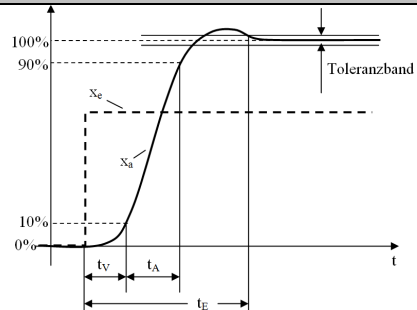
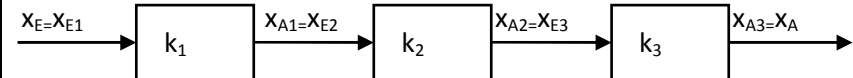
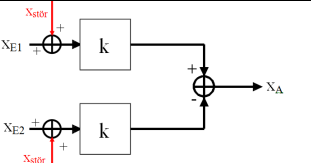
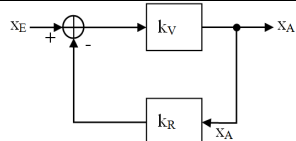
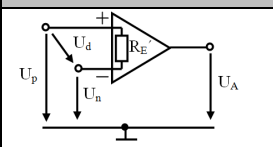
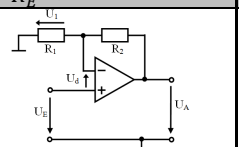
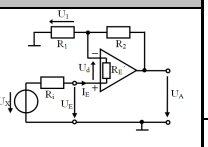
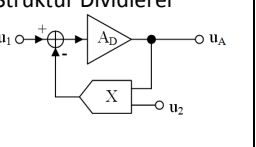
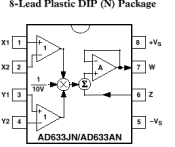
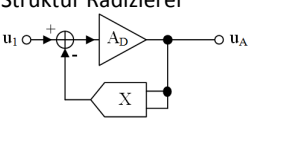


<b>Allgemein</b>			
$u_R(t) = R \cdot i_R(t)$	$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}$	$i_C(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt}$	$Q = DA = \epsilon_0 \epsilon_r \underbrace{E_F}_{\beta \epsilon = \frac{\beta \sigma}{E}} A$ mit $E = E_{Modul}$ <i>mach. Spannung <math>\sigma = \frac{F}{A}</math></i>
<b>Lautheit N</b>	$N = c \cdot p^{0,6} = \left(\frac{p_2}{p_1}\right)^{0,6} = \left(\frac{10^{\frac{L_2}{20}}}{10^{\frac{L_1}{20}}}\right)^{0,6} = \left(10^{\frac{\Delta L}{20}}\right)^{0,6}$		Doppelte Lautheit $\approx 10dB$
	Spannungsteiler: $U_i = U_{ges} \cdot \frac{R_i}{R_{ges}}$	$R_A \parallel R_B = \frac{R_A R_B}{R_A + R_B}$	$P = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R}$

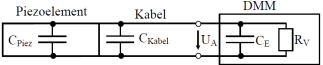
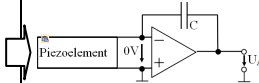
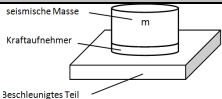
3. Logarithmierte Größenverhältnisse									
Allgemein		$a = \beta \cdot \log_{10} \left  \frac{A_1}{A_0} \right  dB = \beta \lg \left  \frac{A_1}{A_0} \right  dB$ mit $\beta = 10$ (Energie $\frac{P_1}{P_0}$ ), $\beta = 20$ (Feldgrößen $\frac{U_1}{U_0}$ )							dB <sub>r</sub> = Pegel bezogen auf gewählten Referenzwert dB <sub>m</sub> = mW Leistungspegel dB <sub>V</sub> = V Spannungspegel dB <sub>A</sub> = Pa Schalldruckpegel
Leistungsverstärkung		$a_P = a_U + 10 \lg \left  \frac{R_E}{R_A} \right $							
Verstärkungs-/Dämpfungsmaß		$a_{UV} = 20 \cdot \lg \frac{U_{Ausgang}}{U_{Eingang}} = -20 \cdot \lg \frac{U_E}{U_A} = -a_{UD}$							
a <sub>U</sub>	A <sub>U</sub>	$\sqrt{2} \approx 1,4$	2	10	20	25=100/4	30= $\sqrt{2} \cdot 2 \cdot 10$	100=10*10	! Spannungsteiler a <sub>U</sub> ist negativ!
	a <sub>U</sub>	3	6	20	26	28=40-6-6	29=20+6+3	40=20+20	
Pegel L		Bezogen auf feste Größe (A <sub>0</sub> ) → dB <sub>m</sub> = mW; dB <sub>V</sub> = V; dB <sub>A</sub> = Schalldruck							Pegel p <sub>0</sub> → Normal $p = p_0 10^{\frac{a_p}{20}}$

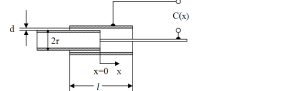
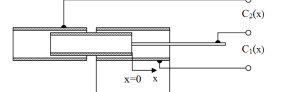
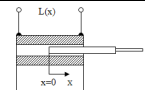
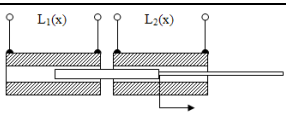
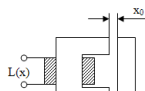
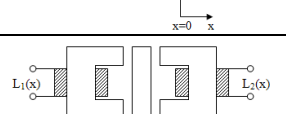
4. Strukturen von Messeinrichtungen			
statische Übertragungskennlinie: $\underbrace{x_a}_{\text{Ausgangsgröße}} = f(\underbrace{x_e}_{\text{Eingangsgröße}})$			
Funktionsart $x_a = f(x_e)$	Graph $x_a = f(x_e)$	Empfindlichkeit $k$ des Messgliedes	
nichtlineare Fkt.	nichtlineare Kurve	$k = \frac{dx_A}{dx_E}$	
lineare Fkt.	Gerade nicht durch Urspr.	$k = \frac{dx_A}{dx_E}$ (eventuell $k = \frac{\Delta x_A}{\Delta x_E} = const.$	
proportionale Fkt.	Gerade durch den Urspr.	$k = \frac{dx_A}{dx_E} = \frac{x_A}{x_E} = const.$	
dynamische Eigenschaften: $\hat{x}_A(f = f_g) = \frac{\hat{x}_A(f \rightarrow 0)}{\sqrt{2}}$ bzw. $a_{x_A}(f = f_g) = a_{x_A}(f \rightarrow 0) - 3 \text{ dB}$			
Verzögerungszeit $t_v$	Zeit nach Sprung Eingang bis Ausgang bei 10% vom Endwert		
Anstiegszeit $t_A$	Zeit um von 10% auf 90% des Endwertes anzusteigen		
Einstellzeit $t_E$	Zeit nach Sprung Eingang bis Ausgang innerhalb Toleranzband (z.B. 1%)		
Kettenstruktur:			
$k_{ges} = \frac{dx_A}{dx_E} = \frac{dx_{A3}}{dx_{E3}} * \frac{dx_{A2}}{dx_{E2}} * \frac{dx_{A1}}{dx_{E1}} = \prod_{i=1}^n k_i = k_3 * k_2 * k_1 \rightarrow$ wenn rückwirkungsfrei (bei $dB_{ges} = \sum dB_i$ )			
dynamische Näherung für Nicht-Gauß-Tiefpässe:		$t_A = RC \cdot \ln 9$ $t_{A,ges}^2 = t_{A1}^2 + \dots + t_{An}^2$	$f_g \cdot t_A = \frac{\ln 9}{2\pi} = 0,35$ wird in Näherung für alle Tiefpässe verwendet
$\frac{1}{f_{g,ges}^2} = \frac{1}{f_{g1}^2} + \frac{1}{f_{g2}^2} + \dots + \frac{1}{f_{gn}^2}$			
Parallel oder Differenzverstärker		Kreisstruktur	
			
