

Messtechnik

Cheatsheet basierend auf der Vorlesung „Messtechnik“ von Prof. Reindl. [1]

| | |
|---|----|
| BASICS | 1 |
| OPERATIONSVERSTÄRKER | 2 |
| SENSITIVITÄT | 4 |
| AUFLÖSUNG | 5 |
| DIREKTE SPANNUNGS- STROMMESSUNG – FEHLERSCHALTUNGEN | 5 |
| PHYSIKALISCHE EFFEKTE | 5 |
| RESISTIVE SENSOREN | 6 |
| KAPAZITIVE SENSOREN | 8 |
| INDUKTIVE SENSOREN | 8 |
| SCHWINGKREISE | 8 |
| WEGGEBER | 9 |
| ABTASTTHEOREM | 9 |
| QUANTISIERUNG | 9 |
| DAC – DIGITAL ANALOG CONVERTER | 10 |
| ADC – ANALOG DIGITAL CONVERTER | 11 |
| MESSUNGENAUIGKEITEN | 12 |
| DEZIBEL | 14 |
| DIODENGLEICHUNG | 14 |
| DIGITALE FILTER | 15 |
| LITERATUR | 15 |

Basics

Ohmsches Gesetz

$$R = \frac{U}{I} = \text{const.}$$

Spule

$$L = \frac{N\Phi}{I} = \frac{\mu_m N^2 A}{d}$$
$$I = \frac{1}{L} \int_0^t U(t') dt' + I_0$$
$$U = \frac{d}{dt} I(t) \cdot L$$

Kondensator

$$C = \frac{Q}{U} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}$$
$$U = \frac{1}{C} \int_0^t I(t') dt' + U_0$$
$$I = \frac{d}{dt} Q(t) = \frac{d}{dt} U(t) \cdot C$$

Impedanzen

Die komplexen Impedanzen für die Standard Bauteile R, L, C sind wie folgt definiert:

$$\begin{aligned}Z_R &= R \\Z_C &= \frac{1}{j\omega C} \\Z_L &= j\omega L\end{aligned}$$

Zusammenhang zu den komplexen Widerständen:

- Wirkwiderstand: $Re(Z)$
- Blindwiderstand: $Im(Z)$
- Scheinwiderstand: $\sqrt{Re(Z)^2 + Im(Z)^2}$

Leistung

$$P = U \cdot I = \frac{U^2}{R}$$

Mittelwert

Arithmetisch

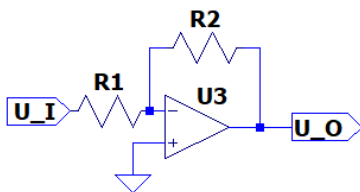
$$\overline{a(t)} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} a(t) dt$$

Effektivwert

$$a_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} a(t)^2 dt}$$

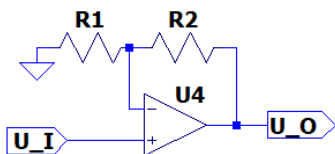
Operationsverstärker

Invertierender Verstärker



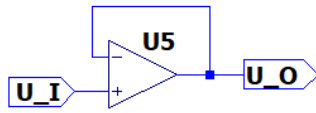
$$\frac{U_0}{U_I} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Nichtinvertierender Verstärker



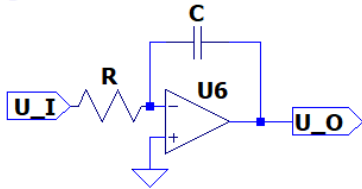
$$\frac{U_0}{U_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Buffer - voltage follower



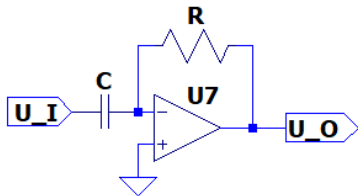
$$\frac{U_o}{U_I} = 1$$

Integrator



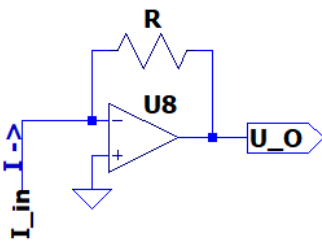
$$U_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U(t) dt + U_o(0)$$
$$= -\frac{1}{c} \int_0^t I_I(t) dt$$

