

1.2 Definitionen der Basiseinheiten

- 1 Meter** ist das 1650763,73 fache der Wellenlänge der von Atomen des Nuklids ^{86}Kr beim Übergang in den Zustand $5d_5$ zum Zustand $2p_{10}$ ausgesandten sich im Vakuum ausbreitenden Strahlung.
D.h. die Länge der Strecke, die Licht im Vakuum während der Dauer von 1/299792458 Sekunden durchläuft (1960)
- 1 Kilogramm** ist die Masse des Internationalen Kilogrammprototyps (1889).
Urkilogramm, Bez. für das Normal der Masseneinheit Kilogramm, das in Sèvres bei Paris aufbewahrt wird: Ein Zylinder aus Platin-Iridium von etwa 39 mm Durchmesser und 39 mm Höhe.
- 1 Sekunde** ist das 9192631770 fache der Periodendauer der dem Übergang zwischen den beiden Hyperfeinstruktur-niveaus des Grundzustands von Atomen des Nuklids ^{133}Cs entsprechenden Strahlung (1967)
- 1 Ampere** nach A. M. Ampère, Einheit der elektr. Stromstärke, Einheitenzeichen A; die Stärke eines konstanten elektr. Stromes, der durch zwei parallele, geradlinige, unendl. lange und im Vakuum im Abstand von 1 Meter voneinander angeordnete Leiter von vernachlässigbar kleinem, kreisförmigem Querschnitt fließend, zw. diesen Leitern je 1 Meter Leiterlänge die Kraft $2 \cdot 10^{-7} \text{ N}$ ($1 \text{ N} = 1 \text{ kg m/s}^2$) hervorrufen würde (1948).
- 1 Kelvin** Kelvin ist der 273,16te Teil der thermodynamischen Temperatur des Tripelpunktes des Wassers (1967).
- 1 Candela** ist die Lichtstärke, mit der $(1/600000)\text{m}^2$ der Oberfläche eines Schwarzen Strahlers bei der temperatur des beim Druck 101325 N/m^2 erstarrenden Platins senkrecht zu seiner Oberfläche leuchtet (1967).
- 1 Mol** Mol [gekürzt aus Molekulargewicht], Einheitenzeichen mol; diejenige Stoffmenge einer Substanz, die aus ebenso vielen Teilchen besteht, wie Atome in 12 Gramm des Kohlenstoffnuklids ^{12}C enthalten sind (das sind $6,022045 \cdot 10^{23}$ Atome; Avogadro-Konstante) (1971)

Nuklid Atomekerne eines Elementes können eine unterschiedliche Anzahl von Neutronen besitzen. Man bezeichnet sie als Isotope Nuklide oder kurz als Isotope dieses Elementes.

Schwarzer Strahler (schwarzer Körper, Planckscher Strahler), ein idealer Temperaturstrahler, der auftreffende elektromagnet. Strahlung aller Wellenlängen vollständig absorbiert und selbst Strahlung (die schwarze Strahlung) entsprechend seiner absoluten Temperatur gemäß den Strahlungsgesetzen abstrahlt.

Die folgende Tabelle zeigt die genormten Vorsätze zur Bezeichnung von dezimalen Vielfachen und Teilen von Einheiten:

Vorsatz	Zeichen	Zahlenwert	Vorsatz	Zeichen	Zahlenwert
Exa-	E	10^{18}	Dezi-	d	10^{-1}
Peta-	P	10^{15}	Zenti-	c	10^{-2}
Tera-	T	10^{12}	Milli-	m	10^{-3}
Giga-	G	10^9	Mikro-	μ	10^{-6}
Mega-	M	10^6	Nano-	n	10^{-9}
Kilo-	k	10^3	Piko-	p	10^{-12}
Hekto-	h	10^2	Femto-	f	10^{-15}
Deka-	da	10	Atto-	a	10^{-18}

1.5 SI-fremde Einheiten

Sie sind inkohärent abgeleitet und wegen ihrer Bedeutung in Wissenschaft, Technik und Wirtschaft für dauernd oder zeitlich begrenzt zugelassen. Einige von ihnen sind nur in Spezialgebieten zulässig.

ZB PS = LEISTUNG
 TORR = UNTERDRUCK
 CURIE = RADIOAKTIVE AKTIVITÄT

1.6 Gesetzliche Einheiten

Mit dem „Gesetz über Einheiten im Meßwesen“ vom 2.7.1969 in der Fassung des Gesetzes zur Änderung des Gesetzes über Einheiten im Meßwesen vom 6.7.1973 und der „Ausführungsverordnung“ zu diesem Gesetz vom 26.6.1970 wurde festgelegt, daß in Deutschland gesetzliche Einheiten sind:

- » die Basiseinheiten des SI
- » die abgeleiteten SI-Einheiten
- » die dezimalen Vielfachen und Teile von SI-Einheiten
- » bestimmte SI-fremde Einheiten, z.T. mit eingeschränktem Anwendungsbereich Für eine Reihe von Einheiten wurde die Gültigkeit befristet.

DAS GESETZ ÜBER EINHEITEN IM MEßWESEN VERWEIST
 AUF DIE DIN 1301

4.3. Mathematische Darstellung von Meßergebnissen

Um das Meßergebnis diskutieren zu können, muß es grafisch dargestellt werden. Üblicherweise wird hierzu ein rechtwinkliges Koordinatensystem verwendet. Naturgemäß unterliegen die Meßpunkte einer gewissen Streuung. Demzufolge ist eine direkte Verbindung der einzelnen Meßpunkte wenig sinnvoll. Unter Umgehung der exakten Methoden der Ausgleichsrechnung wird folgendes vereinfachendes Verfahren vorgeschlagen: Man zeichnet eine ausgleichende Kurve, so, daß etwa die gleiche Anzahl der Meßpunkte zu beiden Seiten der Kurve liegt (Bild 4.3). „Ausreißer“ scheiden aus.

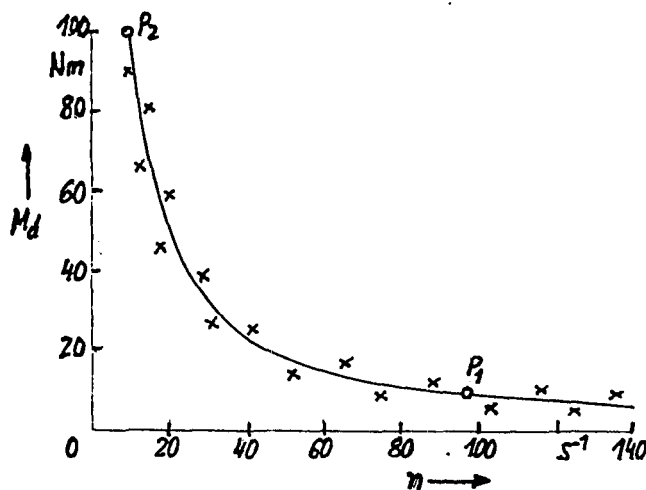


Bild 4.3. Experimentell gefundene Kurve

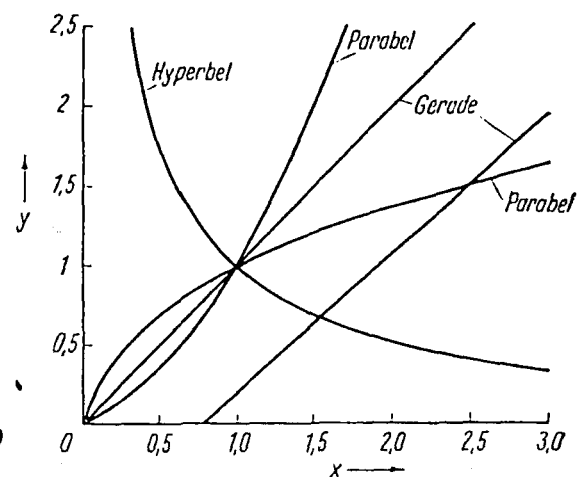


Bild 4.4. Typische Kurven zur numerischen Auswertung

Wird z.B. ein Motor auf dem Prüfstand bei konstanter Leistung durch unterschiedliche Momente belastet, ergibt sich der dargestellte Verlauf $M_d = f(n)$. Bevor mit der numerischen Auswertung begonnen werden kann, ist der Gleichungstyp zu wählen. Als Hilfe soll die Zusammenstellung im Bild 4.4 dienen. Es gelten für die Gerade, die Parabel und die Hyperbel folgende Beziehungen:

$$y = mx + b$$

$$y = a + bx^2 + cx^3$$

$$y = a + b/x.$$

(4.4)

Micro Motion

PO BOX 56
3903 AB VEENENDAAL
NETHERLANDS
TEL : +31 318 - 549549
FAX : +31 318 - 549559

MASS FLOWMETER CALIBRATION CERTIFICATE

Certificate no. : 03121999942
Page 1/2

The calibration results, corrected for Buoyancy, are obtained by means of applicable calibration procedures.
The calibration Curve is based on the frequency output.
The calibration System is certified by the Dutch Weights & Measures Authority : Nederlands Meetinstituut
The calibration Weighing references are traceable to the National Standards.

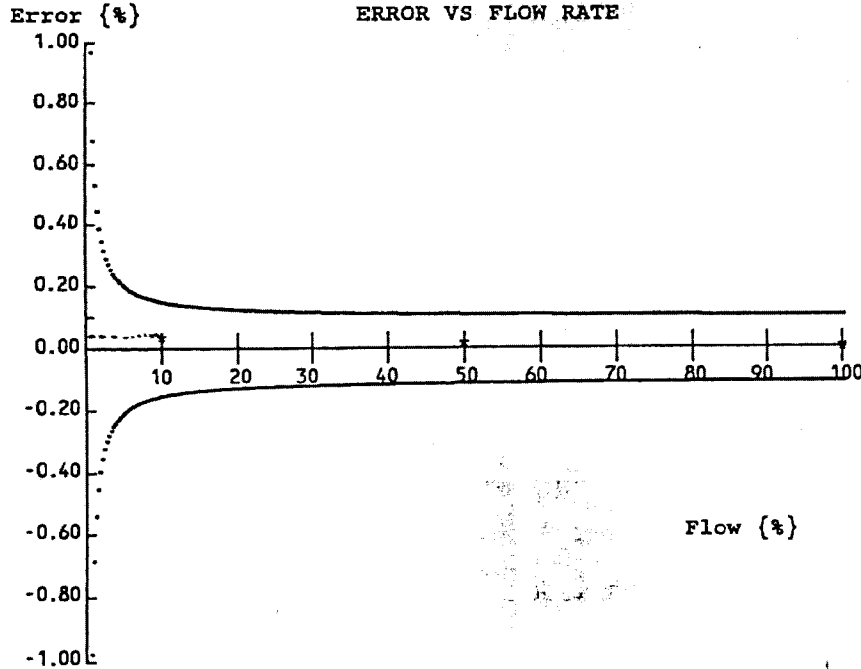
Micro Motion Order # : 49020547- 1- 1-0
Customer Reference : TUI-45611685/19P
Date : 3-12-1999 / 14:39
Remarks : SENSOR ONLY

Sensor Model # : CMF300M391NB
Sensor Serial # : 356698
Sensor Tag :
Electronics Model # : RFT9739 TEST
Electronics Serial # :
Electronics Tag :

Accessory Model # :
Accessory Serial # :
Accessory Tag :

Calibration : Comparison With Scale
Test Stand Used : 1
Test Stand Toolno. : 32227/01
Calibration Uncertainty : < 0.03 % (95 % confidence level)
Fluid : Water
Fluid Temperature : 23.3 °C
100 % Flow Rate : 2268.00000 kg/min
Inlet pressure at 100 % : $P_e = 0.76$ bar

Flow (%)	Nominal Flow Rate (kg/min)	Meter Total (kg)	Scale Total (kg)	Error (%)	Spec (±%)
100	2268.00	2549.10	2548.82	0.01	0.11
10	226.80	235.76	235.67	0.04	0.15
50	1134.00	1272.12	1271.83	0.02	0.11
100	2268.00	2544.23	2544.12	0.00	0.11



ABSOLUTER FEHLER $\Delta x = I - S$ ODER $\Delta x = \textcircled{A} - \textcircled{W}$

Labels: ISTWERT (I), SOLLWERT (S), ANGEZEIGTER W. (A), WAHRER W. (W)

Z.B.: FLOW = 10%

$\Delta x = 235,76 \text{ kg} - 235,67 \text{ kg} = \underline{\underline{0,09 \text{ kg}}}$

RELATIVER FEHLER

$f_{\%} = \frac{I - S}{S} \cdot 100\% \quad \vee \quad f_{\%} = \frac{\textcircled{A} - \textcircled{W}}{\textcircled{W}} \cdot 100\%$

Z.B.: FLOW = 10%

$f_{\%} = \frac{235,76 \text{ kg} - 235,67 \text{ kg}}{235,67 \text{ kg}} \cdot 100\%$

$f_{\%} = \underline{\underline{0,038 \text{ \%}}}$

Calibrator : RBV GP
36 Witnessed by : *W*

Begriffe zu einzelnen Meßverfahren

Messen – Tatsächliches Ermitteln der Meßgröße mit Hilfe geeichter (kalibrierter) Meßgeräte oder Meßeinrichtungen.

Prüfen – Feststellen der Funktionsfähigkeit einer Anlage mit Hilfe von Meßgeräten

Eichen (kalibrieren) – Anpassung eines Meßgerätes oder einer Meßeinrichtung an die tatsächlich zu messende Meßgröße.

Vorschriften

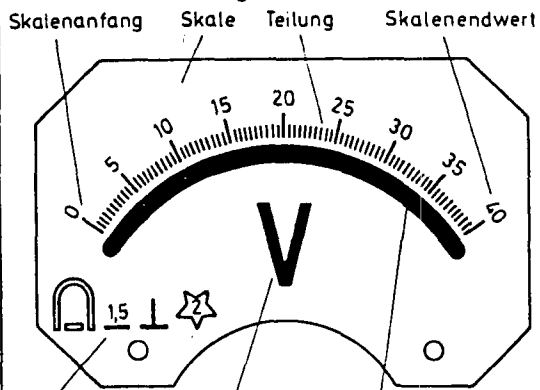
VDE 0410 – Regeln für elektrische Meßgeräte

VDE 0411 – Bestimmungen für elektrische Meßgeräte und Regler

VDE 0418 – Bestimmungen für Elektrizitätszähler

DIN 1319 – Grundbegriffe der Meßtechnik; Messen, Prüfen, Zählen

Skalenbeschriftung



Skalensymbole Maßeinheit Spiegelhinterlegung

Skalenbeschriftung enthält

Sinnbilder für Stromart, Meßwerk, Gebrauchslage, Prüfspannung und Angaben über Meßgerätekategorie, Innenwiderstand, Einheit der Meßgröße, Ursprung

Meßgeräteklassen

	Feinmeßgeräte			Betriebsmeßgeräte			
Klasse	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	5
Anzeigefehler ± %	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	5

Die Zahlenwerte geben den maximal zulässigen Fehler eines Zeigermeßgeräts bezogen auf den Skalenendwert an.

Skalensinnbilder

- für Gleichstrom
- ⎓ für Gleich- und Wechselstrom
- ~ für Wechselstrom
- ⋈ für Drehstrom mit einem Meßwerk
- ⋈ für Drehstrom mit zwei Meßwerken
- ⋈ für Drehstrom mit drei Meßwerken
- 15 Klassenzeichen, bezogen auf Meßbereich-Endwert
- 15 Klassenzeichen, bezogen auf Skalenlänge bzw. Schreibbreite
- 15 Klassenzeichen, bezogen auf richtigen Wert
- ⊥ Senkrechte Nennlage
- ⌊ Waagerechte Nennlage
- 60° Schräge Nennlage (mit Neigungswinkelangabe)
- ☆ Prüfspannung
- ⊗ Hinweis auf getrennten Nebenwiderstand
- ⋈ Hinweis auf getrennten Vorwiderstand
- Magnetischer Schirm (Eisenschirm)
- ⊙ Elektrostatischer Schirm
- ast Astatistisches Meßwerk
- ⚡ Achtung (Gebrauchsanleitung beachten)!
- ⊗ Drehspulmeßwerk
- ⊕ als Gleichrichter Zusatz zu Thermoumformer
- ⊖ isol. Thermoumformer
- ⊗ Drehspul-Quotientenmeßwerk
- ⊕ Drehmagnetmeßwerk
- ⊗ Drehmagnet-Quotientenmeßwerk
- ⋈ Dreheisenmeßwerk
- ⋈ Dreheisen-Quotientenmeßwerk
- ⊕ Elektrodynamisches Meßwerk (eisenlos)
- ⊗ Elektrodynamisches Quotientenmeßwerk (eisenlos)
- ⊕ Elektrodynamisches Meßwerk (eisengeschlossen)
- ⊗ Elektrodynamisches Quotientenmeßwerk (eisengeschlossen)
- ⊕ Induktionsmeßwerk
- ⊗ Induktions-Quotientenmeßwerk
- ⊕ Hitzdrahtmeßwerk
- ⊖ Bimetallmeßwerk
- ⊕ Elektrostatisches Meßwerk
- ⊕ Vibrationsmeßwerk
- ⊕ mit eingebautem Verstärker

Bei Meßgeräten mit mehreren Meßpfaden müssen die einzelnen Meßpfade gegeneinander und gegen Erde geprüft werden. Die Größe der Prüfspannung ist abhängig von der Größe der Nennspannung des Meßgerätes.

Nennspannung bis 40 V	Prüfspannung 500 V Stern, ohne Zahl
Nennspannung 40 V bis 650 V	Prüfspannung 2000 V Stern, Zahl = 2
Nennspannung 650 V bis 1000 V	Prüfspannung 3000 V Stern, Zahl = 3

FEHLERRECHNUNG "ZUFÄLLIGER FEHLER"

$$f_i = M_i - D$$

SCHHEINBARE FEHLER

D = WAHRSCHEINLICHE WERT EINER GRÖSSE M

M_i = EINZELNE MESSGRÖSSE AUS EINER REIHE M₁ - M_n

$$D = \bar{M} = \frac{\sum M_i}{n}$$

ARITHMETISCHE MITTELWERT EINER MESSREIHE MIT n MESSUNGEN

n = ANZAHL DER MESSUNGEN

$$s = \pm \sqrt{\frac{\sum f_i^2}{n-1}}$$

VARIANZ;
STANDARDABWEICHUNG

DIE STRECKUNG DER EINZELMESSWERTE UM IHREN MITTELWERT \bar{M} WIRD ALS STANDARDABWEICHUNG S BEZEICHNET.

BEISPIEL:

EINE MESSREIHE AUS ZEHN EINZELBEOBACHTUNGEN HAT FOLGENDE MESSWERTE ERGEBEN: 2,55 / 2,57 / 2,47 / 2,59 / 2,52 / 2,42 / 2,46 / 2,53 / 2,42 / 2,46
WIE GROSS IST DIE STANDARDABWEICHUNG?

MESSUNGEN n	MESSWERT M _i	FEHLER f _i	FEHLERQUADR. f _i ²
1	2,55	+0,051	0,00260
2	2,57	+0,071	0,00504
3	2,47	-0,029	0,00084
4	2,59	+0,091	0,00828
5	2,52	+0,021	0,00044
6	2,42	-0,079	0,00624
7	2,46	-0,039	0,00152
8	2,53	+0,031	0,00096
9	2,42	-0,079	0,00624
10	2,46	-0,039	0,00152
$\sum M_i =$	24,99	$\sum f_i^2 =$	336,8 · 10 ⁻⁴

$$f_i = M_i - \bar{M}$$

$$\bar{M} = \frac{\sum M_i}{n} = \frac{24,99}{10} = 2,499$$

$$f_{i1} = 2,55 - 2,499$$

$$f_{i1} = +0,051$$

$$f_{i1}^2 = 0,051 \cdot 0,051$$

$$f_{i1}^2 = 0,00260$$

$$s = \pm \sqrt{\frac{\sum f_i^2}{n-1}} = \pm \sqrt{\frac{336,8 \cdot 10^{-4}}{10-1}} = \pm 0,0612 \approx \pm 0,06$$

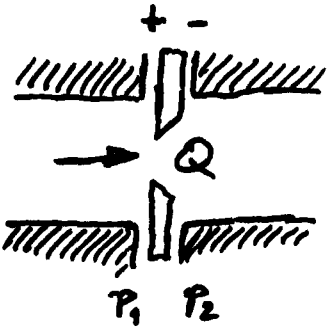
DAS ERGEBNIS DER SIEBTEN EINZELMESSUNG Z.B. LBUTET DANN:

$$M_7 = 2,46 \pm 0,06$$

ANMERKUNG: ZEHN EINZELMESSUNGEN SIND EIN RELATIV KLEINER WERT. DIE STANDARDABWEICHUNG S WIRD MIT ZUNEHMENDER ANZAHL n GENAUER.

BEISPIEL ZUM THEMA "FORTPFLANZUNG VON SYSTEMATISCHEN FEHLERN"

DER GASSTROM IN EINER ROHRLEITUNG, WIRD MIT EINER NOARBLENDE BESTIMMT.



ES GILT:

$$Q_v = 3,999 \cdot 10^{-3} \cdot \alpha \cdot E \cdot d^2 \cdot \sqrt{\frac{\vartheta_0 \cdot P}{P_0 \cdot \vartheta}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\rho_0}} \cdot \sqrt{P_1 - P_2}$$

BEI EINEM WIRKDRUCK $P_1 - P_2 = 4000 \text{ Pa}$ IST EIN VOLUMENSTROM $Q_v = 1000 \text{ m}^3/\text{h}$ VORHANDEN.

DIE VORGEGEHENE BETRIEBSTEMPERATUR WAR $\vartheta = 353 \text{ K}$ UND DER DRUCK $P = 142 \text{ kPa}$. WELCHER MESSFEHLER ENTSTEHT, WENN DIE TEMPERATUR AUF $\vartheta' = 363 \text{ K}$ STEIGT UND DER DRUCK AUF $140 \text{ kPa} = P'$ FÄLLT?

1. ZUSAMMENFASSUNG DER UN- VERÄNDERLICHEN GRÖSSEN

$$Q = K \cdot \sqrt{\frac{P'}{\vartheta}}$$

α = DURCHFLUSSZAHLE (ROHRLEITUNGEN, STOFFE = BEIWEILT)

E = EXPANSIONSZAHLE

d = BLENDERÖFFNUNG

ρ = DICHTHE

$\vartheta_0 = 273,15 \text{ K}$

$P_0 = 1013 \text{ mbar}$

2. PARTIELL DIFFERENZIIERT

$$\frac{\partial Q}{\partial P} = \frac{K}{2 \cdot \sqrt{P} \cdot \sqrt{\vartheta}}, \quad \frac{\partial Q}{\partial \vartheta} = -\frac{K \cdot \sqrt{P}}{2 \cdot \sqrt{\vartheta^3}}$$

3. UND EINGESETZT

$$f_Q = \frac{\partial Q}{\partial P} \cdot f_P + \frac{\partial Q}{\partial \vartheta} \cdot f_\vartheta = \frac{1}{2} \frac{K}{\sqrt{P} \cdot \sqrt{\vartheta}} \cdot f_P - \frac{1}{2} \frac{K \cdot \sqrt{P}}{\sqrt{\vartheta^3}} \cdot f_\vartheta$$

4. ZUR VEREINFACHUNG DES AUSDRUCKS WIRD DURCH Q GETEILT

$$\frac{f_Q}{Q} = \frac{1}{2} \frac{f_P}{P} - \frac{1}{2} \frac{f_\vartheta}{\vartheta} = \frac{1}{2} Q \left(\frac{f_P}{P} - \frac{f_\vartheta}{\vartheta} \right)$$

$$Q = K \cdot \sqrt{\frac{P'}{\vartheta}}$$

$$Q = K \cdot \frac{\sqrt{P'}}{\sqrt{\vartheta}}$$

$$f_P = (140 - 142) \text{ kPa} = -2 \text{ kPa}$$

$$f_\vartheta = (363 - 353) \text{ K} = +10 \text{ K}$$

$$f_Q = \frac{1}{2} \cdot 1000 \text{ m}^3/\text{h} \left(\frac{-2 \text{ kPa}}{142 \text{ kPa}} - \frac{10 \text{ K}}{353 \text{ K}} \right)$$

$$\underline{\underline{f_Q = -21,2 \text{ m}^3/\text{h}}}$$

DER ZUFÄLLIGE FEHLER KANN DANN IM MITTEL WIE FOLGT BESCHRIEBEN WERDEN:

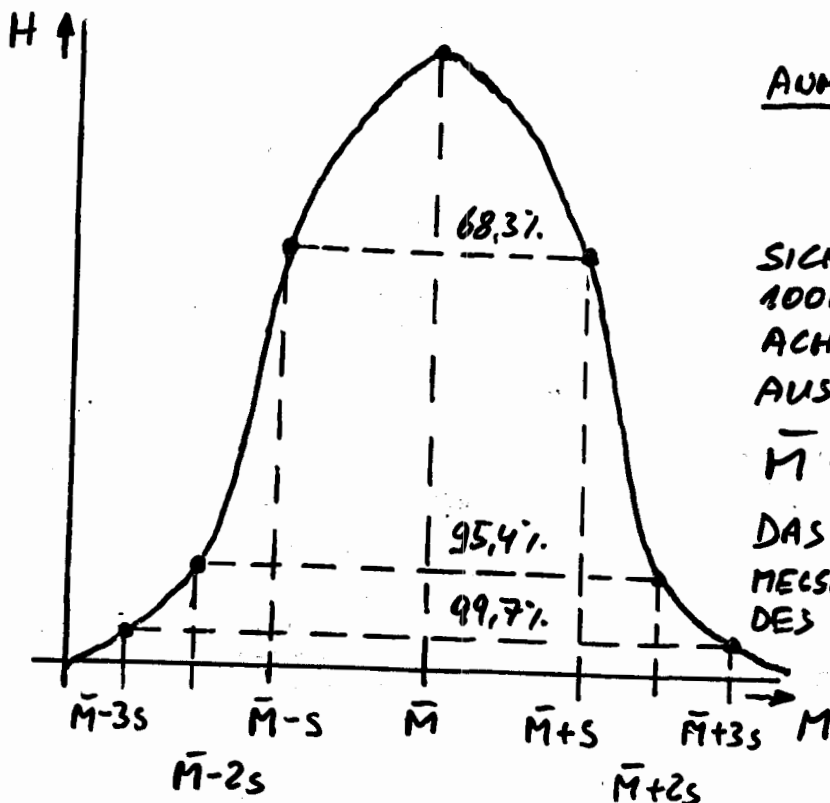
$$f = \bar{M} \pm s$$

$$\underline{\underline{f = 2,499 \pm 0,06}} \quad \Rightarrow \quad f = 2,50 \pm 0,06$$

ES IST LEICHT EINZUSEHEN, DASS IM BEREICH $\bar{M} \pm s$ NICHT ALLE EINZELWERTE FÜR DIE GESUCHTE MESSGRÖSSE LIEGEN KÖNNEN.