Proportionale Messglieder: $x_{A1} = x_{E1} + \text{Störung}$ $x_{A2} = x_{E2} + x_{Stör}$ $x_A = x_{A1} - x_{A2} = k(x_{E1} - x_{E2})$		$k_V \rightarrow \infty$ ist ideal da: <ul style="list-style-type: none"><li><math>K_{ges}</math> nicht mehr von <math>k_V</math> abhängt und damit störende Eigenschaften unterdrückt werden können</li><li>Ausgangsgröße <math>x_A</math> eingepreist ist und nachfolgender Eingang nicht belastet wird.</li><li>fast Rückwirkungsfrei</li></ul>	
Nichtlineare Messglieder: $x_{A1} = dx_{E1} \} \rightarrow x_A = k(dx_{E1} - dx_{E2})$ $x_{A2} = dx_{E2}$		$x_A = k_V(x_E - k_R x_A)$	
		Empfindlichkeit: $k_{ges} = \frac{dx_A}{dx_E} = \frac{1}{k_R + \frac{1}{k_V}} \xrightarrow{\text{Idealfall}} k_{ges,ideal} = \frac{1}{k_R}$ für $k_V \rightarrow \infty$ bzw. $\frac{1}{k_V} \ll k_R$	
Unterdrückung von störenden Nullpunkten und additiven Gleichtaktstörungen		$A_U = \frac{1}{k_R} + \frac{1}{A_D}$	
DMS	$R_{DMS} = R_0(1 + 2\varepsilon) = R_0 \left(1 + 2 \frac{\Delta l}{l}\right)$		

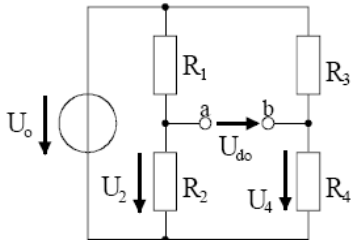
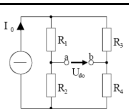
<b>Offener Opv <math>R_E \rightarrow \infty</math></b>	<b>Gegenkopplung <math>R_E \rightarrow \infty</math></b>	<b><math>R_E</math> ist endlich</b>	<b>Struktur Dividierer</b>	<b>CONNECTION DIAGRAMS 8-Lead Plastic DIP (N) Package</b>	<b>Struktur Radizierer</b>
					
			$U_A = \frac{U_1}{U_2} \cdot U_0$	$A_D \rightarrow \infty$	$U_A = \sqrt{U_1 \cdot U_0}$
			<i>U<sub>0</sub> zu korrektur der Einheit</i>		$U_1 = U \text{ von } X_1 \text{ zu } X_2$
$A_D = \frac{A_U}{U_d}$	$A_U = 1 + \frac{R_2}{R_1}$	$R_E = \frac{A_D}{A_U} \cdot R_E'$	$U_D = U_1 \left(\frac{U_1 - U_2}{U_0}\right)$	$U_x = \frac{U_A U_2}{U_0}$	$U_{nach x} = \frac{U_A^2}{U_0}$

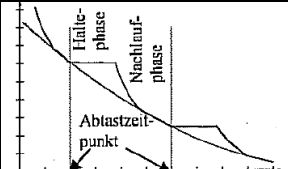
5. Temperatursensoren				
Metall-Thermistoren (Resistance Temperature Detector)				
Widerstand	$R(\vartheta) = R_0 \cdot (1 + \alpha \vartheta)$ mit $\alpha = \frac{R(\vartheta) - R_0}{R_0 \cdot \vartheta} = \frac{\Delta R / R_0}{\Delta \vartheta}$		$I_{k2} = \frac{k_{\vartheta 2}}{R_{X0} \alpha_X}$	$[\alpha_{allg}] = \frac{1}{[x]}$
Allgemein:	$y(x) = y_0 \cdot (1 + \alpha_{allg} x)$ mit			Von 0 bis 100° ist $\alpha_{Ni} = 6,18 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ $\alpha_{Pt} = 3,85 \cdot 10^{-3} K^{-1}$
Einflusskoeffizient:	$\alpha_{allg} = \frac{y(x) - y(0)}{y \cdot x} = \frac{\frac{\Delta y}{y}}{\Delta x} = \frac{\text{rel.Änderung d.beinflussten Größe}}{\text{abs.Änderung d.beeinflussenden Größe}}$			
Eigenschaften:	Linear (Pt100), großer Temperaturmessbereich, Langzeitstabilität			
Genauigkeitsklassen:	Klasse A: $\pm(0,15^\circ C + 0,002\vartheta)$ für $- 200 \dots 600^\circ C$ Klasse B: $\pm(0,3^\circ C + 0,005\vartheta)$ für $- 200 \dots 850^\circ C$			
Heißleiter (NTC-Widerstände/-Thermistoren)				
Widerstand	$R(T) = R_0 \cdot e^{b(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})}$			

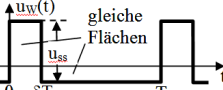
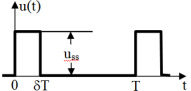
Hallsensor	Stromzange		
	$n$ = Ladungsträgerdichte $q$ = Ladung der Elektronen bzw. Löcher $\pm e$ $I_{St}$ = Steuerstrom		Durch <b>Ergänzung</b> Kompensation der Nichtlinearitäten des Eisens. $I_x = n \cdot I_A$ !!! Nur AC Ströme Messbar!!! Ebenfalls durch <b>Ergänzung</b> → besseres dynamisches Verhalten
$U_H = \frac{1}{n \cdot q \cdot d} \cdot I_{St} \cdot B = c_H \cdot \frac{I_{St} \cdot B}{d}$ mit $c_H = \frac{1}{nq} = \frac{1}{ne}$ = Hallkonstante		Gleichstrom: $I_x = n \cdot I_k = n \frac{U_S}{R_S}$	
		Unterscheide: Bei einer Gleichstromzange (DC-Kopplung) können Gleich- und Wechselströme gemessen werden. Bei einer Wechselstromzange (AC) nur Wechselströme. Vorteile: - keine Fehler durch Nichtlinearität und T-abhängigkeit der Eisenkenngrößen	

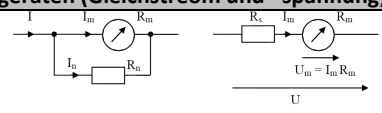
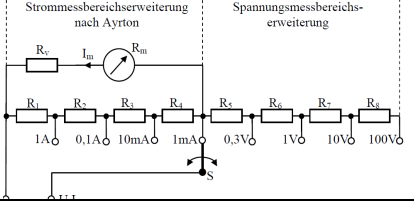
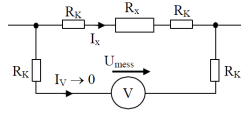
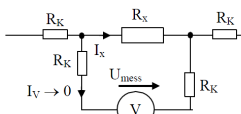
Kraftaufnehmer			
Piezoelektrischer Effekt			
Wird ein polarisiertes, piezoelektrisches Material durch eine Kraft F belastet (Dipole sind überall ausgerichtet), so entsteht im Dielektrikum eine elektrische Feldstärke. Die Spannung der Platten wird kurzgeschlossen und der Leerlaufstrom gemessen.		Fließende Ladung: $Q = k_F \cdot F$ Proportionalitätskonstante $k_F$ (=Materialkonstante) ist <u>nur vom Material abhängig</u> und vom Hersteller angegeben $Q = C \cdot U = \frac{C}{2} \cdot 2U$	
Ladungsverstärker			
	- Empfindlichkeit von Kabalkapazität $C_K$ und Eingangskap. $C_E$ Des Messgeräts abhängig		$U_A = -U_C = -\frac{Q}{C} = -\frac{1}{C} \cdot \int I_k dt = -\frac{k_F}{C} \cdot F$
<div>Vorteile:</div> <ul style="list-style-type: none"><li>- Empfindlichkeit, durch wählbare Schaltkapazität C einstellbar</li><li>- <math>C_K</math> und <math>C_E</math> der OPV-Schaltung haben keinen Einfluss mehr auf Empfindlichkeit, <math>U = 0V</math></li><li>- Entladungszeitkonstante wird fast nur noch durch den Isolationswiderstand der Schaltkapazität bestimmt und ist viel größer → auch quasistationäre Kraftverläufe können erfasst werden</li></ul>			
Beschleunigungsaufnehmer			
Masse Kraftaufnehmer vernachlässigbar gegenüber seismischer Masse: $Q = k_F \cdot F = k_F \cdot m \cdot a$ Hersteller gibt Empfindlichkeit $k_a$ an: $k_a = \frac{dU}{da}$ $a(t) = \frac{u(t)}{k_a} \rightarrow \Delta v(t) = \int a(t) dt$			

