17.10.13

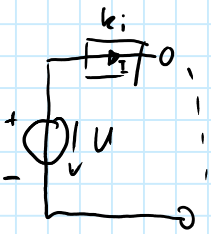
Donnerstag, 17. Oktober 2013 08:28

Termine

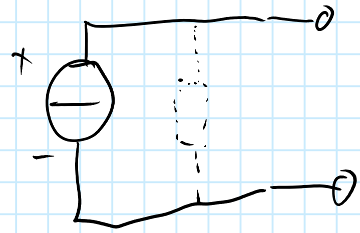
24.10
31.10 } Wu
7.11
21.11

11.11 } Bö
25.11

Spannungsquelle ideal



Stromquelle ideal



$U_{q1} = 300V$

$R_{i1} = 0,25\,\Omega$

$U_{q2} = 270V$

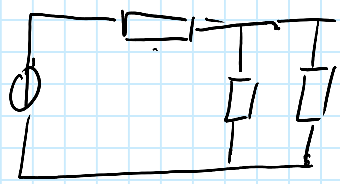
$R_{i2} = 0,12\,\Omega$

$R_a = 6\,\Omega$

Gesucht: I_2

$U = R \cdot I \Leftrightarrow I = \frac{U}{R}$

$I_2 = 800A$



$$0,25\,\Omega + \frac{0,12\,\Omega \cdot 6\,\Omega}{0,12\,\Omega + 6\,\Omega} = \frac{25}{68} = 0,36\,\Omega$$

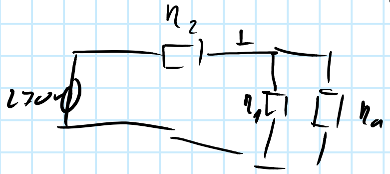
$I = U$ … $300V$ …

$R \quad \overline{0{,}36}\, V = 8{,}16\ A$

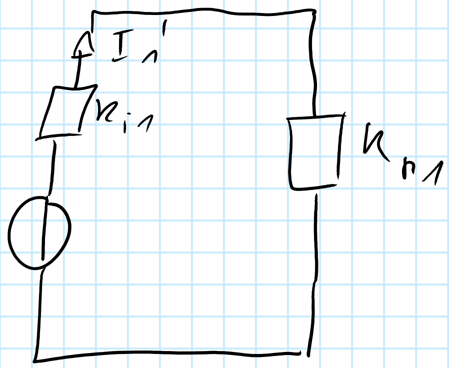
$$U = R \cdot I = \frac{2}{17} \cdot 816\ A = 96\ V$$

$$I = \frac{U}{R} = \frac{96\ V}{0{,}12} = 800\ A$$

c)



Folie 13



$$\frac{1}{R_{P1}} = \frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_a}$$

c) $$R_{P2} = \frac{R_{i1} \cdot R_a}{R_{i1} + R_a}$$

$$R'' = R_{i2} + R_{P2} = 0{,}36\ \Omega$$

$$\rightarrow I_2'' = \frac{U_{Q2}}{R''} = 750\ A$$

$$\rightarrow I_2 = I_2' - I_2'' = -50\ A$$

$U = Ri$

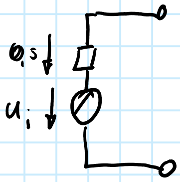
$R = \frac{U}{I} = \frac{1V}{\cancel{0{,}01}A}$ 0,5

24.10.13

Donnerstag, 24. Oktober 2013 08:17

Arbeitsblatt

1,1 Vollausschlag



$I_0 = \frac{0{,}5}{R_i} = \frac{0{,}5V}{500\Omega} = 1mA$

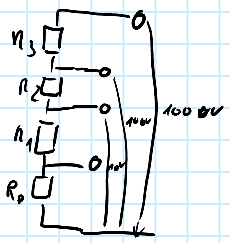
$\to R_0 = \frac{0{,}5V}{I_0} = 500\Omega$

Schaltstellung 4

$I_4 = 10mA$

$R_4 + R_5 + R_6 = \frac{1V}{9mA} = 111{,}1\Omega$

$R_p = 100\Omega$



$R_1 = U_{R_1} = 5V \to R_1 = 5 \cdot R_p = 500\Omega$

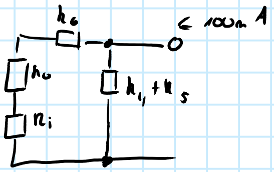
$R_2 =$ $55 \to R_1 + R_2 = 9{,}94\Omega$

$R_2 = 94\Omega$

$R_1 + R_2 + R_3 = 55{,}54\Omega$

$R_3 = 50k\Omega$

Schaltstellung 5:

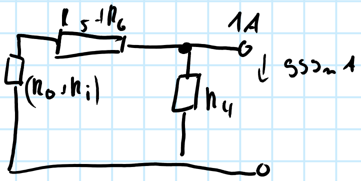


$R_6 + (R_0 + R_i) = 99 \cdot (R_4 + R_5)$

$$\underbrace{100 \cdot R_6 - 99 \cdot R_6} + (R_0 + R_i) = 99(R_4 + R_5)$$

$$100 \cdot R_6 + (R_0 + R_i) = 99(R_4 + R_5 + R_6)$$

$$\rightarrow R_6 = \frac{99(R_4 + R_5 + R_6) - (R_0 + R_i)}{100} = \frac{99 \cdot 111{,}1\ \Omega - 1k\Omega}{100} = \underline{\underline{100\ \Omega}}$$



$$(R_0 + R_i) + (R_5 + R_6) + R_4 = 999\ R_4 + R_4$$

$$(R_0 + R_i) + (R_4 + R_5 + R_6) = 1000\ R_4$$

$$R_4 = \frac{(R_0 + R_i) + (R_4 + R_5 + R_6)}{1000} = 1{,}\bar{1}\ \Omega$$

$$R_4 + R_5 + R_6 = 111{,}1\ \Omega$$

$$\Rightarrow R_5 = \underline{\underline{10\ \Omega}}$$

1.4 Zehnerdiode

Vorstellbar wie ein Öffner

$$P_{max} = \frac{U^2_{max}}{R_i} = \frac{10 \cdot U_i^2}{R_i}$$

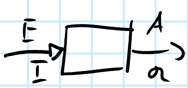
$$U^2_{max} = 10 \cdot U_i$$

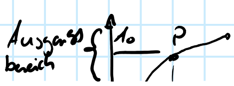
$$U_{max} = \sqrt{10} \cdot U_i = \sqrt{10} \cdot 0{,}5\,V = 1{,}58\,V$$

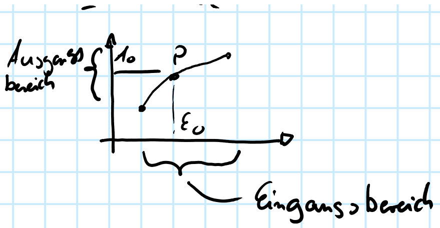
Kennlinie / Empfindlichkeit

(A) Amperemeter (mech.)

E = Strom
A = Zeigerausschlag





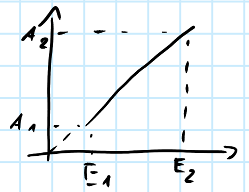


Def: Empfindlichkeit an einem Punkt

$$\boxed{\varepsilon = \frac{dA}{dE} \Big/ P}$$

Spezialfall:

Lineares Messglied



$$\varepsilon = \frac{A_2 - A_1}{E_2 - E_1} = \text{const.}$$

Nullpunktfehler

$$F_{rel} = \frac{F_{abs}}{\Delta A}$$

Linearitätsfehler

$$F_{rel} = \frac{F_{abs}}{\Delta A}$$

31. 10. 13

Donnerstag, 31. Oktober 2013 08:12

a) $R(\vartheta_1) = 80{,}81\ \Omega$

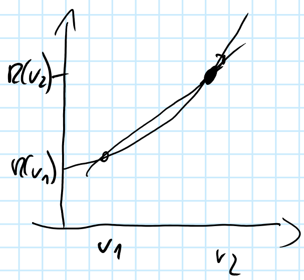
$R(\vartheta_2) = 167{,}31\ \Omega$

b) $\frac{dR}{d\vartheta} = \frac{d}{d\vartheta}\left\{ R_0 \left[1 + \alpha(\vartheta - \vartheta_0) + \beta(\vartheta - \vartheta_0)^2 \right] \right\}$

$= R_0 \left[\alpha + 2\beta(\vartheta - \vartheta_0) \right.$

$= 0{,}8\ \frac{\Omega}{K}$

c)



$R(\vartheta_1) = R_{G0}(1 + \alpha_G(\vartheta_1 - \vartheta_0))$

$R(\vartheta_2) = R_{G0}(1 + \alpha_{G1}(\vartheta_2 - \vartheta_0)$

$\frac{R(\vartheta_2)}{R(\vartheta_1)} = \frac{1 + \alpha(\vartheta_2 - \vartheta_0)}{1 + \alpha(\vartheta_1 - \vartheta_0)}$