Differentiator



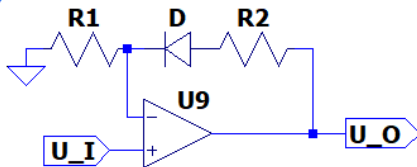
$$U_o(t) = -RC \frac{d}{dt} U_I(t)$$

Transimpedanzwandler



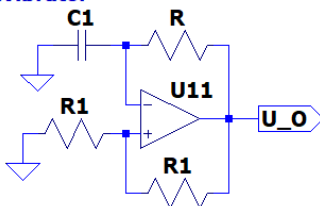
$$U_o = -R \cdot I_I$$

Voltage to current



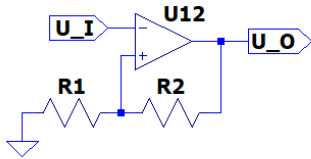
$$I_L = \frac{U_I}{R_1}$$

Multivibrator

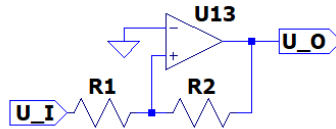


$$T = RC \cdot \ln \left(\frac{1 + \frac{R_1}{R_2 + R_1}}{1 - \frac{R_1}{R_2 + R_1}} \right)$$

**Schmitt-Trigger
invertierend**



nichtinvertierend



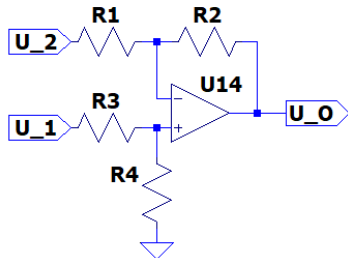
Positive Rückkopplung!

Schaltsschwellen bei:

$$U_I = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{O,max}$$

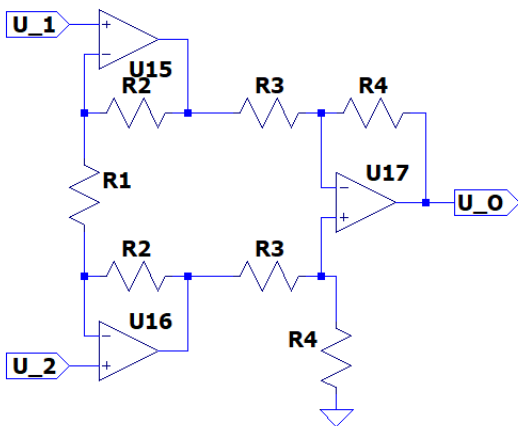
$$U_I = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{O,min}$$

Subtrahierer



$$U_A = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \cdot U_1 - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_2$$

Instrumentierungsverstärker



$$U_O = -\frac{R_4}{R_3} \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) (U_1 - U_2)$$

OPVs als Messverstärker

- Geringe Rückwirkung auf die Messgröße
- Hohes Auflösungsvermögen
- Definiertes Übertragungsverhalten
- Gutes dynamisches Verhalten
- Stabiler/ rückwirkungsunempfindlicher Ausgang

Sensitivität

Definiert als die Änderung des Ausgangssignals y im Verhältnis zu der Änderung des Eingangssignals x .

$$S = \frac{\partial y}{\partial x}$$

Auflösung

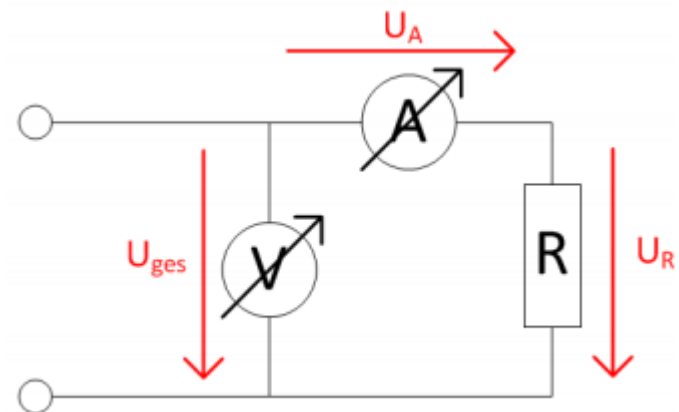
„Kleinste Änderung einer Eingangsgröße, die zu einer eindeutigen und reproduzierbaren Änderung der Ausgangsgröße führt.“

Direkte Spannungs- Strommessung – Fehlerschaltungen

Spannungsfehlerschaltung

Der Strom, der durch den Widerstand fließt, wird exakt gemessen, die Spannungsmessung ist aber mit einem Fehler behaftet, da:

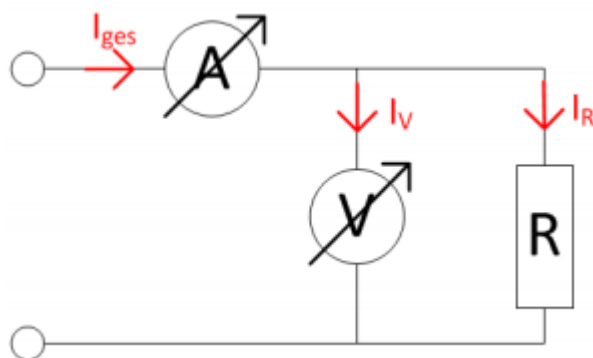
$$U_{ges} = U_A + U_R$$



Stromfehlerschaltung

Die Spannung über dem Widerstand wird korrekt gemessen, allerdings fließt durch das Amperemeter nicht nur der Strom des Widerstandes, sondern auch der des Voltmeters:

$$I_{ges} = I_V + I_R$$



Physikalische Effekte

Seebeck

In Metallen mit unterschiedlichen Fermi-Niveaus (Temperaturdifferenz) diffundieren an der berührungsstelle Elektronen → messbare Spannung.

Anwendung: Thermoelement

Wiegand

Ein speziell vorbehandelter ferromagnetischer Draht ändert bei Einfluss eines sich ändernden Magnetfeldes sprunghaft seine Magnetisierungsrichtung. → Detektierung über benachbarte Spule

Hall

Auf bewegte Ladungen im Magnetfeld wirkt die Lorentz-Kraft. Sie werden abgelenkt und eine elektrische Hall-Spannung wird erzeugt.

Anwendung: Hall-Sonde

Gauss-Effekt

Der Widerstand der Hall-Sonde ändert sich auch, wenn ein externes magnetisches Feld auf eine Hall-Probe einwirkt.

Piezoelektrischer

Bei Druck auf ein piezoelektrisches Material verschieben sich Ladungen, sodass sich auf dessen Oberfläche Ladungen ansammeln. Eine abgreifbare Spannung entsteht. Diese kann abgegriffen und durch einen Integrator aufaddiert werden.

Anwendung: Kraft, Druck, Beschleunigungssensor

Fotoeffekt

Äußerer

Bei der Übertragung von Energie (Licht) auf ein Elektron, kann dieses aus der Bindung befreit werden und Bewegungsenergie aufnehmen. Das Elektron kann die Probe verlassen.

Innerer

In Fotodioden werden die Ladungsträgerpaare durch das elektrische Feld über der Raumladungszone getrennt. Es entsteht eine Leerlaufspannung. Der Sperrstrom ändert sich in Abhängigkeit des Lichteinflusses. Die Elektronen verlassen die Probe nicht

Anwendung: Fotodiode

Pyroelektrischer

Die Entropie eines Ferroelektrikums steigt bei steigender Temperatur (bspw. Infrarotstrahlung) an. Zwischen zwei Kondensatorplatten kann mit diesem Ferroelektrikum als Dielektrikum eine Ladung abgegriffen werden.

Coriolis-Kraft

$$F_C = ma_c = 2mv_0\omega$$

Auf Grundlage der Coriolis-Kraft kann eine Massenstrommessung durchgeführt werden. Dazu wird ein durchflossenes Rohr in Schwingung versetzt. Aus den Schwingungen des Massestroms resultiert ein Moment, das das Rohr um die Hauptachse verdreht. Die Verdrehung ist proportional zum Massestrom.

Resistive Sensoren

Der Widerstandswert ändert sich mit Länge L und Querschnitt A :

$$R = \rho \frac{L}{A}$$

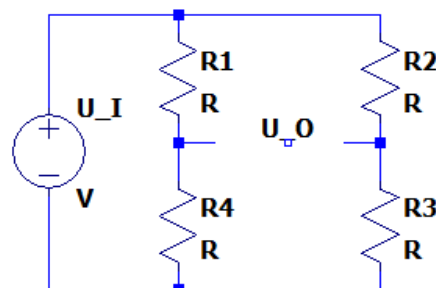
Wheatstone'sche Messbrücke

$$U_O = U_I \cdot \left(\frac{R_3}{R_3 + R_2} - \frac{R_4}{R_4 + R_1} \right)$$

Bei $U_O = 0V$ gilt:

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_4}{R_1}$$

Die Messung bei U_O ist unabhängig von der Speisespannung U_I .



Temperaturabhängiger Widerstand

Widerstandswerte ändern sich mit der Temperatur. α bzw. β sind der lineare bzw. quadratische spezifische Temperaturkoeffizient des Widerstandes.