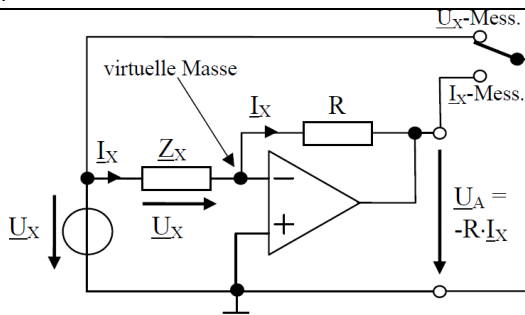
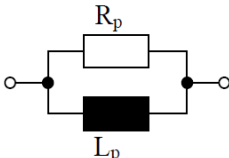
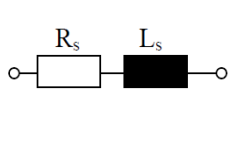
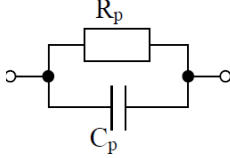
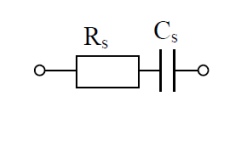
Weg – und Winkelaufnehmer			
Ohmsche Weg – und Winkelaufnehmer			
Der Schleifer eines linearen Potentiometers ist mit dem bewegten Objekt verbunden.			
Mittels Brückenschaltung wird in proportionale Spannung umgeformt			
Wegaufnehmer → Schiebepotentiometer		Winkelaufnehmer → Drehpotentiometer	
Eigenschaften: einfach, verschleißanfällig, Stellkräfte durch Reibung			
Kapazitive Wegaufnehmer			
<b>Zylinderkondensator</b> ( $-\frac{1}{2} < x < \frac{1}{2}$ )		$C(x) = C_0 + mx = C_0 + \frac{2C_0}{l}x = C_0(1 + \frac{x}{l/2}) \rightarrow$ führt zu nichtlinearem Verhalten $C(x) = \varepsilon \frac{\overbrace{A_{\text{wirksame Fläche}}^{2\pi r l_w}}}{d} = \varepsilon \frac{2\pi r}{d} \frac{\overbrace{l_w(x)=0,5l+x}^{l_w(x)=0,5l+x}}{l} = \varepsilon \frac{2\pi r (\frac{l}{2}+x)}{d} = \widehat{C_0} (1 + \frac{x}{l/2})$	
<b>Differential-Zylinderkondensator</b> ( $-\frac{1}{2} < x < \frac{1}{2}$ )r		$C_1(x) = C_0 \left(1 + \frac{x}{l/2}\right); C_2(x) = C_0 \left(1 - \frac{x}{l/2}\right); \rightarrow C_1(-x) = C_2(x)$ Führt in Brückenschaltung zu streng linearem Verhalten. → $Z_1(-x) = Z_2(x)$	
Induktive Wegaufnehmer			
<b>Tauchanker-Aufnehmer</b>		$L(x) \approx \frac{L(x=0)}{1 + \frac{2x}{l}}$	Prinzipiell wird der Luftanteil des magnetischen Widerstandes und somit die Induktivität durch die Bewegung eines ferromagnetischen Kernmaterials verändert.
<b>Differential-Tauchanker-Aufnehmer</b>		$L_1(x) \approx \frac{L(x=0)}{1 + \frac{2x}{l}} \quad \text{und} \quad L_2(x) \approx \frac{L(x=0)}{1 - \frac{2x}{l}}$	
<b>Queranker-Aufnehmer</b> → zum Messen von Dicke von nicht ferromagnetischen Stoffen		$L(x) \approx \frac{L(x=0)}{1 + \frac{x}{x_0}}$	Eigenschaften: - Robust und verschleißarm - nur eingeschränkt T beständig - mäßige Stellkräfte (kaum Reibung, mehr Masse als beim kapazitiven Aufnehmer)
<b>Differential-Queranker-Aufnehmer</b> → Messung von kleinen Wegen		$L_1(x) \approx \frac{L(x=0)}{1 + \frac{x}{x_0}} \quad \text{und} \quad L_2(x) \approx \frac{L(x=0)}{1 - \frac{x}{x_0}}$	Vorteil von Differential zum einfachen Queranker: - Es besteht ein linearer Zusammenhang zwischen $U_{d0}$ und x-

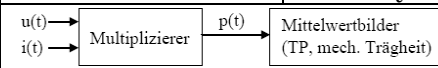
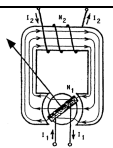


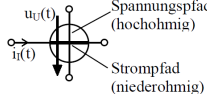
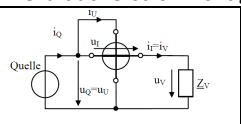
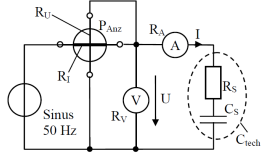
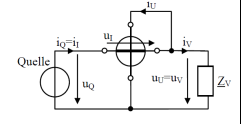
6. Messbrücken			
Spannungs- und stromgespeiste Messbrücken			
	$U_{d0} = U_2 - U_4 = U_0 \cdot \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$	$R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$	<b>Abgleich:</b> $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ $U_{d0} = 0$
	$U_{d0} = I_0 \cdot \frac{R_2 \cdot R_3 - R_1 \cdot R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$	$R_i = \frac{(R_2 + R_3) \cdot (R_1 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$	
Empfindlichkeit von Messbrücken			
$\Delta R_x$ oder $x \rightarrow$ <div>Messbrücke</div> $\rightarrow U_{d0}$ mit Empfindlichkeit $k_{R_x} = \frac{\partial U_{d0}}{\partial R_x}$ bzw. $k_x = \frac{\partial U_{d0}}{\partial x}$			
Bei Temperaturabhängigkeit: $k_\vartheta = \frac{U_{d0}}{d\vartheta} = \frac{U_{d0}}{dR_\vartheta} * \frac{dR_\vartheta}{d\vartheta}$			
Geg.: $R_2 = R_\vartheta$ ; $R_1$ ; Ges.: $k_\vartheta = \frac{\partial U_{d0}}{\partial \vartheta} \rightarrow U_{d0} = U_0 \cdot \left( \frac{R_\vartheta}{R_1 + R_\vartheta} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \rightarrow k_\vartheta = \frac{\partial U_{d0}}{\partial \vartheta} = \frac{U_{d0}}{dR_\vartheta} * \frac{dR_\vartheta}{d\vartheta} = \frac{R_1}{(R_1 + R_\vartheta)^2} * R_0 \vartheta \alpha_\vartheta$			
Phasenselektive Gleichrichtung			
Mit Instrumentenverstärker und Inverter der jede negative Halbwelle der Trägerspannung bei der Ausgangsspannung invertiert. Dadurch kann aus einer gemessenen Wechselspannung $\underline{U}_{d0}$ eine vorzeichenrichtige Größe gemacht werden. $\rightarrow$ Abschließend Tiefpass + Mittelwertbilder			
$\underline{U}_{d0} = \underline{U}_T \cdot \left( \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} - \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4} \right) \quad u_{d0}(t) = u_T(t) \cdot \left( \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} - \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4} \right)$			