$\rightarrow \alpha_G = \Sigma$

d) $\frac{dR_G}{d\vartheta} = R_{G0} \cdot \alpha_G = 0{,}86\ \frac{\Omega}{K}$

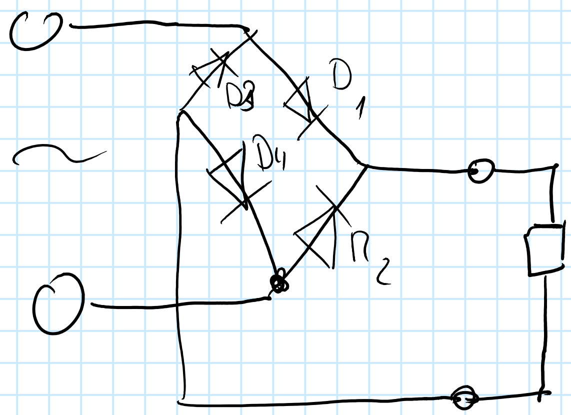
e) $2{,}42\ \Omega$

$2{,}8\%$

07.11.13 $\quad \varnothing = \varphi$

Donnerstag, 7. November 2013 09:55

1. Stunde Pellt



Induktionsgesetz:

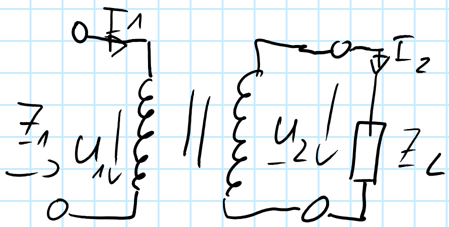
$$\left.\begin{aligned} u_1 &= N_1 \cdot \frac{d\phi}{dt} \\ u_2 &= N_2 \cdot \frac{d\phi}{dt} \end{aligned}\right\} \quad \frac{u_1}{u_2} = \frac{N_1}{N_2} = ü$$

$$u_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot u_1$$

Leistungsbilanz: (verlustfreier Trafo)

$$P_1 = P_2 \rightarrow u_1 \cdot \underline{I}_1 = u_2 \cdot \underline{I}_2$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{ü}$$



$ü$ = Übersetzungsverhältnis

$$\underline{Z}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = \frac{\frac{N_1}{N_2}\cdot \underline{U}_2}{\frac{N_2}{N_1}\cdot \underline{I}_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot \underline{Z}_L = ü^2 \cdot \underline{Z}_L$$

Bsp: $\left.\begin{array}{l} N_2 = 5 \\ N_1 = 100 \end{array}\right\} ü = 20 \rightarrow$

$$U_1 = 20 \cdot U_2$$

$$\underline{I}_1 = \frac{1}{20} \cdot \underline{I}_2$$

$$\underline{Z}_1 = 400 \cdot \underline{Z}_L$$

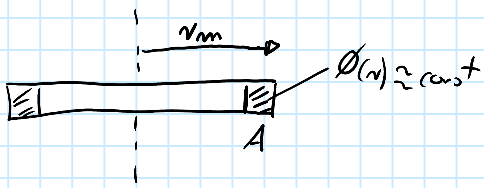
$$|\vec{H}(R)| = \frac{I}{2\pi r}$$

Annahme: $\underline{I}(t) = \hat{\underline{I}} \cdot \sin \omega t$

$$|U| = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = \frac{N \cdot d\Phi(t)}{dt}; \quad \hat{u} \sim N \cdot \Phi \cdot \omega$$

$\sim \underline{I}(t)$

$$\frac{d(\sin \omega t)}{dt} = \omega \cdot \cos \omega t$$



$$H(r) = const = \frac{I}{2\pi r_m}$$

$$\phi = \int B \cdot d \cdot A = \mu_0 \mu_r \cdot H_{(r)} \cdot A_k$$

$$= \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \underline{I} \cdot A_k}{2\pi \cdot r_m}$$

$$|U| \sim N \cdot \omega \cdot \phi = \left| \frac{N \cdot \omega \cdot \mu_0 \mu_r \cdot \underline{I} \cdot A_k}{2\pi \cdot r_m} \right|$$

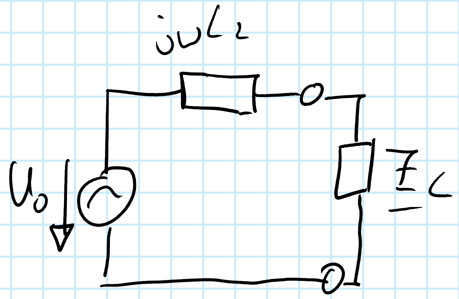
Komplex : Induktivität $\underline{U} = j\omega L \underline{I}$

$$\rightarrow \omega L = \frac{N \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_k}{2\pi r_m} = M$$

M = Koppelinduktivität

Ersatzschaltbilder

Stromzange :



$$U_0 = j\omega M \cdot \underline{I}_{mess}$$

Frage : $\frac{\underline{U}_c}{\underline{I}_{mess}} = ?$ Z_{tr}

Transferimpedanz

$$\rightarrow \boxed{I_{mess} = \frac{\underline{Z}_{tr}}{\underline{U}_L}}$$

$$\rightarrow Z_{tr} = \frac{-j\omega \cdot M}{1 + j\frac{\omega L_2}{\underline{Z}_L}}$$

① $\frac{\omega L_2}{\underline{Z}_L} \rightarrow 0 \quad (\underline{Z}_L \uparrow)$

(Hochohmige Last)

$$\rightarrow \underline{Z}_{tr} = -j\omega M = f(\omega)$$

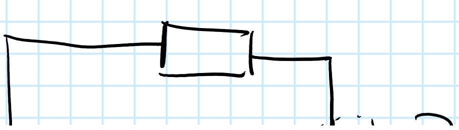
② $\frac{\omega L_2}{\underline{Z}_L} \rightarrow \infty \quad (\underline{Z}_L \downarrow)$

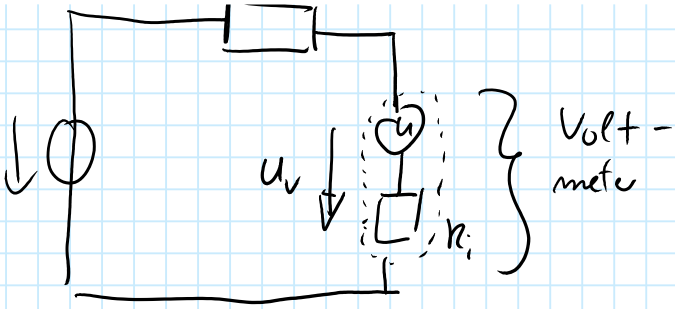
niederohmige Last

$$\rightarrow \underline{Z}_{tr} \approx \frac{-\omega M}{\omega L_2 / \underline{Z}_L} = -\frac{M}{L_2} \cdot \underline{Z}_L \neq f(\omega)$$

Messung ohmischer Widerstände

① Durch Spannungsmessung



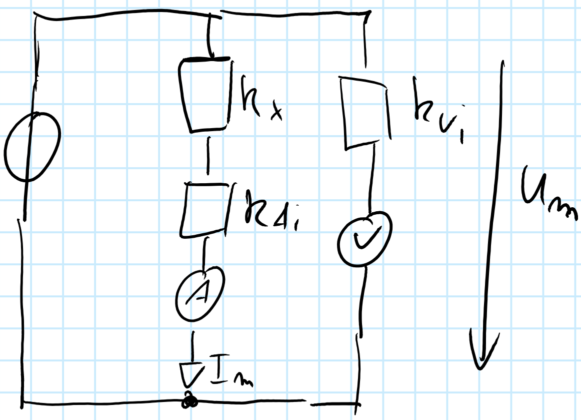


U ist bekannt!

$$\frac{U_V}{U} = \frac{R_i}{R_i + R_x} \rightarrow \boxed{R_x = R_i\left(\frac{U}{U_V} - 1\right)}$$

② Durch U+I - Messung

"stromrichtige Messung"

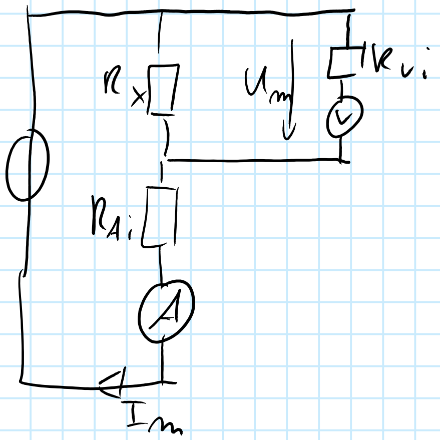


$$U_m = (R_x + R_{Ai}) \cdot I_m$$

$$\boxed{R_x = \frac{U_m - R_{Ai} \cdot I_m}{I_m}}$$

$$R_x = \frac{U_m}{I_m} - R_{Ai} \approx \frac{U_m}{I_m}$$ (überschätzt!)