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0) + \beta(T - T_0)^2 + \dots)$$

Anemometer

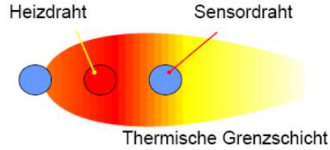
Mithilfe von Anemometern werden Luftströmungen gemessen.

1. Hitzdraht



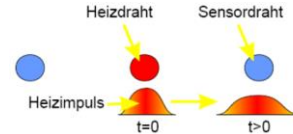
Misst die elektrische Leistung zum Erhalten der konstanten Temperatur

2. Wärmeübertragung



Misst die Wärmeübertragung vom Heizdraht zu den Sensordrähten oder das Gleichgewicht zwischen zwei Heiz-Sensor-drähten

3. Zeitverzögerung



Misst die Zeit zwischen der Erzeugung und der Sensierung eines Heizimpulses an einer definiert entfernten Stelle

Dehnungsmessstreifen

Dehnungsmessstreifen sind Messeinrichtungen zur Erfassung von dehrenden und stauchenden Verformungen. Sie basieren auf dem Prinzip der Widerstandsänderung. Diese kann bei der

Längenänderung $\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$ mit materialspezifischem k wie folgt berechnet werden:

$$\Delta R = R \cdot k \cdot \varepsilon$$

Wechselspannungs-Messbrücken

Wie eine resistive Wheatstone-Brücke nur mit komplexen Impedanzen.

Abgleichbedingung, mit $Z = R + j \cdot X$:

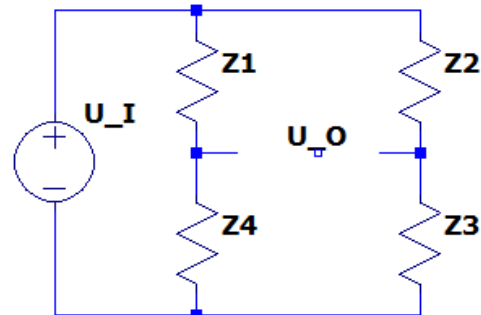
$$\frac{Z_3}{Z_2} = \frac{Z_4}{Z_1}$$

Realteil abgeglichen bei:

$$R_1 R_3 - X_1 X_3 = R_2 R_4 - X_2 X_4$$

Imaginärteil abgeglichen bei:

$$R_1 X_3 + X_1 R_3 = R_2 X_4 - X_2 R_4$$



Kapazitive Sensoren

Der Plattenabstand, oder das Dielektrikum kann geändert werden.

Beispiele:

- Füllstandssensoren: Änderung des Dielektrikums
- Kraftmessung: Änderung des Plattenabstandes
- Beschleunigungssensor

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d}$$

Induktive Sensoren

Mit Spulen können Magnetfeldänderungen detektiert werden.

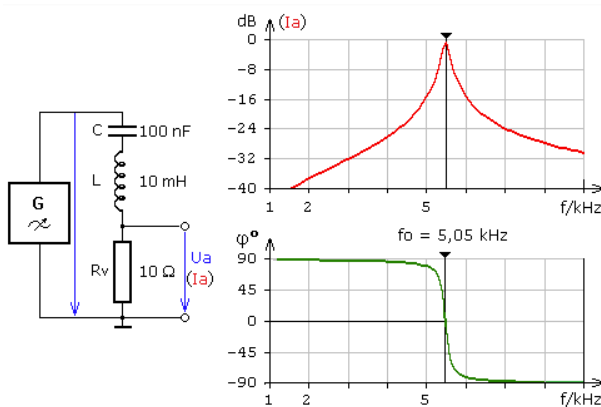
Beispiele:

- Tauchanker-Wegsensor: Eisenkern wird in Spule eingeführt, um Induktivität zu ändern.

$$L = \mu_r \mu_0 n^2 \frac{A}{l}$$

Schwingkreise

Reihenschwingkreis

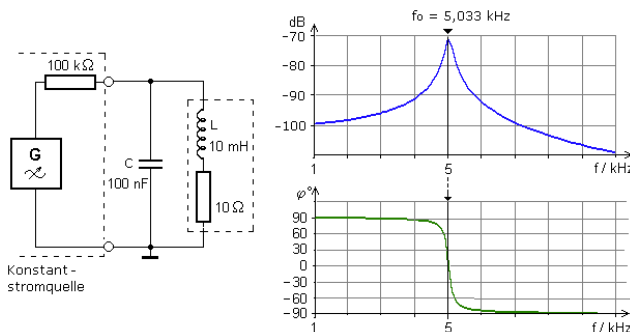


Reihenschwingkreis [2]

