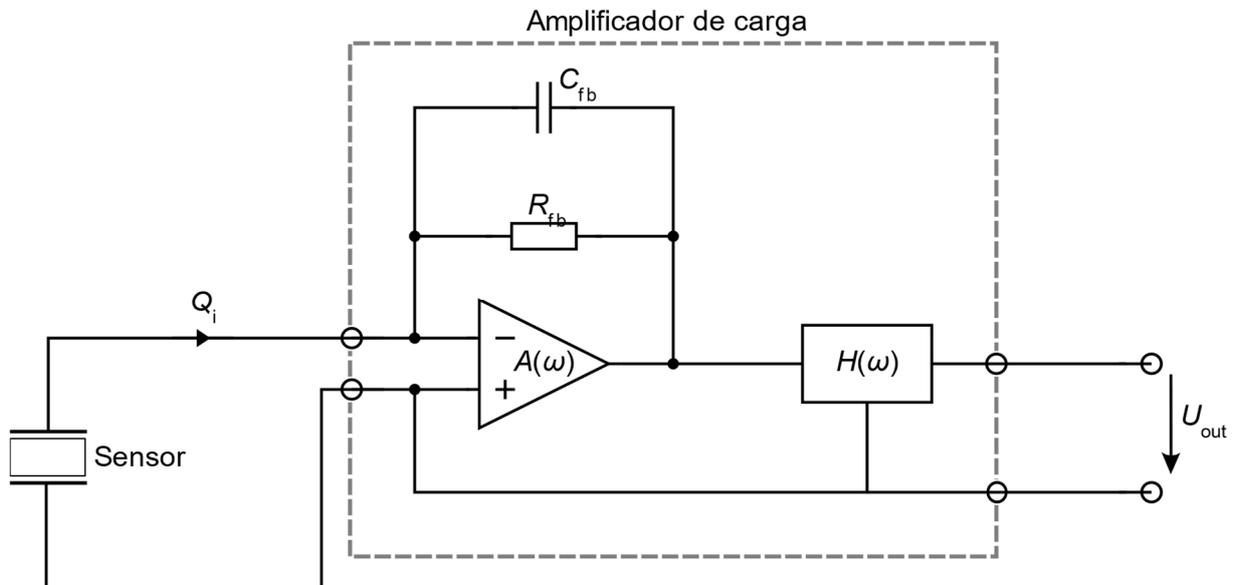


Figura 9: Esquema de conexiones de un amplificador de carga y sus componentes esenciales

En caso de altas frecuencias, la función de transferencia suele limitarse por el amplificador interno de tensión postconectado con un factor de amplificación con dependencia de la frecuencia $H(\omega)$ que genera un comportamiento de paso bajo. La respuesta de este amplificador depende de los detalles de implementación y, por tanto, no puede representarse en términos generales

A 3.2 Calibración de los amplificadores de carga

Para la calibración, el sensor se sustituye por una fuente de carga trazable, compuesta por un generador de tensión $U_G(\omega)$ y un patrón de capacitancia C_n . Dependiendo de las exigencias en cuanto a la incertidumbre de medida, la realización puede ser de diferente complejidad para tener en cuenta la interacción de la impedancia de la fuente y de la entrada. Las impedancias consideradas aquí son de naturaleza casi puramente capacitiva. Se aplica la siguiente ecuación

$$Q_c(\omega) = C_n \cdot U_G(\omega) \quad (27)$$

El comportamiento de transferencia del amplificador de carga es, en una primera aproximación, independiente de la impedancia de fuente del sensor conectado. Sin embargo, esto sólo es válido dentro de ciertos límites que dependen del tipo de dispositivo y, en última instancia, de la impedancia de entrada (compleja) del amplificador de carga (para más detalles, véase la sección A.3.2.3 y [12]). La influencia de las relaciones de impedancia en la entrada del amplificador se tiene en cuenta en mayor o menor medida en los procedimientos que se describen a continuación.

El certificado de calibración debe indicar el valor del capacitor de referencia utilizado, la amplitud de carga y, en su caso, la capacitancia total (impedancia de la fuente) utilizada.

A 3.2.1. Procedimiento simplificado sin opción de adaptación de la impedancia de fuente

La capacitancia de referencia C_n se seleccionará de manera que su influencia en el resultado de la calibración – en vista a la capacitancia de sensor utilizado posteriormente con el amplificador de carga – sea despreciable. (Esto se da en caso de una adaptación correspondiente de la capacitancia de referencia a la capacitancia del sensor o bien en caso de una impedancia de entrada suficientemente pequeña $|Z_i(\omega)|$ del amplificador de carga).

La configuración para este procedimiento corresponde a la Figura 10. Un generador de tensión se conecta con su salida U_G a un capacitor de referencia C_n . Las tensiones U_G y U_{out} se conectan a las entradas – con impedancia más alta posible – del sistema de adquisición de datos de medición.

La magnitud de entrada para esta configuración es

$$X_{in} = C_n \cdot U_G \quad (28)$$

En esta configuración, la resistencia de salida del generador de tensión – junto con el capacitor de referencia y los cables de conexión – representa la impedancia de fuente. Para reducir la influencia de esta impedancia al mínimo para las mediciones posteriores con sensores, la resistencia de salida del generador debe ser la más baja posible (habitualmente 50Ω) y el capacitor de referencia, junto con los cables de conexión, debe tener una capacitancia comparable a la del sensor utilizado posteriormente con el amplificador de carga, incluyendo los cables de conexión (véase [12]).