" spannungsrichtig



$$I_m = \frac{U_m}{R_x} + \frac{U_m}{R_{vi}}$$

$$I_m = U_m \left(\frac{R_{vi} + R_x}{R_x \cdot R_{vi}} \right)$$

$$R_{vi} = U_m \cdot R_{vi} + U_m \cdot R_x$$

$$\Rightarrow \boxed{R_x = \frac{U_m}{I_m - \left(\frac{U_m}{R_{vi}} \right)}}$$

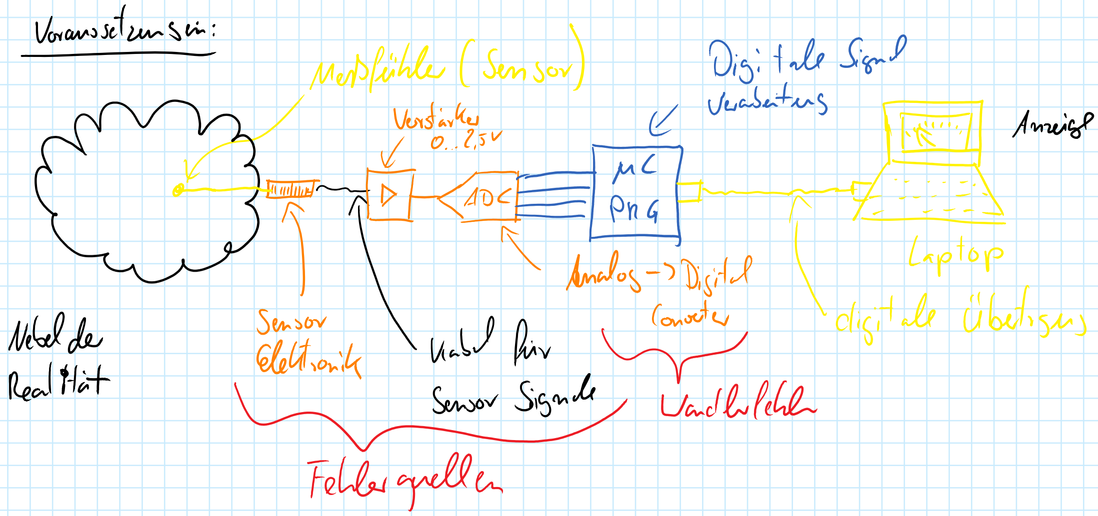
Näherung: $R_x \approx \frac{U_m}{I_m}$ für $R_{vi} \uparrow\uparrow$

11. 11. 13

Montag, 11. November 2013 09:49

Messtechnik für AI

Voraussetzungen:



Für die AI ist wichtig:

Ziel einer Messung ist es, ein Mess Ergebnis als Verlässliche Aussage zu erhalten über eine unbekannte größe eines Objekts

Bei einer Messung erhalten wir Meßwert + Fehler!

Genauer:

Meßwert = Wahrer Wert + Mess Abweichung + Mess Fehler
(analog) (digital)

Die weitere Verwendung des Meßwertes gehört nicht mehr zur Messtechnik, aber sehr wohl zur AI!

Die AI muss Mess Werte prüfen, bewerten und daraus Steuerungen und Regelungen realisieren.

Was kann man alles Messen?

Nahezu jede physikalische Größe kann gemessen werden:

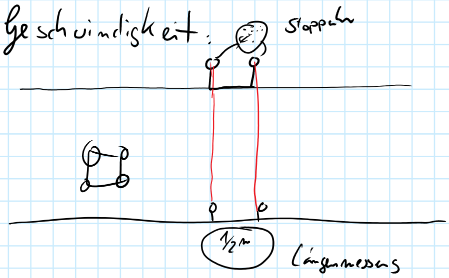
Druck, Temperatur, Länge, Leitfähigkeit, Wasserstand

Allerdings die meisten nicht direkt!

Sondern: mit Hilfe eines physikalischen Modells und eines Algorithmus können Hilfsgrößen (Spannung, Strom) hergeleitet werden

Es gibt Messgrößen die durch Kombination von Meßverfahren ermittelt werden können:

z.B. Geschwindigkeit:



Ein Messergebnis wird ausgedrückt durch:

Zahlenwert und Einheit

1875: internationale Konferenz (Système International d'Unités)

Festlegung des Metermaßes als Referenz

SI - Einheiten:

7 Stück:

Meter, Kilogramm, Sekunde, Ampere, Kelvin, Mol, Candela

im DE Einheitsgesetz DIN 1301-1

Aber einem Computer sind die Einheiten völlig Egal!

rechnet mit Bits und vielfachen von Bits

Messergebnis Überprüfen (Max/Min)

Gemeinen eines Meßwerts aus der Sicht der (AI)

Zum Messen gehört:

① eindeutige Definition der Meßaufgabe

18.11.13

Montag, 18. November 2013 09:48

die einzelnen Schritte und Komponenten für eine Messung

1) eindeutige Definition der Messaufgabe und der Messgröße

(Im Hinterkopf behalten; der µController versteht nicht was er macht (misst), er kann sinnvolle Messergebnisse von kompletten Unsinn nicht unterscheiden, sondern der Programmierer teilt dem µC per Programm mit, was er für richtig und sinnvoll hält)

2) Festlegung der Maßeinheiten (SI-Einheiten)

dazu gehört die korrekte Auswahl der jeweiligen Einheit und deren Gültigkeitsbereich.

Bsp: Temp. Sensor für 0...70°C

Interessant für HMI (human-machine interface)

ist die Verwendung gebräuchlicher Einheiten:

z.B. Geschwindigkeit in km/h

und nicht in $\frac{A}{Woche}$ Ampère/pro Woche

es gibt auch dimensionslose Größe (Anzahl, Winkel)

3) Zusammenstellen der Randbedingungen

Randbedingungen können sein:

Eigenschaften des Messobjekts (feststehend, bewegt)

Eigenschaften der Umgebung (Temperatur, Schwingungen...)

mechanischer Aufbau, analoge Beschaltung ... leiten sich davon ab und beeinflussen die Programmierung

4). Wahl der Messeinrichtung oder des Messgeräts.

Ausgehend vom Messprinzip wird das Messverfahren entwickelt das in einer Messeinrichtung realisiert wird.

→ Auswahl von analogen und digitalen Messgeräten und Interfacing zum µC $\left(\begin{matrix} I^2C \\ SPI \end{matrix}\right)$

5). Kalibrierung der Messeinrichtung

DIN EN ISO 9000ff fordert die Rückführbarkeit aller Messungen auf nationale Normale

vgl. Ur-Meter (nationale Normale)

↳ TÜV macht (Eichungen) Kalibrierung.

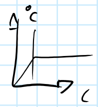
bei Verwendung von analogen Schaltungen kann eine Messwert-Verfälschung durch Temperatur-Drift d.h. Temperaturschwankungen auftreten. Es gibt 2 Abhilfen:

Temperatur-kompensierte Schaltungen oder Klimatisierung

6) Festlegung des Mess Ablauf:

zeitliche und örtliche Festlegung des Ablaufs der einzelnen Messschritte

z.B.
- Reihenfolge der Einzelmessungen
- n Wiederholungen, Messreihen
- räumliche Verteilung der Messpunkte
- Meßprofile vorhanden



7) Durchführung der Messung und Ermittlung des Gesamt Ergebnisses

ausgehend von realen Mess-Signale (Nutzsignal + Störung) werden analoge als digitale Filter (Mittelwertberechnung) eingesetzt um Störsignal und Sensorfehler (Rauschen) herauszurechnen.

↳ Programmierer: Kenntnisse in analoge Schaltungstechnik (v GET) und in digitale Signalverarbeitung (DSV)

8) Berücksichtigung der Auswirkung von Einflussgrößen

↳ Korrektur systematischer Meßabweichungen

(z.B. Einfluss des Erdmagnetfelds auf magnetische Messungen)

9) Ermittlung des vollständigen Meßergebnisses:

Angabe des ~~Mes~~ aktuellen Messwertes und der Meßunsicherheit (Mess Fehler %)

nachdem mathematische Algorithmen (wie DSV, Mittelwertbildung..), das Ergebnis berechnet haben

Programmierer ist üblicherweise das letzte Glied in der Kette ⇒ darf häufig die Fehler der Kollegen / System ausbügeln

28.11.13

Donnerstag, 28. November 2013 08:11

Aufgaben 6.

1.1 $|\overline{U_e}|$ $\frac{1}{T} = \int_0^T |u(t)|\,dt = \frac{2 \cdot U_0}{\pi}$

$\alpha = \varepsilon \cdot i(t)$, mit $i(t) = \frac{|\overline{U_e}|}{R_V + R_i}$

$\Rightarrow \alpha = \frac{2 \cdot U_0 \cdot \varepsilon_0}{T(R_V + R_i)}$

1.2 $U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t)\,dt} = \frac{U_0}{\sqrt{2}}$; $k = \frac{U_{eff}}{|\overline{U_e}|} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} = 1{,}11$

1.3 Für $U_{eff} = 1V \rightarrow \alpha = \pi\ (180°)$

Es gilt: $U_0 = \sqrt{2} \cdot U_{eff}$

Aus 1.1: $\alpha = \frac{2 \cdot U_0 \cdot \varepsilon}{\pi \cdot (R_V + R_i)} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \overset{1V}{U_{eff}} \cdot \varepsilon}{\pi \cdot (R_V + R_i)} \overset{!}{=} \pi$

mit: $\varepsilon = \frac{d\alpha}{dI}$ linear Ausschl. $= \frac{\alpha}{I} = \frac{\pi}{10mA}$

$R_i = \frac{U}{I} = \frac{50\,mV}{10\,\mu A} = 5\,k\Omega$

$R_V = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \overset{1V}{U_{eff}} \cdot \frac{\pi}{10\mu A}}{\pi^2}$