Beim Reihenschwingkreis ist die Impedanz im Resonanzfall **minimal**. Die Güte kann berechnet werden mit:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Parallelschwingkreis



Parallelschwingkreis [3]

Beim Parallelschwingkreis ist die Impedanz im Resonanzfall **maximal**. Die Resonanzfrequenz kann berechnet werden mit:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Weggeber

Inkrementale Wegmessung

Es wird etwas gezählt

- (optisches, magnetisches, kapazitives, induktives) Abtasten eines Rasters
- Richtungserkennung mit zwei zueinander verschobenen Rastern
- Auflösungsverbesserung durch zwei zueinander leicht gedrehte Raster → Moiré-Streifen

Lineare Wegmessung

Beispielsweise ein bewegliches Potentiometer: Dieses gibt einen linearen Widerstandswert aus, für die Position des Schleifers.

Absolute Wegmessung

Beispielsweise die Messung der Position eines Aktors durch den Gray-Code.

Abtasttheorem

Für tiefpassbegrenzte Signale

Falls ein kontinuierliches Signal mit Frequenz f_g mit einer Frequenz f_{Tast} abgetastet wird, so ist die Information des Signals vollständig enthalten, falls gilt:

$$f_{Tast} > 2f_g$$

Eine Abtastung eines analogen Signals führt stets zu einer periodischen Wiederholung seines Spektrums im zeitdiskreten Signal.

Für bandpassbegrenzte Signale muss das Abtasttheorem erweitert werden:

$$f_{Tast} > 2|f_{max} - f_{min}|$$
$$n \frac{f_{Tast}}{2} < f_{min} < f_{max} < (n + 1) \frac{f_{Tast}}{2}$$

Signale können real mit einer „Sample & Hold“ Schaltung abgetastet werden.

Quantisierung

Der Unterschied zwischen dem Digitalsignal $x_q(n)$ und dem zeitdiskreten Signal $x(n)$

$$e_q(n) = x_q(n) - x(n)$$

Wird Quantisierungsfehler genannt. Es gibt unterschiedliche Arten von Quantisierungsfehler:

1. Offset-Fehler
2. Integrale Nichtlinearität
3. Verstärkungsfehler
4. Differenziale Nichtlinearität

Quantisierungsfehler können reduziert werden, indem ein ADC mit einer höheren Bit-Anzahl verwendet wird.

Signal-zu-Rausch-Verhältnis *SNR*

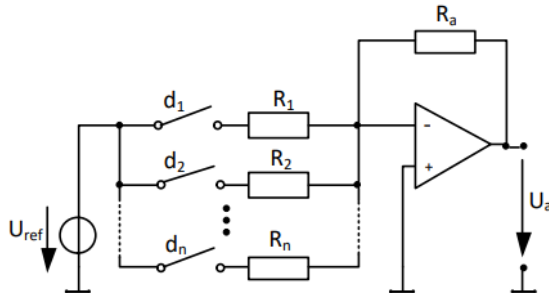
In der Approximation:

$$SNR_{dB} \approx N \cdot 6dB$$

Gültig für kontinuierliche und periodische Signale. N stellt die Anzahl der Bits für die Diskretisierung dar. Das bedeutet, dass mit jedem Bit mehr die Genauigkeit um $6dB$ steigt.

DAC – Digital analog converter

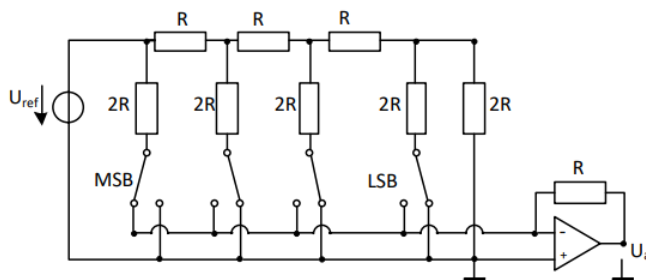
Binary weighted ladder



$$U_a = -U_{REF} \cdot R_a \cdot \sum_{i=1}^n \frac{d_i}{R_i}$$

Nachteil: Innenwiderstand ist abhängig von Schalterstellungen.

R2R-DAC

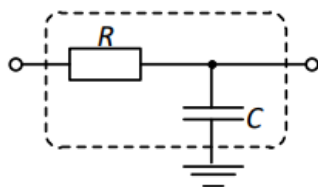


$$U_a = U_{REF} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{d_i}{2^i}$$

Innenwiderstand ist nicht abhängig von Schalterstellungen.