WENN EINE NORMALE ZUFALLSVERTEILUNG (GAUSS) DER EINZELNEN WERTE VORLIEGT, FALLEN IM MITTEL VON 1000 UNABHÄNGIGEN EINZELWERTEN

<u>683</u>	IN DEN BEREICH	<u>$\bar{M} \pm 1s$</u>	(STATISTISCHE SICHERH.	<u>$P=68,3\%$</u>)
<u>954</u>	IN DEN BEREICH	<u>$\bar{M} \pm 2s$</u>	(" " "	<u>$P=95,4\%$</u>)
<u>997</u>	" " "	<u>$\bar{M} \pm 3s$</u>	(" " "	<u>$P=99,7\%$</u>)



ANMERKUNG: IN DER INDUSTRIE BEVORZUGT MAN EINE STATISTISCHE

SICHERHEIT VON $P=95\%$. VON 1000 UNABHÄNGIGEN BEOBSACHTUNGEN FALLEN HIERBEI 50 AUSSERHALB DES BEREICHS

$$\bar{M} \pm 1,96s$$

DAS BEDEUTET, DASS VON 20 EINZELMESSWERTEN, EIN WERT AUSSERHALB DES BEREICHS LIEGT.

BEISPIEL ZUM THEMA " FORTPFLANZUNG VON ZUFÄLIGEN FEHLERN "

AN EINEM MOTOR (DREHSTROM) WURDE DIE SCHEINLEISTUNG MIT HILFE VON STROM- UND SPANNUNGSMESSERN ERMITTELT. DIE WIRKLEISTUNG WURDE MIT EINEM LEISTUNGSMESSGERÄT GEMESSEN.

$$\begin{array}{l} U = 400V \\ I = 30A \\ P_w = 16kW \end{array} \left[\begin{array}{ll} (\text{KLASSEGENAUIGKEIT } 1,5) & \text{MESSBEREICH } 0-400V \\ (\quad \quad \quad " \quad \quad \quad 1,5) & \quad \quad \quad " \quad \quad \quad 0-100A \\ (\quad \quad \quad " \quad \quad \quad 1,5) & \quad \quad \quad " \quad \quad \quad 0-60kW \end{array} \right]$$

ES IST DER LEISTUNGSFAKTOR ZU BERECHNEN UND DIE MITTLERE ABSOLUTE UNSICHERHEIT ZU ERMITTELN ($\lambda = \cos \varphi$)

1. $\boxed{\cos \varphi = \frac{P_w}{U \cdot I \cdot \sqrt{3}}}$

2. UM DAS TOTALE DIFFERENTIAL ZU ERHALTEN, WIRD ERST LOGARITHMIERT UND DANN DIFFERENZIIERT:

$$\ln \cos \varphi = \ln P_w - \ln U - \ln I - \ln \sqrt{3}$$

$$\frac{d \cos \varphi}{\cos \varphi} = \frac{d P_w}{P_w} - \frac{d U}{U} - \frac{d I}{I}$$

3. NACH DER GLEICHUNG FÜR DIE MITTLERE GESAMTE STANDARDABWEICHUNG FOLGT:

$$u_{\cos \varphi} = \cos \varphi \cdot \sqrt{\left(\frac{u_{P_w}}{P_w}\right)^2 + \left(\frac{-u_U}{U}\right)^2 + \left(\frac{-u_I}{I}\right)^2} \quad ; \text{MESSUNSICHERHEIT}$$

4. DIE KLAMMELAUSDRÜCKE SIND WEITER NICHTS ALS DIE RELATIVEN MESSUNSICHERHEITEN.

$$\frac{u_U}{U} = \frac{\pm 1,5 \cdot 400V}{400V \cdot 100} = \pm 1,5 \cdot 10^{-2} \quad \text{UNSICHERHEIT DER SPANNUNGSMESSUNG}$$

$$\frac{u_I}{I} = \frac{\pm 1,5 \cdot 100A}{30A \cdot 100} = \pm 5,0 \cdot 10^{-2} \quad \text{UNSICHERHEIT DER STROMMESSUNG}$$

$$\frac{u_{P_w}}{P_w} = \frac{\pm 1,5 \cdot 60kW}{16kW \cdot 100} = \pm 5,6 \cdot 10^{-2} \quad \text{UNSICHERHEIT DER LEISTUNGSMESSUNG}$$

5. DER BETRAG DES LEISTUNGSFAKTORS ERRECHNET SICH ZU

$$\cos \varphi = \frac{P_w}{U \cdot I \cdot \sqrt{3}}$$

$$\underline{\underline{\cos \varphi}} = \frac{16000 \text{ W}}{400 \text{ V} \cdot 30 \text{ A} \cdot \sqrt{3}} = \underline{\underline{0,7698}}$$

6. FÜR DIE MITTLERE UNSICHERHEIT FOLGT:

$$f_{\cos \varphi} = 0,77 \sqrt{(0,056)^2 + (-0,015)^2 + (0,05)^2}$$

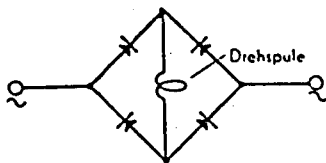
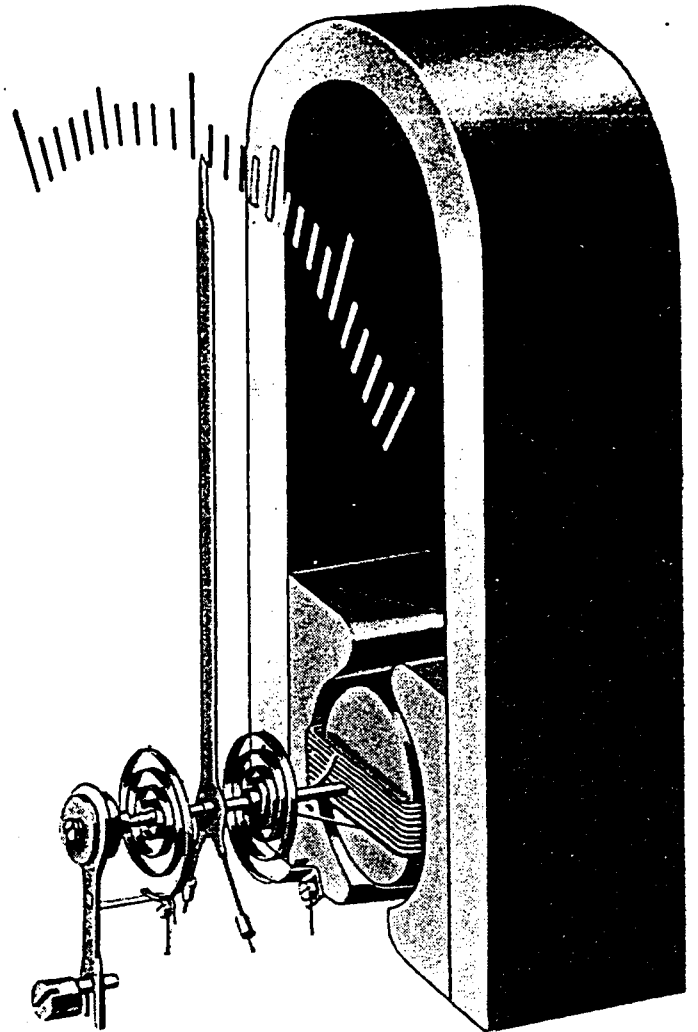
$$\underline{\underline{f_{\cos \varphi}}} = \pm 0,059 \approx \underline{\underline{\pm 0,06}}$$

7. DAMIT LAUTET DAS ERGEBNIS:

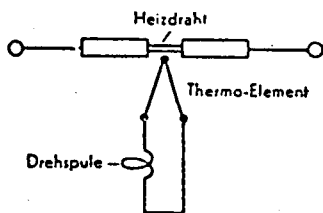
$$\underline{\underline{\cos \varphi = 0,77 \pm 0,06}}$$



Drehspul-Meßwerk mit Außenmagnet



Grundschialtung des Drehspul-Meßwerks
 mit Gleichrichter



Grundschialtung des Drehspul-Meßwerks
 mit Thermoumformer

Das Drehspul-Meßwerk besteht aus einer Spule, die im homogenen Feld eines kräftigen Dauermagneten um einen Weicheisenkern drehbar gelagert ist. Im stromlosen Zustand wird sie durch zwei Spiralfedern, die gleichzeitig als Stromzuleitungen dienen, in der Null-Lage gehalten. Fließt Gleichstrom durch die Spule, so entsteht ein Drehmoment, das der Stromstärke verhältnismäßig ist. Die Spule mit Zeiger dreht sich so weit, bis die Gegenkraft der Spiralfedern dem Drehmoment der Spule das Gleichgewicht hält. Die Drehspule ist auf ein Aluminiumrähmchen gewickelt; in diesem entstehen bei der Drehung im Magnetfeld Wirbelströme, die das Meßwerk dämpfen.

Das Drehspul-Meßwerk ist das meißempfindlichste elektrische Meßwerk. Ströme in der Größenordnung von Milliardstel Ampere können damit gemessen werden. Durch Vorschalten eines Gleichrichters oder eines Thermoumformers sind auch Wechselströme bis zu hohen Frequenzen meßbar. Daher werden Wechselstrommessungen vielfach auf Gleichstrommessungen zurückgeführt, um so die hohe Empfindlichkeit des Meßwerks auszunutzen.

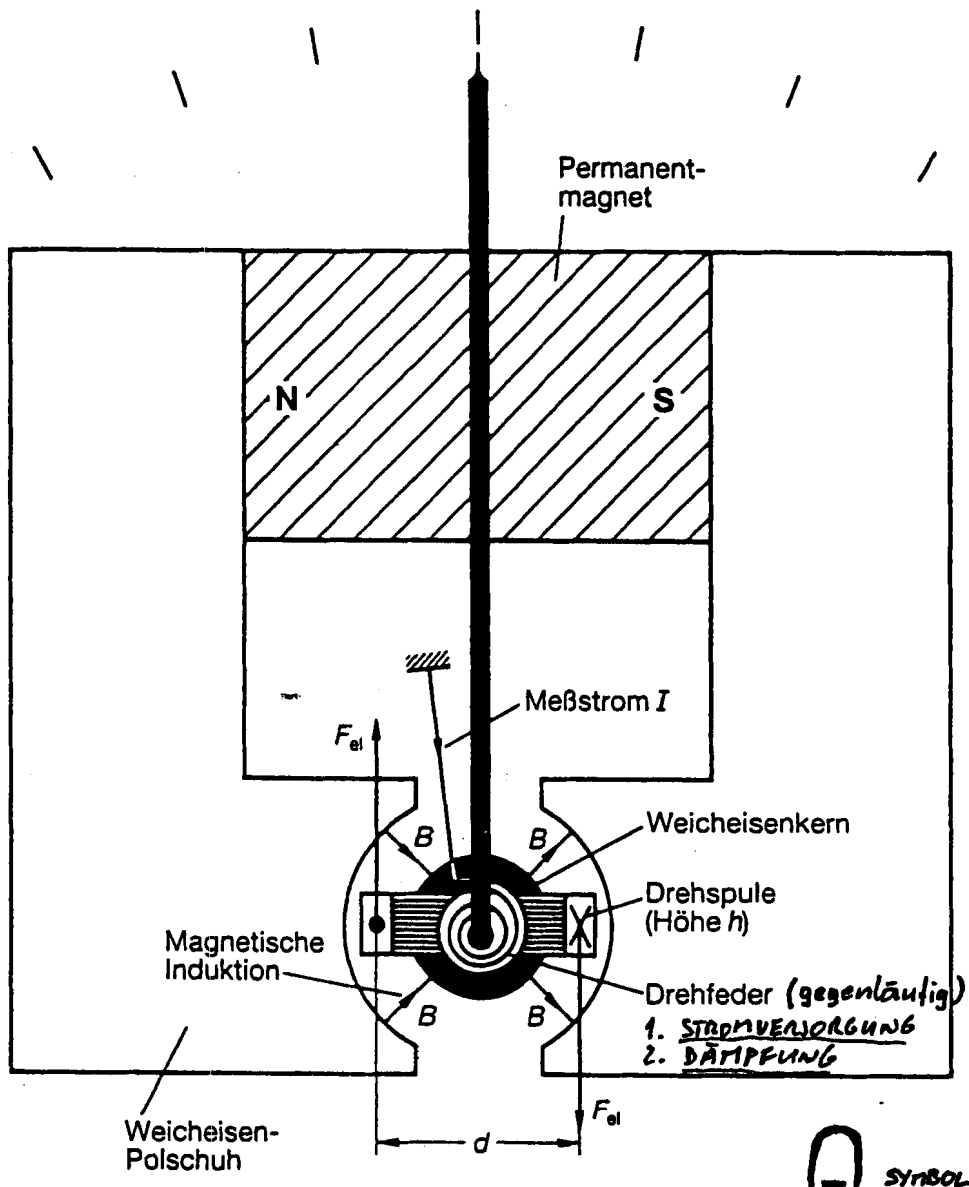


Bild 2.2. Prinzip eines linearen Drehpulmeßwerks.

Diesem Moment entgegen wirkt das in zwei Drehfedern mit der gemeinsamen Drehfederkonstanten (Richtmoment) D mechanisch erzeugte Moment M_{mech} , das dem Ausschlagwinkel α der Drehspule und des mit ihr fest verbundenen Zeigers proportional ist:

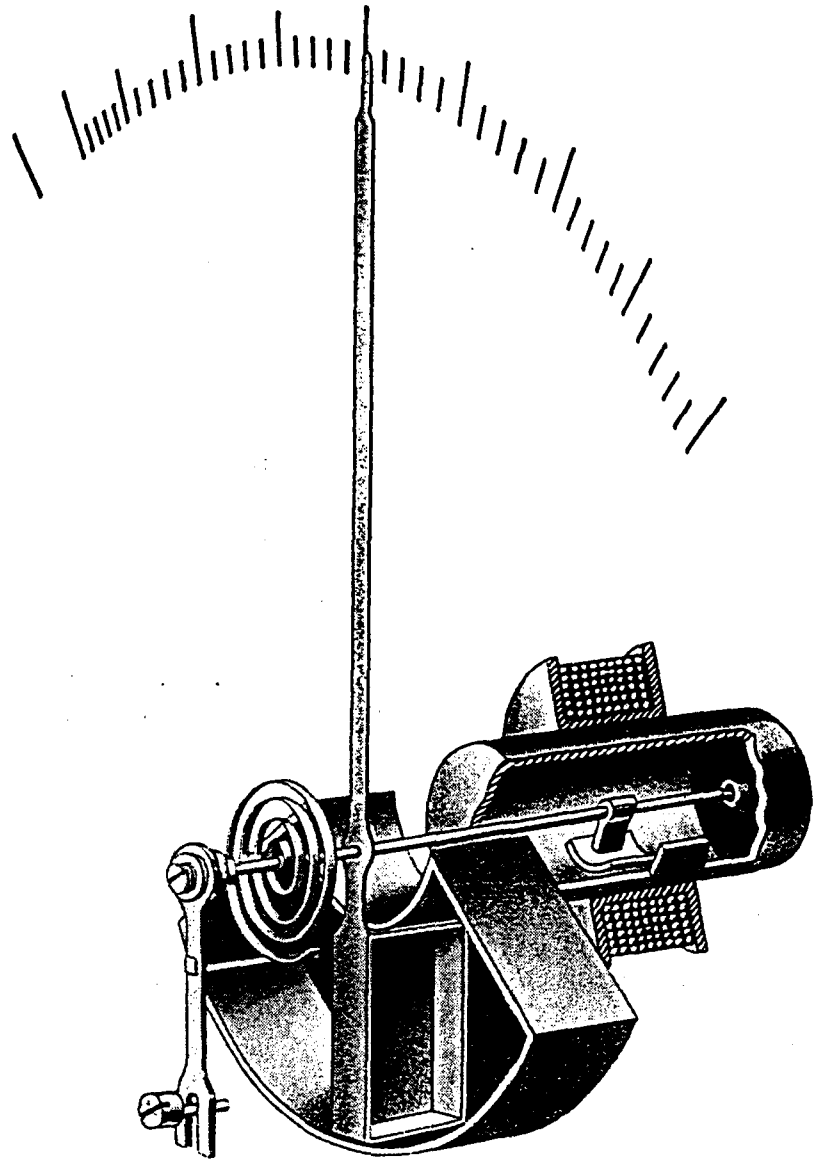
$$M_{\text{mech}} = D \cdot \alpha \quad \text{oder} \quad M_{\text{mech}} = C \cdot \alpha$$

\uparrow
 KONSTANTE

$C = \text{FEDEKONSTANTE}$

H&B

Dreheisen-Meßwerk



Innerhalb einer Ringspule sind zwei Eisenkerne angeordnet. Der eine ist an dem Spulenkörper, der andere an einer drehbaren Achse befestigt. Fließt der zu messende Strom durch die Spule, so entsteht ein Feld, das durch den feststehenden Eisenkern beeinflusst wird. Auf den beweglichen Eisenkern wirkt dann eine Kraft, die ihn zur Stelle größter Kräftliniendichte zu verschieben sucht. Die Achse mit dem Eisenkern wird so weit gedreht, bis die zunehmende Spannung der Spiralfeder dem Drehmoment des Eisenkernes das Gleichgewicht hält. Das Meßwerk hat Luftdämpfung.

Durch geeignete Form der Eisenkerne kann eine dem jeweiligen Verwendungszweck entsprechende Skalenteilung erreicht werden. Nahezu gleichmäßige Skalenteilungen, z. B. bei Präzisions-Instrumenten, sind ebenso möglich wie im interessierenden Bereich gedehnte und im übrigen gedrängte Skalenteilungen, z. B. bei Betriebs-Instrumenten. Die Magnetisierung der Eisenkerne folgt auch einem raschen Wechsel der Stromrichtung, so daß außer Gleichstrom auch Wechselstrom bis 1000 Hz gemessen werden kann. Je nach Art der Spulenwicklung werden die Instrumente als Strom- oder Spannungsmesser ausgeführt.

Das Dreheiseninstrument bewertet das Quadrat des durchgehenden Stromes und seine Kennlinie verläuft nach (2.11) zunächst quadratisch. Durch geeignet gestaltete Plättchen kann aber auch ein linearer Zusammenhang zwischen Strom und Ausschlagwinkel erreicht werden.

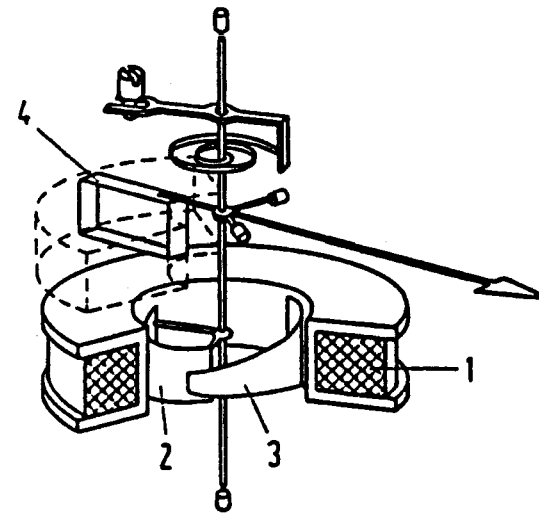
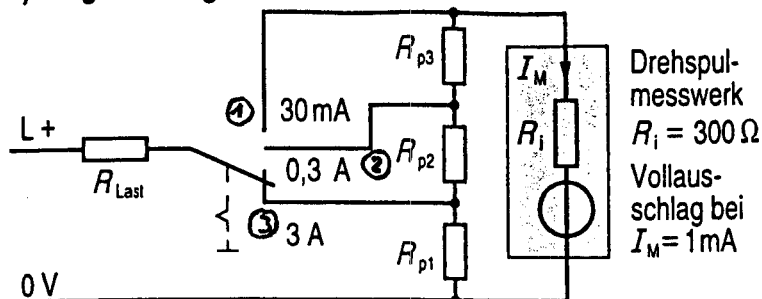


Bild 2.6: Rundspul-Dreheisenmeßwerk

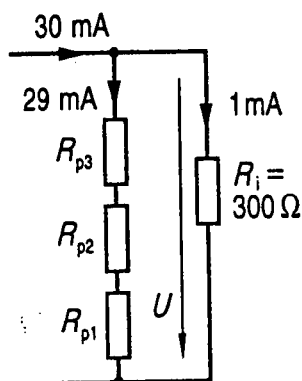
- 1 Feldspule
- 2 bewegliches Eisenplättchen
- 3 feststehendes Eisenplättchen
- 4 Flügel zur Luftdämpfung

Beim Dreheiseninstrument wird wie beim Drehmagnetinstrument das benötigte Magnetfeld von dem zu messenden Strom erzeugt. Der Eigenverbrauch ist daher größer als beim Drehspulinstrument. Die Wirbelstromdämpfung ist nicht ausreichend; eine Luftdämpfung wird benötigt.

c) Ringschaltung



Die Schaltung enthält drei unbekannte Widerstände, die je nach Messbereich in verschiedenen Kombinationen geschaltet sind. Die Berechnung der drei unbekannt Widerstände erfolgt über ein Gleichungssystem mit drei Gleichungen.



Gleichung 1 ①

Die Spannung U ist an beiden Zweigen gleich, daraus folgt:

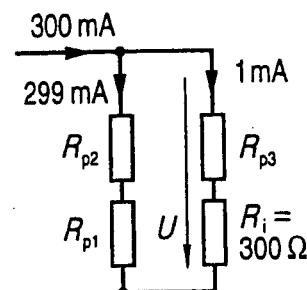
$$29 \text{ mA} \cdot (R_{p1} + R_{p2} + R_{p3}) = 1 \text{ mA} \cdot 300 \Omega$$

Daraus folgt:

$$29 R_{p1} + 29 R_{p2} + 29 R_{p3} = 300 \Omega$$

$$U_M = I_M \cdot R_i$$

$$U_M = 0,3 \text{ V}$$

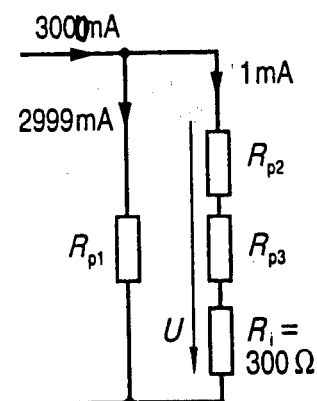


Gleichung 2 ②

$$299 \text{ mA} \cdot (R_{p1} + R_{p2}) = 1 \text{ mA} \cdot (R_{p3} + 300 \Omega)$$

Daraus folgt:

$$299 R_{p1} + 299 R_{p2} - R_{p3} = 300 \Omega$$



Gleichung 3 ③

$$2999 \text{ mA} \cdot R_{p1} = 1 \text{ mA} \cdot (R_{p2} + R_{p3} + 300 \Omega)$$

Daraus folgt:

$$2999 R_{p1} - R_{p2} - R_{p3} = 300 \Omega$$

Das Gleichungssystem

$$29 R_{p1} + 29 R_{p2} + 29 R_{p3} = 300 \Omega$$

$$299 R_{p1} + 299 R_{p2} - R_{p3} = 300 \Omega$$

$$2999 R_{p1} - R_{p2} - R_{p3} = 300 \Omega$$

hat die Lösungen: $R_{p1} = 0,103 \Omega$

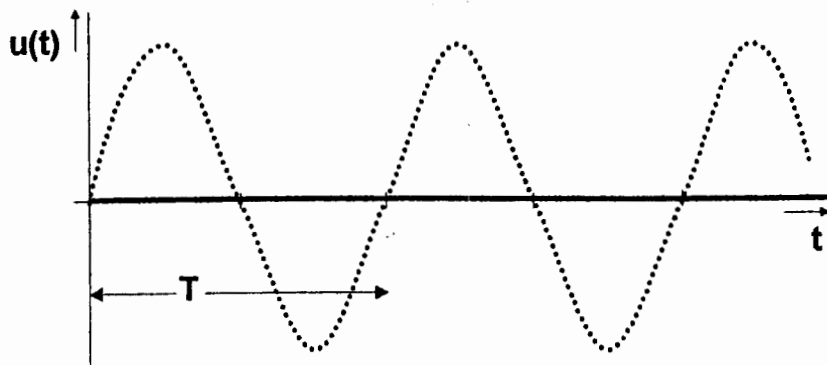
$$R_{p2} = 0,931 \Omega$$

$$R_{p3} = 9,310 \Omega$$

Die Lösung des Gleichungssystems erfolgt z.B. mit Hilfe von Determinanten oder mit einem Computerprogramm.