1.4 $|\overline{U_{e\Delta}}| = \frac{4}{T} \int_0^{T/4} \left(\frac{U_0}{T/4} \cdot t\right) dt = \frac{16 \cdot U_0}{T^2} \int_0^{T/4} t\,dt$

$= \frac{16\,U_0}{T^2} \cdot \left[\frac{t^2}{2}\right]_0^{T/4} = \frac{16 \cdot U_0}{T^2} \cdot \frac{T^2}{32} = \frac{U_0}{2}$,

$U_{eff\Delta} = \sqrt{\frac{4}{T} \int_0^{T/4} \left(\frac{U_0}{T/4} \cdot t\right) dt} = \sqrt{\frac{64 \cdot U_0^2}{T^2} \cdot \left[\frac{t^3}{3}\right]_0^{T/4}}$

$= \frac{U_0}{\sqrt{3}}$; Formfaktor Δ ; $F_\Delta = \frac{U_{eff}}{|\overline{U_{e\Delta}}|} = \frac{U_0 \cdot 2}{U_0 \cdot \sqrt{3}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}155$

Skala hat für Effektivwerte von sinusförmigen Signalen

d.h. Anzeige: Gleichrichtwert x Formfaktor (1,11)

Bei anstehenden Dreieckssignal wird angezeigt

Ist: $|\overline{U_{e\Delta}}| \cdot 1{,}11 = \frac{U_0}{2} \cdot 1{,}11$

Soll: $|U_{e\Delta}| \cdot 1{,}155$

rel. Fehler

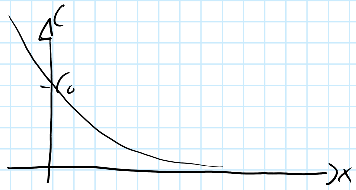
$$\frac{\text{ist}-\text{soll}}{\text{soll}} = \frac{1{,}11-1{,}155}{1{,}155} = 3{,}81\,\%$$

Aufgabe 7

(1) Kapazität: $C = \varepsilon_0 \cdot \overset{\overset{\wedge}{\downarrow}}{\varepsilon_r} \cdot \frac{A}{d}$

$$C_0 = \varepsilon_0 \cdot \frac{r^2 \cdot \pi}{a}$$

$$C = \varepsilon_0 \cdot \frac{r^2 \cdot \pi}{(a+x)} = \varepsilon_0 \cdot \frac{r^2 \cdot \pi}{a\left(1+\frac{x}{a}\right)} = \frac{C_0}{1+\left(\frac{x}{a}\right)}$$



(2) $C_0 = \varepsilon_0 \cdot \frac{r^2 \cdot \pi}{a}$

$$\rightarrow a = \frac{\varepsilon_0 \cdot r^2 \cdot \pi}{C_0} = 0{,}22\,\text{mm}$$

(3) Steigerung der Kennlinie

$$\varepsilon_C = \frac{dC}{dx} = \frac{d}{dx}\left(C_0 \cdot \frac{1}{1+\frac{x}{a}}\right)$$

$$= -\frac{C_0}{a} \cdot \frac{1}{\left(1+\frac{x}{a}\right)^2}$$

$$x = 0 \rightarrow \varepsilon_{C0} = -\frac{C_0}{a} = -227{,}27\,\text{pF/mm}$$

(4) $\Delta\varepsilon_{C,max} = 0{,}1 \cdot \varepsilon_{C0} \rightarrow \varepsilon_{C1} = 1{,}1 \cdot \varepsilon_{C0}$

$$\varepsilon_{C2} = 0{,}9 \cdot \varepsilon_{C0}$$

ε nach x auflösen:

$$\rightarrow \left(1+\frac{x}{a}\right)^2 = -\frac{C_0}{a} \rightarrow x = a\left(\sqrt{-\frac{C_0}{\varepsilon_C \cdot a}} - 1\right)$$

ε_{C0}

$$\rightarrow x = a\left(\sqrt{\frac{\varepsilon_{C0}}{\varepsilon_C}} - 1\right)$$

$\rightarrow x_1 = a\left(\sqrt{\frac{\varepsilon_{c0}}{1{,}1 \cdot \varepsilon_{c0}}} - 1\right) = -10{,}2\,\mu m$

$\rightarrow C_1 = 52{,}43\,pF$

$x_2 = a\left(\sqrt{\frac{\varepsilon_{c0}}{0{,}9 \cdot \varepsilon_{c0}}} - 1\right) = 11{,}9\,\mu m; \quad C_2 = 47{,}43\,pF$

$\rightarrow \Delta C = C_1 - C_2 = 5\,pF \quad \left(\frac{C_0}{10}\right)$

$\Delta x = 22{,}1\,\mu m$

⑤ $C_{ein}(x) = C_0 + \varepsilon_{c0} \cdot x$

$$F = \frac{C - C_{ein}}{\underset{\uparrow C_0/10}{\Delta C}} = \frac{C_0 \cdot \frac{1}{1+\frac{x}{a}} - C_0\left(1 - \frac{x}{a}\right)}{\frac{C_0}{10}}$$

$$= \left(\frac{10}{1+\frac{x}{a}} - \frac{10x}{a} - 10\right) \cdot 100 \; [\%]$$

x	0	x_1	x_2
$F\,[\%]$	0	$+2{,}25\%$	$-2{,}77\%$

Aufgabe 8:

a) $I = 100\,A$

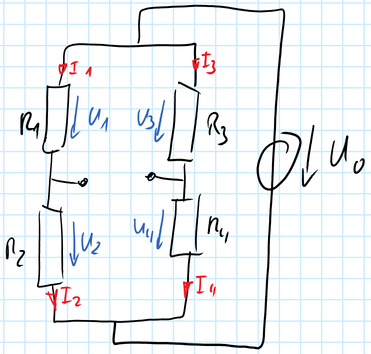
$\Delta I = \pm(0{,}03 \cdot 100\,A + 0{,}3\,A) = \pm 3{,}3\,A$

b) $I = 1\,A$

$\Delta I = \pm(0{,}03 \cdot 1\,A + 0{,}3\,A) = \pm 0{,}33\,A$

c) $\frac{\Delta I}{I} = \frac{+3{,}3}{100\,A} = \pm 3{,}3\,\%$

d) $\frac{\Delta I}{I} = \pm \frac{0{,}33\,A}{1\,A} = \pm 33\%$



Folie 45

3. Messung elektrischer Größen

Brückenschaltung:

„Abgleich": $U_0 = 0$

$\to U_1 = U_3 ; U_2 = U_4$

$U_1 = I_1 \cdot R_1 = U_3 = I_3 \cdot R_3$

$U_4 = I_4 \cdot R_4 = U_2 = I_2 \cdot R_2$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{U_3}{U_4} \to \frac{I_1 \cdot R_1}{I_2 \cdot R_2} = \frac{I_3 \cdot R_3}{I_4 \cdot R_4}$$

mit $R_2 = R_x$

$$\to \boxed{R_x = \frac{R_4}{R_3} \cdot R_1} = \frac{l_4}{l_3} \cdot R_1$$

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \sim l$$

Bsp.: $R_1 = 5{,}4\ k\Omega$

$R_3 + R_4 = 1 k\Omega$

$R_x = 1{,}8\ k\Omega$

$\frac{l_3}{l_4} ; R_3 ; R_4 = ?$

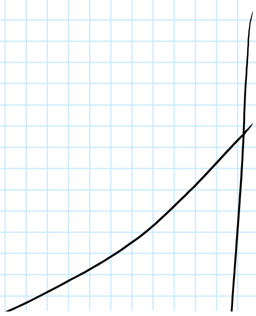
$R_x = \frac{l_4}{l_3} \cdot R_1$

$\to \frac{l_3}{l_4} = \frac{R_1}{R_x} = \frac{3}{1}$

$\to R_3 = 3 \cdot R_4$

$R_3 + R_4 = 1 k\Omega$

$\to R_4 = 250\ \Omega$



Messung ohmischer Widerstände durch Vergleich mit Referenzwiderstand

$R_3 + R_4 = \ldots$

$\rightarrow R_4 = 250\,\Omega$

$R_3 = 750\,\Omega$

Ausschlags-Widerstandsmessbrücke

Hier: $U_D \neq 0$ (I_D sehr klein)

$\rightarrow I_1 = I_2$; $I_3 = I_4$

$$U_D = U_2 - U_4 = U_0 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

$$= U_0 \left(\frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)} \right)$$

R_2 ist unbekannt

Empfindlichkeit $E = \frac{dU_D}{dR_2} \overset{\text{Quotientenregel}}{=} U_0 \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_2)^2}$

Maximum von E

(welcher Wert von R_1 ist optimal?)