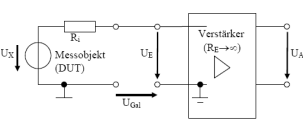
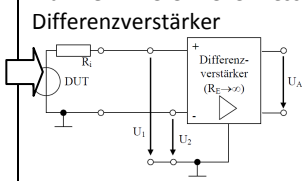
Zusatz 17 – ADC – S&H	Zusatz 17 - 15. Spektrum-Analysatoren – DAQ -DFT
	Klirrfaktor $k$ der Sinusspannung abschätzen: $k = \sqrt{\frac{\sum_{l=2}^{\infty} u_l^2}{\sum_{l=1}^{\infty} u_l^2}} \rightarrow U_1 \gg U_2 \gg U_3 \rightarrow k \approx \frac{U_2}{U_1} \rightarrow U_2 = U_0 10^{\frac{k}{20}}$

7. Zeitfunktionen				
Effektivwert oder RMS-Wert	$U = \sqrt{\langle u^2(t) \rangle} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$	Gleichanteil einer Mischspannung	$U_0 = \langle u(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T  u(t)  dt \neq 0V$	
Gleichricht- oder Gleichrichtmittelwert	$\langle  u(t)  \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T  u(t)  dt$	Mischspannung	$u(t) = U_0 + u_w(t)$	
Kurvenformfaktor	$k_F = \frac{U}{\langle  u(t)  \rangle} \quad U_x = \frac{k_{F,x}}{k_{F,sinus}} U_{Anz}$	Zusammenhang zwischen den Effektivwerten	$U = \sqrt{U_0^2 + U_w^2}$	
Spitzenfaktor oder crest factor	$k_c = \frac{ u(t) _{max}}{U}$			
Angezeigter Wert	$U_{Anz} = k_{F-eingestellt} * \langle  u(t)  \rangle$	Abweichung $U_{Anz}$ von $U_{Eff}$	$\delta = \frac{U_{Anz} - U}{U} = \frac{k_{F-Anz} - k_F}{k_F}$	
Formeln für einige Wechselspannungen bei reinen Wechselspannungen gilt: $U_0 = \langle u(t) \rangle = 0V$				
Zeitfunktion	U	$\langle  u(t)  \rangle$	$k_F$	$k_c$
Sinus ohne Offset:	$\frac{u_{SS}}{2\sqrt{2}} = U_w$	$\frac{u_{SS}}{\pi}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1,110$	$\sqrt{2}$
Verallgemeinertes Dreieck ohne Offset mit Tastgrad $\delta \neq 50\%$	$\frac{u_{SS}}{2\sqrt{3}} = U_w$	$\frac{u_{SS}}{3}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,155$	
Verallgemeinertes Rechteck ohne Offset mit Tastgrad $\delta = 50\%$	$\frac{u_{SS}}{2} = U_w$	$\frac{u_{SS}}{2}$	1	1
Bipolares unsymmetrisches Rechteck mit Offset bzw. Pulsfolge mit Offset				
	$u_{SS} \sqrt{\delta * (1 - \delta)} = U_w$	$2u_{SS} * \delta * (1 - \delta)$	$\frac{1}{2\sqrt{\delta * (1 - \delta)}}$	Max von $\left( \sqrt{\frac{1-\delta}{\delta}}; \sqrt{\frac{\delta}{1-\delta}} \right)$
Formeln für Pulsfolge ohne Offset (ist Mischspannung!):				
	$U = u_{SS} \sqrt{\delta}$	$U_0 = u_{SS} \delta$	$\frac{1}{\sqrt{\delta}}$	$\frac{1}{\sqrt{\delta}}$
	$\delta_{g\delta} = 2\delta_{u_0} + 2\delta_U$		$\delta_{gU_{SS}} = \delta_{u_0} + 2\delta_U$	

8. Multimeter		
	Echte Effektivwertmessung	Sinuskalibrierte Effektivwertmessung
AC Messbereich (AC-Kopplung)	$U_{Anz} = U_w$	$U_{Anz} = k_{F,Sinus} \cdot \langle  u_w(t)  \rangle = 1,11 \cdot \langle  u_w(t)  \rangle$
AC+DC Messbereich (DC-Kopplung)	$U_{Anz} = U$	$U_{Anz} = k_{F,Sinus} \cdot \langle  u(t)  \rangle = 1,11 \cdot \langle  u(t)  \rangle$
Gleichspannungs-Messbereich	$U_{Anz} = \langle u(t) \rangle = U_0$	
Drehspulmesswerk		
$\alpha = \frac{B * A * w}{D} * \langle i_m(t) \rangle = k_m * \langle i_m(t) \rangle$	Der lineare Mittelwert $\langle i_m(t) \rangle$ ist die Wirksame Größe bei Drehspulmessgeräten Empfindlichkeit $k_m$ ; Windungszahl $w$ ; Federkonstante $D$ ; Flussdichte $B$ ; Wirksame Spulenfläche $A$ Wechselgrößen $\rightarrow \alpha = 0$	
Messbereichserweiterung von Drehspulmessgeräten (Gleichstrom und -spannung) $\rightarrow$ Ayrton		
$R_m =$ Cu-Widerstand der Drehspule $I_m =$ Strom durch das Messwerk $I_{m,max} =$ Strom durch das Messwerk bei Vollausschlag (typ. Wert $I_{m,max} = 0,1mA$ )		$R_n = \frac{I_{m,max} R_m}{I_{max} - I_{m,max}} \quad R_s = \frac{U_{max}}{I_{m,max}} - R_m$ Aber wegen Schalterkontakten nicht verwendbar
	- Kontaktwiderstand $R_K$ liegt vor dem Stromverzweigungsknoten $\rightarrow$ geht nicht in den Stromteiler ein - $R_A =$ ohmscher Messgerätinnenwiderstand $R_5$ bis $R_8 \rightarrow$ Durch alle Widerstände fließt $I_m$ Knotenpotenzial $= I_m(R_m + R_V) \quad R_5 = 0,3V - V_{Knoten}$	
	$R_1$ bis $R_4 \rightarrow I_m = I \frac{R_{n1-4}}{R'_m + R_{n1-4}} \quad R_{ges} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4$	
Konsequenzen für Spannungsmessung (Nur Drehspulinstrumente)		$r_m = \frac{R_V}{U_{max}} = \frac{1}{I_{VmMax}} = const. \quad typ. 20 \frac{k\Omega}{V} \quad$ bei DMM $R_V = const$
Konsequenzen für Strommessung (Drehspulinstrument und DMM)		$R_A = \frac{U_{A,max}}{I_{A,max}} \quad U_{A,max} \text{ typ. bei } \approx 0,2V$
Digitalmultimeter		
Sinuskalibrierte Effektivwertanzeige		Echte Effektivwertmessung:
$u(t) \rightarrow$ Kopplungsglied (AC / DC) $\rightarrow u(t)$ bzw. $u_w(t) \rightarrow$ Aktiver Gleichrichter $\rightarrow \langle  u(t)  \rangle$ bzw. $\langle  u_w(t)  \rangle \rightarrow$ Mittelwertbildner (TP) $\rightarrow \langle u(t) \rangle$ bzw. $\langle u_w(t) \rangle$		$u(t) \rightarrow$ Kopplungsglied (AC / DC) $\rightarrow u(t)$ bzw. $u_w(t) \rightarrow$ Quadrierer $\rightarrow u^2(t)$ bzw. $u_w^2(t) \rightarrow$ Mittelwertbildner (TP) $\rightarrow \langle u^2(t) \rangle$ bzw. $\langle u_w^2(t) \rangle \rightarrow$ Radizierer $\rightarrow U$ bzw. $U_w$
$U_{Anz} = 1,11 \cdot \langle  u(t)  \rangle$ bei DC-Kopplung $U_{Anz} = 1,11 \cdot \langle  u_w(t)  \rangle$ bei AC-Kopplung		Effektivwert-Messumformer
Rückwirkungsfreie Messung: $R_V \gg R_i$ dann U-Messung; $R_V =$ Innenwiderstand bei Spannungsmessung; $R_i =$ Innenw. angeschlossener Zweipol $R_A \gg R_i$ dann I-Messung; $R_A =$ Innenw. I-Messung $= \frac{\text{Messbereich I-Messung}}{\text{Spannungsabfall Vollausschlag I-Messung}}$		
Vierleitertechnik = Messung niederohmiger Widerstände		
Problem in Zweileitertechnik: 	$U_{mess} = I_x(R_x + 2R_K)$ Durch Kontaktwiderstände $R_K$ verfälschen Ergebnis	Abhilfe durch Vierleitertechnik: 
		$U_{mess} = I_x R_x$ Korrektes Ergebnis (kein Strom mehr durch $R_K$ )