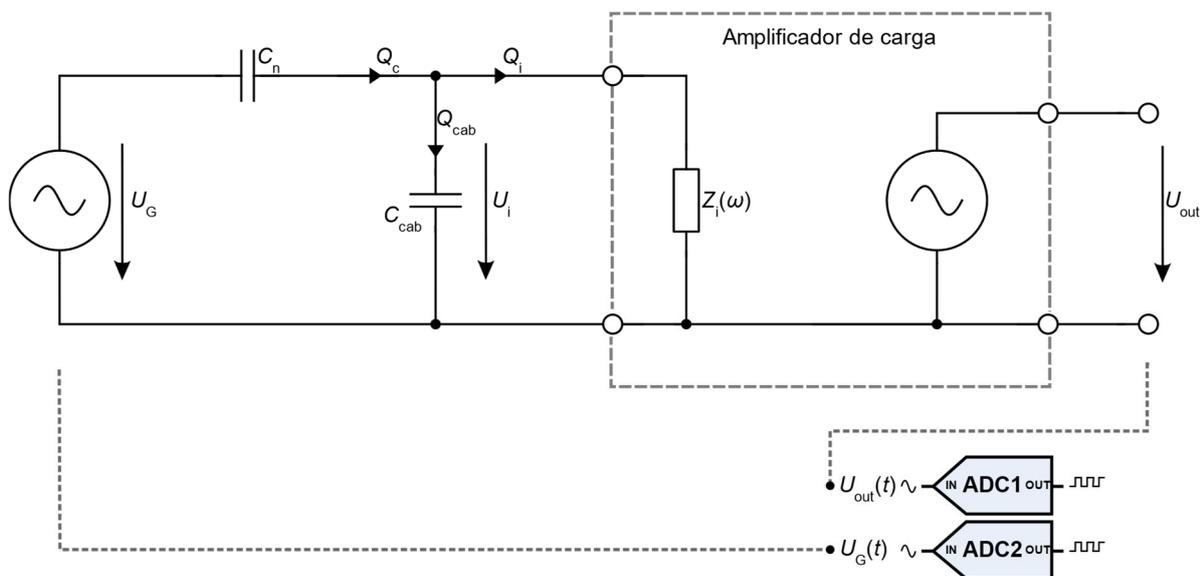


Figura 10: Configuración para el procedimiento simplificado de calibración de los amplificadores de carga

A 3.2.2. Procedimiento ampliado con posibilidad de adaptación de la impedancia de fuente

Para tener en cuenta la influencia de la impedancia del sensor en el comportamiento de transferencia del amplificador de carga, es posible añadir una capacitancia ajustable C_{var} a la configuración descrita previamente – esto se muestra en la Figura 11. C_{var} se conecta en paralelo a la simulación del sensor compuesto por U_G y C_n , y se añade a la impedancia total de la fuente de la configuración, pero debido a la conexión en paralelo no tiene influencia en la cantidad de carga generada por medio de U_G y C_n . En cuanto a la magnitud de entrada de esta configuración, lo siguiente sigue siendo válido:

$$X_{in} = C_n \cdot U_G \quad (29)$$

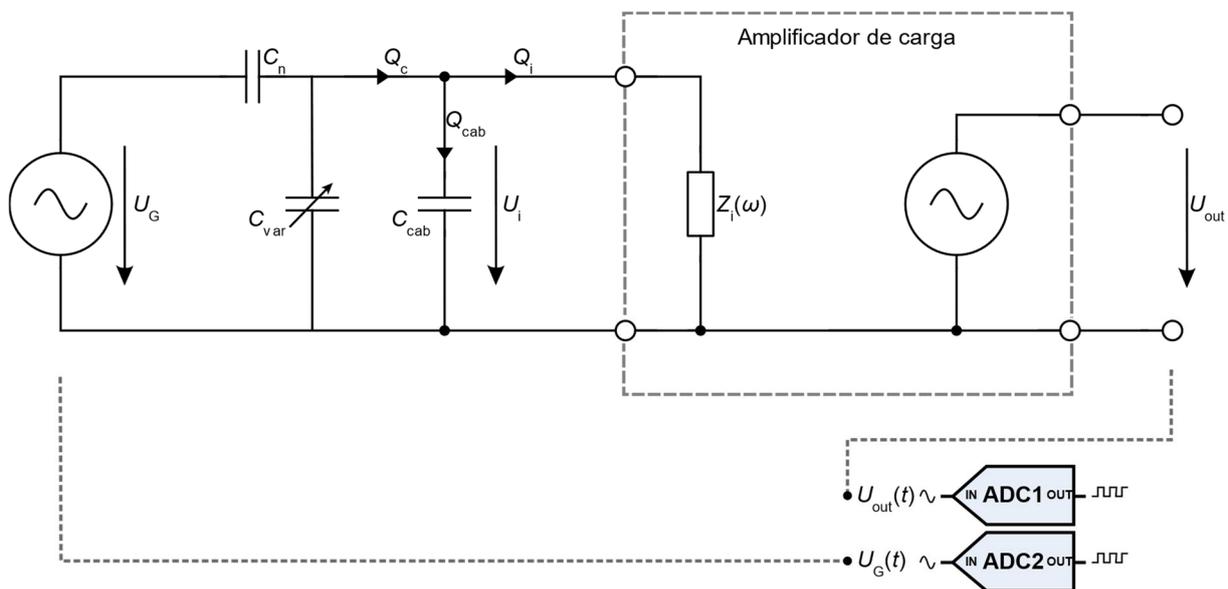


Figura 11: Variante 2 de la configuración para la calibración de los amplificadores de carga con capacitancia de referencia fija C_n y adaptación de la impedancia de fuente a través de C_{var} .

Aquí, la impedancia de fuente efectiva que debe adaptarse al sensor es:

$$C_{ges} = C_n + C_{var} + C_{cab} \quad (30)$$

Las impedancias de fuente del sensor (incluyendo su cable de conexión) y de la configuración de calibración pueden medirse con un medidor *LCR* (un instrumento para medir la inductancia, la capacitancia y la resistencia de un componente) adecuado en lugar del amplificador de carga y ajustarse a través de C_{var} . La capacitancia patrón debe conectarse en el lado del generador con la resistencia de salida del generador.

A 3.2.3. Calibración ampliada con determinación de la impedancia de entrada

En caso de que haya varias series de mediciones según A.3.2.2 para diferentes impedancias de fuente, es posible determinar la impedancia de entrada compleja Z_i del amplificador de carga y el comportamiento de transferencia básico S_0 como magnitudes adicionales a través del rango de frecuencias medido. Esto permite corregir las diferentes impedancias de la fuente o estimar la desviación sistemática generada durante la medición.

Para la tensión de entrada U_i a través de la impedancia de entrada $Z_i(\omega)$ del amplificador de carga, se aplica lo siguiente con una carga de entrada Q_i

| | | | |
|---|---|-----------|---------|
|  | Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427 | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 26 / 33 |

$$U_i(\omega) = j\omega \cdot Z_i(\omega) \cdot Q_i(\omega) \quad (31)$$

Para la carga de entrada Q_i , lo siguiente sigue siendo válido:

$$Q_i(\omega) = U_G \cdot C_n - U_i(C_n + C_{var} + C_{cab}) \quad (32)$$

Partiendo de la base de que la tensión de salida es proporcional a la carga de entrada Q_i , definamos el coeficiente de transferencia de base S_0 :

$$S_0(\omega) = \frac{U_{out}(\omega)}{Q_i(\omega)} \quad (33)$$

Con estas relaciones y los ajustes para la corrección de la impedancia de la sección 4, y tras algunas transformaciones respecto al coeficiente de transferencia de carga dependiente de la impedancia de fuente, se obtiene lo siguiente

$$S_{uq}(\omega) = \frac{S_0(\omega)}{1 + j\omega Z_i(\omega)(C_n + C_{var} + C_{cab})} \quad (34)$$

Para la calibración hay que determinar ahora las cantidades $S_0(\omega)$ y $Z_i(\omega)$ que describen el amplificador de manera completa.

Considerando el valor inverso de la ecuación (34), se puede realizar una regresión lineal mediante varias mediciones independientes de $S_{uq}(\omega)$ para diferentes valores de la capacidad variable C_{var} . La recta de regresión (para una frecuencia ω) se describe de la siguiente manera

$$\frac{1}{S_{uq}(\omega)} = \frac{1}{S_0(\omega)} + \frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)} j\omega(C_n + C_{var} + C_{cab}), \quad (35)$$

es decir, tiene la sección de eje $\frac{1}{S_0(\omega)}$ y la pendiente $\frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)}$. Dado que se trata de cantidades complejas, las partes real e imaginaria deben ajustarse por separado. De ahí resultan las dos ecuaciones:

$$\operatorname{Re}\left(\frac{1}{S_{uq}(\omega)}\right) = \operatorname{Re}\left(\frac{1}{S_0(\omega)}\right) - \operatorname{Im}\left(\frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)}\right) \omega(C_n + C_{var} + C_{cab}), \quad (36)$$

$$\operatorname{Im}\left(\frac{1}{S_{uq}(\omega)}\right) = \operatorname{Im}\left(\frac{1}{S_0(\omega)}\right) + \operatorname{Re}\left(\frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)}\right) \omega(C_n + C_{var} + C_{cab}), \quad (37)$$

Según las ecuaciones (11), (12) y (13), $S_{uq}(\omega)$ debe calcularse como magnitud compleja de la forma

$$S_{uq}(\omega) = |S_{uq}(\omega)| \cdot e^{j\varphi_{uq}} \quad (38)$$

Con la substitución $r = \operatorname{Re}\left(\frac{1}{S_0(\omega)}\right)$ y $l = \operatorname{Im}\left(\frac{1}{S_0(\omega)}\right)$ para las secciones de eje y algo de aritmética compleja, resulta lo siguiente:

$$S_0(\omega) = \frac{r}{(r^2 - l^2)} - j \frac{l}{(r^2 - l^2)} \quad (39)$$

o como magnitud y fase:

$$|S_0(\omega)| = \sqrt{\frac{r^2 + l^2}{(r^2 - l^2)^2}} \quad (\text{magnitud}) \quad (40)$$

$$\varphi_0(\omega) = \arctan\left(-\frac{r}{l}\right) \quad (\text{fase}) \quad (41)$$

| | | | |
|---|--|-----------|---------|
|  | <p>Calibración de amplificadores de medida para aplicaciones dinámicas https://doi.org/10.7795/550.20220427</p> | DKD-R 3-2 | |
| | | Edición: | 04/2019 |
| | | Revisión: | 1 |
| | | Página: | 27 / 33 |