$\frac{dE}{dR_1} \xrightarrow{\text{Quotientenregel}}$

$\rightarrow \boxed{R_1 = R_2}$

R_x

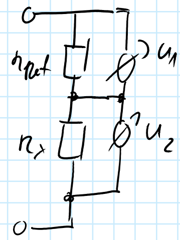
Spezialfall:

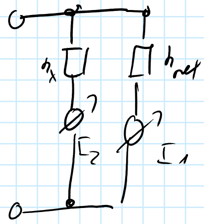
$R_1 = R_3 = R_4 = R$

$R_2 = R_x$

$$\rightarrow U_D = \frac{U_0}{2} \cdot \frac{R_x - R}{R_x + R} = \frac{U_0}{2} \cdot \frac{\frac{R_x}{R} - 1}{\frac{R_x}{R} + 1} = f\left(\frac{R_x}{R}\right)$$

$R_x = 0 \rightarrow U_D = -\frac{U_0}{2}$





$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_{ref}}{R_x}$$

$$\boxed{R_x = \frac{I_1}{I_2} \cdot R_{ref}}$$

$$\rightarrow \boxed{R_x = R_{ref} \cdot \frac{U_2}{U_1}}$$

$R_x = R \to U_D = 0$

$R_x \to \infty \to U_D = + \frac{U_0}{2}$

Praxis: $R_x \approx R = R \pm \Delta R \quad (\Delta R = \pm)$

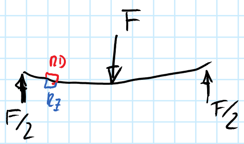
$\to U_D = \frac{U_0}{2} \cdot \frac{\Delta R}{2 \cdot R \pm \Delta R} = f(\Delta R)$

Für $\Delta R \ll R \cdot U_D = \frac{U_0}{2} \cdot \frac{\Delta R}{2 \cdot R} = \boxed{\frac{U_0}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R}} \approx$ linear

Empfindlichkeit $E \approx \frac{U_0}{4R}$

Bsp: Messung des Spannungszustands an einer Blattfeder mit DMS

"Dehnmessstreifen"



$F = 0: \; R_D = R_Z = R_0 \pm \Delta R$

$R = R(\varepsilon) \qquad \Delta R = R_0 \cdot k \cdot \varepsilon$

$\varepsilon =$ Dehnung $= \frac{\Delta l}{l}$

Zug: $\Delta R > 0$

Druck: $\Delta R < 0$

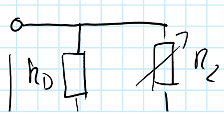
Zusätzlich:

$R_0 = f(\vartheta) = R_{00} \left[1 + \alpha (\vartheta - \vartheta_0) \right]$

$\alpha =$ Temperaturkoeffizient

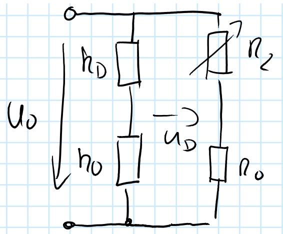
$\to R = R(\varepsilon, \vartheta) = R_{00} (1 + \alpha (\vartheta - \vartheta_0))(1 + k \varepsilon)$

Brücke:



$U_D = U_{R_Z} - U_{R_D}$

$= U_0 \cdot R_0 + \Delta R \qquad U_0$



$$= U_0 \cdot \frac{R_0 + \Delta R}{R_0 + R_0 + \Delta R} - \frac{U_0}{2}$$

$$= U_0 \left(\frac{R_0 + \Delta R}{2R_0 + \Delta R} - \frac{1}{2} \right)$$

$$= \frac{U_0}{2} \left(\frac{1}{1 + 2\frac{R_0}{\Delta R}} \right) \approx \frac{\Delta R}{2R_0} \cdot \frac{U_0}{2}$$

$$= \frac{U_0}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R_0}$$

$\Rightarrow U_D \sim \Delta R \sim \varepsilon$

Aber: Temperaturabhängigkeit

$$\Delta R = R_0 \cdot k \cdot \varepsilon = f(\varepsilon, \vartheta)$$

$\uparrow f(\vartheta)$

$\rightarrow U_D = f(\varepsilon, \vartheta)$

$\rightarrow$ gilt für alle Viertelbrücken

Beide Streifen aktiv: "Halbbrücke"

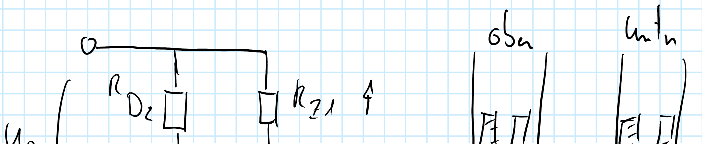
$$U_D = U_{R_2} - \frac{U_0}{2} = U_0 \cdot \frac{R_0 + \Delta R}{(R_0 + \Delta R) + (R_0 - \Delta R)} - \frac{U_0}{2}$$

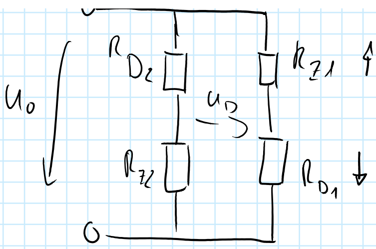
$$= U_0 \left(\frac{R_0 + \Delta R}{2R_0} - \frac{1}{2}\frac{R_0}{R_0} \right) = \frac{\Delta R}{R_0} \cdot \frac{U_0}{2}$$

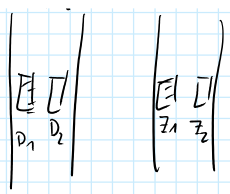
$$= \frac{R_0 \cdot k \cdot \varepsilon}{R_0} \cdot \frac{U_0}{2} = \frac{k \cdot \varepsilon \cdot U_0}{2}$$

Halbbrücke: Temperatureinfluss kompensiert
+ Doppelte Empfindlichkeit.

"Vollbrücke"







$$U_0 = U_0 \cdot \frac{\Delta R}{R}$$

02.12.13
Montag, 2. Dezember 2013 10:00

Messtechnik für AI

Meßverfahren

1) Vergleichen
2) Zählen

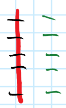
Unterschied zwischen analogen und digitalen Messen:

Analog	Digital
durchgehender	diskretet
Mess Werte bereich	Wertebereich
kontinuierlich	

Im Gegensatz zum analogen Messen gibt es beim digitalen Messen einen Abstand zwischen den benachbarten Messwerten

Die Größe dieses Abstands bestimmt die Genauigkeit der Messung.

Je größer die Anzahl der Messpunkte ist, desto genauer kann gemessen werden.



Bei manchen Messpunkten sind digitale und analoge Messung gleich, bei allen anderen Messpunkten entsteht ein Messfehler!

Ein digitaler Messwert steht dann für einen Bereich an analogen Messwerten

analog digital

Beim Übergang von einer analogen Größe auf ihre Darstellung (Vorgang: Quantilisierung) entsteht prinzipiell ein Quantisierungsfehler

Beispiel: Lichtsteuerung (alle Norm 0-10V)

Scheinwerfer werden von einem Mischpult gesteuert ,

10V = volle Leistung ; 5V = hälfte ; 0V = aus

Pro sein Scheinwerfer ein Podi der als Spannungsteiler arbeitet und Steuerspannungen (analog von 0V - 10V)

Diese analoge Steuersignale soll digitalisiert werden

(P) Wichtigste Frage: Wie viele Unterteilungen (Messpunkte) sind in der digitalen Ebene (digital domain) notwendig, damit der Mensch den Unterschied zw. analoger Steuerung und der digitalen Steuerung nicht erkennt?

analog

10V
7 - 111
6 110
5 101
4 100
3 011
2 010
1 001
0 000
0V

Eine digitale Codierung mit 3 Bit erzeugt 8 Messpunkte

=> nicht jeden Wert steuerbar

$\frac{10V}{8} = 1{,}25\ V$ Quantifizierung

analoger Input → digitale Output

jeder digitale 3Bit Wert repräsentiert einen analogen Bereich von 1,25V

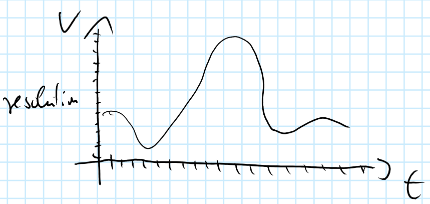
(P) gegeben ist ein analoger Meßbereich von 0V bis 10V

Geben sie eine resolution in bits an, die eine Genauigkeit von 0,1V erreicht

(Lösung 7bits oder mehr

Quantifizierung der Zeit

Bei vielen Messaufgaben in der realen Welt ändert sich die Messgröße mit der Zeit.



Nun ist es auch notwendig, die Zeit zu quantifizieren (bekannt ist die Sekunde)

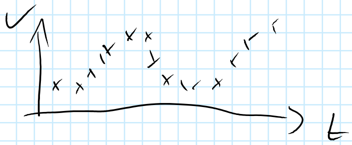
Wenn die Einteilung in Sekunden zu ungenau ist,

=> wir bilden Untereinheiten:

$\frac{1}{25}, \frac{1}{50}, \frac{1}{1000}$ Bilder pro Sec

1

Nach der Quantifizierung von Amplitude (y-Achse) und Zeit (x-Achse) erhält der Computer folgendes Abbild:



übrig bleibt eine Folge von Messpunkten

(⚠ Punkte nicht mit Geradenstücken verbinden)

Die Quantifizierung der Zeit nennt man <u>Abtastung</u>

Die Abtastrate oder Abtastfrequenz beschreibt wie oft pro Sec ein Messwert genommen wird

abtasten = sampling

A. rate, A. freq = sampling, sampling frequenz

will man eine Eingangsfrequenz von f_{EIN} Hz erfassen so muss die Abtastfrequenz doppelt so hoch sein

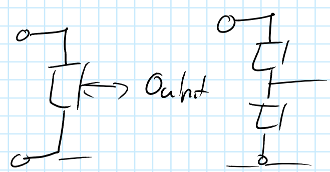
(P) $\boxed{f_{sample} > 2 \times f_{Ein}}$ Shannon'sches Abtasten (P)

Nyquist Frequenz

Komponenten für die Quantifizierung beruhen auf dem Messen von Spannungen

<u>Bsp:</u> Widerstand als Potiometer (Pot.)