9. Impedanz- und LCR-Messgerät			
<b>Komplexe Spannungen</b>	Mittels zweier Referenzspannungen $\underline{U}_0$ und $\underline{U}_{90}$ wird Real und Imaginärteil der Spannung ermittelt.		
<b>Komplexe Widerstände</b>	Spannung und Strom (über bekannten Widerstand R) werden komplex gemessen, durch OPV wird Rückwirkungsfehler bei Messung eliminiert.		
$u(t) = \hat{u} \sin(\omega t + \varphi)$ mit $\hat{u} = U\sqrt{2}$  $\underline{u}(t) = \sqrt{2} \underline{U} e^{j\omega t}$ Mit $\underline{U} = U e^{j\varphi} = U \cos \varphi + j U \sin \varphi$	$Re\{\underline{U}\} = U \cos \varphi = \frac{\langle u(t) u_0(t) \rangle}{u_0}$ mit $U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}$ bzw. $U_0 = \frac{\hat{u}_0}{\sqrt{2}}$ $Im\{\underline{U}\} = U \sin \varphi = \frac{\langle u(t) u_{90}(t) \rangle}{u_{90}}$ mit $U_{90} = \frac{\hat{u}_{90}}{\sqrt{2}}$		
<b>Messung komplexer Widerstände:</b>	$\underline{Z}_x = \frac{\underline{U}_x}{\underline{I}_x} = -\frac{\underline{U}_x}{-\underline{U}_1/R} = -R \frac{Re\{\underline{U}_x\} + j Im\{\underline{U}_x\}}{Re\{\underline{U}_1\} + j Im\{\underline{U}_1\}}$		
Einfache Ersatzschaltung technischer Verbraucher L, C, R			
			
$Q_p = \frac{R_p}{\omega L_p}; \quad D_p = \frac{\omega L_p}{R_p}$	$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_s}; \quad D_s = \frac{1}{Q_s} = \frac{R_s}{\omega L_s}$	$Q = \omega R_p C_p; \quad D = \frac{1}{\omega R_p C_p}$	$Q = \frac{1}{\omega R_s C_s}; \quad D = \omega R_s C_s$
$L_{ges p} = L_{ges s} (1 + \frac{1}{Q^2_{ges}})$	$L_{ges s} = \sum L_s; \quad R_s = \frac{\omega L_s}{Q_s}$		
Umrechnung induktive Verbraucher		Umrechnung kapazitive Verbraucher	
$R_p = R_s \cdot (1 + Q^2); \quad L_p = L_s \cdot (1 + \frac{1}{Q^2})$		$R_p = R_s \cdot (1 + Q^2); \quad C_p = C_s \cdot \frac{1}{(1 + \frac{1}{Q^2})}$	
Resonanzfrequenz		Grenzfrequenz	
Wenn Imaginärteil von Admittanz oder Impedanz gleich Null $Im\{\underline{Z}(f = f_{res})\} = Im\{\underline{Y}(f = f_{res})\}$ bzw. $\varphi_Z = \varphi_Y = 0$		Wenn Winkel von Admittanz oder Impedanz gleich 45° $Q(f = f_g) = D(f = f_g) = 1$ bzw. $\varphi_Z = \varphi_Y = 45^\circ$	

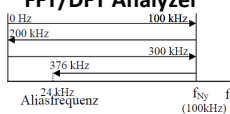
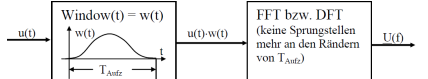
10. Leistungsmessgeräte			
$p = \langle u(t) \cdot i(t) \rangle;$	$S = U \cdot I$	$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$	Momentanleistung: $p(t) = u(t) \cdot i(t)$
Realisierung			
Beschaltung	Verbraucherstromrichtig		Verbraucherspannungsrichtig
	$P_V = P_{Anz} - P_I$	$P_Q = P_{Anz} + P_U$	$P_V = P_{Anz} - P_U$ $P_Q = P_{Anz} + P_I$
Elektrodynamisches Messwerk			
 (eisenlos)	$B_L = \frac{N_2 i_2 \mu_0}{2s}$		
 (eisengeschlossen)	$\alpha = \frac{N_1 N_2 A \mu_0}{2s D} \cdot \langle i_1 \cdot i_2 \rangle = c \langle i_1 \cdot i_2 \rangle;$ $s = \text{Luftspaltdichte}$		
Beschaltung von Leistungsmessern			
	$P_{Anz} = \langle u_u(t) \cdot i_i(t) \rangle$  $P_I = \text{Wirkleistungsverluste im Strompfad}$ $P_U = \text{Wirkleistungsverluste im Spannungspfad}$ $P_V = \text{Verbraucherleistung}$	Verbraucherstromrichtige Beschaltung  $P_V = P_{Anz} - P_I$ $P_{Quelle} = P_{Anz} + P_U$ $Z_V    Z_U$	
Korrektur der angezeigten Leistung bei technischen Verbraucher		Verbraucherspannungsrichtige Beschaltung	
	Eigentlicher Verbraucher: $Z_{ges} = (R_A + R_{C,tech})    R_V \rightarrow \text{Messart bestimmen}$  Bsp.: $P_V = I^2 (R_A + R_S) + \frac{U^2}{R_V} = P_{Anz} - P_U = P_{Anz} - \frac{U^2}{R_U}$ $\rightarrow$ auflösen nach $R_S \rightarrow C_S$ über Scheinwiderstand $\frac{U}{I} =  Z_{RA} + Z_{tech}  = \sqrt{Re^2\{Z\} + Xe^2\{Z\}}$		 $P_V = P_{Anz} - P_U$ $P_Q = P_{Anz} + P_I$ $Z_V    Z_I$

12. Einkopplung von dynamischen Störungen auf Messleitungen		
<b>Galvanische Einopplung</b>	 <p>Spannung <math>U_{Galvanische}</math> verfälscht <math>U_E</math> aufgrund hoher Ausgleichsströme über die Massenverbindung. = Unterschiedliche Massepotentiale bei single end Messung</p> $U_A = AU_E \rightarrow U_E = U_X + U_{GAL}$	<p><b>Abhilfe:</b> Differenzielle Messanordnung mit Differenzverstärker</p> 
<b>Kapazitive Einkopplung</b>	<p>zwei beliebige, getrennten metallischen Körper <math>\rightarrow</math> Streukapazität Spannungsänderung: <math>\rightarrow</math> kapazitiver Strom <math>I_{Cstreu} = C_{streu} \frac{dU_{Cstreu}}{dt}</math> <b>Abhilfe:</b> Gleiche Widerstände <math>R_H = R_i</math> auf beiden Messleitungen, geschirmte Leitungen, HV Leitungen weit entfernt von Messleitung; <math>R_i</math> nach Möglichkeit klein wählen</p> $U_1 - U_2 = U_X + R_i I_{C1} = U_X + R_i C_{streu} \frac{dU_{Cstreu}}{dt}$	
<b>Induktive Einkopplung</b>	<p>zeitlich veränderliche Magnetfelder der Flussdichte B durchdringen den Messkreis mit der Fläche <math>\rightarrow</math> Störspannung <math>U_{Ind} = n \cdot A \cdot \frac{dB}{dt}</math> <math>n=1</math> (Messschleife) <b>Abhilfe:</b> Fläche A kleiner (verdrehen), Abstand der Messleitung von Störung, magn. Schirmung (teuer - <math>\mu</math> Folie), DUT als Stromquellen wählen</p>	