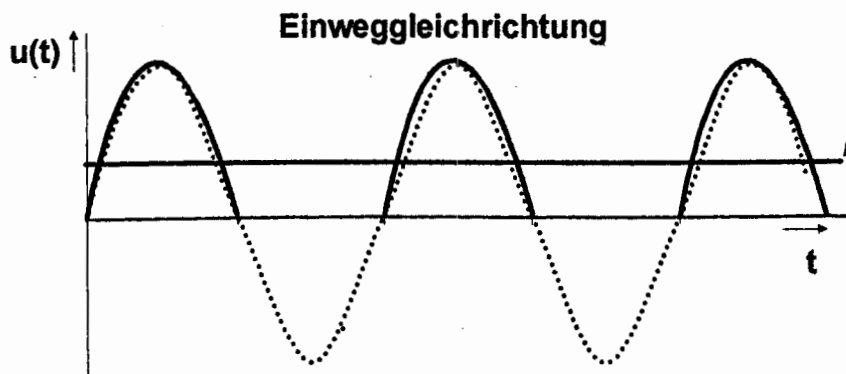
⇒ SIEHE FOLGENSEITEN

Wechselspannungsgröße $u(t) = \hat{u} \sin \omega t$



Linearer Mittelwert

$$\bar{u} = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{u} \sin \omega t \, dt = 0$$

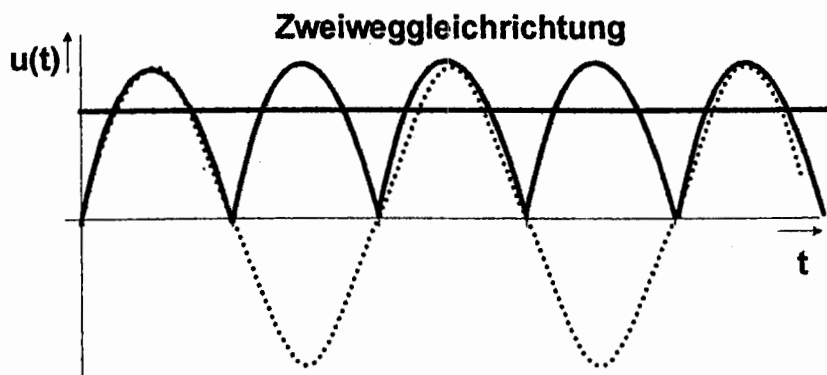


Einweggleichrichtung

Gleichrichtwert der Einweggleichrichtung

$$|\bar{u}| = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{u} \sin \omega t \, dt$$

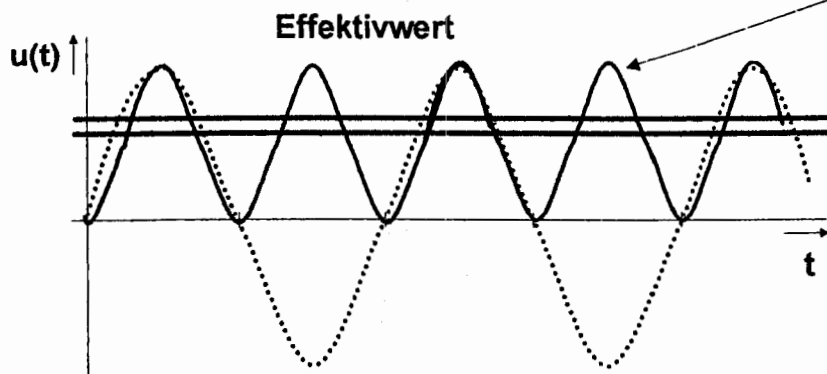
$$u_{de} = 0,319 \hat{u}$$



Zweiweggleichrichtung

Gleichrichtwert der Zweiweggleichrichtung

$$u_{dz} = 0,637 \hat{u}$$



Effektivwert

Effektivwert (quadratischer Mittelwert)

$$u_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\hat{u} \sin \omega t)^2 \, dt}$$

Effektivwert einer Sinusspannung:

$$u_{eff} = 0,707 \hat{u}$$

Zweiweggleichrichtwert einer Sinusspannung

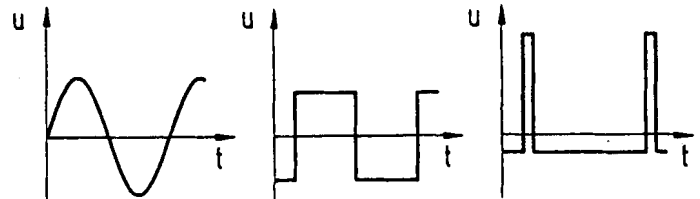
$$u_{dz} = 0,637 \hat{u}$$

Definition des Effektivwertes:

Eine Wechselspannung mit einem Effektivwert von 230V, läßt eine Glühlampe genauso hell leuchten, wie eine Gleichspannung von 230V.

Bei gleichem Effektivwert ist die thermische Wirkung in einem ohmschen Verbraucher unabhängig von der Kurvenform identisch.

Vergleich eines Drehspul- und Dreheiseninstruments. Abgesehen von den konstruktiven Unterschieden mißt das Dreheiseninstrument Effektivwerte, das Drehspulinstrument Gleichrichtwerte. Dementsprechend ist bei den Drehspul-



$U_d \rightarrow$

U_{eff}	20 V	20 V	20 V
$ \bar{u} $	18 V	20 V	14 V
k	1,11	1	1,4

ANZEIGE DER
MESSGERÄTE \Rightarrow

a)

1	20 V	20 V	20 V
2	20 V	22 V	15,5 V

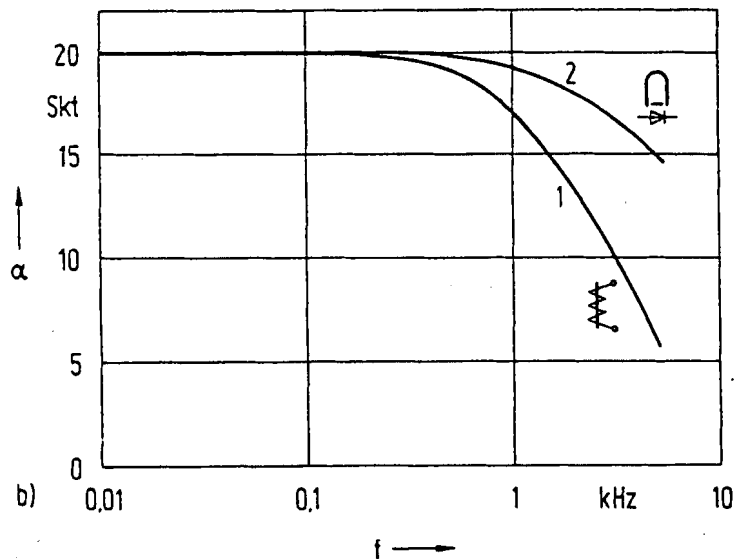
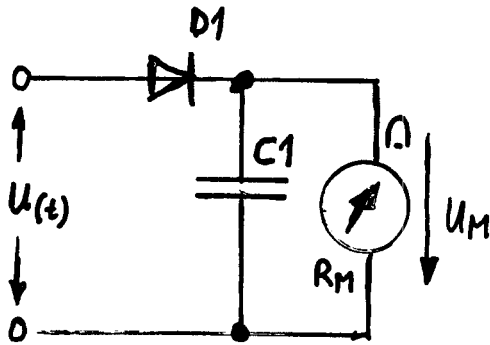


Bild 2.29:

- a) Einfluß der Kurvenform bei der Spannungsmessung
 - 1 Anzeige des Dreheiseninstruments
 - 2 Anzeige des Drehspulinstruments
- b) Einfluß der Frequenz bei der Messung von Wechselspannungen konstanter Amplituden auf die Anzeige α des Dreheiseninstruments 1 und des Drehspulinstruments 2

geräten jeweils der Kurvenformfaktor k zu berücksichtigen (Bild 2.29a). Das Dreheiseninstrument ist dann dem Drehspulinstrument jedoch bezüglich der oberen, noch meßbaren Frequenz unterlegen (Bild 2.29b).

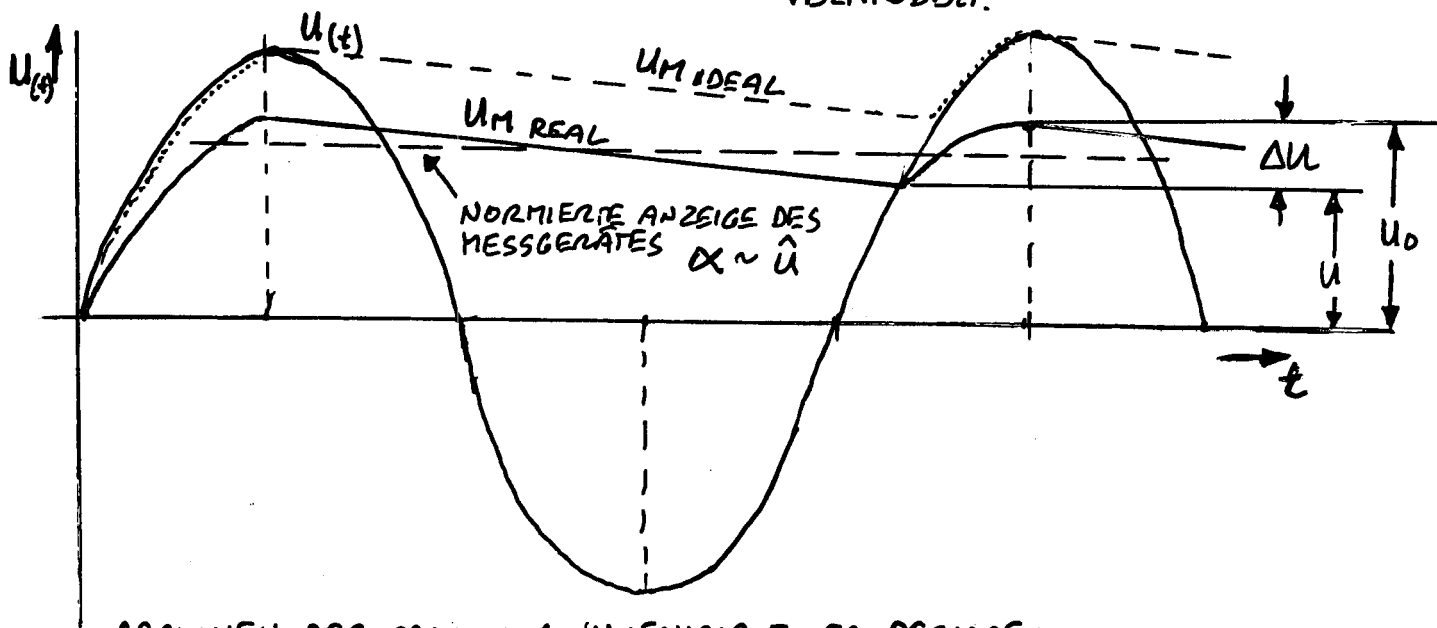
SPITZENGLEICHRICHTUNG (MESSUNG DES SCHEITELWERTES)



EINWEGGLEICHRICHTUNG

MESSUNG DES SPITZENWERTES
EINER WECHSELSPANNUNG
MIT EINEM DREHSPULMESS-
GERÄT.

BEI REALEN GLEICHRICHTERDIODEN
IST DER ERHALTENE SPITZENWERT
MINDESTENS UM DIE MINIMALE
DURCHLASSPANNUNG DER DIODE
VERMINDELT.



ABSINKEN DER SPANNUNG INNERHALB EINER PERIODE:

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{U_0 - U}{U_0} = 1 - \frac{U}{U_0} = 1 - e^{-\frac{T}{R_M \cdot C_1}} \approx \frac{T}{R_M \cdot C_1} \approx \frac{T}{\tau}$$

$$\tau = R_M \cdot C_1$$

BEISPIEL:

GEG.: $f = 10 \text{ kHz} \Rightarrow T = 0,1 \text{ ms}$

$$\left. \begin{array}{l} R_M = 100 \text{ k}\Omega \\ C_1 = 100 \text{ nF} \end{array} \right\} \Rightarrow \tau = R_M \cdot C_1 = 100 \text{ k}\Omega \cdot 100 \text{ nF} = 10 \text{ ms}$$

GES: RESTWEILIGKEIT

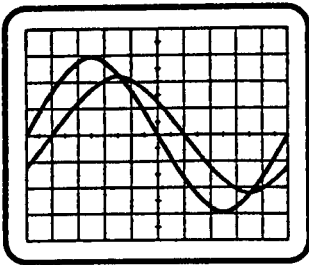
$$\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{T}{R_M \cdot C_1} = \frac{T}{\tau} = \frac{0,1 \text{ ms}}{10 \text{ ms}} = 0,01 \hat{=} \underline{\underline{1\%}}$$

ALS BRUMMSPANNUNG BEZEICHNET MAN DIE FEHLEDIFFERENZ
ZWISCHEN NORMIERTE ANZEIGE UND DEM TATSÄCHLICHEN
SPITZENWERT.

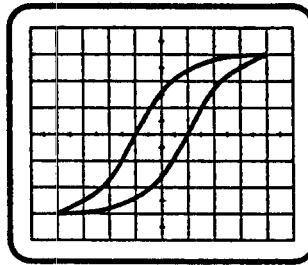
- JE GRÖßER DAS SIGNAL, DESTO BESSER DAS MESSEERGEBNIS!
- JE GRÖßER DER KONDENSATOR, DESTO BESSER BZW. KLEINER IST DIE

3.8. Oszilloskop I

Darstellung
sinusförmiger Spannungen

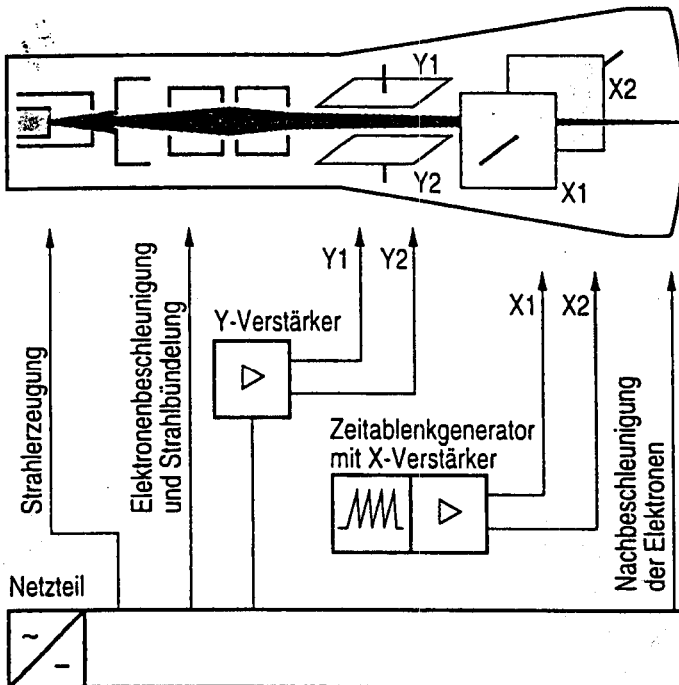


Darstellung der
Hysteresekurve von Eisen



- Mit dem Oszilloskop werden vor allem periodische Vorgänge sowie Kennlinien dargestellt und gemessen

Elektronenstrahlröhre, prinzipieller Aufbau



- Ein Oszilloskop besteht im wesentlichen aus Elektronenstrahlröhre, Zeitablenkung, Y-Verstärker und Netzteil

Grundlagen

Das Elektronenstrahl-Oszilloskop gehört zu den vielseitigsten Meßgeräten. Der Name Oszilloskop bedeutet „Schwingungsseher“ (lat. oscillare = schwingen, griech. scopein = sehen). Das Gerät wird vor allem zum Messen und zur Darstellung von schnellen, periodisch ablaufenden Vorgängen (z. B. Wechselspannungen) und zur Darstellung von Kennlinien nichtlinearer Bauteile (z. B. $U-I$ -Kennlinien von Dioden) eingesetzt. Zur Darstellung nichtperiodischer Vorgänge, z. B. des Stromverlaufs einer Blitzentladung, eignen sich sogenannte Speicheroszilloskope.

Aufbau

Ein Elektronenstrahl-Oszilloskop besteht im wesentlichen aus vier Baugruppen:

- 1. Elektronenstrahlröhre (Bildröhre):**
sie erzeugt mit Hilfe einer Glühkatode, mehrerer Beschleunigungselektroden und einer Fokussiereinrichtung einen scharf gebündelten Elektronenstrahl. Beim Aufprall der Elektronen auf der Leuchtschicht des Bildschirms wird Licht erzeugt.
- 2. Zeitablenkgenerator mit Verstärker (X-Verstärker):**
er erzeugt eine Sägezahnspannung mit langsam ansteigender und schnell abfallender Flanke. Damit wird der Elektronenstrahl periodisch von links nach rechts über den Bildschirm geführt.
- 3. Vertikalablenkverstärker (Y-Verstärker):**
er verstärkt das zuvor abgeschwächte Meßsignal und liefert die Ablenkspannung für die Y-Platten. Der Verstärker muß eine sehr große Bandbreite haben.
- 4. Netzteil:**
es liefert die Versorgungsspannung für die elektronischen Schaltungen, die Heizspannung für die Glühkatode sowie die Anodenspannung für die Beschleunigung der Elektronen. Die Anodenspannung beträgt je nach Oszilloskop zwischen 5 kV und 15 kV.

e_0 = Elementarladung
 m_0 = Ruhemasse
 u_y = Ablenkspannung
 v_z = Geschwindigkeit der Elektronen bedingt durch U_z (ANODENSpannung)

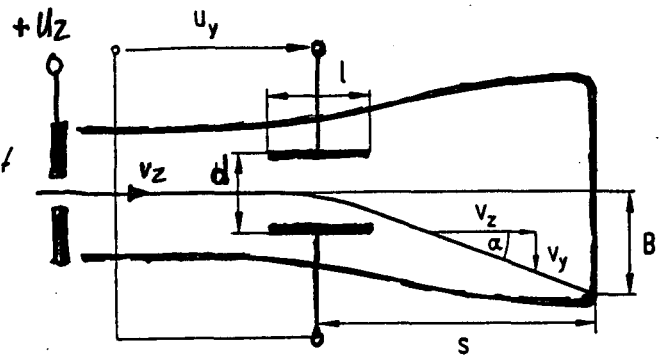


Bild 2.55: Ablenkung eines Elektrons in einem elektrischen Feld

$$B = s \cdot \tan \alpha = \frac{e_0}{m_0} \frac{u_y}{d} \frac{l s}{v_z^2} \quad (2.79)$$

Die an die y-Platten angelegte Spannung u_y wird so über die Auslenkung B des Elektronenstrahls gemessen. Die Auslenkung nimmt mit der Feldstärke zwischen den y-Platten, deren Länge l und dem Abstand s vom Leuchtschirm zu. Sie ist umso größer, je kleiner die Geschwindigkeit in z-Richtung ist.

Die Empfindlichkeit E des Oszilloskops ist der Quotient aus der Auslenkung des Elektronenstrahls und der angelegten Spannung:

$$E = \frac{B}{u_y} \quad ; \quad i = \frac{[mm]}{[V]} \quad ; \quad i = \frac{[DIV]}{[V]} \quad (2.80)$$

Anstelle der Empfindlichkeit wird in den Datenblättern oft ihr Kehrwert, der Ablenkoeffizient, genannt. Er gibt die Spannung an, die an die Ablenkplatten anzulegen ist, um den Bildpunkt auf dem Schirm um 1 cm zu verschieben. \Rightarrow ①

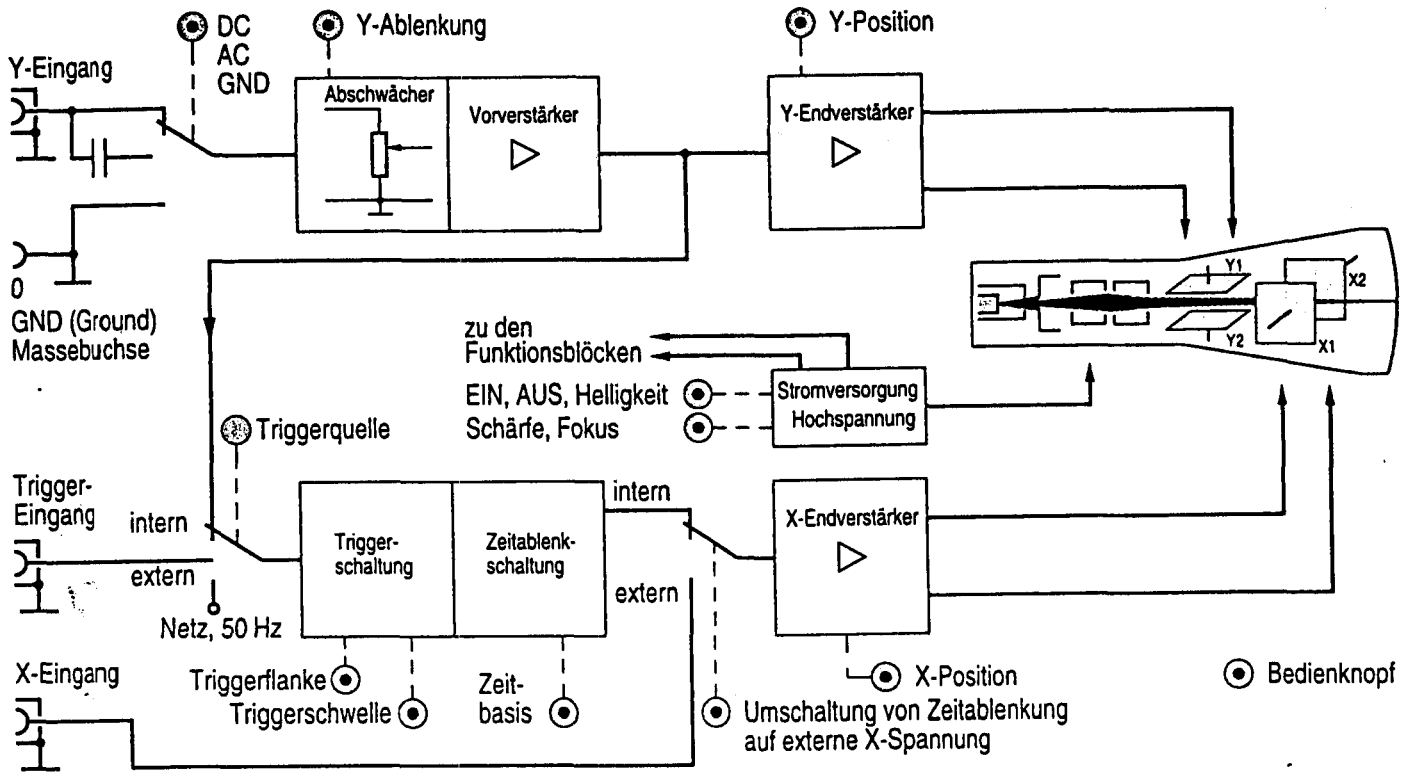
Im Interesse einer hohen Empfindlichkeit ist also eine geringe Geschwindigkeit der Elektronen in z-Richtung erwünscht. Langsame Elektronen führen aber nur zu einem Leuchtbild von geringer Helligkeit. Um diesen beiden sich widersprechenden Gesichtspunkten nachzukommen, werden die Elektronen oft in der Nähe des Bildschirms noch einmal beschleunigt (Nachbeschleunigungselektrode N von Bild 2.54). Diese Maßnahme verbessert die Bildhelligkeit, ohne die Empfindlichkeit zu verringern.

- ① ABLENKCOEFFIZIENTEN BIS HERAB ZU ETWA 5mV/cm SIND NÜTZLICH. DIES ENTSPIRCHT EINER ABLENKEMPFINDLICHKEIT VON 2mm/mV

Blockschaltbild

Elektronenstrahl-Oszilloskope sind komplexe Meßgeräte mit umfangreichen elektronischen Schaltungen.