Schaltbild

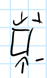


Drehpoti, Schiebepoti

Sensoren werden gebaut um elektrische Spannung zu liefern.

Druck: Dehnungsmessstreifen

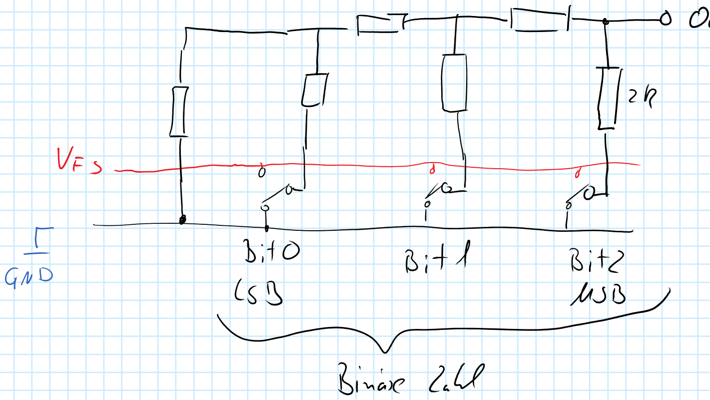
Temperatur: Widerstandsmaterial das bei Temperaturänderung den Widerstand

Vibration: Piezokristall  baut bei mechanischem Druck eine hohe Spannung auf (Zündfunken bei Feuerzeug

---

der DAC (Digital Analog Converter)

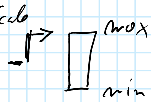
Bsp.: 3 Bit Wandler



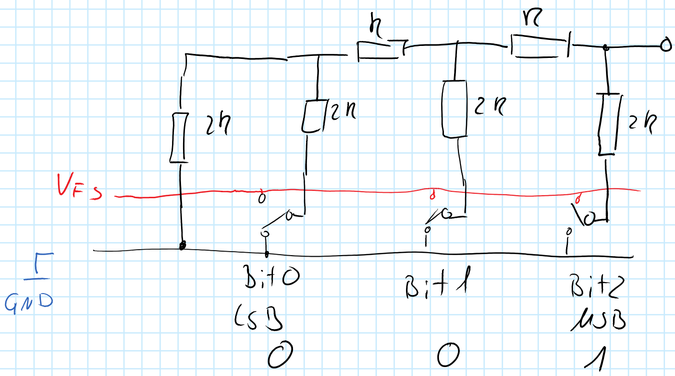
bekannte Spannung

Widerstandsnetzwerk
(2R-R resistor ladder)

$V_{FS} = V_{max} = Volt_{Full\ Scale}$

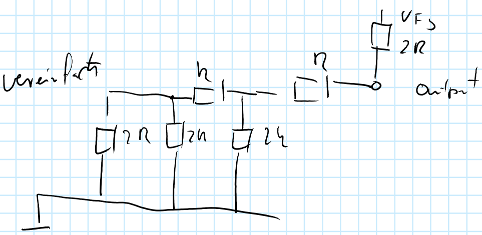
Full Scale entspricht 

Beispiel: Input = 100 (=4 dez)

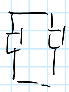


Was bedeutet die Schaltestellung (100)?

vereinfacht

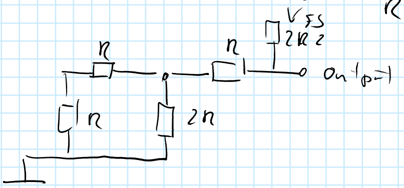


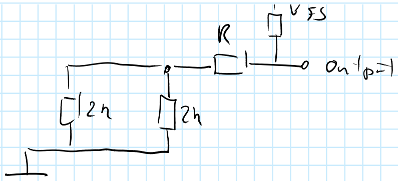
vereinfacht

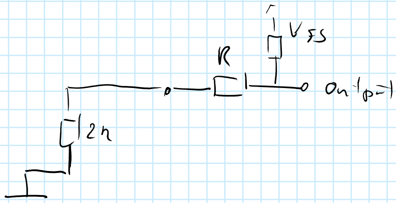


2R // 2R

parallelschaltung $= \frac{1}{R}$

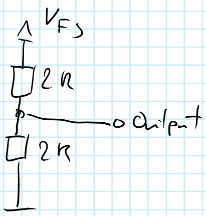






Im letzten Schnitt ergibt sich

Spannungsteiler



$= \frac{1}{2} V_{FS}$

Der binäre Input 100 erzeugt $\frac{V_{FS}}{2}$

100 ist die Hälfte der Binären Möglichkeiten.

Über das Beschalten der Widerstände eines 2R-R Netzwerks werden Ausgangsspannungen erzeugt, die dem Binären Input entsprechen.

D.h. die kleinste Spannung > 0

berechnet sich zu $\frac{V_{FS}}{2^i}$ mit i = Anzahl der Bits

In unserem Beispiel mit i=3 ist die kleinste Spg änderung $\frac{1}{8} V_{FS}$

Mit Hilfe des DACs können wir aus einer binären Zahl eine bekannte Spannung erzeugen

Ein DAC ist ein digitaler programmierbarer Spannungsteiler (-> Spgs Erzeuger)

$V_A = V_{FS} \cdot (b_n \cdot \frac{1}{2} + b_{n-1} \cdot \frac{1}{4} + \ldots + b_0 \cdot \frac{1}{2^n}$

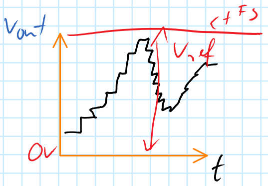
09. 12. 13
Montag, 9. Dezember 2013 09:50

Meßtechnik: D-A-Wandler

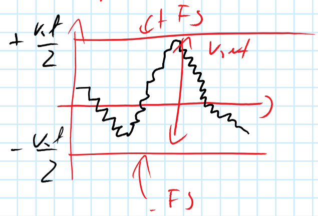
Zusammenfassung:

Man unterscheidet 2 Schaltungstypen:

unipolar



bipolar



Fachausdruck

+ Full Scale bedeutet volle Umfang $V_{out\,Max}$

- Full Scale bedeutet $V_{out\,MIN}$

Bei einem n-bit DAC lassen sich zw. -FS und +FS 2^n unterschiedliche Spannungspegel V_{out_n} erzeugen.

$$V_{out_n} = V_{FS}\left(b_7 \cdot \frac{1}{2} + b_6 \cdot \frac{1}{4} + b_5 \cdot \frac{1}{8} + \ldots + b_0 \cdot \frac{1}{256}\right)$$

Typische Aufgabe für ein Ingenieur ist das Festlegen von -FS und +FS, sowie die Anzahl an der Bits des DACs

Fachausdrücke: MSB = Most Significant Bit (höchstwertigstes Bit)

LSB = Least Significant Bit (niedrigwertigstes Bit)

1 0 1 0 0 1 1 0
MSB LSB

V_{FSO} Voltage Fullscale Output Spannung max möglich an Output

Bsp: ein 3 Bit DAC kann $2^3 = 8$ progr. Spannungs am Ausgang erzeugen.

der höchste prog. Wert = 111 = 7

Merke: 1) der maximal Vout port - Wert V_{FSO} ist um eine binäre Stufe kleiner als V_{FS}, welche durch Vref vorgegeben wird.

2.) Zwischen den programmierbaren Spannungspegel stufen kann der Programmierer keine Werte erreichen.

3). Erschwerend kommt hinzu, das DACs nicht fehlerfrei arbeiten.

DAC-Fehler

Ideale DAC: bei einem idealen DAC sind alle Widerstandswerte (2R-R-Netzwerk) zu 100% korrekt und alle switches besitzen einen 0 Ω-Widerstand (On) wenn sie einschalten und ∞ Ω-Widerstand wenn sie ausgeschaltet sind.

In der Realität ist das nicht so!

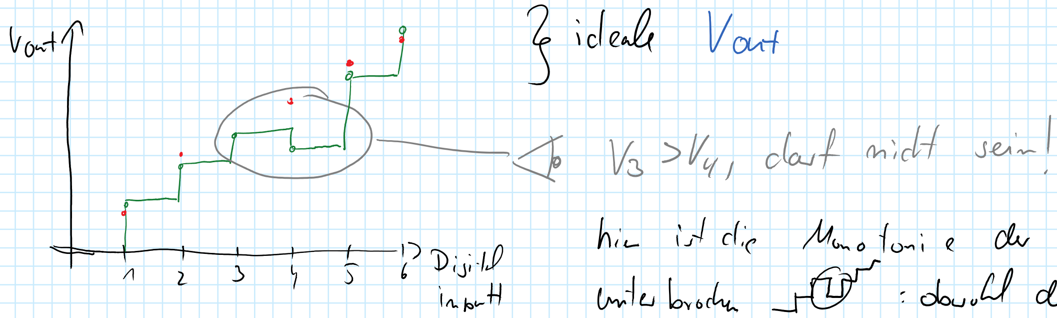
Die Widerstände haben Toleranzen (98 100 102)

und die switches haben ein R_{on} von ≈ 1/4 Ω

R_{on} = Resistance on = Widerstand AN

Monotonitäts-Fehler (monotonicity)

Wie zeigt sich dieser Fehler?