Con la sustitución $s = \operatorname{Re}\left(\frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)}\right)$ y $t = \operatorname{Im}\left(\frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)}\right)$ para la pendiente de la regresión tenemos lo siguiente:

$$\operatorname{Re}(Z_i(\omega)) = s \cdot \frac{r}{(r^2 - l^2)} + t \cdot \frac{l}{(r^2 - l^2)} \quad (42)$$

$$\operatorname{Im}(Z_i(\omega)) = t \cdot \frac{r}{(r^2 - l^2)} - s \cdot \frac{l}{(r^2 - l^2)} \quad (43)$$

A 4. Amplificadores *IEPE*

A 4.1 Características de los amplificadores *IEPE*

Los amplificadores *IEPE* (amplificadores con sistema electrónico integrado piezoeléctrico) se utilizan para el acondicionamiento de los sensores piezoeléctricos con convertidor de carga integrado, si éstos requieren un suministro de corriente constante de 2 mA a 20 mA para alimentar el convertidor de carga situado en el sensor.

Se trata de un estándar industrial ampliamente establecido, especialmente para los sensores de fuerza, aceleración, presión y tensión. Independientemente del fabricante, estos sensores *IEPE* (*Integrated Electronics Piezoelectrics*) también se denominan sensores *CCLD* (*Constant Current Line Drive*) o con nombres comerciales registrados como Deltatron, Piezotron, Isotron, ICP u otros. Aparte de algunas pequeñas diferencias, todos comparten el mismo principio. Hasta la fecha, no existe ningún estándar industrial uniforme que describa esta interfaz analógica.

Figura 13 muestra el funcionamiento básico de un amplificador de medida *IEPE* con un sensor conectado. Básicamente, un amplificador de medida *IEPE* está compuesto por un amplificador de tensión (CA) y una fuente de corriente constante preconectada (para alimentar el convertidor de carga en el sensor). Esta fuente de corriente constante suministra una corriente constante I_{Bias} de al menos 2 mA, pero típicamente son 4 mA. Para impulsar cargas capacitivas (por ejemplo, cables largos), puede que se necesiten corrientes más altas, de hasta 20 mA. Algunos amplificadores de medición permiten ajustar la corriente constante o incluso desconectarla. Dependiendo de la impedancia de salida del sensor conectado y del nivel de la corriente de alimentación, se establece una tensión continua en la línea de señal. Esta tensión continua se denomina tensión de polarización (*bias voltage*) U_{Bias} . En caso de producirse una oscilación en el sensor, la tensión de salida de corriente alterna del sensor se superpone de forma aditiva a la tensión de polarización U_{Bias} (Figura 16). Para desacoplar la tensión alterna de la tensión de polarización, se suele instalar un filtro RC de paso alto (capacitor de desacoplamiento y resistencia de carga) en la etapa de entrada del amplificador de medida. En algunos amplificadores de medida *IEPE* existe una compensación manual o automática de la tensión continua de polaridad opuesta. Eso tiene la ventaja de una frecuencia límite inferior muy baja o bien de una capacidad de transferencia del amplificador de medida hasta 0 Hz.

Normalmente, la entrada de estos amplificadores es asimétrica (*single ended*). El rango de medición de entrada cubre la tensión de polarización más una amplitud de señal que suele ser de 5 V. También existen amplificadores con etapas de entrada y salida simétricas (diferenciales), sobre todo para necesidades industriales o especiales.