Für den Anwender genügt aber meist das vereinfachte Blockschaltbild mit den wichtigsten Funktionsblöcken.

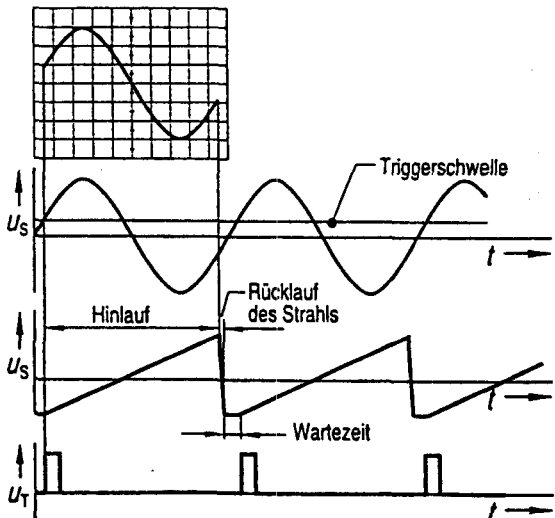


Darstellung des Signals auf dem Bildschirm

Signalspannung

Ablenkspannung

Triggerspannung



● X- und Y-Ablenkung werden durch Triggern synchronisiert

Zeitablenkung und Synchronisation

Durch das Zusammenwirken der X- und Y-Ablenkung kann der Elektronenstrahl auf dem Bildschirm einen Linienzug „schreiben“. Ein ruhig stehendes Bild ist aber nur dann möglich, wenn X- und Y-Ablenkung zeitlich aufeinander abgestimmt (synchronisiert) sind. In der Praxis erreicht man die Synchronisation durch gezielte Triggern (Auslösen) der Zeitablenkspannung. Das Triggern erfolgt meist durch die zu messende Signalspannung selbst. Dabei kann am Oszilloskop automatisch oder manuell ein Triggerniveau (Level) bestimmt werden, bei dem die X-Ablenkung des Elektronenstrahls gestartet wird. Die Triggerniveau kann auch durch externe Signale oder die Netzfrequenz erfolgen. Mit der Slope-Taste wird bestimmt, ob die Triggerniveau bei ansteigender oder abfallender Flanke erfolgt.

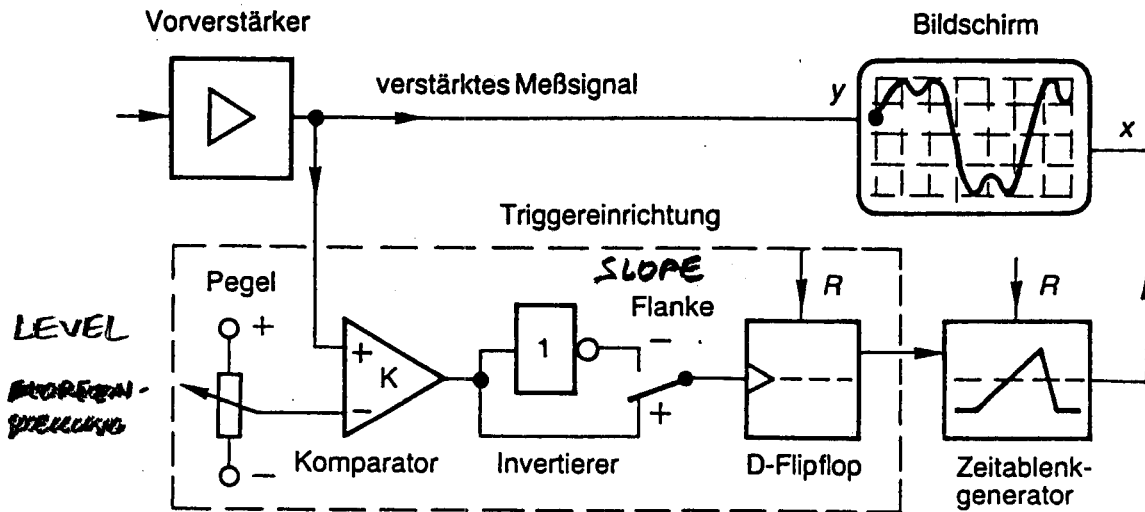
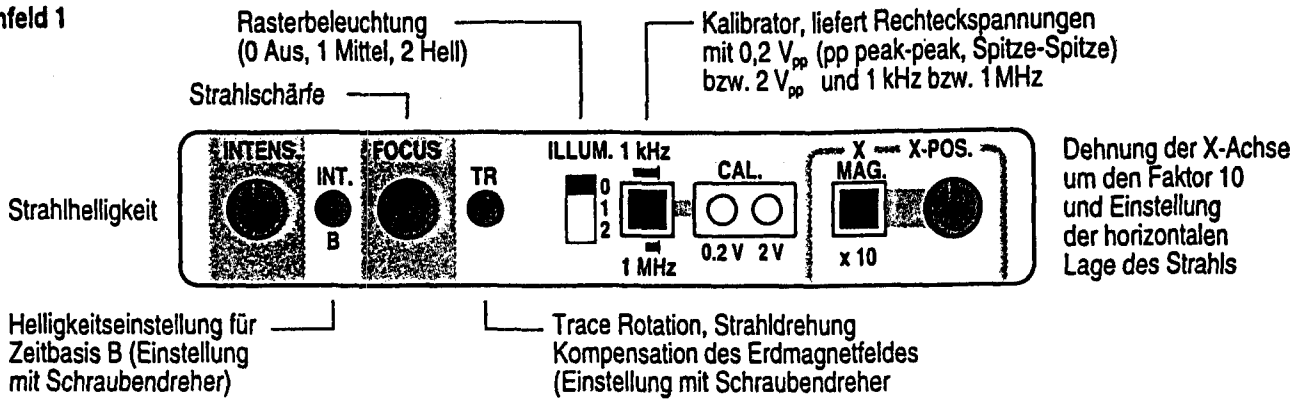


Bild 14.4. Prinzip der Auslösung (Triggerung) des Zeitablenkgenerators durch das Meßsignal.

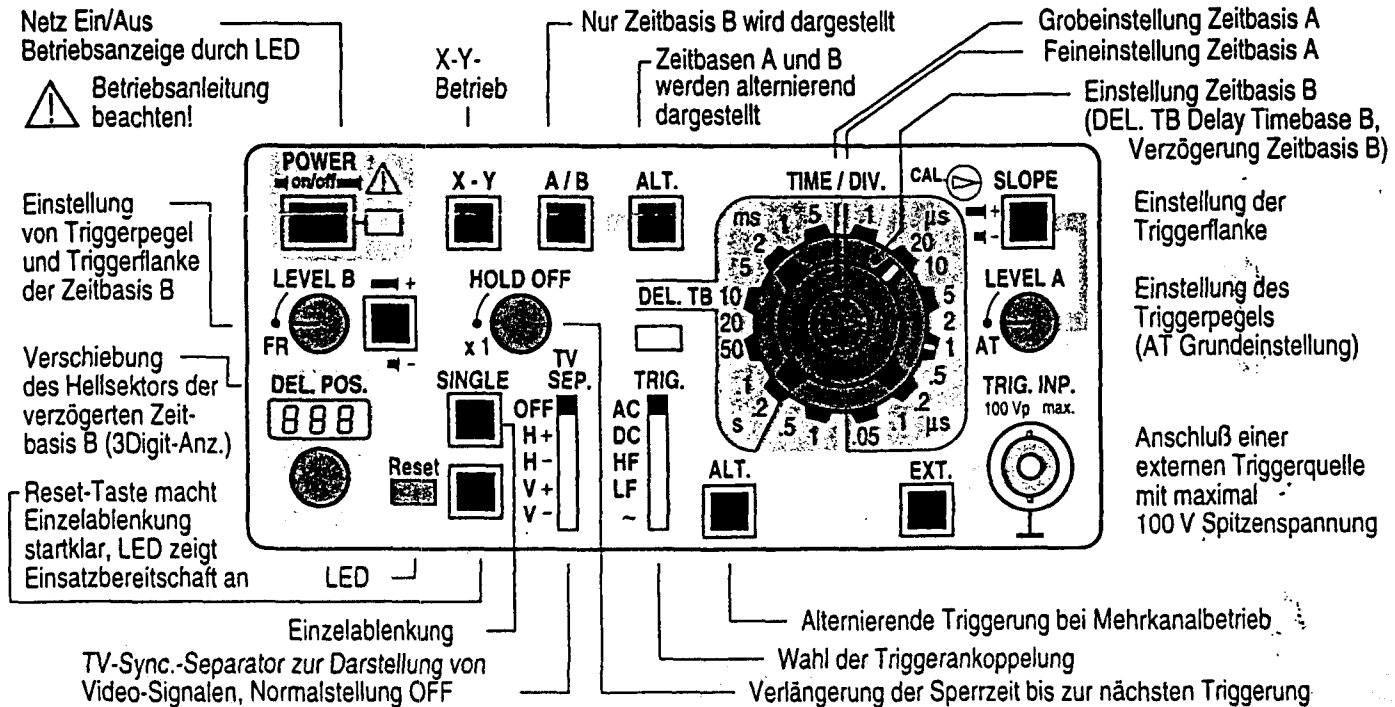
Die *Auslösung (Triggerung)* des Zeitablenkgenerators erfolgt nach Bild 14.4 im Regelfall durch das Meßsignal, wenn dieses einen bestimmten einstellbaren Pegel bei einer bestimmten Flanke erreicht.

Je nach gewünschter Flanke löst das invertierte oder das nichtinvertierte Ausgangssignal eines Komparators über ein flankengetriggertes D-Flipflop (bistabile Kippstufe) den Zeitablenkgenerator aus und wird durch den Rückstellimpuls des Zeitablenkgenerators dann ebenfalls zurückgesetzt.

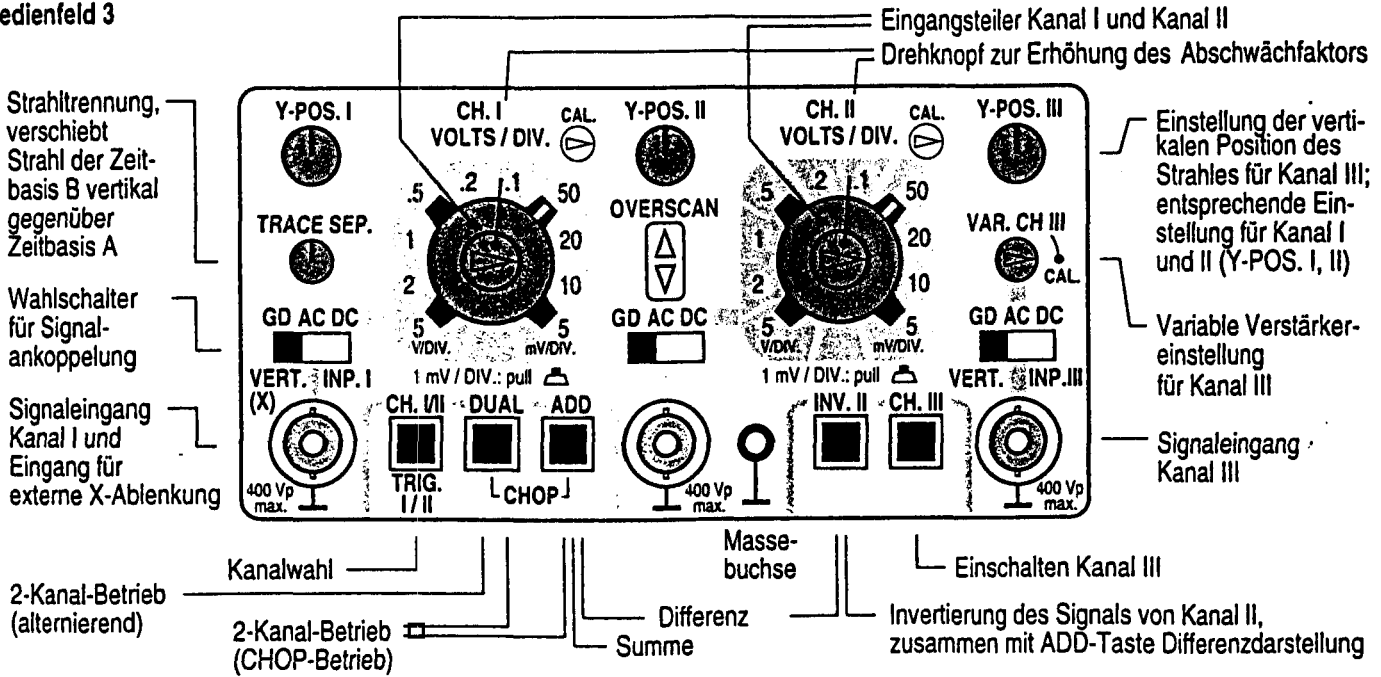
Bedienfeld 1



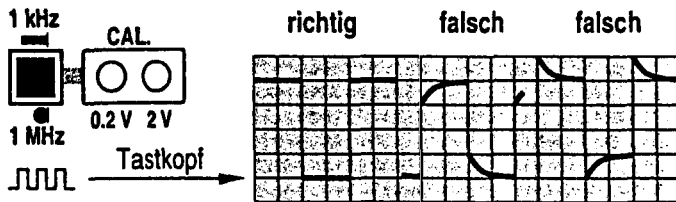
Bedienfeld 2



Bedienfeld 3



Abgleich mit Rechteckspannung



- Das vom Oszilloskop gelieferte Rechtecksignal wird zur Anpassung von Tastköpfen an den Y-Verstärker benutzt

Zubehör

Um Messungen frei von störenden Umwelteinflüssen zu halten, sollte das mit einer Meßspitze abgegriffene Signal dem Oszilloskop über abgeschirmte Leitungen (Koaxialleitungen) zugeführt werden. Meßspitzen mit abgeschirmter Meßleitung heißen auch 1:1-Tastköpfe. Zur Messung höherer Spannungen werden Tastteiler eingesetzt. Tastteiler sind im Prinzip Vorwiderstände, die zusammen mit dem Eingangswiderstand des Oszilloskops einen Spannungsteiler bilden und das Meßsignal im Verhältnis 10:1, 50:1 oder 100:1 verkleinern. Mit einem Tastteiler kann somit der Meßbereich um den Faktor 10, 50 oder 100 gesteigert werden. Außerdem wird der Eingangswiderstand erhöht, wodurch das Meßsignal weniger belastet wird.

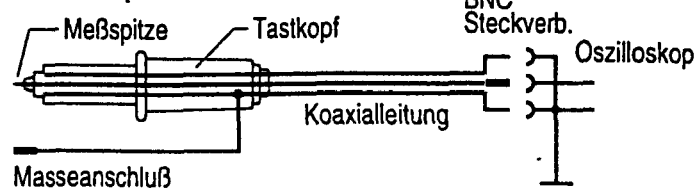
Da zum Eingangswiderstand des Oszilloskops stets eine unvermeidbare Schalt- und Leitungskapazität parallel liegt, muß auch zum Teilerwiderstand eine Kapazität parallel geschaltet werden. Diese Kapazität wird als Trimmerkondensator ausgeführt und muß vor der Benutzung des Teilers auf die aktuellen Verhältnisse abgeglichen werden.

Für Messungen an Hochspannung bis 15 kV werden spezielle Hochspannungs-Tastteiler mit Teilung 1000:1 eingesetzt, für Hochfrequenzmessungen können Tastrichter (Demodulator-Tastköpfe) hilfreich sein.

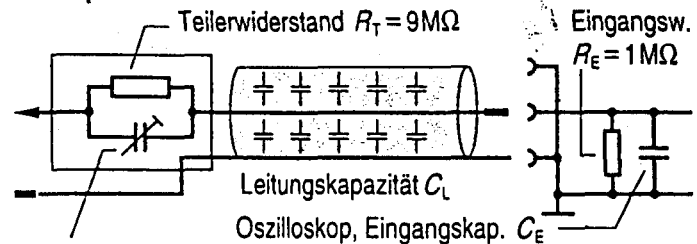
Kalibrierung

Zum Zubehör von Oszilloskopen gehören Tastköpfe. Damit diese Tastköpfe alle Signale unverzerrt übertragen, müssen sie an die Impedanz des Vertikalverstärkers angepaßt werden. Die Anpassung erfolgt mit Hilfe des im Oszilloskop eingebauten Generators, der sehr exakte Rechteckspannungen von 0,2 V für Tastköpfe 10:1 und 2 V für Tastköpfe 100:1 liefert. Der Abgleich ist optimal, wenn die Rechteckspannungen als exakte Rechtecke auf dem Bildschirm gemessen werden können.

1:1-Tastkopf



Tastkopf mit 10:1-Tastteiler



Abgleich

Die Spannungsteilung muß unabhängig von der Frequenz des Meßsignals immer gleich sein, d.h. der Teiler muß frequenzkompensiert sein. Dies ist erreicht, wenn die Wirkwiderstände im gleichen

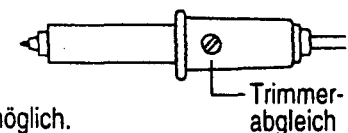
Verhältnis stehen wie die kapazitiven Blindwiderstände.

Aus

$$\frac{R_T}{R_E} = \frac{X_T}{X_E \parallel X_L} = \frac{\omega \cdot (C_E + C_L)}{\omega \cdot C_T}$$

folgt: $R_T \cdot C_T = R_E \cdot (C_E + C_L)$

Der Abgleich wird z.B. mit einem Isolierschraubendreher bei $f = 1 \text{ kHz}$ durchgeführt; bei manchen Tastköpfen ist zusätzlich ein Abgleich mit 1 MHz möglich.



abhängig

von der Phasenverschiebung und dem Frequenzverhältnis der beiden Spannungen werden auf dem Leuchtschirm die in Bild 2.67-2.69 gezeigten Kurven sichtbar.

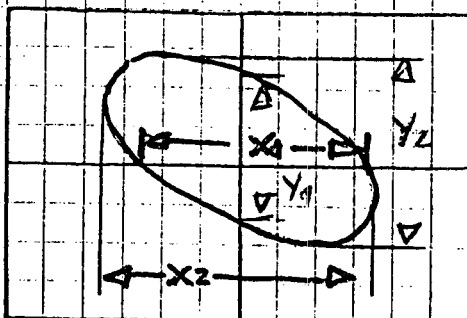
$$u_x = \hat{u} \cdot \sin \omega \cdot t$$

$$u_y = \hat{u} \cdot \sin (n \cdot \omega \cdot t + \varphi)$$

	n = 1	n = 2	n = 3
$\varphi = 0$			
$\varphi = \frac{\pi}{4}$			
$\varphi = \frac{\pi}{2}$			
$\varphi = \frac{3\pi}{4}$			
$\varphi = \pi$			

Bild 2.67-2.69: Lissajous-Figuren für $u_x = \hat{u} \sin \omega t$; $u_y = \hat{u} \sin(n\omega t + \varphi)$

Berechnung des Verschiebungswinkels:



$$|\sin \alpha| = \frac{X_1}{X_2} = \frac{Y_1}{Y_2}$$

12 Elektronenstrahloszilloskop

12.1 Aufgabe 1

Ein Elektronenstrahloszilloskop soll im Triggerbetrieb die Spannung

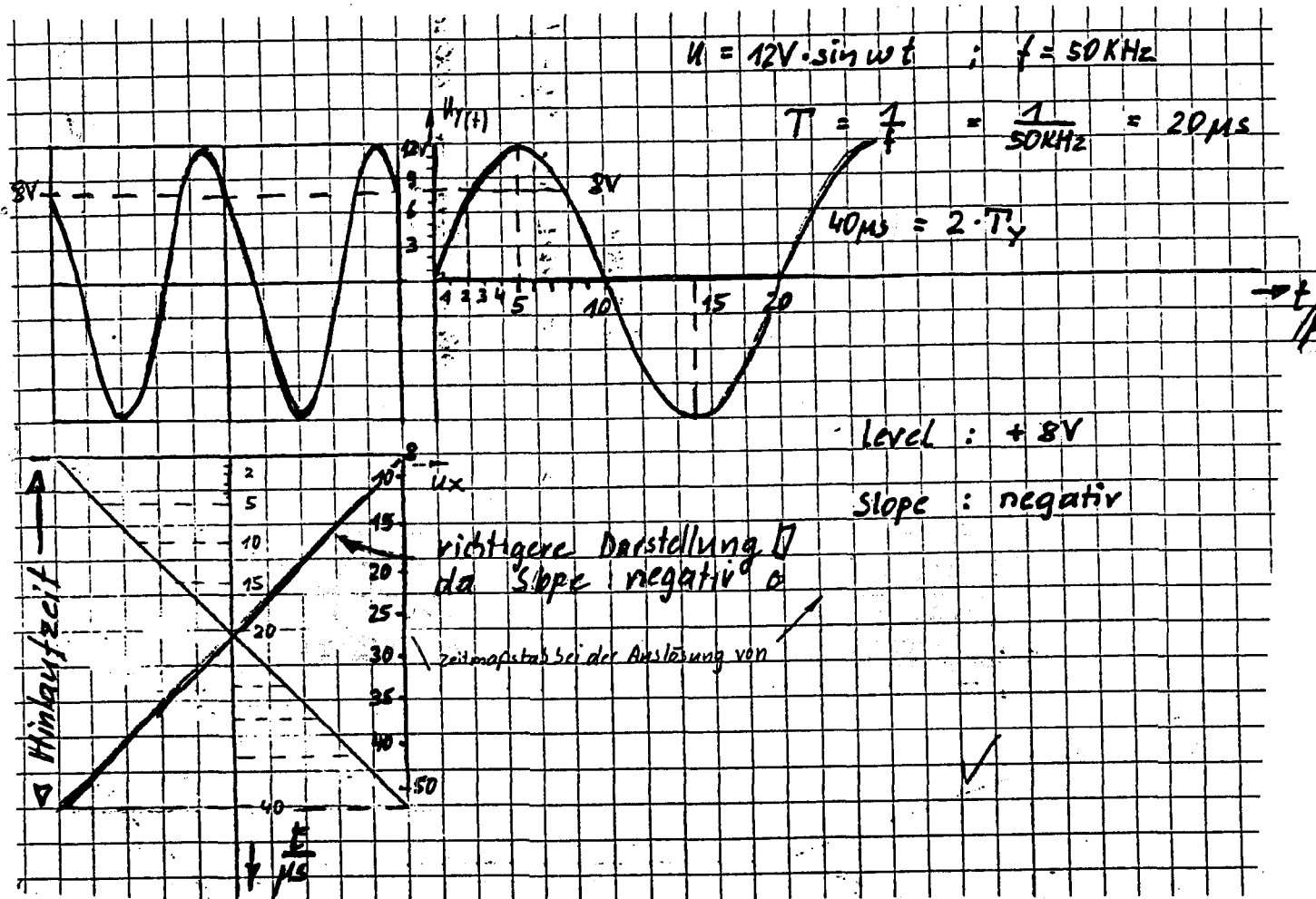
$$u = 12V \cdot \sin \omega t ; f = 50kHz$$

darstellen. Die Zeigerablenkung hat eine Schwingungslänge von $40\mu s$.