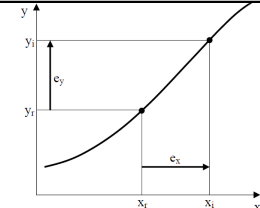
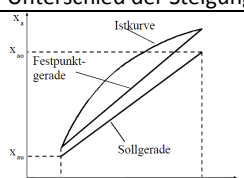
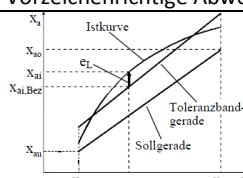
13. Signalbandbreite und Abtastrate	
<b>Abtasttheorem:</b> $f_{Abt} > 2f_{Smax}$ bzw. $f_{Smax} < f_{Ny} = \frac{f_{Abt}}{2}$ ;	$f_{Ny}$ = Nyquistfrequenz; $f_{Smax}$ = höchste Oberschwingung
Die Abtastrate muss mind. Doppelt so hoch sein, wie die höchste im Signal vorkommende Frequenzkomponente $f_{Smax}$	
<b>Aliasing Fehler</b> tritt auf, wenn das Abtasttheorem verletzt wird!	
$\rightarrow$ "falsche" Linien, die beim Spektrum der kontin. Zeitfunktion $u_s(t)$ in diesem Frequenzintervall nicht auftreten $\rightarrow$ aus abgetasteten Werten das Spektrum ermittelt $\rightarrow$ es kann an dem Spektrums nicht mehr festgestellt werden ob Aliasing Fehler oder nicht.	
$\rightarrow$ <b>Abhilfe:</b> Vermeiden mittels vorschalten eines AD-Umsetzers und Anti-Aliasing-Filters (Tiefpass) (vor z.B. ADC)	

14. Oszilloskope			
X-Y-Betrieb			
Wichtig: Außenleiter beider Kanäle an gleichen Punkt anschließen und nicht-referenzierte (erdfreie) Spannungsquelle verwenden			
$x(t) = \frac{1}{c_x} u_x(t)$ $y(t) = \frac{1}{c_y} u_y(t)$	$c_x, c_y$ = Ablenkoeffizienten $c_{x/y} = \frac{\hat{u} + u_x}{l_{x/y}}$ $f_g$ = analoge Bandbreite Slope = Signal startet mit +/- Flanke Pretrigger= Verschiebung in x um XZ%	Level = Nulllinie Trigger Level = Signal startet XY% *Amplitude	
		<b>Induktionsgesetz:</b> $U_c = -U_y = \frac{nA}{R_2 C} B_{FE}$ $B_{FE} = -\frac{R_2 C}{nA} \cdot U_y$ Integration über RC-TP, wenn $f \gg f_g = \frac{1}{2\pi R_2 C} \rightarrow R_2 \gg \frac{1}{2\pi f C}$ $\rightarrow u_c \ll u_{R2} \rightarrow u_{R2} \approx u_L \rightarrow i_{RC} \approx \frac{u_L}{R_2}$ $\rightarrow u_c = \frac{1}{C} \int i_{RC} dt = \frac{1}{C} \int \frac{nA}{R_2} \cdot \frac{dB_{FE}}{dt} dt$ $u_L = \frac{nA}{R_2 C} \int \frac{dB_{FE}}{dt} dt \rightarrow \text{konst}=0, \text{ da ev. Anfangsladung auf C über } R_E \text{ von Osz abgeflossen ist}$	
<b>Tastköpfe</b>		<b>Passiv:</b> - Vorteile: geringerer Rückwirkungsfehler, Messung höherer Spannungen - Nachteile: Zusatzfehler, Empfindlichkeitsverlust, ev. eingeschränkte Bandbreite <b>Aktiv</b> (für hochfrequente Signale): - Nachteile: eingeschränkter Eingangsspannungsbereich, Empfindlich gegen ESD, hoher Preis	
<b>Dynamische Kenngrößen</b>	 $t_{MA} = \sqrt{t_{UA}^2 + t_{KA}^2 + t_{EA}^2}$ Korrektur wenn $t_{EA,ges} \approx \sqrt{t_{TKA}^2 + t_{EA}^2} > \frac{t_{MA}}{5}$ ; $t_{TKA}$ = t-Tastkopf; $t_{EA}$ = Osz	$f_g \cdot t_{EA} = 0,35$	
<b>ET-Sampling</b>	<b>Sequentiell:</b> $k \cdot \Delta t$ ab Trigger, ein Abtastwert pro Triggerpuls, Signal wird zusammengesetzt, kein Pretrigger möglich <b>Random:</b> Abtastung mit fester Frequenz, Zeit ab Trigger wird gemessen, Signal dann zusammengesetzt <b>Vorteile R&gt;S:</b> Pre-Trigger auch bei analogen Signalen; mehrere Abtastungen pro Periode		
Vorteile Digital > Analog-Osz: Einfacher, Komfort, genauere Zeitmessungen			
	<b>Pre-Trigger:</b> +% verschieben nach rechts $\rightarrow$ Osz: $f_{ADC} \geq f_{Abt} = \frac{N \text{ Punkte pro Darstellung}}{X \text{ Div} \cdot \frac{C_t}{Div}}$		



15. Spektrum-Analysatoren		
Abtasttheorem nach Shannon	$f_{abt} > 2f_{s,max}$ bzw. $f_{s,max} < \frac{f_{abt}}{2} = f_{Ny}$ mit $f_{Ny} = \text{Nyquistfrequenz}$	
Swept Analyzer	Filter mit Bandbreite RBW wird durch das Spektrum geschoben → großer Frequenzbereich, lange Messzeiten, hohe Amplitudendynamik und Empfindlichkeit, nur Amplitudenspektrum, kein Phasenspektrum Logarithmische Darstellung erforderlich, da kleine Oberschwingungen linear nicht mehr erkennbar sind	
	Länge Aufnahme (Spektrum) = $\frac{f_{Range}}{f_{Sweep}}$	RBW meist 1 zu langsam bis 10 zu schlechte Auflösung Hz
FFT/DFT Analyzer 	Abtastung im Zeitbereich → Transformation in Frequenzbereich bei $N = 2^n$ wird FFT verwendet Eigenschaften: -Ermittlung komplexer Spektren (=periodische Fortsetzung des Spektrum der Originalfunktion) bzw. Amplituden- und Phasenspektren(aus komplettem Spektrum) -Messzeit: $T_{Aufz} = \frac{N}{f_{Abt}}$ ; schlechtere Amplitudendynamik als Swept; - Begrenzte Bandbreite auf $f_{Ny} = \frac{f_{Abt}}{2}$ Spektrale Auflösung $\Delta f = \frac{1}{T_{Aufz}} = \frac{1}{N \cdot T_{Abt}} = \frac{f_{Abt}}{N}$ Bandbreite = $f_{Ny}$ Messzeit = $T_{Aufz}$ Durch überlappen der Originalspektren auf der Frequenzachse → Bis zur $f_{Ny}$ kommen falsche Linien vor Interpretation: - Fehler falls Messperiodendauer kein ganzzahliges Vielfaches der Aufzeichnungszeit (Leakage Effekt) → Einsatz von Windows	
Windows		= Unterdrückung der Frequenzen am Frequenzrand (Verringerung des Leakage-Effekts durch Überlagerung einer Fkt.) z.B. Hanning Window (bis 4. Harmonische lesbar), Flat Top (für Effektivwerte)