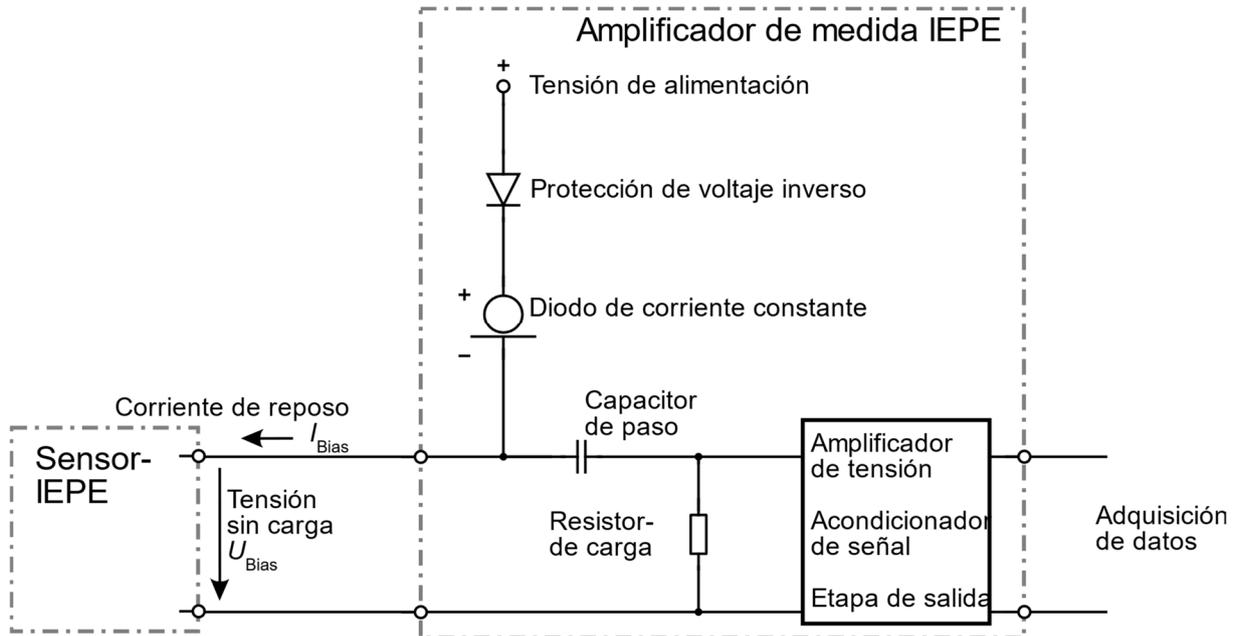


Figura 12: Diagrama esquemático de un amplificador de medida *IEPE* con un filtro de paso alto para desacoplar la tensión de reposo.

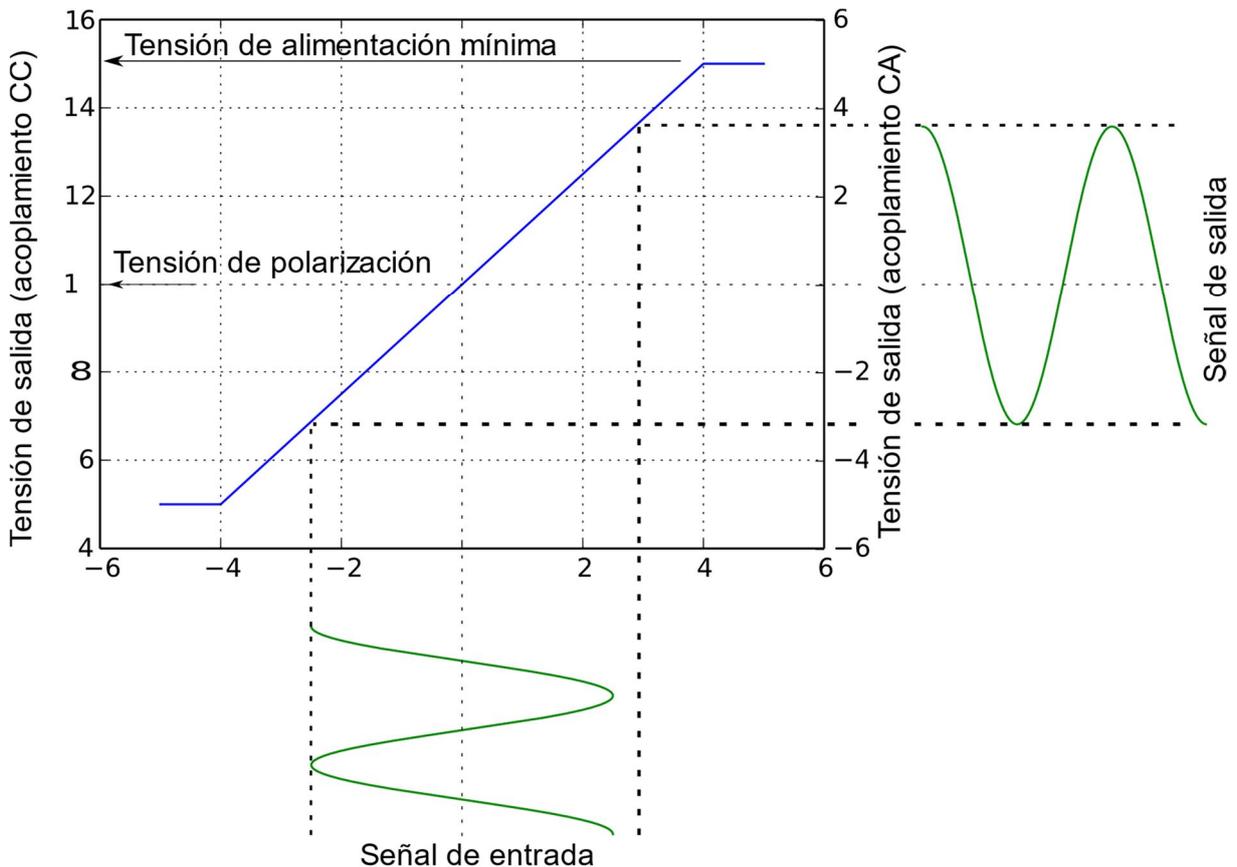


Figura 13: Ilustración del funcionamiento de una cadena de medición *IEPE*

Desde hace algunos años, los amplificadores de medida *IEPE* también están disponibles en versión combinada, analógica (para la señal de medición) y digital (para los datos del sensor),

siguiendo la norma IEEE 1451-4 (*Transducer Electronic Datasheet, TEDS*). Para pasar al modo digital, el amplificador cambia la polaridad de la corriente de alimentación. Esto puede afectar a la calidad de la señal en el momento del cambio de polaridad. Normalmente, el amplificador sólo pasa al modo digital durante un breve periodo de tiempo cuando se detecta un cambio de sensor.