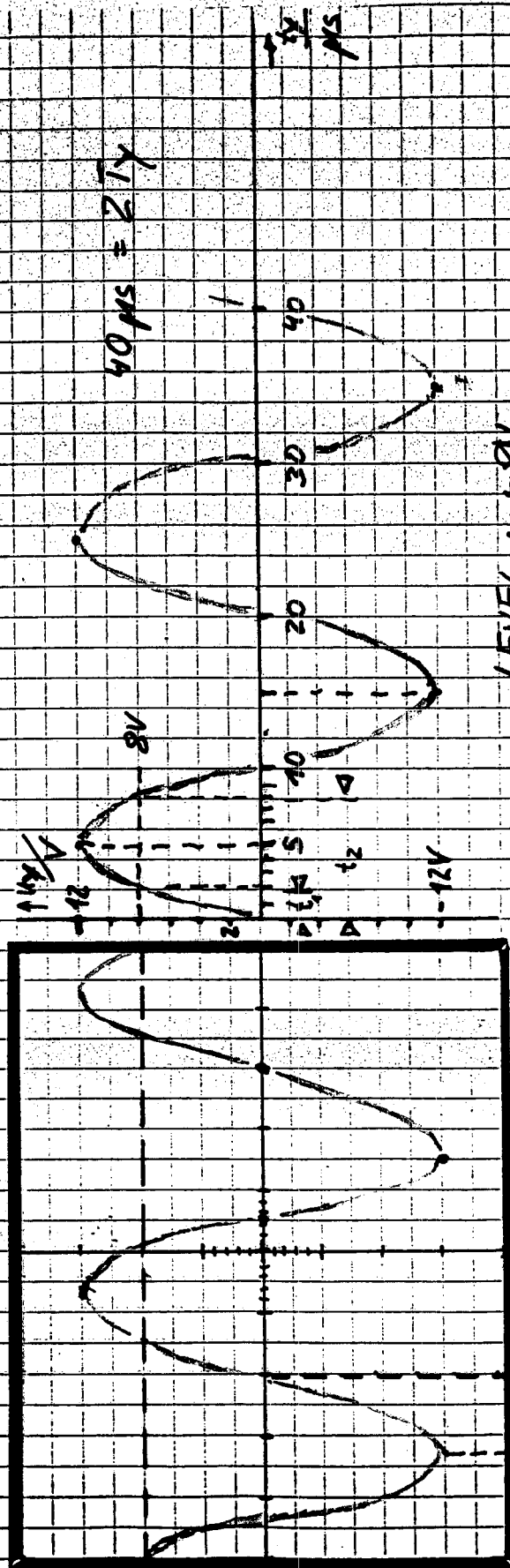
a) Skizzieren Sie das Schirmbild für folgende Einstellwerte:

Level: +8V

Flanke: negativ



$U = 12V \cdot \sin(\omega t)$ $f = 50 Hz$ $\Rightarrow T = 20ms$

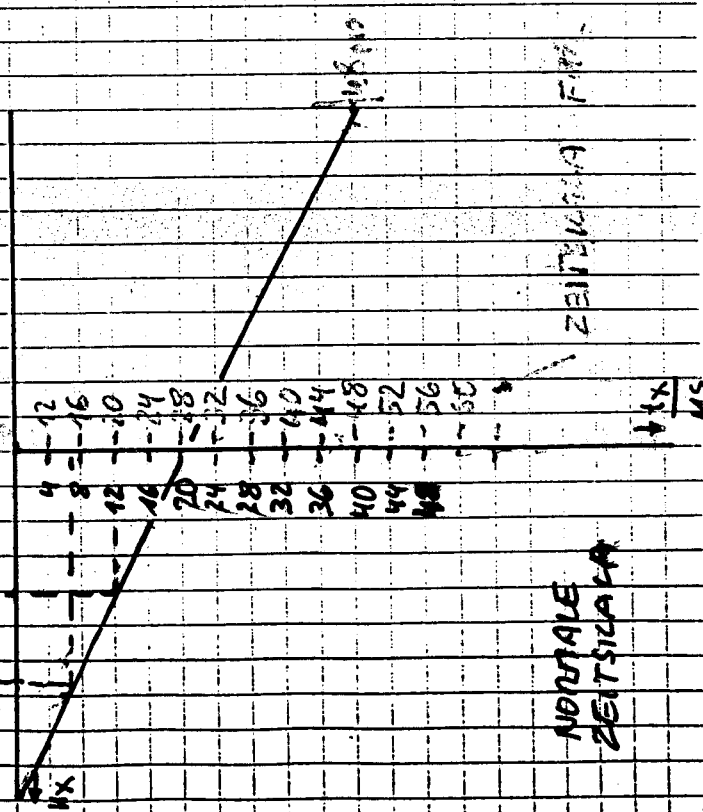
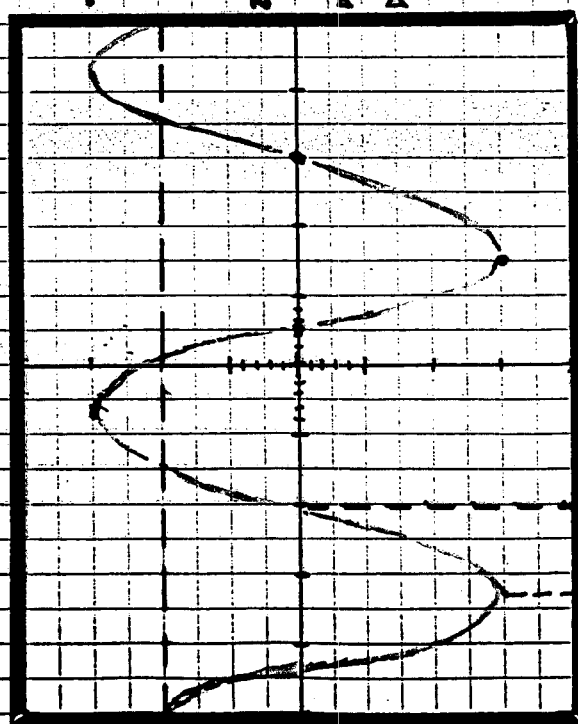


$40ms = 2T$

LEVEL : +8V
SLOPE : NEGATIV

ZEITPUNKT: 20ms
LEVEL: 8V
SLOPE: NEGATIV

12.1 AUFGABE 1

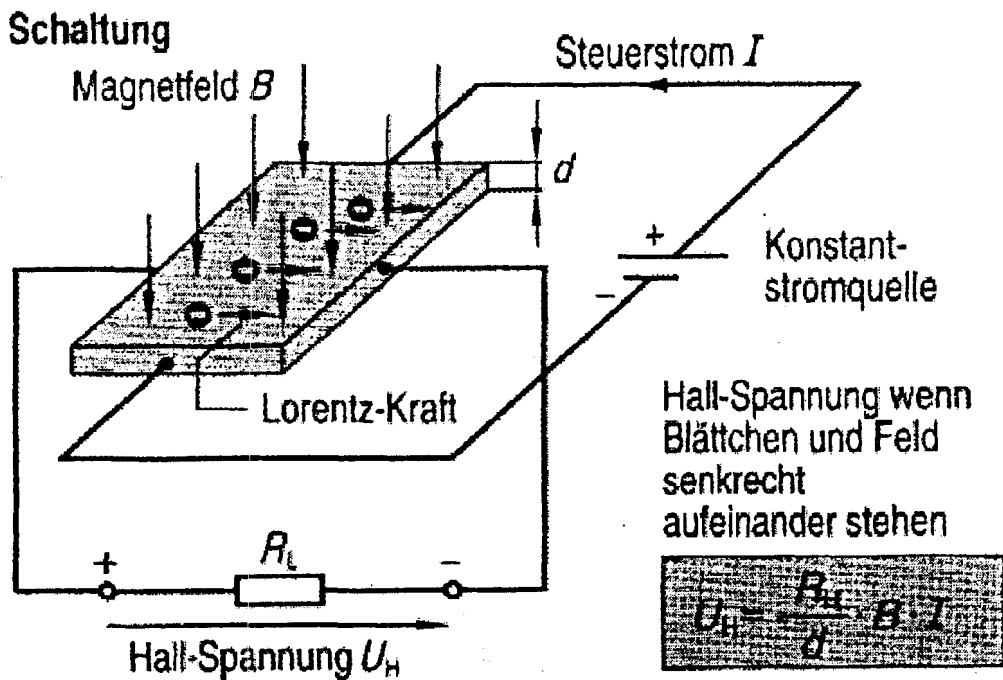


NOTIALE
ZEITPUNKT

4.8.1 Der Hall-Effekt

Die auf die bewegten Ladungen eines Stromes wirkende Lorentzkraft führt nicht nur zur Ablenkung der Ladungen, sondern auch zur Ladungstrennung. Dieser Effekt wurde 1879 von dem amerikanischen Physiker Edwin Herbert Hall entdeckt, die dabei entstehende Spannung wird Hall-Spannung genannt.

Die erzeugte Hall-Spannung ist proportional zur Stromstärke I und zur magnetischen Flußdichte B , sowie umgekehrt proportional zur Dicke d des stromdurchflossenen Leiterplättchens (Zunge). Die Hall-Spannung ist materialabhängig; dies wird in der Hall-Konstanten R_H ausgedrückt. Grundsätzlich kann in allen elektrischen Leitern ein Hall-Effekt entstehen; R_H ist aber nur bei einigen Halbleitermaterialien so groß, daß die entstehende Spannung technisch nutzbar ist.

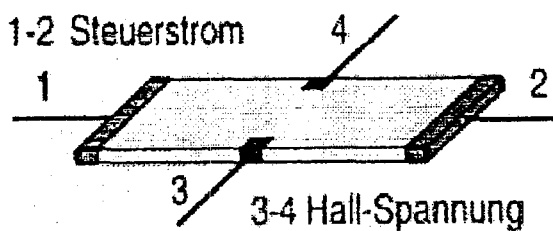


- **Ladungen werden beim Durchlaufen eines Magnetfeldes getrennt; die entstehende Spannung heißt Hall-Spannung**

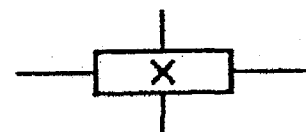
8.4.2 Hall-Generator (Hallgenerator)

Der Hall-Effekt wird im sogenannten Hall-Generator (Hall-Sensor, Hall-Sonde) genutzt. Er besteht aus einem dünnen Halbleiterplättchen (Indium-Antimonid oder Indium-Arsenid) mit zwei Steuerstromanschlüssen (1,2) und zwei Hall-Elektroden (3, 4) zur Abnahme der Hall-Spannung. Die Steuerströme liegen je nach Typ im Bereich von 10mA bis 500mA, die erzeugten Hall-Spannungen können bis etwa 1,5V betragen. Die Hall-Konstante R_H ist von Induktion B und Steuerstrom I praktisch unabhängig, $U_H=f(B)$ ist somit fast linear; die Linearität wird optimiert, wenn die Hall-Spannung mit dem korrekten Lastwiderstand $R_L=R_{LL}$ belastet (abgeschlossen) wird. R_H ist je nach Halbleitermaterial mehr oder weniger temperaturabhängig. Hall-Generatoren dienen zur Messung von Magnetfeldern, großen Gleichströmen (Hochstrommessung), zur Leistungsmessung und als kontaktlose Schalter.

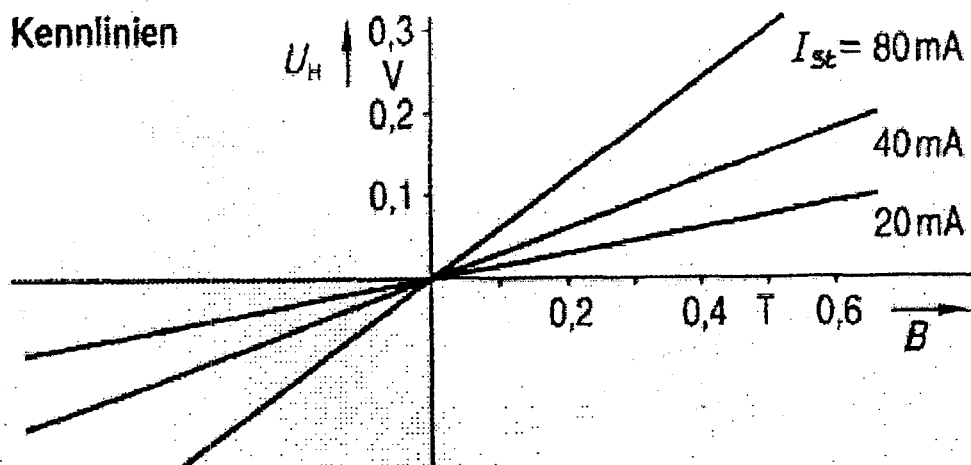
Anschlüsse



Schaltzeichen



Kennlinien



- Die im Hall-Generator erzeugte Spannung ist proportional zum Steuerstrom und zur magnetischen Induktion

8.4.4 Transformatorische- und Halleffekt-Wandler

Manchmal muß eine Strommessung vorgenommen werden, welche den Meßbereich eines Digitalmultimeters (DMM) übersteigt.

Bei diesen Hochstrom-Anwendungen (typischerweise über 2 A), wobei keine extrem hohe Genauigkeit erforderlich ist, ist eine Stromzange sehr praktisch. Eine solche Stromzange wird um den stromführenden Leiter geschlossen. und wandelt den gemessenen Wert in einen Pegel, welchen das Instrument messen kann.

Es gibt zwei Grundausführungen von Stromzangen: transformatorische Stromwandler, mit welchen nur Wechselströme gemessen werden können und Halleffekt-Wandler, womit man Wechsel- wie auch Gleichströme messen kann.

Der Ausgang eines transformatorischen Stromwandler beträgt 1 Milliampere pro Ampere. Ein Stromwert von 100 A wird somit auf 100 mA reduziert welcher von den meisten DMMs gut und sicher gemessen werden kann. Die Prüfkabel werden mit den Anschlüssen (mA) und (common) verbunden, und der Funktionsschalter des Instrumentes wird auf (mA Ac) eingestellt.

TRANSFORMATORISCHE
MESSWANDLER

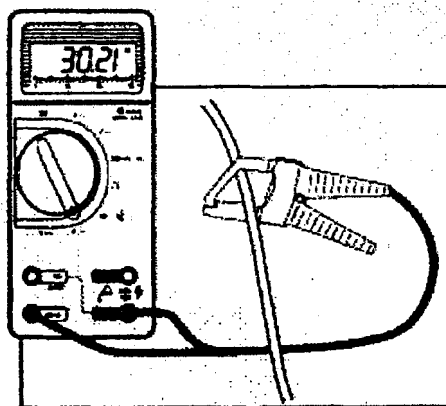


NUR WECHSELSTRÖME

HALLEFFEKT-WANDLER



WECHSELSTRÖME +
GLEICHSTRÖME



$$\approx \frac{1 \text{ mA}}{1 \text{ A}} = \frac{\text{MESSSIGNAL}}{\text{TATSÄCHL. STRÖME}}$$



$$100 \text{ A} \hat{=} 100 \text{ mA}$$

MESSSIGNAL

Ein transformatorischer Stromwandler, wie z.B. der Typ 80i-400 von Fluke, wandelt den zu messenden Strom hinunter. Das DMM zeigt für jedes gemessene Ampère 1 mA an.

ROGOWSKI-SPULE (STROMSENSOR)

Die klassische Erfassung der Meßgrößen mit Strom- und Spannungswandler gerät in Bedrängnis. Der »Transformator mit seinem Eisenkern«, wie man die Wandlertechnik seit Jahrzehnten kennt, ist zum Angriffsbjekt für Pioniere geworden, die eine neue technische Lösung anbieten. Hier wird ein weites Feld der elektronischen Meßdatenerfassung in Energieverteilungsanlagen aufgegriffen, das eine ideale Ergänzung zur Anlagenleittechnik, zur Betriebsdatenerfassung und zur digitalen Anzeige darstellt.

Gemeint ist hierbei die Meßdatenerfassung mit Hilfe der in Bild 1 gezeigten Rogowski-Spule (Stromsensor). Welche praktischen Auswirkungen hat das speziell für Niederspannungsanlagen, und welchen zusätzlichen Nutzen gewinnt der Anwender mit der neuen Technik? Diese Fragen werden oftmals gestellt.

Neue technische Lösungen auf der Basis bekannter physikalischer Grundlagen

Das Prinzip der Rogowski-Spule (Erfassung des Magnetfeldes eines stromdurchflossenen Leiters mit Hilfe einer eisenlosen Spule [1]) hat jeder Elektrotechniker während seiner Ausbildung schon kennengelernt. Was ist also neu an diesem Gerät? Es ist die praktische Umsetzung und Weiterverarbeitung von Meßgrößen im mA-Bereich. Diese Meßgrößen konnten in der Vergangenheit nicht wirtschaftlich zur örtlichen Anzeige oder Weiterleitung an eine Leitzentrale verarbeitet werden. Heute ist es möglich, diese kleinen Meßwerte unbeeinträchtigt durch die Starkstromseite kommunikativ und schaltungstechnisch zu nutzen. Damit erhält dieses physikalische Prinzip eine neue Dimension für die praktische Anwendung.

Praktische Lösungen sparen Zeit und Geld

»Es hat keinen Sinn, dem Anwender ständig die Theorie des physikalischen Prinzips zu erklären. Der

Praktiker will wissen, welche Vorteile für ihn die Rogowski-Meßtechnik bringt.« erläutert Dipl.-Ing. Dieter Sander von Habemus, Ostfildern [2]. Dipl.-Ing. Gottfried Fischer fügt hinzu: »Strommeßzangen kennt jeder, und man kennt auch die Grenzen des Einsatzes. Sie sind für ideale örtliche Verhältnisse ausreichend. Aber wo finden wir denn heute noch ideale Bedingungen? Die Anlagen werden immer kompakter gebaut. Der Auslastungsgrad wird höher. Es bleibt kaum noch Platz für einen großzügigen Kabelanschluß. Wie soll man dort mit starren Meßzangen arbeiten?«

Hier zeigen sich die Stärken des »Rometer«, wie das Strommeßgerät bei Habemus bezeichnet wird (Bild 2): Es ist eine flexible Spule, die sich zur Einfädung um den Leiter öffnen läßt und mit Druckknopf-Schnellverschluß wieder verschlossen wird. Durch diese Flexibilität der Spule kann darüber hinaus das Anzeigeinstrument in eine gute Ableseposition gebracht werden, was bei Messungen in beengten Platzverhältnissen

eine große Arbeitserleichterung darstellt.

Die dünne Spule läßt sich sogar mit Hilfe eines Einfädungswerkzeuges an sehr schwer zugänglichen Stellen plazieren.

Eine hochwertige Silikonisolation sorgt für große Einsatzbereiche hinsichtlich Temperatur (bis 130 °C) und elektrischer Beanspruchung (bis 5 kV). Somit lassen sich die Meßspulen auch gefahrlos an spannungsführende Teile der Niederspannungsseite anlegen.

Das Meßergebnis hängt nicht von der Spulenlänge ab, das heißt, auch »unförmige« Leiteranordnungen lassen sich jetzt messen (Bild 3). Kostenaufwendige Umbauten der Anlage entfallen somit.

»Es gibt noch viel zu berichten über den Aufbau (kompakt, stoßfest), die Meßgenauigkeit (Fehler kleiner als 1% vom Meßwert), die Strombereiche (80A, 800A, 10kA), den Signalfrequenzbereich (1Hz bis 10kHz), ...

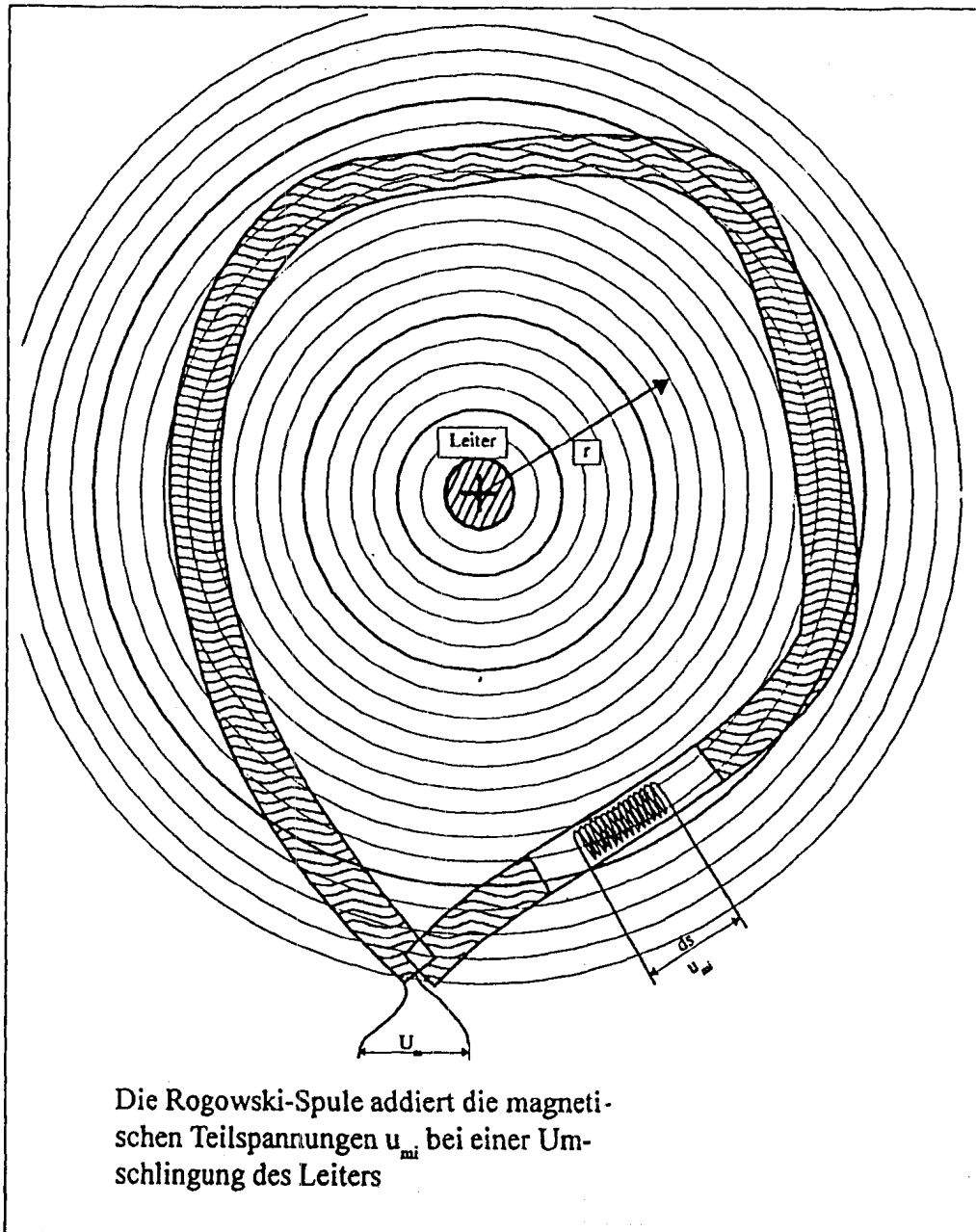
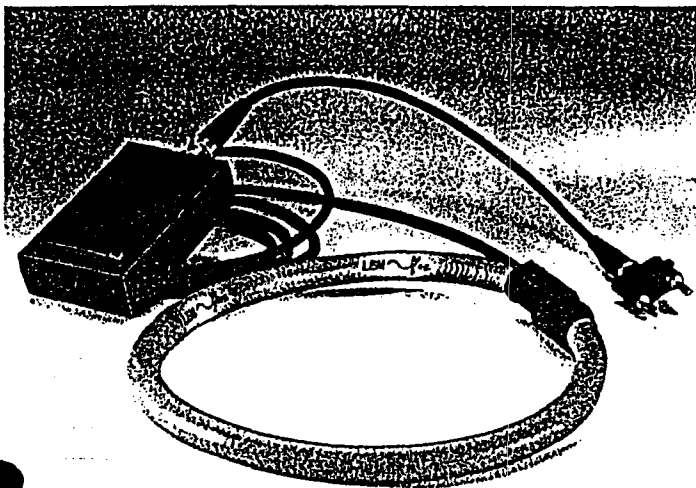


Bild 1: Die beliebige Lage des Leiters bleibt für die Rogowski-Spule (Stromsensor) ohne Einfluß

LEM FLEX



LEMFLEX RR 3000-SD
für Anschluss an Schreiber, Multimeter, Oszilloskop.

Lieferumfang

LEMFLEX RR3000-SD
Kabel BNC, 30 cm lang
Adapter BNC/Doppelbananenstecker
2 Batterien
Option: Steckernetzteil 230V

Technische Daten

Elektrische Eigenschaften

Messbereich	300A oder 3000A rms
Ausgangsempfindlichkeit	
300 A Messbereich	10 mV/A
3000 A Messbereich	1 mV/A
Maximales Ausgangssignal	3.0V rms oder 4.2V pk
Genauigkeit	±1%*
Linearität	±0.05%
Reproduzierbarkeit	±0.1%
Frequenzgang (-3dB Punkt)	8 Hz...7 kHz
Phasenfehler	<±0.5° @ 50...60 Hz
Gleichspannungsoffset	1 mV
Temperaturempfindlichkeit	
Verstärkungsänderung	±0.08%/°C
Gleichspannungsoffset	±0.006 mV/°C
Positionsempfindlichkeit zum Leiter	±1.0%*
vom Nachbarleiter (Streuungsfeldinfluss)	±1.0%*
Isolation	5 kV rms/60 Hz/1 Min.
Lastimpedanz	>50 Ω
Arbeitstemperaturbereich	-20°C...+85°C

Physikalische Eigenschaften

Stromwandler	
Innendurchmesser geschlossen	1524 mm
Minimaler Biegeradius	38.1 mm
Dicke	14.3 mm
Anschlusskabellänge	2 m
Material	TPE-Gummi, Polypropylen
Gewicht	180 g
Elektronik-Box	
Abmessungen (HxBxT)	26 x 61 x 97 mm
Gewicht	45 g
Material	Kunststoff ABS
Batterien	2x 1.5 V AA-Zellen
Batterielebensdauer	30 Stunden
Anschlussstecker	BNC weiblich
Bedienelemente	
Schalter (Bereich Ein/Aus)	300/Aus/3000A
LED	blink pro 3 Sekunden 1x falls RR3000-SD eingeschaltet ist
Zubehör	
Kabel	BNC männlich zu BNC männlich, 30 cm
Adapter	BNC weiblich zu 4 mm Bananenstecker
Externe Speisung (optional)	3 V / 100 mA

* Die Genauigkeitsangaben beziehen sich auf
- max. Eingangssignal
- Sonde auf dem Leiter zentriert
- Temperatur 25°C (±3°C)
- Ausgangslast >2 kΩ
Alle Angaben in Prozent des maximalen Messbereichs.