16. Messfehler			
Tatsächlicher Fehler	$e = x_i - x_r$ ; $x_i$ = gemessener Wert $x_r$ = richtiger Wert; $x_B$ = Bezugsgröße	Relativer Fehler	$\delta = \frac{e}{x_B} = \frac{x_i - x_r}{x_B}$
Systematische Fehler	Sind nach Betrag und Vorzeichen reproduzierbar	Zufällige Fehler	Sind nicht vorhersagbar und nicht reproduzierbar
Linearer Mittelwert	$\langle x \rangle = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$ und $\mu = \lim_{n \rightarrow \infty} \langle x \rangle = x_r$ n= Anzahl der Messungen; $\mu$ =Mittelwert der Grundgesamtheit		
Standardabweichung	$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \langle x \rangle)^2}$ und $\sigma = \lim_{n \rightarrow \infty} s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i^2 - n \langle x^2 \rangle)}$ Im Bereich $\mu \pm \sigma$ bzw. $\langle x \rangle \pm s$ liegen 68,3% aller Einzelmesswerte Je größer s bzw. $\sigma$ ist, desto stärker streuen also die Einzelmesswerte		
Garantiefehlergrenzen $e_g$ je kleiner $e_g$ desto besser $y = x_1 + x_2 \rightarrow e_g = e_{g1} + e_{g2}$ $y = x_1 x_2^2 \rightarrow \delta_g = \delta_{g1} + 2\delta_{g2}$			
$x_r$ liegt mit Sicherheit in $x_i \pm e_g$ bzw. $x_i$ liegt mit Sicherheit in $x_r \pm e_g$			
Analoge Messgeräte:	$e_g = \frac{K * Mb}{100} = K\% * Mb$	$\delta_g = \frac{e_g}{x_i} = K\% * \frac{Mb}{x_i} \geq K\%$	$Mb$ = Messbereich bei 1-3-5 (2,5V→3V)
Digitale Messgeräte:	<div><div>3 1/2-stellige Anzeige</div><div><div><div>±</div><div>0</div><div>3</div><div>.</div><div>4</div><div>2</div><div>V</div></div><div>→</div><div><div>±</div><div>2</div><div>0</div><div>.</div><div>0</div><div>0</div><div>V</div></div></div><div><div>Vorzeichen</div><div>1/2 Stelle mit</div><div>3 ganze Stellen mit</div><div>Einheit</div><div>dies entspricht dem 20V-Bereich!</div></div><div>z.B.:<math>e_g = 0,2\% \text{ v.A.} + 0,2\% \text{ v.E.} + 1 \text{ Digit}</math></div></div>	<div>v.A.=vom Anzeigewert; v.E.=vom Messbereich; Digit=letzte Stelle des Messgerätes, Vorfaktor=Multiplikator des Digitwertes → in Aufgaben immer besten Messbereich annehmen (Stufung, 0,2;2;20;200) →DMM-Stufung</div>	
	$e_{g,dig} = 0,2\% * x_i + 0,2\% * \text{Darstellbarer Wert}_{max} + 1\text{Digit}$		z.B: $e_{g,dig} = 0,2\% * 3,42V + 0,2\% * 20V + 10mV$

Fehlerfortpflanzung Keine Methode darf auf Zwischengrößen Angewendet werden → nur Endformen			
<b>Totales Differential</b>			$e_{gy} \approx \sum_{i=1}^n \left( \left  \frac{\partial y}{\partial x_i} \right _{x_i} e_{gi} \right)$ $e_y = y(x_i) - y(x_{r,i}) = y(x_i) - y(x_i - e_i)$ <p>Worst-case: Werte so wählen das Fehler maximal aufaddiert</p>
<b>Max/Min-Methode</b>		Toleranzwerte so einsetzen, dass Funktionswert max. bzw.min bei symmetrischen Fehlerintervallen gilt: $e_{gy} \approx y_{\max} - y_i$ bzw. $e_{gy} \approx y_i - y_{\min}$ <b>Beachten:</b> Es kann jeweils nur Min ODER Max Wert einer Größe vorkommen	
<b>Verallgemeinerte Summe</b>		$y = a_1 \cdot x_1 + a_2 \cdot x_2 + \dots + a_i \cdot x_i + \dots + a_n \cdot x_n = \sum_{i=1}^n (a_i \cdot x_i) \Rightarrow e_{gy} = \sum_{i=1}^n ( a_i  \cdot e_{gi})$	
<b>Verallgemeinertes Produkt:</b>		$y = a \cdot x_1^{p_1} \cdot x_2^{p_2} \cdot \dots \cdot x_i^{p_i} \cdot \dots \cdot x_n^{p_n} = a \cdot \prod_{i=1}^n x_i^{p_i} \Rightarrow \delta_{gy} \approx \sum_{i=1}^n  p_i  \cdot \delta_{gi}$	
Systematische Fehler linearer Messglieder			
<b>Nullpunktfehler <math>e_n</math></b>		Differenz zwischen Ist- und Sollwert am unteren Messbereichsende $x_{ai}$ = Istkennlinie $x_{ar}$ = Sollkennlinie $e_n = x_{ai}(x_{eu}) - x_{ar}(x_{eu})$ $\delta_n = \frac{e_n}{(x_{ao} - x_{au})}$	
<b>Steigungsfehler <math>e_s</math></b>		<b>Linearitätsfehler <math>e_L</math></b>	
Unterschied der Steigung zwischen Ist und Soll an bel. Punkt		Vorzeichenrichtige Abweichung der Istgerade von Bezugsgerade	
	$e_{s,mittel} = k_{i,mittel} - k_r$ <p><math>k_r</math> = Steigung Sollgerade</p> $e_s = k_i - k_r$ <p>Für jedes <math>x_e</math> verschieden → <math>k</math>=Steigung</p> $\delta_s = \frac{e_s}{k_r}; \text{ bzw. } \delta_{s,mittel} = \frac{e_{s,mittel}}{k_r}$		$e_L = x_{ai} - x_{ai,Bez}$ $\delta_L = \frac{e_L}{(x_{ao} - x_{au})}$ <p>Bei sicherer rel. Fehlergrenze: <math>\delta_{gL} = \frac{ e_L _{\max}}{(x_{ao} - x_{au})}</math></p>