A 4.2 Calibración de los amplificadores *IEPE*

Al calibrar un amplificador de medida *IEPE*, la corriente de polarización (*bias current*) debería estar desconectada. En caso de que esto no sea posible, la corriente constante hacia el generador puede desviarse mediante un circuito adecuado para proteger el generador y evitar posibles desviaciones de la medición. Para ello se han establecido dos procedimientos, denominados a continuación variantes a y b. La configuración básica se muestra en la figura 14.

Para determinar el coeficiente de transferencia, hay que medir las tensiones U_{in} y U_{out} . Se debe tener en cuenta que – en caso de corriente de polarización activa – la señal de entrada U_{in} contiene una tensión continua relativamente alta U_{Bias} . Si la tensión del generador U_G se utiliza como magnitud de entrada para el cálculo del coeficiente de transferencia, debe conocerse la función de transferencia de la disposición del filtro de paso alto (variante a), así como la de la simulación del sensor *IEPE* (variante b). No debe afectar significativamente al resultado de la medición en el rango de frecuencias de la calibración, o bien debe utilizarse para corregir el resultado de la medición.

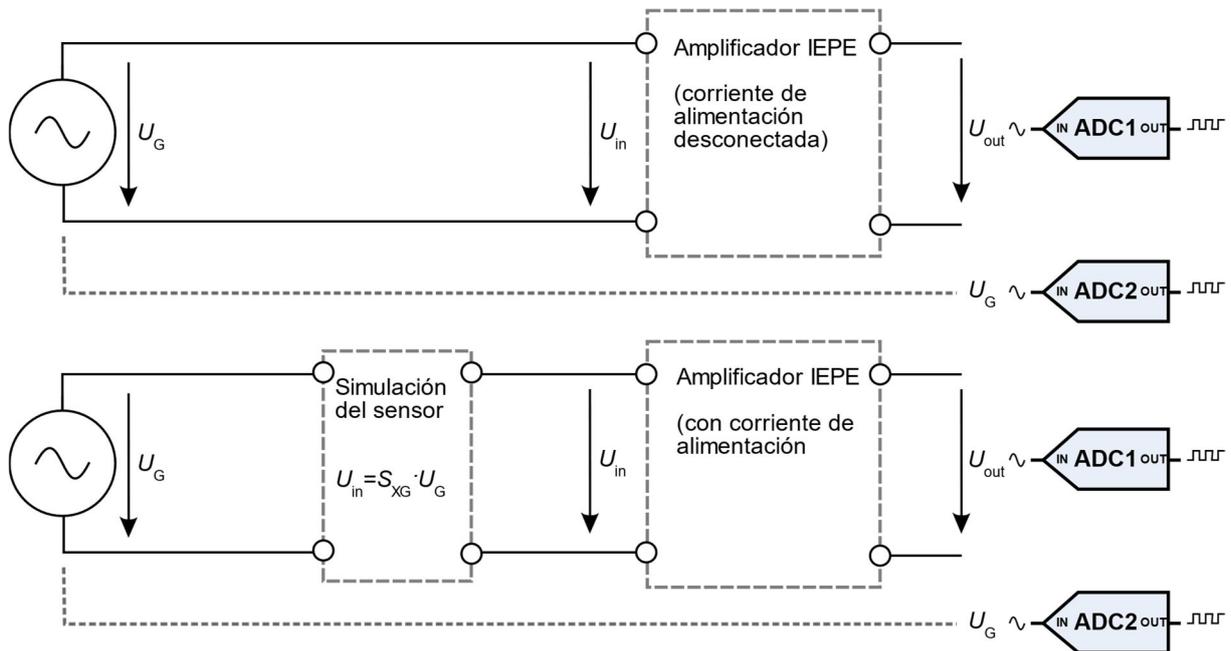


Figura 14: Configuración de calibración para los amplificadores *IEPE* sin corriente de polarización (arriba) y con corriente de polarización y correspondiente simulación del sensor (abajo)

La figura 14 muestra las configuraciones de calibración para amplificadores con corriente de alimentación desconectable (arriba) o con corriente de alimentación persistente y la correspondiente simulación del sensor.