Pulse width modulation

- Auf der Digitalleitung wird eine Pulsfolge mit fester Frequenz erzeugt.
- Pulsbreite ist proportional zur gewünschten Ausgangsspannung.
- Digitale Pulsfolge wird tiefpassgefiltert.
- Analoge Ausgangsspannung des Tiefpasses ist proportional zur mittleren Dauer der „High“-Pegel.



analoges Ausgangssignal

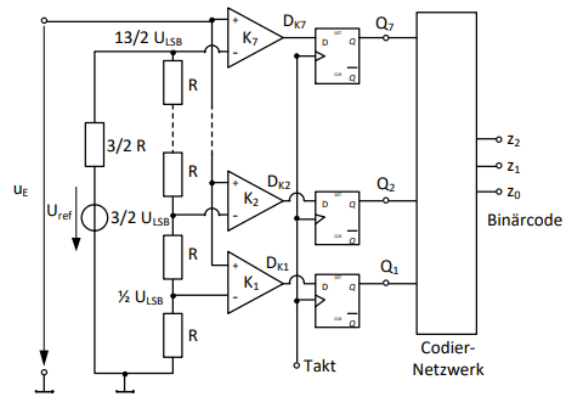
ADC – Analog digital converter

Parallel flash ADC

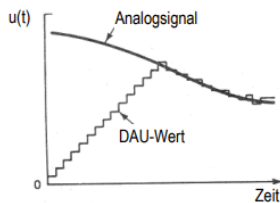
- Linear abgestufter Spannungsteiler: Widerstandskette
- $2^n - 1$ Komparatoren
- Speicher und Codierer

Das analoge Signal liegt an allen Komparatoren an und wird mit dem jeweiligen Vergleichswert verglichen. Beim Abtasttakt werden alle Komparatorwerte im FlipFlop gespeichert und im Codierer in eine Dualzahl konvertiert.

Hohe Abtastraten möglich.



Nachlaufsteuerung



Vgl. Sukzessive Approximation.

Ramp ADC

Es wird ein Zähler „gestartet“ und eine Rampenspannung erzeugt. Sobald diese Rampenspannung größer als die Eingangsspannung ist, wird der Zähler als binärer Wert der Spannung angenommen. Relativ langsames Abtasten, aber empfindlich gegenüber Rausch-Spitzen.

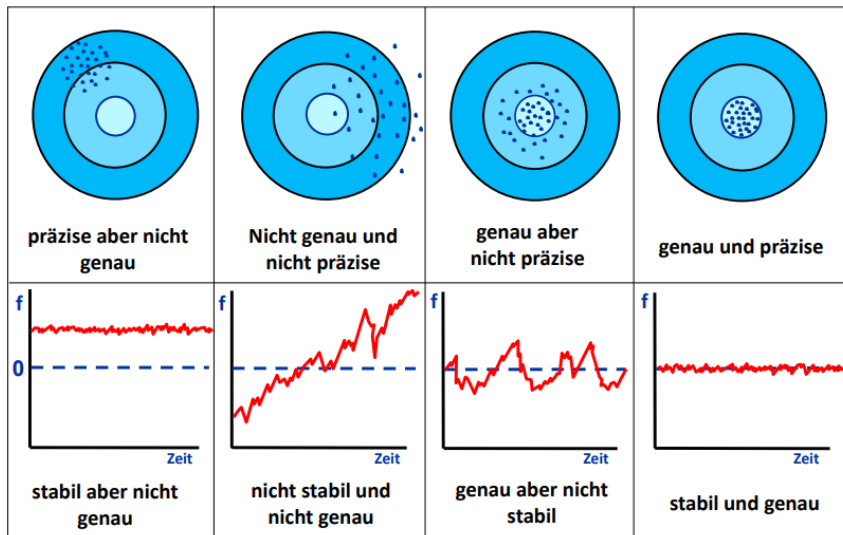
Dual slope ADC

Dieses Prinzip ist auch anwendbar mit zwei Rampen. Die Zweirampentechnik hat eine sehr hohe Auflösung, aber eine sehr langsame Abtastrate. Dual-slope-ADCs werden in Multimetern verwendet. Aus den zwei Zählerständen kann die Analogspannung berechnet werden. Die Genauigkeit dieser Methode ist nur von U_{REF} abhängig:

$$U_x = -U_{REF} \frac{N_2}{N_1}$$

Messungengenauigkeiten

Genauigkeit, Präzision, Maßbeständigkeit



Systematische Abweichungen

Die Ursachen für systematische Fehler sind meistens bekannt. Der wahre Messwert x_w lässt sich aus dem angezeigten Messwert x , mit dem einheitsbezogenen absoluten Fehler Δx , berechnen:

$$x_w = x - \Delta x = x \cdot \left(1 - \frac{\Delta x}{x}\right)$$

Beispiele für systematische Fehler:

- Nullpunktfehler
- Offset-Drift
- Steigungsfehler
- Nichtlinearitäten
- Hysterese

Fehlerfortpflanzungsgesetz

Das Messergebnis $y = f(x_1, \dots, x_n)$ besteht aus verschiedenen Messwerten x_i . Für kleine Abweichungen $|\Delta x_n| \ll |x_n|$ gilt für die maximale Unsicherheit Δy :

$$\Delta y \cong \frac{\partial}{\partial x_1} f(x) \cdot \Delta x_1 + \dots + \frac{\partial}{\partial x_n} f(x) \cdot \Delta x_n = \sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial x_i} f(x_1, \dots, x_n) \cdot \Delta x_i$$

Regeln für systematische Fehler

- Bei Addition von Messgrößen: absolute Fehler werden addiert: $\Delta x_1 + \Delta x_2 + \dots$
- Bei Subtraktion von Messgrößen: absolute Fehler werden subtrahiert: $\Delta x_1 + \Delta x_2 - \dots$
- Bei Multiplikation von Messgrößen: relative Fehler werden addiert: $\frac{\Delta x_1}{x_1} + \frac{\Delta x_2}{x_2} + \dots$
- Bei Division von Messgrößen: relative Fehler werden subtrahiert: $\frac{\Delta x_1}{x_1} - \frac{\Delta x_2}{x_2} - \dots$

Beispiel zur Fehlerfortpflanzung

$$R_m = \frac{U_m}{I_m};$$

$$\frac{\partial R_m}{\partial U_m} = \frac{1}{I_m} \quad \text{und} \quad \frac{\partial R_m}{\partial I_m} = -\frac{U_m}{I_m^2}$$

$$\Rightarrow \text{Max. Unsicherheit } \Delta R_m = \frac{1}{I_m} \cdot \Delta U_m - \frac{U_m}{I_m^2} \Delta I_m \quad \left| \cdot \frac{1}{R_m} = \frac{I_m}{U_m}; \right.$$

$$\Rightarrow \text{max. relative Unsicherheit} = \frac{\Delta R_m}{R_m} = \frac{\Delta U_m}{U_m} - \frac{\Delta I_m}{I_m}$$

Standardabweichung

Während der Mittelwert den Schwerpunkt der Verteilung angibt, ist es Aufgabe der Varianz die Streuung der Daten zu beschreiben. Bei unendlich vielen Messwerten ist die Standardabweichung σ definiert als:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}$$

Der Term $x_i - \bar{x}$ beschreibt die Abweichung vom Mittelwert \bar{x} . Diese Berechnung der Standardabweichung ist nur gültig (nach DIN1319) für $N > 200$. Für N im Bereich $30 < N < 200$ wird stattdessen der Vertrauensbereich durch die **mittlere Abweichung zum Mittelwert \bar{x}** angegeben:

$$s_{\bar{x}} = \frac{\sigma}{\sqrt{N}} = \sqrt{\frac{1}{N(N-1)} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}$$

Empirische Standardabweichung

Oder auch Vertrauensbereich

Für $N < 200$ und insbesondere für $N < 30$ wird die Student'sche t-Verteilung verwendet. Die Verteilung bei $N < 200$ entspricht nur ungefähr einer Normalverteilung, und muss daher mit einem in Quantilen tabellierten Wert t multipliziert werden. Es ergibt sich folgende Gleichung. Am häufigsten wird ein Vertrauensniveau von $P = 95\%$ gewählt.

$$s_{\bar{x}} = t \cdot \frac{s}{\sqrt{N}}$$

Mit der Streuung s :