17. Digitale Messtechnik		
Quantisierungs-	<b>-fehler:</b> $e_{gq} = \frac{\Delta U}{2} = \frac{U_{max}-U_{min}}{2 \cdot 2^n}$ <b>-rauschen(<math>\Delta</math>):</b> $U_{QR} = \frac{e_{gq}}{\sqrt{3}} = \frac{U_{max}-U_{min}}{\sqrt{3} \cdot 2 \cdot 2^n}$ Quantintervall: $\Delta U = \frac{U_{max}-U_{min}}{2^n}$ ; Auflösung: $2^n \rightarrow$ Wertebereich: $0 \dots (2^n - 1)$	
Effektive Auflösung von ADC	$SNR_{max} = 20 \cdot \lg \frac{U_S}{U_{QR}} = 10 \cdot \lg \frac{P_S}{P_{QR}}$ Sinus full scale: $SNR_{max} = 1,76dB + n \cdot 6,02dB$	$SNR_{mess} = 1,76dB + n_{eff} \cdot 6,02dB$ $\rightarrow$ Effektivwert der Auflösung des ADC $\rightarrow n > n_{eff}$ $f \uparrow \rightarrow$ <b>Rauschen</b> $\uparrow \rightarrow n_{eff} \downarrow$ $U_{eff \text{ full scale Sin}} = \frac{\hat{u}_s}{\sqrt{2}}$
Digitale Zeitmessung	ges. Messzeit $t_x = N_x T_T = \frac{N_x}{f_T}$ ; $N_x$ = Anzahl positiver Taktflanken in der Messzeit $t_x$ Quantisierungsfehler: $e_{gN_x} = 1$ bzw. $\delta_{gN_x} = \frac{1}{N_x} \rightarrow \delta_{gT_x} = \frac{1}{N_x} + \delta_{gf_T}$	
Digitale Frequenzmessung	$f_x = \frac{N_x}{T_{Tor}} = \frac{N_x}{N_0} \cdot f_T$ $\delta_{g,f_x} = \frac{1}{N_0} + \delta_{g,f_T} \rightarrow$ falls $T_x$ auf ganzzahliges Vielfaches von $T_{Tor}$ synchronisiert wird	
Digital-Analog-Converter (DAC)		
R/2R-Netzwerk	 Dualzahl wird mittels Addition von Strömen dargestellt. $U_a = -U_{ref} \frac{Z}{2^n}$ Z= durch Schalterstellung $k_i$ , repräsentierte Dualzahl	
Fehler von DAC	 <b>Differentielle Linearitätsfehler:</b> Wenn alle Bits (Major Carry übergang) kippen (1000 $\rightarrow$ 0111) wirken sich Toleranzen der Widerstände am stärksten aus. <b>Integrale Linearitätsfehler:</b> $e_{IL}(i) = u_{a,ist}(i) - u_{a,soll}(i)$ <b>Differenzielle Linearitätsfehler:</b> $e_{DL}(i \rightarrow i+1) = u_{a,ist}(i \rightarrow i+1) - \Delta u_{a,soll}$ $u_{a,ist}(i \rightarrow i+1) = u_{a,ist}(i+1) - u_{a,ist}(i)$ $\Delta u_{a,soll} = \frac{u_{ao} - u_{au}}{2^n - 1} \approx \frac{u_{ao} - u_{au}}{2^n}$	
Analog-Digital-Converter (ADC)		
Sample & Hold	Aufbau: Buffer, Schalter, C, Buffer Vorteile: Abtastzeitpunkt genau definiert; ADC sieht Glspng; Fehler im Wandler vermieden	
Abtast-Halteglied	U wird über Kondensator gehalten und als Gleichspannung ohne du/dt abgetastet. FET schaltet Kondensator mit $f_{Abt}$ .	
Parallelumsetzer	<b>n = 8 Bit; <math>f_{ums}</math>=einige 100MS/s</b> Höchster Schaltungsaufwand $\rightarrow$ höchste Umsetzraten (bis 500), geringste Auflösung (8 Bit)	
½ Parallelumsetzer	<b>n = 10-12 Bit; <math>f_{ums}</math>=10MS/s</b>	
Sukzessive Approximation (SAR)	<b>n = 12-16 Bit; <math>f_{ums}</math>=100k-1MS/s <math>\rightarrow</math> Taktrate = <math>nTakte \cdot f_{max} \rightarrow</math> Einsatz bei mittl dynamischen Anforderungen (DAQ Karten); Testen einzelner Bits mit Vergleichsspannung (Beginn msb) <math>\rightarrow</math> Schrittweise Ermittlung bis Auflösung erreicht (MUX!)</b>	
Dual-Slope (Zwei-Rampen ADC)	 - $u_a$ am Integratoreingang $U_{ref}$ am Integratoreingang (konstante Steigung wegen $U_{ref} = const.$ ) - $0,5 \cdot u_a$ am Integratoreingang n = bis 24 Bit; $f_{ums}$ =wenige S/s	Langsame Umsetzung, sehr hohe Auflösung, Einsatz in DMM zur <b>Gleichspannungsmessung</b> , Wechselstörungen werden mit Mittelwertbildung(während Aufintegr. $t_2-t_1$ ) rausgemittelt, günstige Bauteile $\langle u_x \rangle = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} u_x(t) dt = \frac{N_2}{N_1} U_{ref}$ Vorteil(auf-/abintegration): Toleranzen, Driften der Integratorgrößen/der $f_{Takt}$ bleiben ohne Einfluss $\rightarrow$ günstig, einfach, genau
Delta-Sigma ADC	 Prinzip: $t_1$ : Integrator wird auf 0 gesetzt $\rightarrow t_1$ : Zähler $N_1$ startet, Anlegen von $u_a$ , Beginn der Zeitmessung $\rightarrow t_2$ : Zähler $N_2 \rightarrow$ Ende des Mitteilungsintervalls, Abintegration $\rightarrow t_3$ : Nulldurchgang von $u_a$ , Auslesen von $N_2$ K (Binärgröße) durch das FF abgetastet; $u_{int} = 0$ (schwankt um 0); Integrale über $u'(t)$ sind im zeitl. Mittel gleich da differenz im Mittel 0 ist; dezimierung von $f_{Abt}$ um L $\rightarrow$ jeder L-te Wert wird abgegriffen	Low Cost, Low Bandwidth, High Resolution, wird vorrangig in Audiotechnik eingesetzt $\langle u'(t) \rangle = U_{ref} \langle Q(t) \rangle = \frac{U_{ref}}{m} \sum_{i=1}^m Q_i$ AC-Störungen: $\langle u_{Stör} \rangle_g = \hat{u} \frac{\sin(\frac{f_{Stör}}{50Hz})}{\frac{f_{Stör}}{50Hz}}$
18. Messverfahren für regenerative Energien		
Schalenkreuzanemometer		
 $v_w = v_u \cdot \frac{1 + \sqrt{\frac{C_{w1}}{C_{w2}}}}{1 - \sqrt{\frac{C_{w1}}{C_{w2}}}}$ $= v_u \cdot const = n \cdot const$ $v_w$ = Betrag der Windgeschwindigkeit $v_u$ = Betrag der Umfangsgeschw. Halbschale $F_1 = \frac{\rho A}{2} (v_w - v_u)^2 C_{w1}$ $F_2 = \frac{\rho A}{2} (v_w + v_u)^2 C_{w2}$ $\rho$ = Dichte der Luft A = Querschnittsfläche der Halbkugeln - Schrägen-/turbulente Anströmungen (z.B. hinter Rotor) verfälschen Toleranz <b>Weitere Messverfahren:</b> Ultraschallanemometer, Flügelradanemometer, Hitzdrahtanemometer, Laser-Doppel-Anemometer, Staudruckanemometer		
19. Solarstrahlung		
Messgründe: Zur Beurteilung der Effizienz und Standortwahl von Solaranlagen		
 $E = D \cos \alpha$ Abgegebene Leistung: $P = EA\mu$ <b>Strahlungssensoren:</b> Silizium (niedrige Langzeitstabilität, eingeschränkte Bandbreite [Wärmegewinnung ☺] schnelle Rkt. auf Leistungsschwankungen, billig) <b>Thermische Verfahren (Präzisions-Pyranometer):</b> $T \uparrow$ einer schwarzen Absorptionsfläche $\rightarrow T$ vergleich mit Vergleichskörper mittels Thermosäule (Thermoelemente); Vorteil: Genau; $u_{Thermo}$ ohne Hilfsenergie <b>Messung der Strahlung mit Pyranometer:</b> Horizontal Aufbauen, Messung der Bestrahlungsstärke E Klassen: sekundärstandard $\rightarrow$ first class $\rightarrow$ second class <b>Pyreheliometer:</b> zur Messung der Direktstrahlung = Pyranometer mit aufgesetzem Tubus (blendet, drehbar zur Ausrichtung auf die Sonne $\rightarrow$ stets senkrechte Bestrahlung) Messung der Direktstrahlung: $E_{Direkt} = D_{Pyrel} \cos \alpha$ Messung der Diffusstrahlung: $E_{Diffus} = E_{Global} - D_{Pyrel} \cos \alpha$ <b>Direkte Messung der Diffusstrahlung:</b> Schattenball: - keine Korrektur; - liefert geringer Fehler (als Normal), - muss kontinuierlich der Sonne nachgeführt werden Fester Schattenring: - individueller Korrekturfaktor; - Alle paar Tage nachstellen Rotierender Schattenring: - keine Ausrichtung nötig; - Gleichzeitige Emssung von Global- und Diffusstrahlung; - nur für schnelle Si-Sensoren		