Para la configuración con la corriente de alimentación desconectada, se aplica lo siguiente en el caso simplificado:

$$X_{in} = U_{in} = U_G \tag{44}$$

Teniendo en cuenta las relaciones de impedancia en la entrada del amplificador, se aplica lo siguiente:

$$X_{in} = U_{in} = U_G \cdot \left(1 + Z_s \left(\frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{Z_C} \right) \right)^{-1} \quad (\text{véase Figura 6}) \quad (45)$$

Si el amplificador no ofrece la posibilidad de desconectar la corriente de alimentación del sensor, deberá conectarse una simulación de sensor correspondiente con la función de transferencia S_{XG} entre el generador y el amplificador. De modo que en el caso simplificado:

$$X_{in} = U_{in} = S_{XG} \cdot U_G \quad (46)$$

Teniendo en cuenta las relaciones de impedancia en la entrada del amplificador, se aplica lo siguiente:

$$X_{in} = U_{in} = S_{XG} \cdot U_G \cdot \left(1 + Z_s \left(\frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{Z_C} \right) \right)^{-1} \quad (\text{véase Figura 6}) \quad (47)$$

A 4.3 Ejemplos de simulaciones de sensores *IEPE*

A 4.3.1. Utilización de un filtro de paso alto de primer orden

Se coloca un módulo RC entre el generador y la entrada del amplificador como filtro de paso alto de primer orden, véase también [13]. Figura 15 muestra la realización.

El capacitor C_1 (C1) sirve para bloquear la corriente de alimentación a la salida del generador, mientras que la resistencia R_1 (R1) establece la tensión de reposo de aproximadamente 10 V (por ejemplo, 2,7 kΩ a 4 mA). La constante de tiempo de este módulo RC determina la frecuencia límite inferior de la configuración de calibración. Para obtener una frecuencia límite lo más baja posible, hay que utilizar un capacitor (electrolítico o electrolítico bipolar) con una capacidad relativamente alta. Utilizando $C_1 = 330 \mu\text{F}$ und $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$, la frecuencia límite es de aproximadamente 0,18 Hz. La rigidez dieléctrica del capacitor debe ser de al menos 30 voltios.

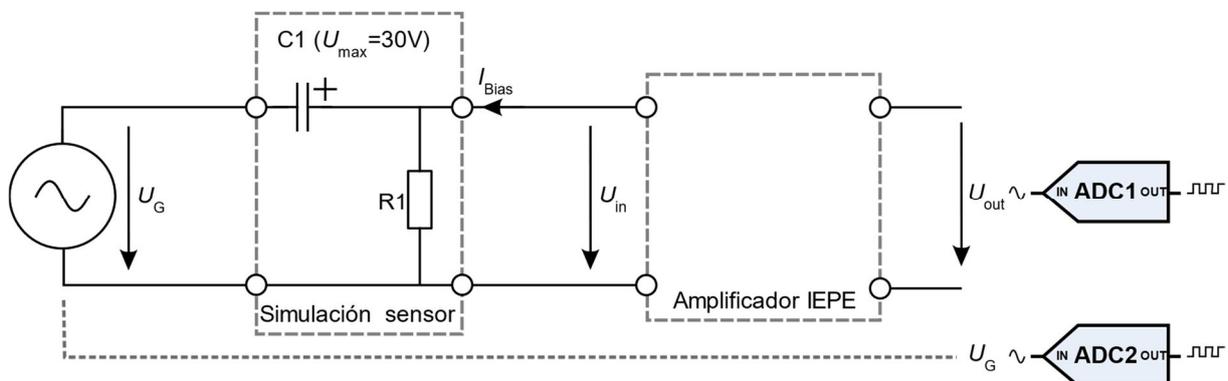


Figura 15: Simulación de un sensor *IEPE* con filtro de alto paso

A 4.3.2. Utilización de un filtro de paso alto con conversión de impedancia

Para desacoplar el generador y el amplificador *IEPE* se utiliza un filtro de paso alto de primer orden y un convertidor de impedancia adicional en forma de seguidor de fuente. Los siguientes componentes (resistencias R_1 ($R1$) y R_2 ($R2$), así como un transistor de efecto de campo (FET, del inglés *field-effect transistor*) tipo PMOS de enriquecimiento), sirven para ajustar la tensión de reposo U_{BIAS} .

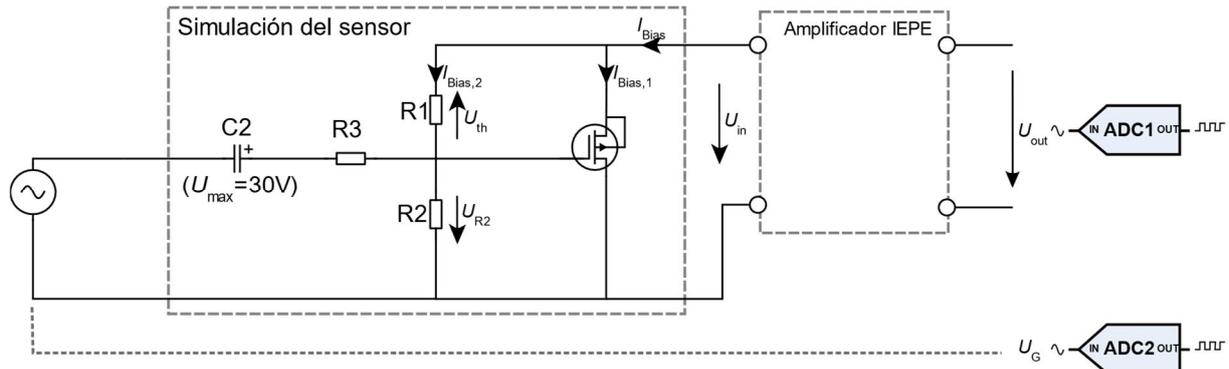


Figura 16: Simulación de un sensor *IEPE* con paso alto y adaptación de la impedancia