Änderungen vorbehalten

6.3 Idealer und realer Operationsverstärker

Moderne Operationsverstärker bestehen aus vielen Transistoren und Widerständen. Trotz guter Schaltungstechnik und fortgeschrittener Herstellungstechnologie verursachen Bauteileigenschaften und deren Toleranzen Abweichungen von den angestrebten Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers. Sind die Abweichungen im genutzten Arbeitsbereich ausreichend klein, dann kann man die Schaltung mit einem idealen Verstärker berechnen.

Tabelle 8-1. Vergleich eines idealen und eines realen Operationsverstärkers.

Eigenschaft des Operationsverstärkers (OPV)	Symbol	Einheit	Idealer OPV	Realer OPV
Eingangsfehlspannung	U_{10}	mV	0	10 μ V bis 10 mV
Temperatureinfluß auf U_{10}	$\alpha_{U_{10}}$	μ V/K	0	0,2 μ V/K bis 10 μ V/K
Rauschen (Noise)	U_n	nV/\sqrt{Hz}	0	2,5 nV/\sqrt{Hz} bis 100 nV/\sqrt{Hz}
Eingangsstrom	I_1	nA	0	0,1 pA bis 1 μ A
Eingangswiderstand	R_1	M Ω	∞	100 k Ω bis 10 ¹⁵ Ω (MOSFET)
Gleichtaktunterdrückung	$CMMR$	dB	∞	70 dB bis 120 dB
Einfluß der Speisespannung	$PSRR$	μ V/V	0	0,1 μ V/V bis 0,1 mV/V
Verstärkung bei Gleichstrom	V_{U0}	V/mV	∞	10 V/mV bis 10 ⁴ V/mV
Frequenzabhängigkeit der Verstärkung (Grenzfrequenz)	f_s		∞	1 Hz bis 10 kHz Abfall V_{U0} mit 20 dB/Dekade
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung	S	V/ μ s	∞	0,5 V/ μ s bis 2000 V/ μ s
Ausgangswiderstand	R_0	Ω	0	10 Ω bis 1 k Ω

OFFSET

Tabelle 8-1 vergleicht die wichtigsten Kenndaten eines idealen und eines realen Operationsverstärkers und gibt den Wertebereich der Kenndaten bei realen Operationsverstärkern an

Preisgünstige Operationsverstärker besitzen sowohl gute als auch schlechte Werte. Für viele Anwendungen ist dies ausreichend. In einer ersten, sehr einfachen Näherung betrachtet man den Verstärker als ideal; lediglich die *Eingangsfehlspannung* (Offsetspannung U_{10}) und der Frequenzgang $v = f(\omega)$ werden besonders betrachtet (grau gekennzeichnete Zeilen in Tabelle 8-1).

Tabelle 8-2. Begriffe beim Operationsverstärker.

Grenzwerte (Absolute maximum ratings)	Werte	Diese Werte dürfen nicht überschritten werden, ohne den Verstärker zu beschädigen.
Speisespannung (Supply voltage)	$U_s = \pm 18 \text{ V}$	höchstzulässige Versorgungsspannung
Eingangsspannung (Input voltage range)	$U_i = \pm 15 \text{ V}$	höchstzulässige Eingangsspannung
Differenzeingangsspannung (Differential input range)	$U_{ID} \pm 30 \text{ V}$	höchstzulässige Spannung zwischen den Eingängen
Kurzschlußdauer (Duration of output short circuit)	$t_s = \infty$	Diese Zeit darf der OPV bei 25°C Umgebungstemperatur gegen 0V kurzgeschlossen sein.
Sperrschichttemperatur (Junction temperature)	$T_j = 150^\circ\text{C}$	höchstzulässige Sperrschichttemperatur im Betrieb
Lagertemperatur (Storage temperature)	$T_{\text{wg}} = -55^\circ\text{C}$ 125°C	zulässiger Bereich der Umgebungstemperatur ohne Betrieb
Funktionsbereich (Operating range)		In diesem Bereich hält der Verstärker die angegebenen Daten ein.
Speisespannung (Supply voltage)	$U_s = \pm 3 \text{ V}$ $\pm 18 \text{ V}$	In diesem Bereich arbeitet der Verstärker linear.
Umgebungstemperatur (Operating free-air temperature)	$T_U = 0^\circ\text{C bis } 70^\circ\text{C}$ T_A	In diesem Bereich hält der Verstärker die angegebenen Daten ein.
Kennwerte (Electrical characteristics)		
Eingangsnullspannung, Eingangsfehlspannung (Input offset voltage)	$U_{i0} = \pm 2 \text{ mV}$	Bei dieser Eingangsspannung wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers 0 V.
Temperaturkoeffizient der Eingangsfehlspannung (Temperature coefficient of input offset voltage)	$\alpha_{U_{i0}} = 3 \mu\text{V/K}$ $\alpha_{V_{i0}}$	Änderung der Eingangsfehlspannung als Funktion der Sperrschichttemperatur
Eingangsnullstrom, Eingangsfehlstrom (Input offset current)	$I_{i0} = \pm 20 \text{ nA}$	Bei dieser Eingangsstromdifferenz wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers 0 V.
Temperaturkoeffizient des Eingangsfehlstroms (Temperature coefficient of input offset current)	$\alpha_{I_{i0}} = 0,5 \text{ nA/K}$	Änderung des Eingangsfehlstroms als Funktion der Sperrschichttemperatur.
Eingangsstrom (Input bias current)	$I_i = 60 \text{ nA}$ I_{IB}	Mittelwert der beiden Eingangsströme bei Eingangs- und Ausgangsspannung gleich 0 V
Eingangswiderstand (Input resistance differential mode)	$R_i = 2 \text{ M}\Omega$	Eingangswiderstand zwischen den beiden Eingängen des OPV bei kleinen Eingangssignalen
Eingangskapazität (Input resistance differential mode)	$C_i = 1,5 \text{ pF}$	Eingangskapazität zwischen den beiden Eingängen des OPV bei kleinen Eingangssignalen

Tabelle 8-2. Begriffe beim Operationsverstärker (Fortsetzung).

Grenzwerte (Absolute maximum ratings)	Werte	Diese Werte dürfen nicht überschritten werden, ohne den Verstärker zu beschädigen.
Rauschdichte der Eingangsspannung (Input noise voltage density)	$U_n = 15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	Effektivwert der scheinbaren Eingangsspannung, die über den Verstärker die Rauschspannung am Ausgang in einem vorgegebenen Frequenzbereich erzeugt
Rauschdichte des Eingangsstroms (Input noise current density)	$I_n = 3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	Effektivwert des scheinbaren Eingangsstroms, der über den Verstärker die Rauschspannung am Ausgang in einem vorgegebenen Frequenzbereich erzeugt
Gleichtaktunterdrückung (Common mode rejection ratio: CMRR)	$CMRR = 90 \text{ dB}$	Um dieses Verhältnis werden gleichsinnige Änderungen der Eingangsspannung weniger verstärkt als Differenzeingangsspannungen.
Betriebsspannungsunterdrückung (Power supply rejection ratio: PSRR):	$PSRR = 20 \text{ } \mu\text{V/V}$	Die Änderung der Betriebsspannung U_s um 1 V verursacht die gleiche Änderung der Ausgangsspannung wie 20 μV Eingangsspannungsänderung. Die Werte können für die positive und die negative Ausgangsspannung verschieden sein.
Spannungsverstärkung, Leerlaufspannungsverstärkung (Large signal voltage gain)	$v_{UO} = 110 \text{ dB}$ 220 V/mV A_{VO}	Spannungsverstärkung im linearen Bereich für Gleichspannungen und niedrige Frequenzen. Angabe als U_o/U_i in V/mV oder als $A_{VO} = 20 \lg U_o/U_i$ in dB.
Aussteuerbereich der Ausgangsspannung (Output voltage swing)	$U_{OSS} = \pm 12 \text{ V}$ V_{OM}	Linearer Bereich der Ausgangsspannung bei vorgegebener Betriebsspannung und vorgegebenem Lastwiderstand
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (Slew rate)	$S = 0,8 \text{ V}/\mu\text{s}$ SR	Bauartbedingte schnellste Änderung der Ausgangsspannung. Der Wert liegt beim kompensierten OPV fest und kann beim unkompensierten durch externe Beschaltung reduziert werden.
Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (Unity-gain bandwidth)	$B_1 = 3 \text{ MHz}$	Frequenz, bei der die offene Verstärkung auf 1 abgesunken ist
Leistungsbandbreite (Full power bandwidth)	$B_{max} = 15 \text{ kHz}$	Höchste Frequenz, bei der der Verstärker noch den vollen Hub der Ausgangsspannung erreicht
Phasenreserve bei der Verstärkung $v = 1$ (Phase margin at unity gain)	$\varphi_m = 60^\circ$	Reserve bis zur kritischen Phasendrehung (180°) bei hohen Frequenzen mit der Verstärkung 1
Ausgangswiderstand (Open loop output resistance)	$R_o = 100 \text{ } \Omega$	Ausgangs-(Innen-)Widerstand des nicht gegengekoppelten Verstärkers
Ausgangskurzschlußstrom (Short circuit output)	$I_{OS} = 10 \text{ mA}$	Strom im Ausgang, wenn dieser nach Masse kurzgeschlossen ist
Stromaufnahme (Supply current)	$I_s = 2 \text{ mA}$	Stromaufnahme des Verstärkers beim Ausgangsstrom 0. Ist der Ausgangsstrom $\neq 0$, dann erhöht sich die Stromaufnahme entsprechend.

=> MIT-
100%UNG

338 8 Analoge integrierte Schaltungen

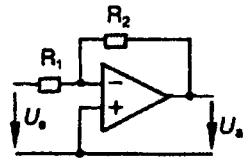
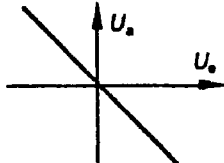
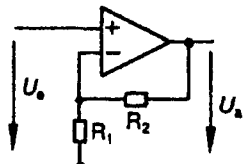
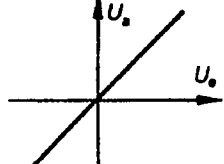
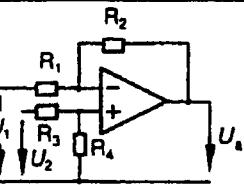
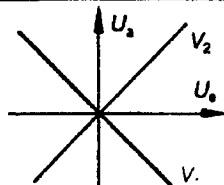
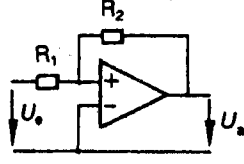
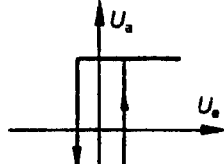
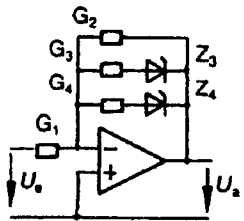
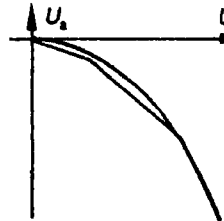
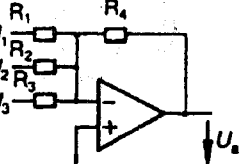
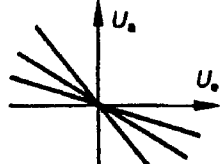
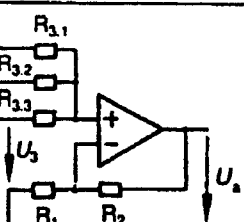
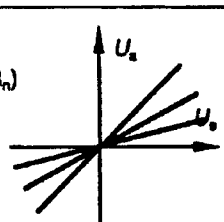
Schaltung	Eigenschaft Besonderheiten	Eingangs- widerstand	Gleichung der Übertragungsfunktion	Bild der Übertragungsfunktion
	invertierender Spannungsverstärker	$R_o = R_1$	$U_a = -U_o \frac{R_2}{R_1}$ $V = -\frac{R_2}{R_1}$	
	nicht invertierender Spannungsverstärker Elektrometerverstärker sehr hoher Eingangs- widerstand	$R_o = R_{oo} \frac{V_o}{V}$	$U_a = U_o \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$ $V = \frac{R_2}{R_1} + 1$	
	Subtrahierverstärker U_1 invertierend U_2 nicht invertierend verstärkt nur die Differenz ($U_2 - U_1$)	$R_{o1} \approx R_1$ $R_{o2} = R_3 + R_4$	$U_a = U_2 \frac{R_2(R_1/R_2) + 1}{R_1(R_3/R_4) + 1} - U_1 \frac{R_2}{R_1}$ für $R_1/R_2 = R_3/R_4$ gilt: $U_a = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$	
	Schmitt-Trigger schaltet bei der Schwelle Die Schaltpunkte der an- steigenden und der ab- fallenden Flanke unter- scheiden sich um die Hysteresespannung U_H	$R_o = R_1$ Rück- wirkung auf den Eingang beim Schalten	$U_a = U_{+sätt}$ oder $U_{-sätt}$ $V = \infty$ beim Schalten $V = 0$ in Ruhe $U_H = (U_{+sätt} - U_{-sätt}) \frac{R_1}{R_2}$	
	invertierender Spannungsverstärker mit nichtlinearer Rückführung	$R_o = R_1$	$U_a = U_o \frac{G_1}{G_2 + G_3 + \dots}$ Die Verstärkung hängt von der Ausgangsspannung ab. siehe Text	
	addierender und invertierender Spannungsverstärker keine Rückwirkung der verschiedenen Eingangs- spannungen aufeinander	$R_{o1} = R_1$ $R_{o2} = R_2$ $R_{o3} = R_3$	$U_a = R_4 \left(\frac{U_{a1}}{R_1} + \frac{U_{a2}}{R_2} + \frac{U_{a3}}{R_3} + \frac{U_{an}}{R_n} \right)$ $V_1 = \frac{R_4}{R_1}$ $V_2 = \frac{R_4}{R_2}$ u.s.w.	
	addierender und nichtinvertierender Spannungsverstärker Rückwirkung der Eingangs- spannungen über die Widerstände R_{3x}	$R_{o1} = R_{31} + R_{32} \parallel R_{33}$ $R_{o2} = R_{32} + R_{31} + R_{33}$	$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) f(U_1, U_2, U_n, R_1, R_2, R_n)$ siehe Text	

Bild 8-20. Zusammenstellung statisch beschalteter Operationsverstärker.

8.3 Operationsverstärker mit statischer Beschaltung 339

Schaltung	Eigenschaft Besonderheiten	Eingangswiderstand	Gleichung der Übertragungsfunktion	Bild der Übertragungsfunktion
	Einweg-Gleichrichter mit gemeinsamen Bezugspotential geeignet als Präzisionsgleichrichter zur elektrischen Weiterverarbeitung.	$R_e = R_1$	$u_a = u_e \cdot \frac{R_2}{R_1}$ für $u_e < 0$ $u_a = 0$ für $u_e > 0$	
	Zweiweg-Gleichrichter ohne gemeinsames Bezugspotential geeignet als Präzisionsgleichrichter für mA-Meter	$R_e = R_1$	$i_a = i_e $ $i_a = \frac{u_e}{R_1}$	
	Zweiweg-Gleichrichter mit gemeinsamen Bezugspotential Präzisionsgleichrichter zur elektrischen Weiterverarbeitung	$R_e = R_1 \parallel 2 R_1$ $R_e = \frac{2}{3} R_1$	$u_a = \frac{R_2}{2 R_1} u_e $	
	Spitzenwertgleichrichter Die Schaltung hält einen kurzen Spitzenwert bis zum nächsten größeren fest.	$R_e \approx R_{i0} V_o$ R_e sehr groß	Der Kondensator C hält den den Spitzenwert der Eingangsspannung u_e , bis er von einem höheren Wert überschrieben wird. Der Kondensator C wird nur über den Lastwiderstand R_L entladen	
	Einfache Logarithmierschaltung Prinzipschaltung	$R_e = R_1$	$i_n = e \frac{u_a}{U_T}$ $u_a = U_T R_1 \ln U_e$ mit der Temperaturspannung $U_T = 25 \text{ mV}$	
	Logarithmierschaltung verbesserte Logarithmierschaltung temperaturkompensiert, für positive und negative Eingangsspannung.	$R_e = R_1$	$u_a = \frac{R_4}{R_3} \ln \left(\frac{U_e}{U_R} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right)$	
	De-logarithmierschaltung (Exponentialverstärker) verbesserte De-logarithmierschaltung temperaturkompensiert, für positive und negative Eingangsspannung	$R_e = \frac{U_e}{U_R} R_1$	$u_a = U_R \frac{R_1}{R_2 (1 + 1/2)} e^{\frac{u_e}{U_T}}$	

Bild 8-20. Zusammenstellung statisch beschalteter Operationsverstärker (Fortsetzung).

Schaltung	Eigenschaften Besonderheiten	Übertragungs- funktion $f = U_a/U_e$	Amplitudengang	Phasengang	Sprungantwort
	Integrator	$U_a = -\frac{1}{RC} \int U_e dt$			
	Differenzierer	$U_a = -RC \frac{dU_e}{dt}$			
	Tiefpaß 1. Ordnung	$\frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega CR_2}$ $\omega_0 = \frac{1}{R_2 C}$ $f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C}$			
	Tiefpaß 2. Ordnung	$\frac{U_a}{U_e} = \frac{-V_0}{1 + j\Omega\alpha - \Omega^2}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $V_0 = \frac{R_2}{R_1}$ $\alpha = \text{Dämpfungsfaktor}$			
	Hochpaß 1. Ordnung	$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}$ $\omega_0 = \frac{1}{R_1 C}$			
	Hochpaß 2. Ordnung	$\frac{U_a}{U_e} = \frac{-V_z \Omega^2}{1 + j\Omega\alpha - \Omega^2}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $V_z = \frac{C_1}{C_3}$ $\alpha = \text{Dämpfungsfaktor}$			

Bild 8-47. Zusammenstellung dynamisch beschalteter Operationsverstärker.

Schaltung	Eigenschaften Besonderheiten	Übertragungs- funktion	Amplitudengang	Phasengang	Sprungantwort
	Bandpaß 1. Ordnung	$\frac{U_A}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{j\omega}{(1+j\frac{\omega}{\omega_2})(1+j\frac{\omega}{\omega_1})}$ $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2} \text{ (Tiefpaß)}$ $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1} \text{ (Hochpaß)}$			
	Bandpaß 2. Ordnung	$\frac{U_A}{U_e} = v_0 \frac{j\Omega}{1 - \Omega^2 + j\frac{\Omega}{Q}}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $Q = \text{Güte}$			
	Bandsperr mit Notch-Filter	$\frac{U_A}{U_e} = \frac{-v\Omega^2}{1 - \Omega^2 + (1-a)j\Omega}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $\omega_0 = \frac{1}{RC}$			

Bild 8-47. Zusammenstellung dynamisch beschalteter Operationsverstärker (Fortsetzung).

6.11 Analog-Digital-Umsetzer (ADU)

Der Wunsch, analog erzeugte Daten digital weiter zu verarbeiten, zu speichern oder zu übertragen, hat zur Entwicklung vieler verschiedener Verfahren zur Analog-Digital-Wandlung geführt.

Drei davon haben sich durchgesetzt und wurden zu hoher Reife entwickelt. Das vierte Verfahren, der *Delta-Sigma-Wandler*, befindet sich noch in der Weiterentwicklung, da dieser neue Eigenschaften hat und sich mit moderner Halbleitertechnologie gut verwirklichen läßt. Die Tabelle 9-1 zeigt eine Übersicht über die vier wichtigsten AD-Wandlertypen. Alle AD-Wandler können nur Gleichspannungen oder Spannungen umsetzen, die sich während der Messung nicht verändern.

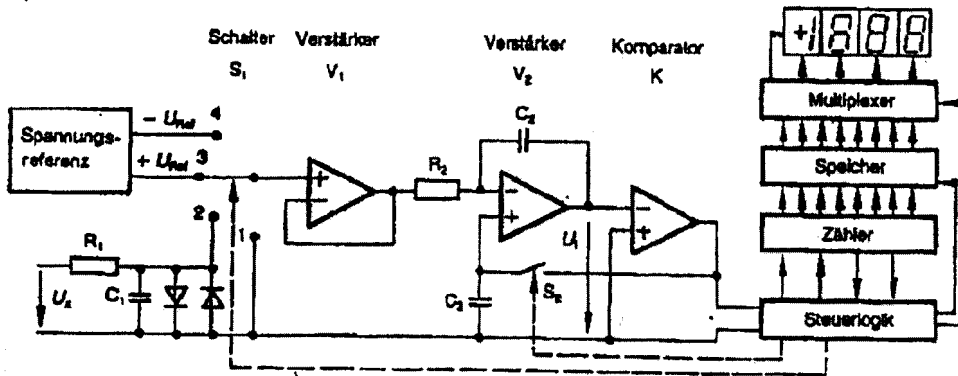
Tabelle 9-1. Verfahren zur Analog-Digital-Wandlung.

Arbeitsprinzip	Genauigkeit, Schnelligkeit	Preis, Stromverbrauch	Ausgang	Anwendungsbeispiel
integrierender AD-Wandler, Zweirampenverfahren	dezimal: 3 ½ bis 5 ½ Stellen binär: 12 bis 20 Bit, 10 ms bis 1 s, langsam	sehr preisgünstig, 1 mW bis 100 mW	BCD mit Ziffernanzeige, binär, parallel, µP-kompatible Busschnittstelle	Digitalmultimeter, langsame Spannungsmesser, für manuelle und automatische Messungen; unempfindlich gegen überlagerte Störungen
AD-Wandler nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation	binär, 8 bis 18 Bit, 0,5 µs bis 100 µs, schnell	preisgünstig bis mittlere Preisklasse, 0,1 W bis 1 W	binär, zunehmend µP-kompatible Busschnittstelle parallel und seriell	schneller Datenwandler in der industriellen Steuer- und Regeltechnik, zur Kommuni- kation und zur Überwachung schneller Vorgänge; störempfindlich
AD-Parallel-Wandler, ein- und zweistufig	binär, 6 bis 12 Bit, 2 ns bis 200 ns, sehr schnell	mittlere bis hohe Preisklasse, 1 W bis 4 W	binär, parallel	Datenwandler für Oszillo- skope, Transientenrecorder, zur Digitalisierung von Videosignalen, Kommunika- tionstechnik, Überwachungs- technik (Radar)
Delta-Sigma-AD-Wandler	8 bis 16 Bit, 2 µs bis 1 s	günstig bei großen Stückzahlen, Verbrauch gering	binär, seriell und parallel	Datenwandler in der Kom- munikationstechnik mit digi- talem Filter für besondere Anwendungsfälle

6.11.1 Integrierende Analog-Digital-Wandler

Beim integrierenden AD-Wandler erzeugt die unbekannte Spannung U_x innerhalb einer genau festgelegten Zeit an einem Integrator einen Spannungsanstieg, der zu einer bestimmten Hilfsspannung U_i führt, die dem *Mittelwert* der unbekanntes Eingangsspannung proportional ist. Anschließend legt man eine genau bekannte Referenzspannung mit entgegengesetzter Polarität an und mißt die Zeit, in der der Integrator wieder auf null läuft. Diese Zeit ist der unbekanntes Spannung U_x proportional. Bild 9-10a zeigt das Blockschaltbild eines integrierenden AD-Wandlers.

a) Blockschaltbild



b) Interne Spannungen und Impulse

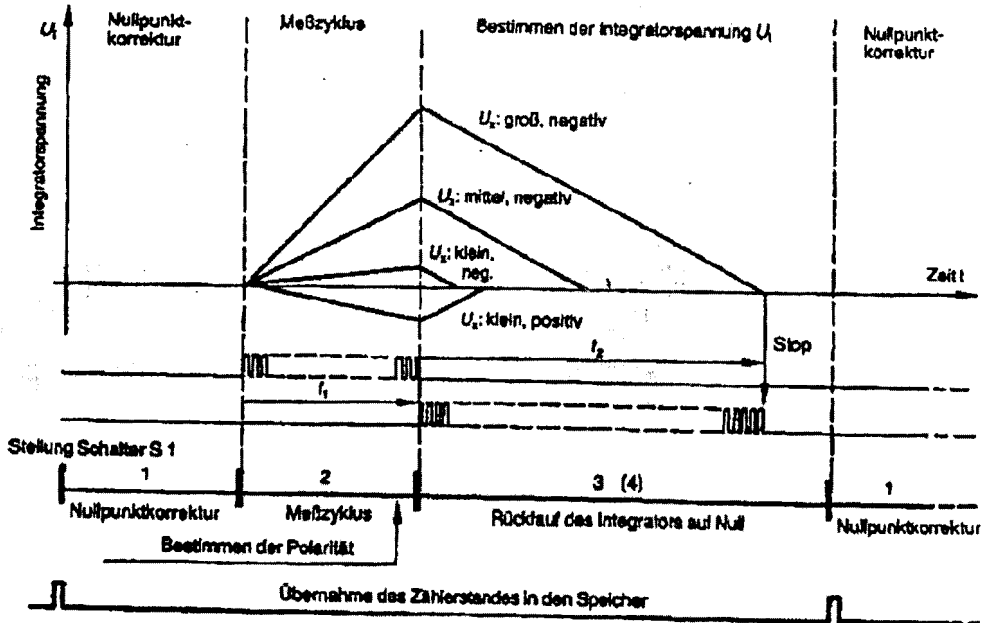
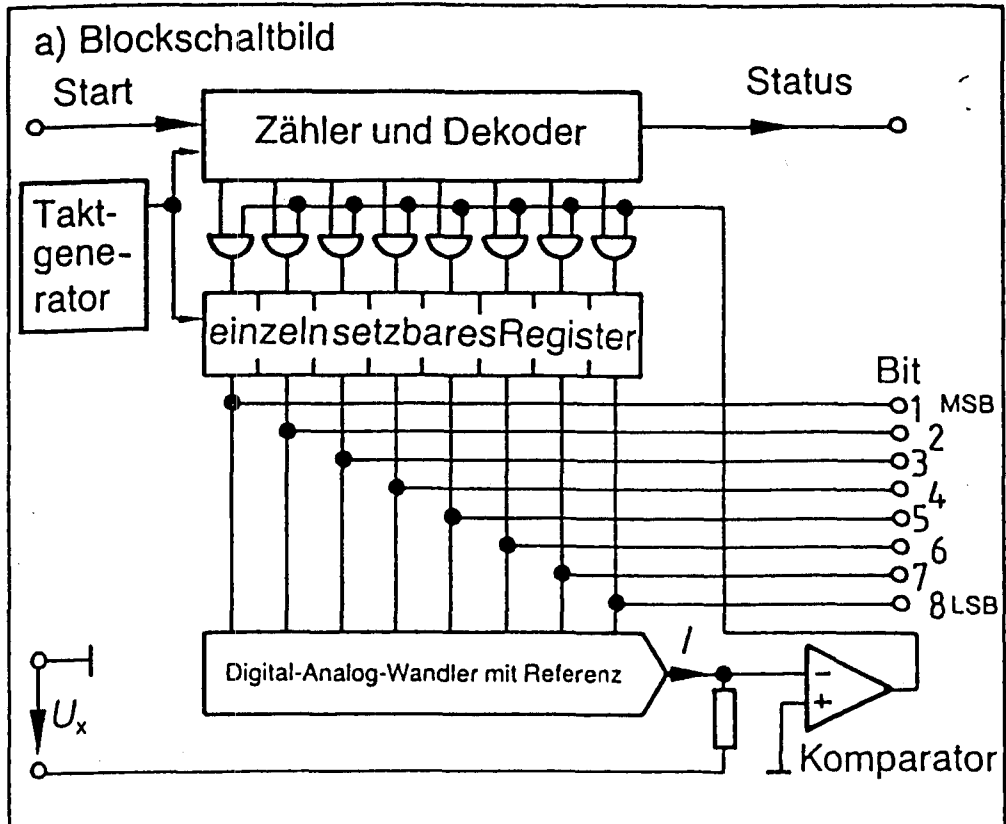


Bild 9-10. : Integrierender Analog-Digital-Wandler.



b) Impulsbild, allmähliche Annäherung des Digitalwertes an den Analogwert durch Zuschalten aller notwendigen Bits.