$$s = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}$$

| | $P = 68,3\% \hat{=} 1,0\sigma$ | | $P = 95\% \hat{=} 1,96\sigma$ | | $P = 99\% \hat{=} 2,58\sigma$ | | $P = 99,73\% \hat{=} 3,0\sigma$ | |
|-------|--------------------------------|-----------------------------------|-------------------------------|-----------------------------------|-------------------------------|-----------------------------------|---------------------------------|-----------------------------------|
| N | t | t/\sqrt{N} | t | t/\sqrt{N} | t | t/\sqrt{N} | t | t/\sqrt{N} |
| 2 | 1,84 | 1,30 | 12,71 | 8,99 | 63,66 | 45,01 | 235,8 | 166,7 |
| 3 | 1,32 | 0,76 | 4,30 | 2,48 | 9,9 | 5,70 | 19,2 | 11,10 |
| 4 | 1,20 | 0,60 | 3,20 | 1,60 | 5,8 | 2,90 | 9,2 | 4,60 |
| 6 | 1,11 | 0,45 | 2,60 | 1,06 | 4,0 | 1,63 | 5,5 | 2,25 |
| 10 | 1,06 | 0,34 | 2,30 | 0,73 | 3,2 | 1,01 | 4,1 | 1,30 |
| 20 | 1,03 | 0,23 | 2,10 | 0,47 | 2,9 | 0,65 | 3,4 | 0,76 |
| 50 | 1,01 | 0,14 | 2,00 | 0,28 | 2,7 | 0,38 | 3,1 | 0,44 |
| 100 | 1,00 | 0,10 | 1,97 | 0,20 | 2,6 | 0,26 | 3,04 | 0,30 |
| 200 | 1,00 | 0,07 | 1,96 | 0,14 | 2,58 | 0,18 | 3,0 | 0,21 |
| > 200 | 1,00 | $\frac{1,00}{\sqrt{N}} \approx 0$ | 1,96 | $\frac{1,96}{\sqrt{N}} \approx 0$ | 2,58 | $\frac{2,58}{\sqrt{N}} \approx 0$ | 3,0 | $\frac{3,00}{\sqrt{N}} \approx 0$ |

Dezibel

Das Dezibel dB ist eine logarithmische Einheit in einem Verhältnis zu einer Referenz:

$$dB = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_o}{U_i} \right)$$

Diodengleichung

$$I_D = I_S \cdot \left(e^{\frac{qU}{k_B T}} - 1 \right)$$

$$U_D = \frac{k_B T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_D}{I_S} + 1 \right)$$

Digitale Filter

Z-Transformation

Die z-Transformation wird für die Beschreibung diskreter Signale und Systeme in der Filtertheorie und in der Reglertheorie benötigt. Sie ist ein mathematisches Verfahren zur Behandlung und Berechnung von kontinuierlich (zyklisch) abgetasteten Signalen und linearen zeitinvarianten, zeitdiskreten, dynamischen Systemen. Sie ähnelt der Laplace-Transformation.

FIR – Finite Impulse Response

FIR-Filter erzeugen eine Impulsantwort mit endlicher Länge. Sie enthalten unter anderem keine Informationsspeicher und haben daher nur eine begrenzte Anzahl von Daten an ihrem Eingang zur Berechnung verfügbar. Sie können ungeachtet der Filterparameter nicht instabil werden und so auch nicht anfangen zu schwingen. [4]

FIR-Filter werden ohne Rückkopplung betrieben.

- Können mit linearem Phasengang entworfen werden → Das Signal wird im Nutzband unverzerrt übertragen.
- Betrag und Phase des Durchlassbereich können unabhängig voneinander gewählt werden.
- Ein FIR-Filter hat immer BIBO-Stabilität.
- FIR-Filter sind stabil und robust gegenüber Quantisierungsfehler.
- Der Entwurf von FIR-Filtern benötigt ein komplexes Entwurfsverfahren. Es ist sehr viel rechenintensiver als ein vergleichbares IIR-Filter.

FIR-Filter werden verwendet, wenn ein linearer Phasengang, konstante Gruppenlaufzeit und verzerrungsfreie Übertragung benötigt werden.

IIR – Infinite Impulse Response

IIR-Filter können – je nach Realisierung – eine unendlich andauernde Impulsantwort liefern. In der Anwendung nähert sich die Impulsantwort des Filters Null an und kann so ab einem bestimmten Punkt ignoriert werden. IIR-Filter können Speicher verwenden. [5]

IIR-Filter werden mit Rückkopplung betrieben.

- Ein IIR-Filter hat eine geringere Ordnung als das äquivalente FIR-Filter.
- Der Phasengang ist üblicherweise nichtlinear.
- IIR-Filter können instabil werden.

IIR-Filter werden verwendet, wenn scharfe Flanken und hohe Datenraten gefordert sind.

Literatur

- [1] Schrufer, Zagar, Reindl: „Elektrische Messtechnik“, Hanser 2014
- [2] https://www.elektroniktutor.de/analogtechnik/rei_swkr.html
- [3] https://www.elektroniktutor.de/analogtechnik/par_swkr.html
- [4] https://de.wikipedia.org/wiki/Filter_mit_endlicher_Impulsantwort
- [5] https://en.wikipedia.org/wiki/Infinite_impulse_response