Non monotonic DAC

hier ist die Monotonie der Unterfolge V_i unterbrochen: obwohl der Digital Input von der Größe her zunimmt, nimmt Vout kurzzeitig ab!

Jeder DAC-Hersteller gibt eine Aussage im Data Sheet über die Monotonie!

Offset-Fehler

ist der Abstand zwischen dem ist und soll.

-> entsteht durch Toleranzen der R_{on} - Widerstandswerte der switches

Dadurch wird $V_{out_{000}}$ nicht ganz 0 Volt!

(Fertigungstoleranz)

im Data Sheet steht Offset - Error

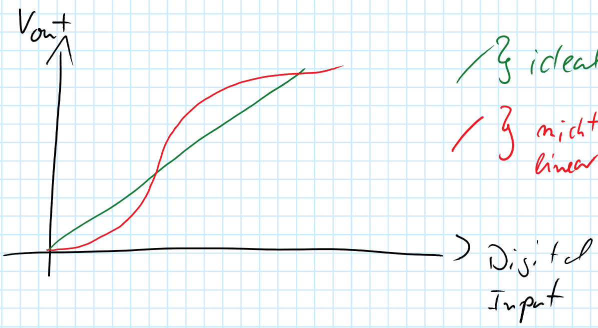
- analog Subtrahieren

Gain Error = Verstärkungsfehler

analog Multiplizieren Faktor zu beheben.

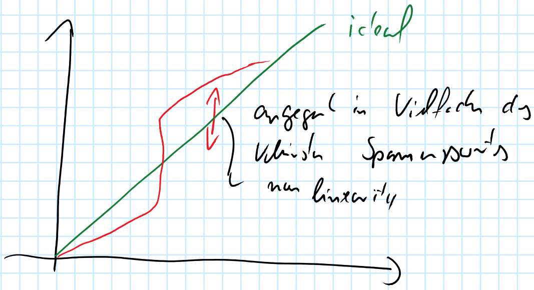
Fehler, die man nicht kompensieren kann:

Linearity Error Linearitätsfehler



Der Hersteller versucht den Linearity Error unter einer bestimmten Grenze zu halten:

Der Linearity error bzw. non linearity wird in Bruchteilen von LSBs angegeben. Ein guter Wert ist z.B. $\pm \frac{1}{2}$ LSB, ein schlechter Wert ist $\pm 1\frac{1}{2}$ LSBs



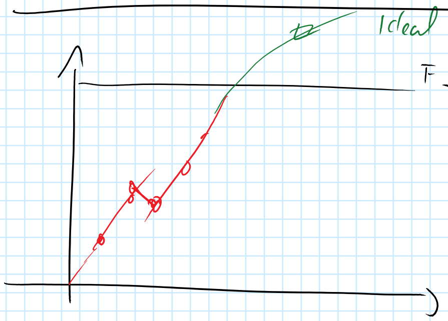
Anpassen differential non linearity

dnl: Fehler in Prozent

Merke: einen idealen DAC gibt es nicht zu kennen: Die genannten Fehlerquellen.

(P) : Verschiedene Fehlerquellen angeben

Usefull resolution nutzbare Auflösung

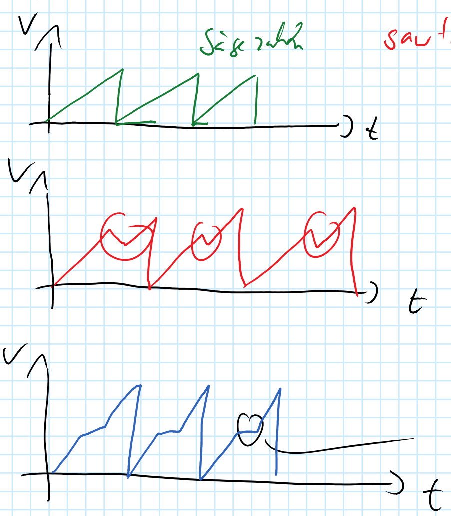


gegeben ist, wie in der Skizze angedacht, ein realer DAC mit +1,5 LSB linearity error. Er ist nicht monoton.

Frage: kann man durch Reduzierung der Auflösung (z.B von 3 bit → 2 bit) die Monotonie wieder herstellen?

Durch die Reduktion um 1 Bit entstehen nur noch halb so viele Ausgabewerte, der DAC ist wenigstens monoton

Beispiel:



non linearity

3 Bit Auflösung

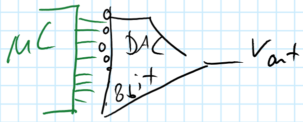
2 Bit Auflösung

weniger Störung!

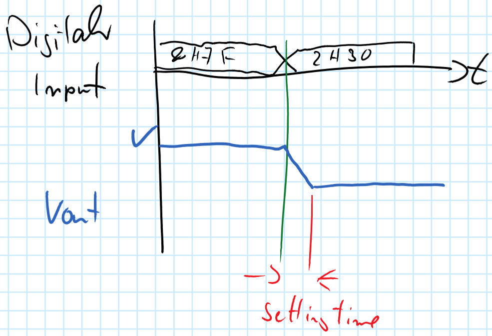
Lösen kann eine mit 2 Bit DAC

settling time

Zeit, die DACs für die Wandlung benötigen



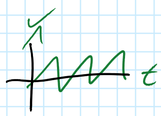
Timing



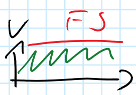
Die settling time gibt also an wie lang der DAC von der Änderung des Digitalen Inputs bis zum neuen V_{out} (auf $\pm \frac{1}{2}$ LSB genau) benötigt

[Bsp: Mess Wandler benötigen n sec

Bipolarer Betrieb bipolar operation

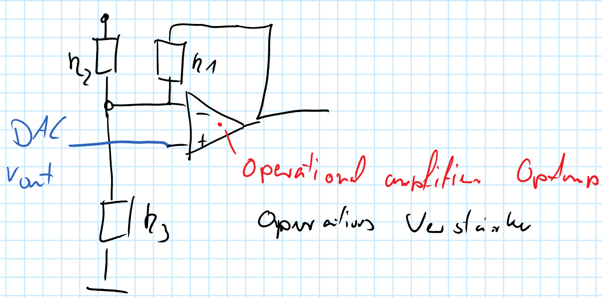


ein "normaler" DAC kennt nur den unipolaren Betrieb



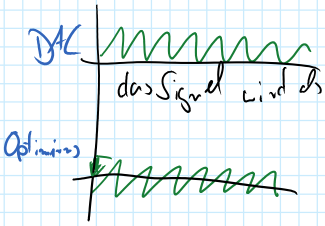
Um von einem unipolaren (0V bis 5V) Betrieb zu einem bipolaren (−2,5V bis +2,5V) Betrieb zu kommen, benötigt man einen analogen Subtrahierer

Schaltung:



Durch die Rückkopplung über R1 und den Minus-Eingang wird ein Teil des DAC Vouts, der am Plus-Eingang anliegt, davon subtrahiert => Verschiebung des Signals in negative Y-Richtung.

Durch die Wahl von R_1, R_2 und R_3 wird der Grad der Verschiebung eingestellt.



das Signal wird als Ganzes in y-Richtung verschoben

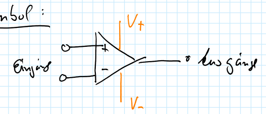
16. 12. 13
Montag, 16. Dezember 2013 09:46

der Operationsverstärker

Abkürzung: OVP (deutsch)
engl.: Operational Amplifier (Op Amp)

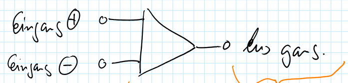
Op Amp sind neben Transistoren die wichtigsten aktiven Bauteile in der analogen Messtechnik.

Schaltsymbol:



Was macht ein Op amp?

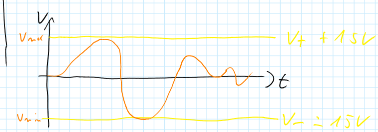
Zwei Arten der Beschaltung: ohne Rückkopplung (engl. feed back)



hochohmig
d.h. ⊕ und ⊖ Eingänge belasten daran angeschlossene Signale (fast) nicht
Eingangsströme < 100 µA

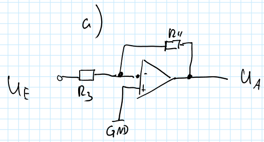
niederohmig
d.h. Ausgang kann hohe Ströme liefern (≈ 20 mA .. 100 mA)

der Opamp verstärkt die Differenz s.PS. zwischen Eingang ⊕ und Eingang ⊖ und gibt sie an seinen Ausgang ab.
Die Grenze der Verstärkung ist durch seine Versorgungs-PS. V_+ und V_- vorgegeben



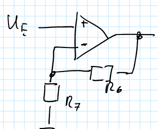
Zweite Art der Beschaltung: mit Rückkopplung

a)



Invertierender Verstärker
(inverting amplifier)

b)



nicht invertierender Verstärker
(non inverting amplifier)

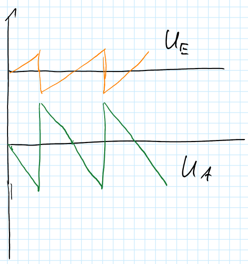
Funktion:

Der Opamp versucht die Ausgangsspannung U_A immer so einzustellen, dass die Differenz zw. ⊕ und ⊖ Eingang null wird.

a) invertierender Verstärker:
bedeutet, dass $U_A = - n \cdot U_E$ ist
Verstärkungsfaktor

(das Signal U_E wird an der X-Achse gespiegelt und verstärkt)

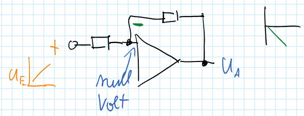
U_A ist invers zu U_E



Wie funktioniert das?