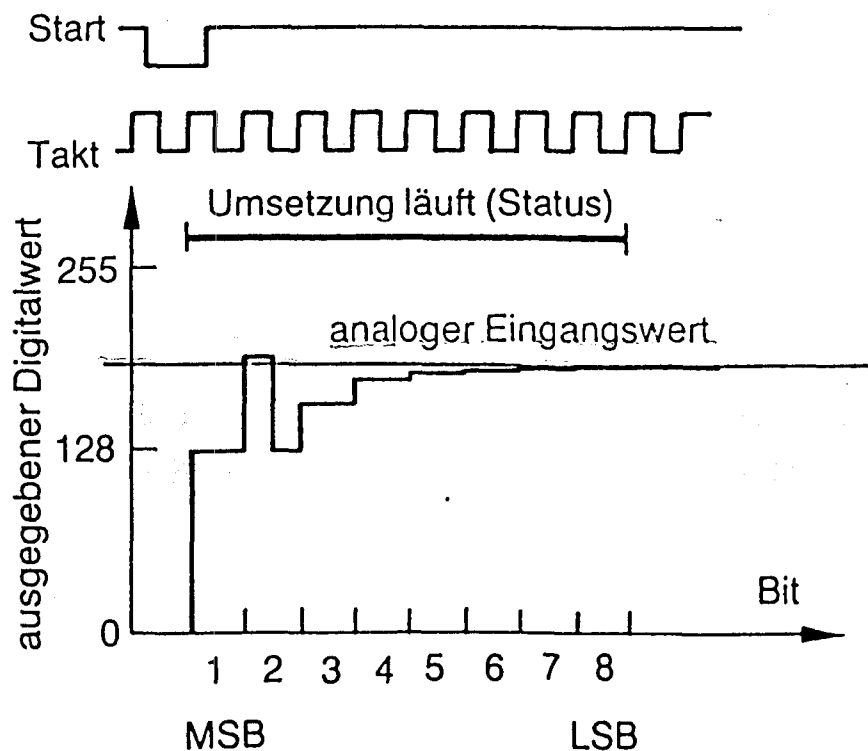


Bild 9-12. Analog-Digital-Wandler nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation.

Das Flußdiagramm für die ersten drei Wägeschritte ist in Abb. 24.37 dargestellt. Man erkennt, daß in jedem Schritt entschieden wird, ob das betreffende Bit Eins oder Null ist. Die zuvor ermittelten Bits bleiben dabei unverändert.

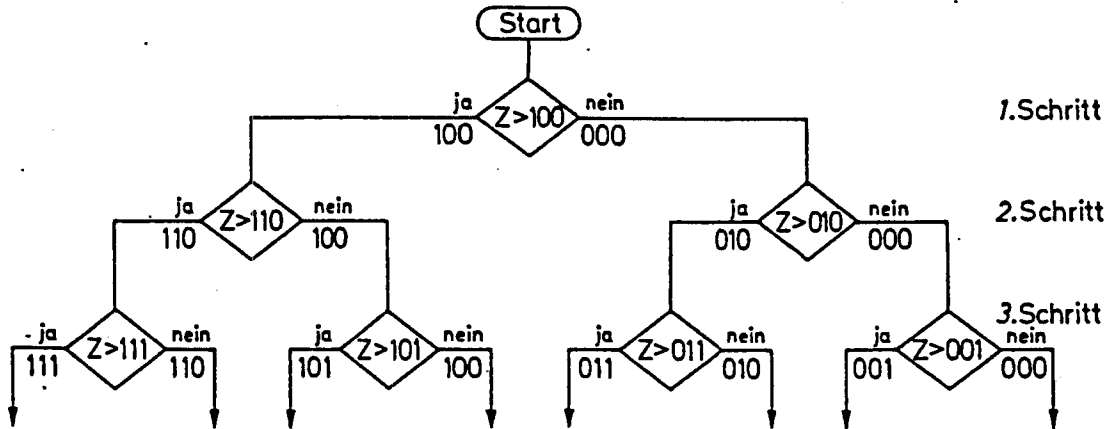


Abb. 24.37 Flußdiagramm für den Ablauf des Wägevorganges

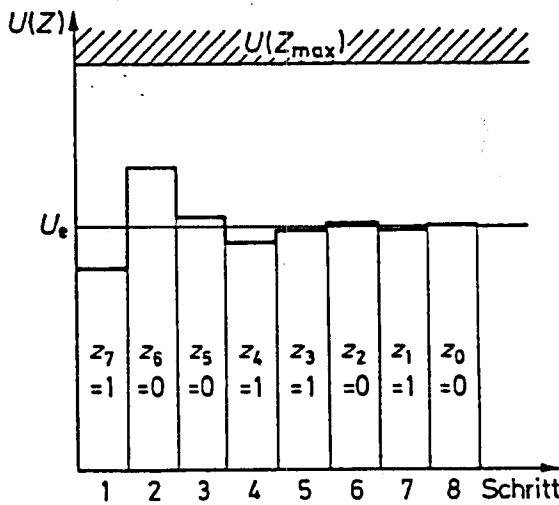


Abb. 24.38 Verlauf von $U(Z)$

D	z_7	z_6	z_5	z_4	z_3	z_2	z_1	z_0
z_7		1						1
z_6			0					0
z_5				0				0
z_4					1			1
z_3						1		1
z_2							0	0
z_1								1
z_0								

Abb. 24.39 Verlauf von Z

Abb. 24.38/39 Zeitlicher Verlauf einer AD-Umsetzung nach dem Wägevorgang

Der zeitliche Verlauf des Wägevorganges ist in Abb. 24.38 für die Spannung $U(Z)$ und in Abb. 24.39 für die Zahl Z dargestellt. Jedes Bit wird versuchsweise gesetzt. Wenn dadurch die Eingangsspannung überschritten wird, wird es gleich wieder gelöscht. Nach 8 Wägeschritten ist dann in diesem Beispiel die Umsetzung abgeschlossen.

Gesteuert wird die Umsetzung von dem SAR (Successive Approximation Register).

6.11.4 Parallel-Analog-Digital-Wandler

Die bisher beschriebenen Analog-Digital-Wandler haben den Analogwert durch kontinuierliches Hochzählen oder systematisches Suchen des zugehörigen Digitalwertes ermittelt. Hierzu waren mehrere nacheinander ablaufende Vorgänge erforderlich, die Zeit kosteten. Beim *Parallel-Wandler* (engl.: *flash converter*) wird der richtige Digitalwert innerhalb einer Taktperiode ermittelt und parallel ausgegeben. Bild 9-16 zeigt das Blockschaltbild eines *n*-Bit-Parallel-AD-Wandlers.

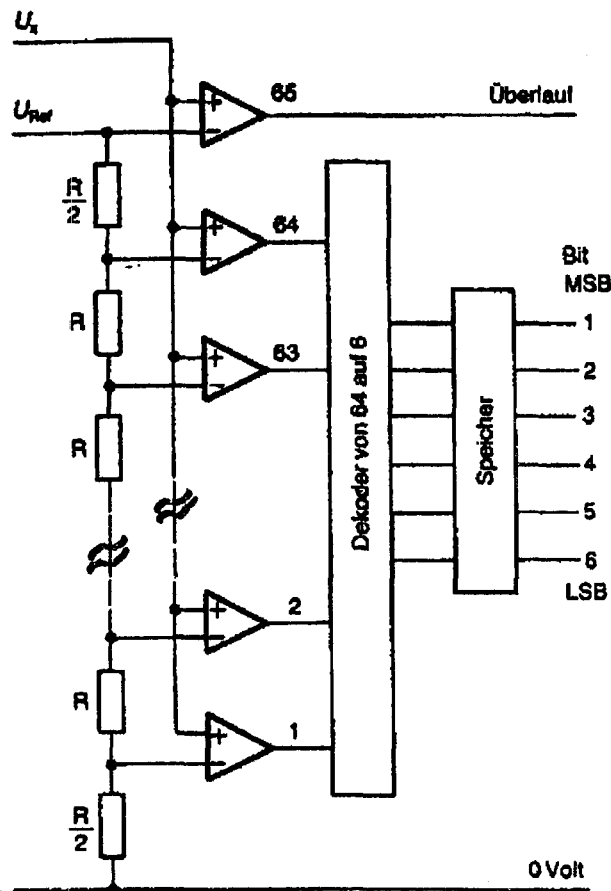


Bild 9-16. Parallel-AD-Wandler (flash converter).

Beim *n*-Bit breiten AD-Wandler wird die Referenzspannung über einen Spannungsteiler aus $2^n - 1$ gleichen Widerständen *R* und einem oberen und unteren Widerstand *R/2* geteilt. Die abgreifbaren Spannungen liegen jeweils in der Mitte der in 2^n gleiche Bereiche geteilten Referenzspannung.

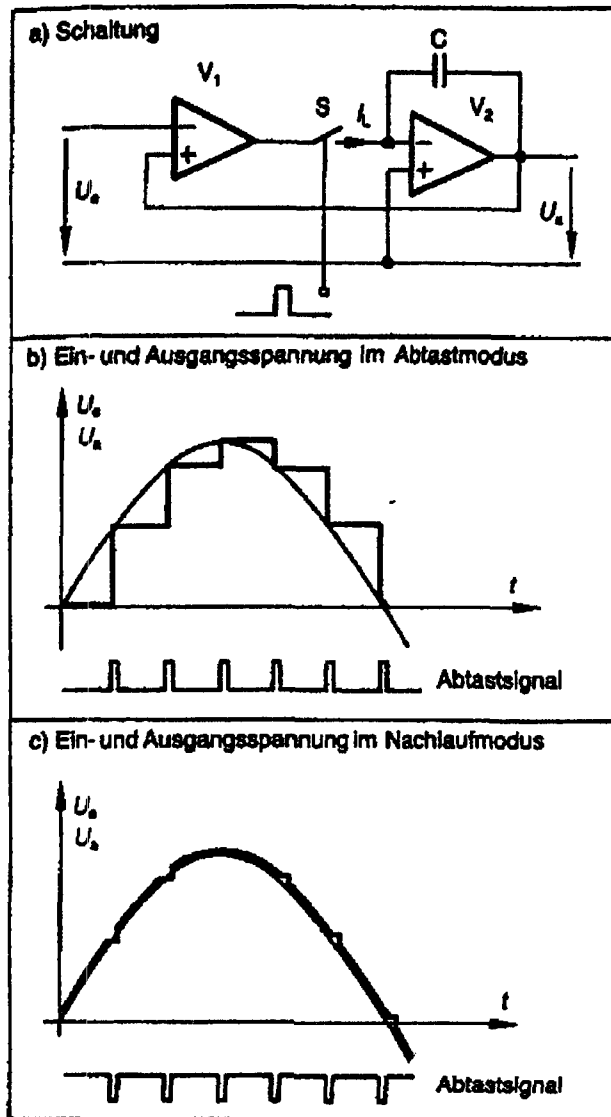


Bild 9-14. Sample-and-Hold-Schaltung.

In Bild 9-14b wird das Eingangssignal nur kurz abgetastet und danach bis zum nächsten Abtastvorgang gehalten. In Bild 9-14c folgt der Abtastkreis der Eingangsspannung dauernd und wird nur kurz während der Wandlungsphase unterbrochen. Durch das ständige Nachlaufen ist die Schaltung auf den jeweiligen

Augenblickswert eingeschwungen und läßt sich jederzeit ohne Wartezeit halten und abfragen.

Wird eine Wechselspannung abgetastet, dann muß die Abtastfrequenz nach Nyquist (H. NyQUIST, von 1889 bis 1963) mindestens doppelt so hoch wie die höchste zu erfassende Frequenz sein.

Dieses Verfahren heißt deshalb auch *Nyquist-Sampling*. Der unvermeidbare Fehler

Magnetoelastische Kraftmeßdose

In die Gl.(4.37) für den magnetischen Widerstand einer Spule geht die relative Permeabilitätszahl μ_r des benutzten Eisens ein. Diese hängt bei bestimmten Nickel-Eisen-Legierungen von der Normalspannung ab. Bei einer Beanspruchung auf Zug nimmt die Permeabilität zu, bei einer Druckbelastung entsprechend ab. Dieser magnetoelastische Effekt, der bei einer dynamischen Belastung Spannungen in der Spule induziert (Abschnitt 2.6.6), führt bei einer statischen Beanspruchung zu einer Änderung der Spuleninduktivität. Über deren Messung sind damit die im Eisen herrschenden Spannungen erkennbar. Der Effekt wird in der magnetoelastischen Kraftmeßdose, die eine eisengeschlossene Induktivität darstellt, zur weglosen Messung von Kräften ausgenutzt (Bild 4.22). Die Verformung $\Delta l/l$ liegt zwischen 10^{-5} und 10^{-6} und der Meßbereich geht von 10^3 N bis 10^6 N.

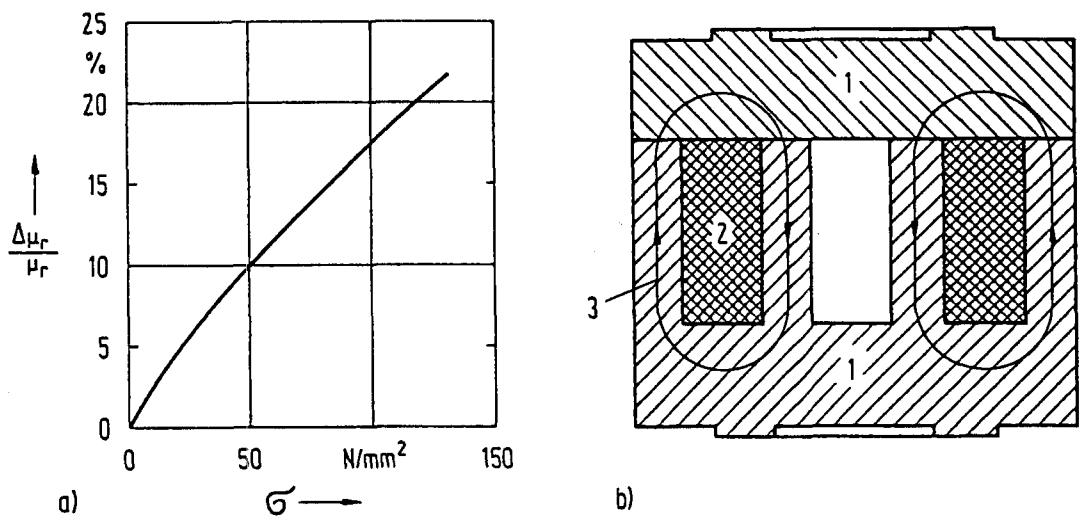
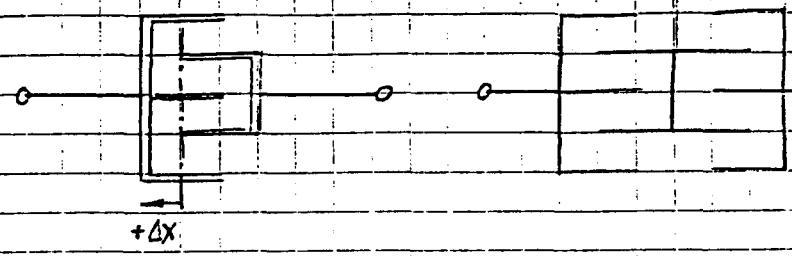


Bild 4.22: Magnetoelastische Kraftmeßdose
a) Änderung der Permeabilität einer Nickel-Eisen-Legierung in Abhängigkeit von der Normalspannung σ
b) Schnitt mit Druckkörper 1 aus Nickel-Eisen, Spule 2 und magnetischer Feldlinie 3

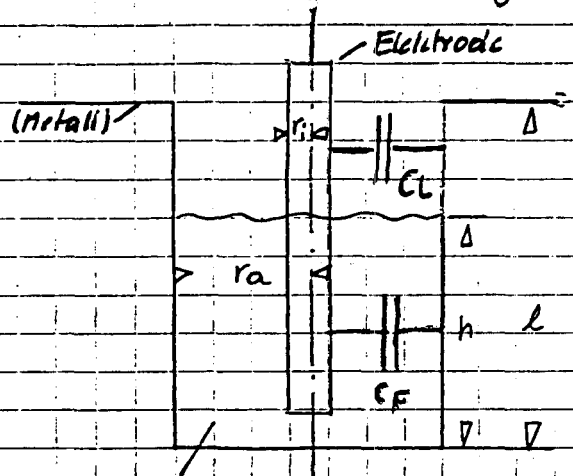
⇒ GEHE ZU S. 239 " VERLUSTDEHAFTETE BAUTEILE "

3. Messzweitzkondensator:



Hiermit könnte man die gleiche Meßanordnung wie oben aufbauen.

Kapazitive Füllstandsmessung



$C_{ges} = C_L + C_F$

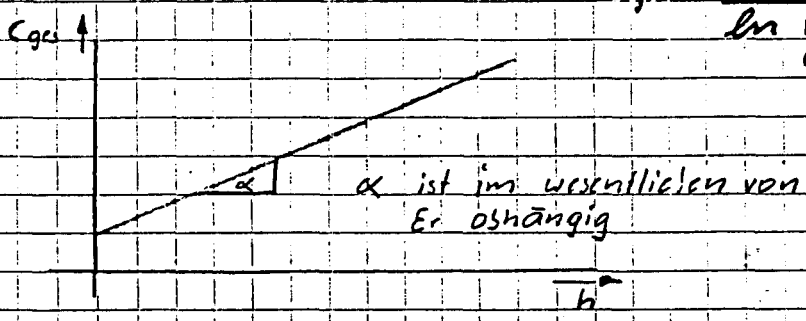
$$C_{ZYL} = 2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{l}{\ln \frac{r_a}{r_i}}$$

ALLGEMEIN GILT FÜR DEN ZYL.-KOND.

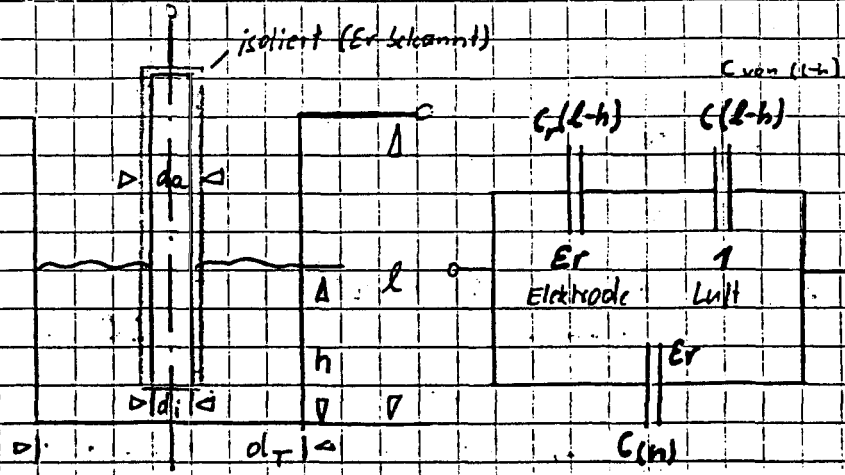
$$C_{ges} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0}{\ln \frac{r_a}{r_i}} \left[(l-h) + (\epsilon_r \cdot h) \right]$$

Füllstoff mit bekanntem ϵ_r

$$C_{ges} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0}{\ln \frac{r_a}{r_i}} \left[l + h (\epsilon_r - 1) \right]$$



Füllstoff elektrisch leitend:



das Füllmaterial wird als idealer Leiter (Kurzschluß) angesehen.

$$C_{ges} = \frac{C_{(l-h)} \cdot C_{(l-h)}}{C_{(l-h)} + C_{(l-h)}} + C_{(h)}$$

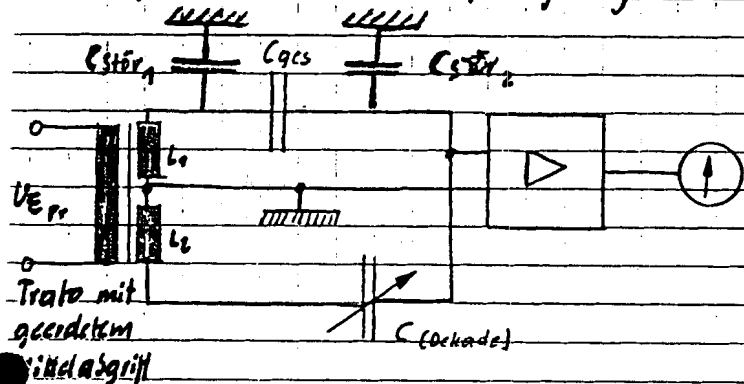
$$C_{ges} = \frac{(2\pi \cdot \epsilon_0)^2 \epsilon_r (l-h)^2}{\ln \frac{d_a}{d_i}} \cdot \frac{1}{\ln \frac{d_T}{d_a}} + 2\pi \epsilon_0 \epsilon_r \cdot h \cdot \frac{1}{\ln \frac{d_a}{d_i}}$$

$$2\pi \epsilon_0 \left(\frac{\epsilon_r (l-h)}{\ln \frac{d_a}{d_i}} + \frac{(l-h)}{\ln \frac{d_T}{d_a}} \right)$$

$$C_{ges} \approx (l-h) + \approx h$$

Meßtechnische Neben oder Probleme auf:

- Zwischen Elektroden und der Masse entstehen Störkapazitäten je nach Art der Befestigung des Tanks mit dem Untergrund.



Mit dieser Schaltung werden die Einflüsse der Störkapazitäten ausgeschaltet.

Da L_1 parallel zur Spannungsquelle (genauer L_1) liegt, wird der induktive Spannungsteiler „ L_1 “ belastet, wodurch sich auch eine Wirkung auf L_2 einstellt (mag. Kopplung). Da die Flussänderung gleich ist sind auch die

Änderungen in L_1 und L_2 gleich. Weiser durch die Belastung von L_1 die Spannung an L_1 fast Null wird, wobei $X_{stör1} \gg$ als X_{L1} sein muß. L_2 ist durch die Masselegung des Mittelzweiges ausgeschalt.