Una de las ventajas de este circuito es que, con diferentes corrientes de alimentación y diferentes amplificadores *IEPE*, se consigue una tensión de reposo casi constante. El amplificador *IEPE* se mantiene en un punto de funcionamiento definido. La tensión de polarización sólo se ajusta a través de la tensión umbral U_{th} del transistor de efecto de campo, así como a través de las resistencias R_1 y R_2 . U_{th} es casi independiente de la corriente de alimentación y genera una corriente $I_{Bias,2}$, lo que resulta en una caída de tensión U_{R2} a través de la resistencia R_2 . Para una tensión de reposo de aproximadamente 10 V y utilizando un transistor de efecto de campo del tipo NDS0610 con $U_{th} = -1,7$ V, hay que seleccionar las resistencias de la siguiente manera: $R_1 = 910$ k Ω y $R_2 = 4,0$ M Ω . Para otras tensiones de reposo, las resistencias pueden calcularse transformando la siguiente ecuación:

$$U_{Bias} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_{th} \quad (48)$$

La resistencia $R_3 = 10$ k Ω protege el gate de los impulsos de corriente demasiado altos y puede omitirse, según sea el caso.

Gracias a la resistencia de alta impedancia R_2 , la frecuencia límite inferior del circuito puede ajustarse a frecuencias muy bajas. Con una capacitancia de aproximadamente $C_2 = 3,3$ μ F y $R_2 = 4$ M Ω , la frecuencia límite es de aproximadamente 0,01 Hz. Con esto, la forma de la simulación del sensor también es adecuada para las calibraciones a frecuencias muy bajas.

A 5. Convertidores de tensión de carga lineal

A 5.1 Características de los convertidores de tensión de carga lineal

Los convertidores de tensión de carga lineal complementan los sensores piezoeléctricos con salida de carga con la electrónica necesaria para el funcionamiento en un amplificador *IEPE*. Por lo tanto, son convertidores de carga a tensión activos que se alimentan de energía mediante una corriente constante.

A 5.2 Calibración de los convertidores de tensión de carga lineal

En lo que concierne su calibración, pueden ser considerados como una simulación del sensor *IEPE*. Para la determinación de su función de transferencia compleja S_{UQ} , se requiere una fuente de carga a la entrada y un amplificador *IEPE* conocido a la salida, al igual que en la sección A3 (véase Figura 17).

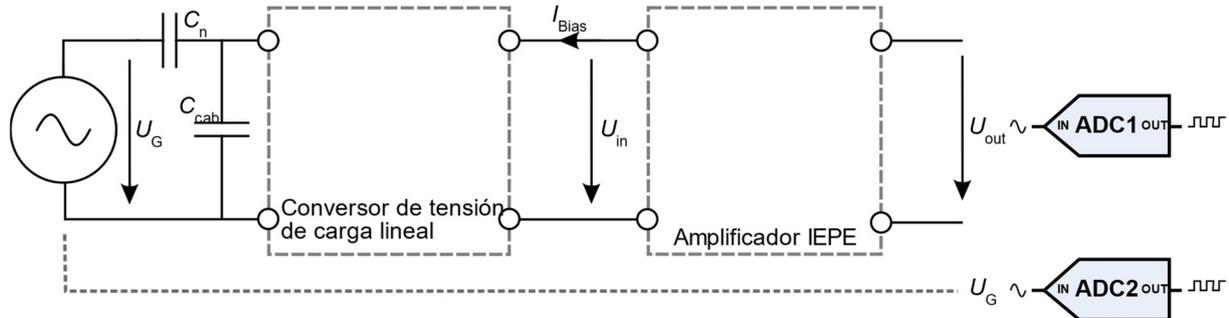


Figura 17: Configuración para la calibración de un convertidor de tensión de carga lineal utilizando un amplificador *IEPE* conocido

La magnitud de entrada para el cálculo de la función de transferencia en el caso simplificado es

$$X_{in} = C_n \cdot U_G \quad (49)$$

En cuanto a la consideración de todas las impedancias de entrada y de fuente, consulte la sección sobre amplificadores de carga.

En este caso, la magnitud de salida de la función de transferencia difiere de las consideraciones anteriores

$$U_{in} = S_{UU}^{-1} \cdot U_{out} \quad (50)$$

Con el factor de transferencia complejo S_{UU} conocido del amplificador *IEPE* utilizado. La función de transferencia se calcula entonces de la siguiente manera

$$S_{UQ} = \frac{U_{in}}{C_n \cdot U_G} = \frac{U_{out}}{S_{UU} \cdot C_n \cdot U_G} \quad (51)$$

Su determinación es posible mediante la medición de U_{out} con un amplificador *IEPE* calibrado o bien por medición directa de U_{in} . En este último caso, hay que tener en cuenta que a U_{in} se le superpone una tensión de polarización comparativamente alta.



Publicado por:

Physikalisch-Technische Bundesanstalt
Deutscher Kalibrierdienst
Bundesallee 100
38116 Braunschweig

www.dkd.eu
www.ptb.de