über R_3 ist U_E am negativen (inverting input) Eingang angeschlossen.
Der positive Eingang (non inverting input) liegt auf 0V = GROUND

ist U_E z.B. positiv, dann wird U_A negativ, bis die Differenz ⊖ Eingang gleich NULL ist.

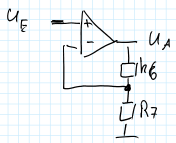


über R_3 und R_4 werden die Spannungen dimensioniert und somit als Resultat der Verstärkungsfaktor festgelegt.

b) nicht invertierender Verstärker:

Ohne Eingangswiderstand liegt U_E direkt am ⊕ Eingang an. U_A wird über R_6 Rückgekoppelt auf den ⊖ Eingang, wobei R_7 den ⊖ Eingang mit 0V (Ground) verbindet

D.h. die Rückkoppelung von U_A erfolgt über einen Spannungsteiler aus R6 und R7

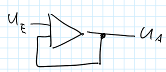


Funktionsweise:

ist U_E positiv, dann wird auch U_A positiv weil U_E am ⊕ Eingang des Opamp anliegt. logisch

Frage? wie positiv wird U_A?

Der Opamp verstärkt U_A solange, bis die Differenz aus ⊕ Eingang und ⊖ Eingang gleich null ist; durch den Spannungsteiler R6 und R7 wird dem rückgekoppelten Signal jedoch ein Teil entzogen, wodurch der Opamp "mehr" U_A liefern muss, Spezialfall:



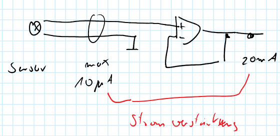
Hier muss U_A genauso sein wie U_E, nur dann ist die Differenz = Null, $U_A = U_E$ wofür?

Sinn: (im Hirn gespeichert: Eingänge e. Opamps sind hochohmig (MΩ) Ausgänge sind niederohmig (0,1Ω ... 10 Ω)

↓

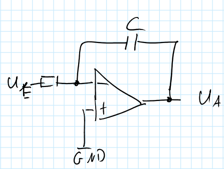
die Schaltung heißt "Spannungsfolger" (Voltage follower) oder "Impedanzwandler"

Meßgröße



Viele Sensoren liefern als Messgröße eine Spannung, aber nur einen kleinen Strom I_S. Die Spannungsfolger-Schaltung verändert die gemessene Spannung, verstärkt aber den Strom

z.B. um lange Messleitungen zu überbrücken



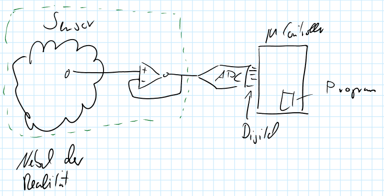
Was macht der Kondensator C in der Rückkoppelung?

legt man eine positive Spannung U_E an, so lädt sich der Kondensator C über den Widerstand R auf

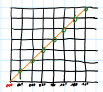
Der OpAmp steuert nun mit U_A so dagegen, dass sich am ⊖ Eingang wieder null bildet. Klemmt man jetzt U_C ab, —/°— so kann sich der Kondensator C nicht entladen, und U_C bleibt konstant, wird also aufrecht erhalten => U_C wird gespeichert.

Man nennt diese Schaltung auch analoges Halteglied.

Analog-Digital-Wandler



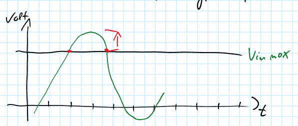
Funktionsweise ADC 3bit



Der ADC ordnet der analogen Eingangsspannung V_{in} einen digitalen Ausgangswert {000,111} zu.
Dabei fallen 2 Dinge auf:

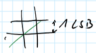
a) Jeder ADC besitzt eine obere Grenze, bis zu der er V_{in} wandeln kann.

Überschreitet man diese Grenze, so tritt Clipping auf



Clipping bedeutet, dass der Digitalwert der V_{in} nicht entspricht, sondern zu niedrig ist.
D.h. V_{in} wird abgeschnitten (to clip). Der Ingenieur muss dafür sorgen, dass der Messbereich V_{in} nicht größer ist, als der digitale Zahlenbereich!

b)  Was passiert, wenn V_{In} zwischen 2 digitalen Werten liegt?

Genauer betrachtet: 

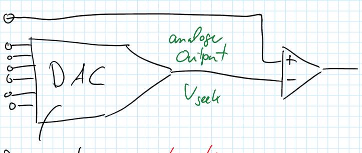
Alle Werte von V_{IN}, die $\pm \frac{1}{2}$ LSB um den digitalen Wert liegen, werden auf diesen Wert abgebildet.

Daraus folgt ein Wandlungsfehler!
Der Ingenieur legt fest, wieviele Bits (4, 6, 8, 16..) verwendet werden müssen, um V_{in} so genau wie gefordert, als Binärzahl darstellen zu können.
Je mehr Bits, desto feiner ist die Auflösung und desto teurer ist der ADC!

Prinzipieller Aufbau

Frage: wie kommt man von einer analogen Spannung auf eine Binärzahl?

Lösung: man "sucht" nach dem passenden Wert.



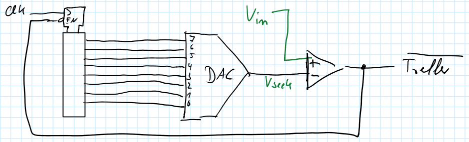
Wenn $V_{seek} = V_{in}$ ist, dann ist $U_A = 0V$
weil dann ⊕ und ⊖ Eingang des Opamp gleich sind.
Ist $V_{seek} \neq V_{in}$, dann verstärkt der OpAmp die Differenz von ⊕ und ⊖ Eingang und $U_A > 0$

Welche Algorithmus verwenden wir für die Erzeugung des digitalen Inputs um nach V_{IN} zu suchen?

Der "staircase" Wandler

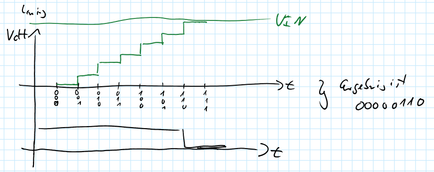
Staircase = Treppenstufe

Dabei wird der digitale Input für den DAC von einem Zähler (Binary counter) erzeugt.



Wenn $V_{seek} = V_{in}$ dann $\overline{\text{Treffer}} = 0$

Wenn $\overline{\text{TREFFER}} = 0$ ist, dann stoppt der COUNTER
der binäre Counterwert ist dann das gesuchte Ergebnis



Vorteil: Sehr einfach Verfahren durch Zähler
=> Preiswert

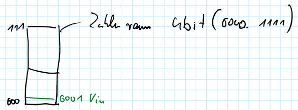
Nachteil: die Wandlungszeit (die 'Such'-Zeit) ist abhängig von V_{in}: Kleine V_{in}-Spannungen!

um mit diesen Wandler arbeiten zu können, muss der Wandler einen Ausgang besitzen, an dem der µProz. erkennt, wenn dieser Fertig ist

Successive approximation Converter

Verwendet das Bisektions-Verfahren um den Binärwert zu finden.
Die Schaltung entspricht der prinzipiellen Aufbau, mit der Erweiterung, das der analoge Spannungsvergleicher die Signale > und < ausgeben kann. Der Generator des digitalen Inputs muss intelligenter sein als ein Counter.

Bisektion:



Startet so: ist der gesuchte V_{in}-Wert $\gtrless \frac{1}{2}$ Zahlenraums

Im Beispiel: ist $V_{IN} > 8$ (1000)?
Nein
also liegt V_{in} zw 0000 und 0111

nun nimmt man den verbleibenden Zahlenraum {0000..0111} und wiederhole das Verfahren
ist $V_{in} > 4$ (0100)?
Nein
also liegt V_{in} zw 0000 und 0011

nun nimmt der...
Bei einer 4bit Binärzahl benötigt man 4 Vergleiche um den richtigen V_{in} Wert zu finden.
Bei n-Bit benötigt n-Schritte

Vorteil gegenüber Staircase Converter:

ein Successive approximation Converter ist deutlich schneller, die maximale Anzahl von "Such schritte" entspricht der binär Potenz des binary inputs. Bei einer resolution von 8bit werden max. 8 Schritte bis ECO verbraucht! Dieses Verfahren wird sehr häufig eingesetzt.

(P) erkläre den Unterschied zwischen Stairwise und s.A. Converters