Differential-Tauchankergeber. Der Differential-Tauchankergeber besteht aus zwei getrennten Spulen mit einem gemeinsamen beweglichen Eisenkern (Bild 4.16). Dieser taucht in seiner Mittelstellung gleich tief in beide Spulen ein. Wird er verschoben, so wird die Induktivität der einen Spule erhöht und die der anderen vermindert. Mit einem axialsymmetrisch aufgebauten Differential-

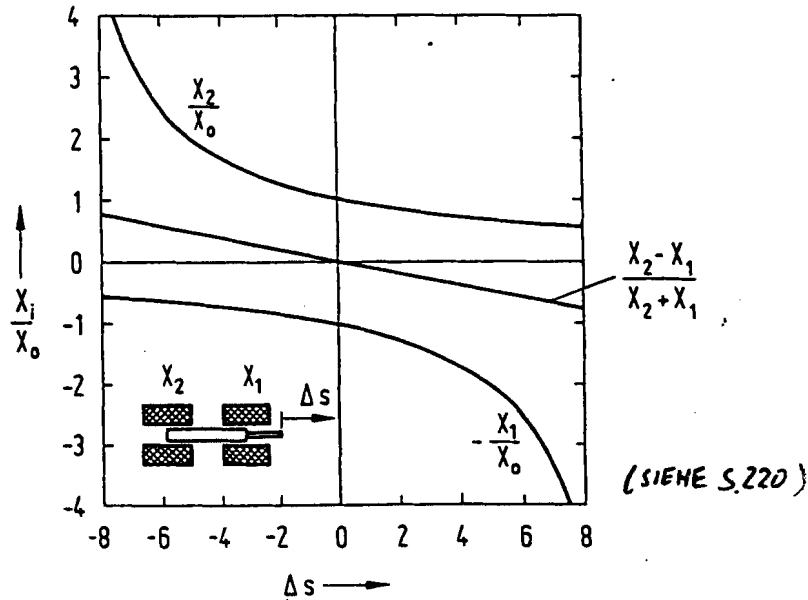


Bild 4.16: Kennlinien eines Differential-Tauchankergebers. Die Diagonalspannung einer Halbbrücke ist proportional dem Quotienten $(X_2 - X_1)/(X_1 + X_2)$.

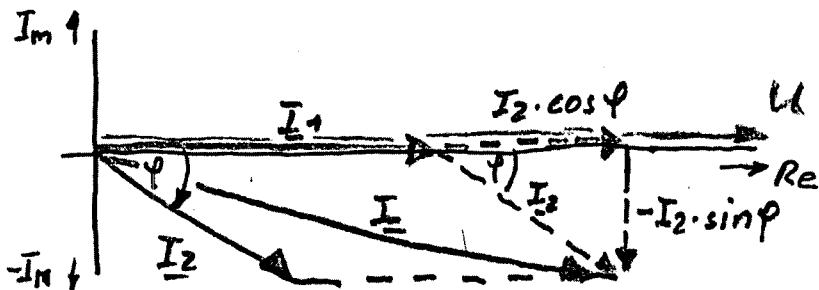
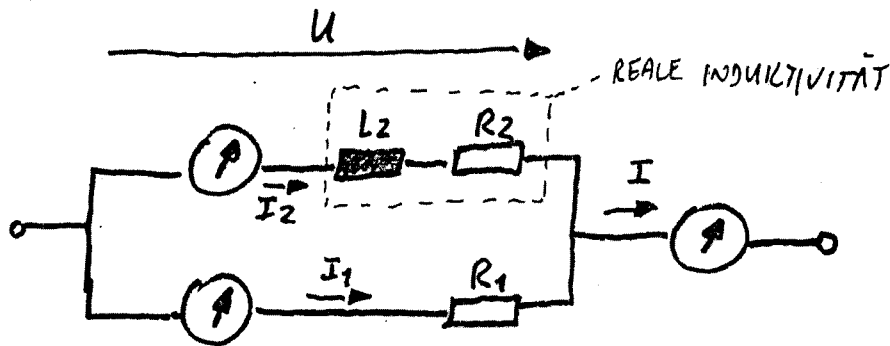
Tauchankergeber werden Wege, mit einem ringförmig und drehbar ausgeführten werden Winkel gemessen.

Um die Wegänderung des Tauchkerns zu messen, werden die beiden Spulen des Aufnehmers zweckmäßig zu einer Halbbrücke verschaltet. Diese liefert mit

$$X_1 = \omega L_1 = \frac{\omega k}{s_0 - \Delta s}; \quad X_2 = \omega L_2 = \frac{\omega k}{s_0 + \Delta s}$$

IMPEDANZBESTIMMUNG NACH DEM VERFAHREN DER 3 STROMMESSER

$I_1 ; I_2 ; I$ = ANGEZEIGTE MESSWERTE
 R_1 = GENAU BEKANNTER WIDERSTAND



$$\underline{I}_2 = \frac{U}{R_2 + j\omega L_2}$$

DER STROM EILT DER SPANNUNG NACH

$$I_1 \approx U$$

LÖSUNGSANSATZ = COSINUS-SATZ:

①
$$I^2 = I_1^2 + I_2^2 + 2 I_1 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi$$

$$\downarrow$$

$$I_1 = \frac{U}{R_1}$$

$$I^2 = I_1^2 + I_2^2 + \frac{2U \cdot I_2}{R_1} \cdot \cos \varphi$$

$$\downarrow$$

$$I_2 \cdot \cos \varphi = I_2 \text{ wink}$$

$$I^2 = I_1^2 + I_2^2 + \frac{2 \cdot U \cdot I_2 \text{ wink}}{R_1}$$

$$\downarrow$$

$$P_2 = U \cdot I_2 \text{ wink}$$

$$I^2 = I_1^2 + I_2^2 + \frac{2 \cdot P_2}{R_1}$$

$$\downarrow$$

$$P_2 = R_1 \frac{I^2 - I_1^2 - I_2^2}{2}$$

MESSWERTE UND R_1

ODER $\rightarrow P_2 = I_2^2 \cdot R_2$

$$\Rightarrow R_2 = \frac{P_2}{I_2^2} \text{ REALTEIL}$$

$$U = R_1 \cdot I_1$$

②

$$\Downarrow$$

$$Z_2 = \frac{U}{I_2}$$

$$X_{L_2} = \sqrt{Z_2^2 - R_2^2} \text{ BLINDANTEIL } \textcircled{3}$$

$$\frac{Z_2}{R_2} = \cos \varphi \Rightarrow \frac{Z_2}{R_2} = \varphi \textcircled{4}$$

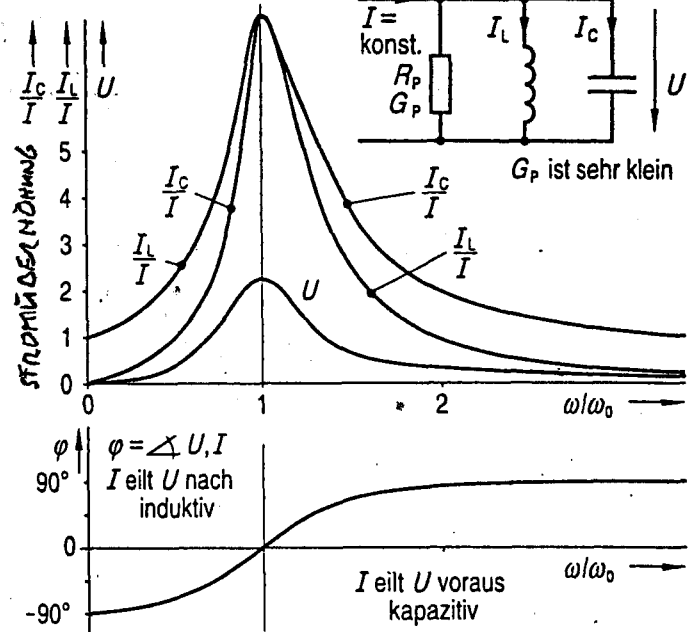
PHASENVERSCHIEBUNG

Stromüberhöhung im Parallelschwingkreis

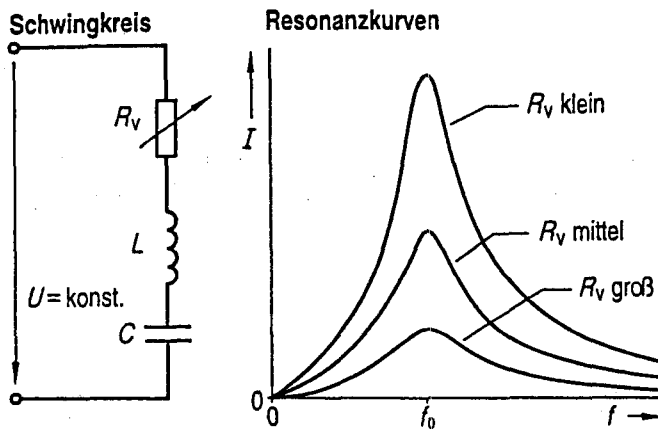
Der Parallelschwingkreis stellt ebenfalls einen frequenzabhängigen Zweipol dar. Unterhalb der Resonanzfrequenz wirkt er jedoch induktiv, oberhalb der Resonanzfrequenz kapazitiv. Bei Resonanz wirkt er wie ein rein ohmscher Widerstand.

Die Besonderheiten des Parallelschwingkreises zeigen sich bei Einspeisung mit konstantem Strom. Bei sehr kleinen und bei sehr großen Frequenzen ist der Leitwert groß, die Spannung entsprechend klein. Nahe der Resonanzfrequenz und insbesondere bei Resonanz wird der Leitwert sehr klein, die Spannung entsprechend groß. Durch die große Spannung fließen durch Kapazität und Induktivität sehr große Ströme. Sie können je nach Größe des Verlustleitwertes ein Vielfaches des zugeführten (konstanten) Stromes betragen (Stromresonanz). Das im Resonanzfall auftretende Verhältnis von Kondensatorstrom bzw. Spulenstrom zum eingespeisten Strom heißt Stromüberhöhung.

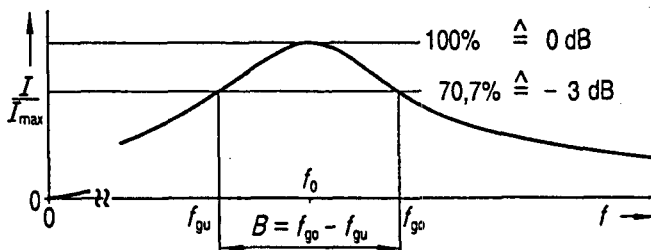
Stromresonanz



Schwingkreis III



- Die Verluste beeinflussen die Form der Resonanzkurve



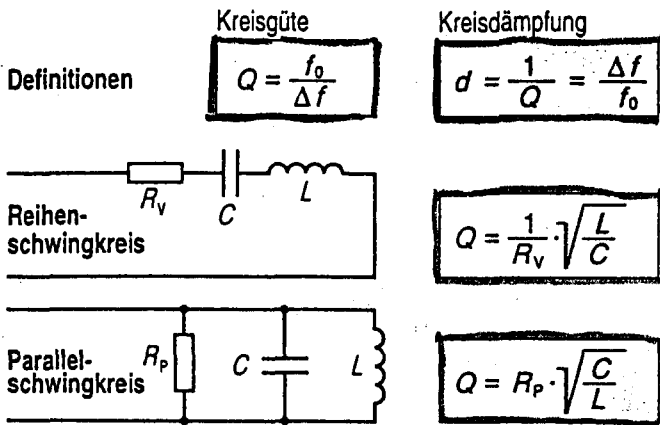
- Die Bandbreite einer Resonanzkurve ist die Differenz zwischen ihrer oberen und unteren Grenzfrequenz

Schwingkreisverluste

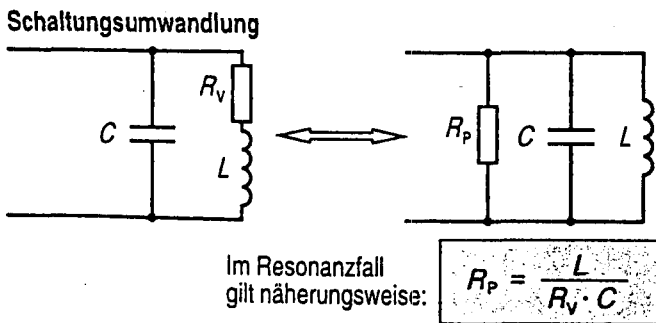
Im Idealfall besteht ein Schwingkreis nur aus Induktivität und Kapazität; die Energie kann verlustfrei zwischen beiden Energiespeichern pendeln. In der Praxis treten aber stets Verluste auf. Sie stammen insbesondere vom Drahtwiderstand der Spule und von eventuellen Eisenverlusten durch Ummagnetisierung und Wirbelströme. Im Kondensator entstehen Verluste vor allem durch Umpolarisierung des Dielektrikums. Die Kondensatorverluste sind im Vergleich zu den Spulenverlusten allerdings meist vernachlässigbar. Die Verluste zeigen sich vor allem in den Resonanzkurven: bei kleinen Verlusten sind sie schmal und hoch, bei großen Verlusten verlaufen sie breit und flach.

Bandbreite

Zur Beschreibung der Resonanzkurven dient insbesondere die Angabe der unteren und oberen Grenzfrequenz f_{gu} und f_{go} . Die beiden Grenzfrequenzen sind die Frequenzen, bei denen die Schwingungsamplitude auf 70,7% der Resonanzamplitude abgefallen ist; dies entspricht einer Dämpfung von 3dB. Die Bandbreite wird dann aus der Differenz der beiden Grenzfrequenzen berechnet: $\Delta f = f_{go} - f_{gu}$. Die Bandbreite wird auch mit B oder $b_{0,7}$ bezeichnet.



- Die Kreislüte Q ist von den Verlusten (Verlustwiderstand) und vom Kennwiderstand des Schwingkreises abhängig



- Die Verluste eines Schwingkreises können durch einen Vor- oder einen Parallelwiderstand berücksichtigt werden

Spannungs- und Stromüberhöhung

Bei einem Reihenschwingkreis sinkt die Impedanz im Resonanzfall bis auf den in Reihe geschalteten kleinen Verlustwiderstand. Der Strom steigt dadurch bei konstanter Eingangsspannung stark an und die Spannungsfälle an Induktivität und Kapazität können ein Vielfaches der Gesamtspannung betragen. Diese sogenannte Spannungsüberhöhung ist von der Schwingkreislüte Q abhängig. Für die Spannungsüberhöhung gilt: Im Resonanzfall ist die Spannung an L und C gleich dem Q -fachen der Eingangsspannung.

Dämpfung im Reihenschwingkreis

Im ungedämpften bzw. nur sehr schwach gedämpften Reihenschwingkreis treten das Strommaximum sowie die Maxima der Spannungen U_L und U_C genau bei der Resonanzfrequenz auf.

Im gedämpften Reihenschwingkreis ist das Strommaximum weiterhin bei Resonanzfrequenz, das Maximum der Kondensatorspannung tritt jedoch bei einer kleineren, das Maximum der Spulenspannung bei einer größeren Frequenz auf. Die Maxima liegen umso weiter auseinander, je größer der Verlustwiderstand ist.

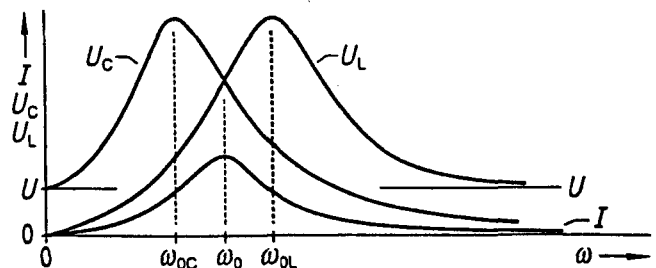
Kreislüte, Kreisdämpfung

Die Bandbreite ist ein wichtiges Maß zur Beschreibung der Resonanzkurve. Für die Beurteilung der Qualität (Güte) des Schwingkreises ist zusätzlich von Bedeutung, zu welcher Resonanzfrequenz diese Bandbreite gehört. Die Resonanzfrequenz f_0 bezogen auf die Bandbreite Δf wird als Kreislüte Q bezeichnet; der Kehrwert der Kreislüte heißt Kreisdämpfung d . Kreisdämpfung bzw. Kreislüte hängen vom Verlustwiderstand des Kreises ab; genauer vom Verhältnis des Verlustwiderstandes zum Resonanzwiderstand der Induktivität. Beim Reihenschwingkreis gilt $Q = X_{OL} / R_V$, beim Parallelschwingkreis $Q = R_P / X_{OL}$. Da im Resonanzfall Induktivität und Kapazität den gleichen Widerstand haben, kann statt X_{OL} auch X_{OC} eingesetzt werden.

Verlustwiderstände

Die Verluste eines Schwingkreises können in einem einzigen Verlustwiderstand zusammengefaßt werden. Um die Berechnung möglichst einfach zu gestalten, verwendet man bei Reihenschwingkreisen sinnvollerweise einen Vorwiderstand R_V , bei Parallelschwingkreisen einen Parallelwiderstand R_P . Da verlustbehaftete Spulen üblicherweise als Reihenschaltung aus reiner Induktivität und Verlustwiderstand angegeben werden, ist es deshalb bei Parallelschwingkreisen notwendig, die Reihenschaltung aus L und R_V in eine gleichwertige (äquivalente) Parallelschaltung umzuwandeln.

Beim Parallelschwingkreis gilt entsprechendes für die Ströme. Im Resonanzfall steigt die Impedanz bis auf den sehr großen parallel geschalteten Verlustwiderstand an. Die Spannung steigt dadurch bei konstantem Eingangsstrom stark an und die Ströme durch Induktivität und Kapazität können ein Vielfaches des Eingangsstromes betragen. Diese sogenannte Stromüberhöhung ist von der Kreislüte Q abhängig. Für die Stromüberhöhung gilt: Im Resonanzfall ist der Strom durch L und C gleich dem Q -fachen Eingangsstrom.



$\omega_{0C} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_V^2}{2L^2}}$

$\omega_{0L} = \sqrt{\frac{2}{2LC - R_V^2 C^2}}$

Dämpfung im Parallelschwingkreis

Im ungedämpften bzw. nur sehr schwach gedämpften Parallelschwingkreis gilt für die Resonanzfrequenz die Thomsonsche Schwingungsformel $\omega_0 = \sqrt{1/(L \cdot C)}$.

Im gedämpften Parallelschwingkreis sinkt die Resonanzfrequenz mit zunehmendem Verlustwiderstand R_V .

Die Berechnung der Resonanzfrequenz kann auch mit dem äquivalenten, parallel zum Schwingkreis gedachten Verlustwiderstand R_p erfolgen. Ein tatsächlich zugeschalteter Parallelwiderstand würde aber die Resonanzfrequenz nicht beeinflussen.

Absenkung der Resonanzfrequenz durch einen zur Spule in Reihe geschalteten Verlustwiderstand

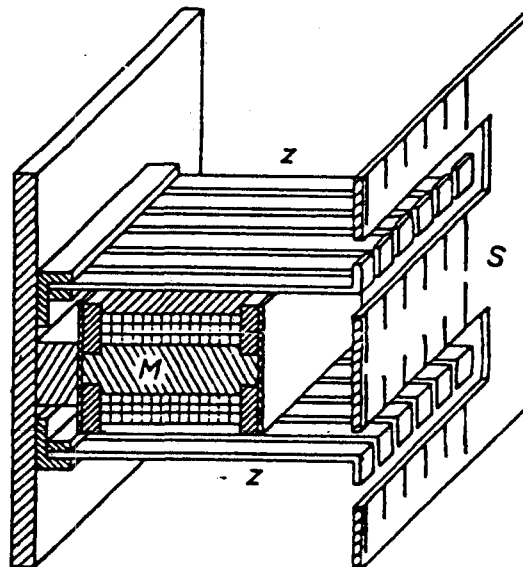
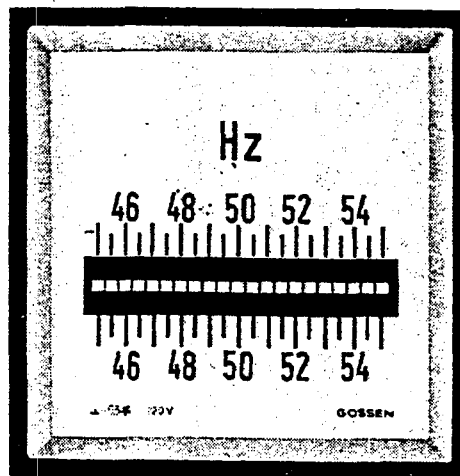
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_V^2}{L^2}}$$

Berechnung der reduzierten Resonanzfrequenz mit einem äquivalenten Parallelwiderstand

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{R_p^2 C^2}}$$

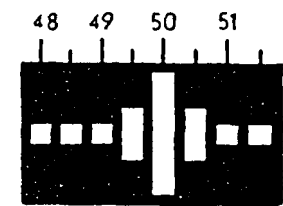
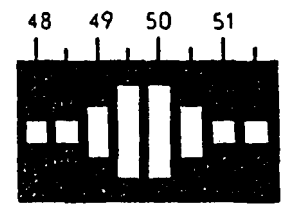
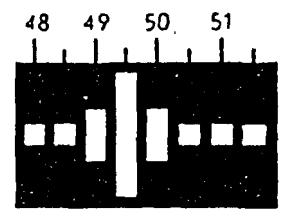
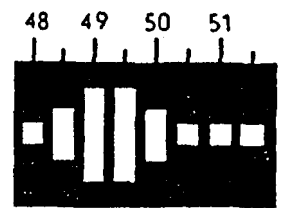
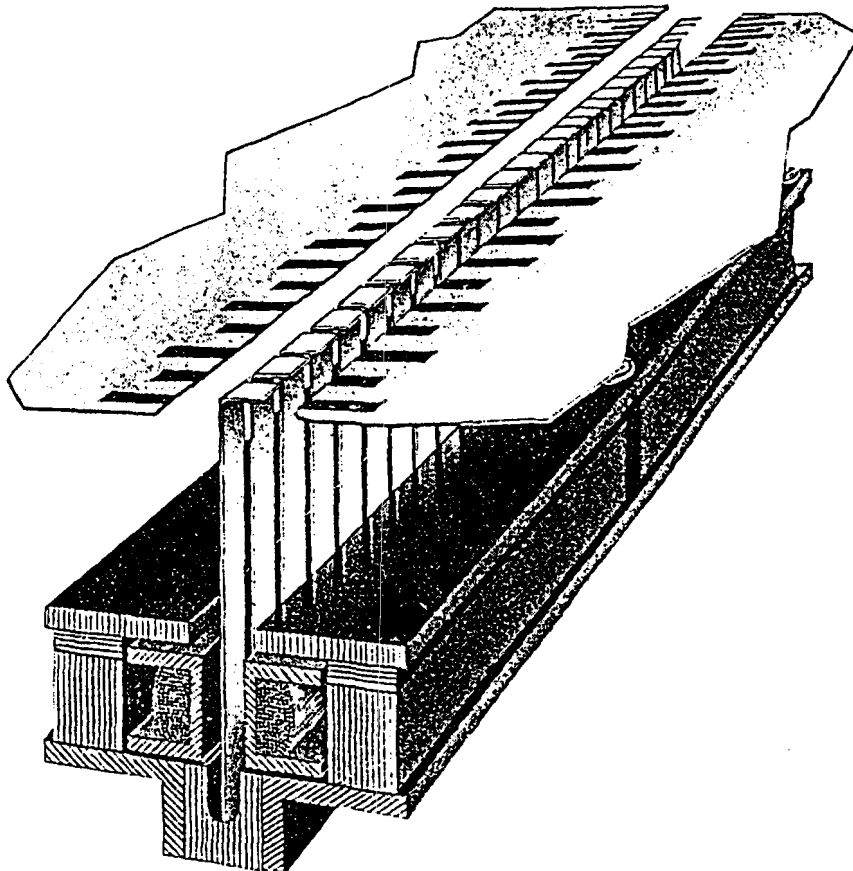
8.7 Frequenzmesser

Vor den Polen eines Elektromagnets M sind zwei Reihen von Stahlzungen Z angeordnet. Weiter rechts stehende Zungen haben eine etwas höhere Eigenschwingungszahl als die benachbarten linken Zungen. Werden die Windungen von M von Wechselstrom durchflossen, so kommt jene Stahlzunge in Schwingung, deren Eigenschwingungszahl der Frequenz des Wechselstromes entspricht. Das umgebogene freie Zungenende erscheint dadurch an der Skalenplatte S als kurzes Band.



Vibrations-Meßwerk

nach Hartmann-Kempf



Das Vibrations-Meßwerk dient zur Frequenzbestimmung des Wechselstromes. Eine Anzahl Stahlzungen ist auf bestimmte Eigenschwingungszahlen abgestimmt und in einer Reihe im Kraftfeld einer langgestreckten Spule angeordnet. Fließt Wechselstrom durch die Wicklung, so wird durch das Wechselfeld diejenige Zunge in Schwingung versetzt, deren Eigenschwingungszahl gleich der Polwechselzahl, das heißt der doppelten Frequenz des Wechselstromes ist.

Die Zungen-Abstimmung wird so gewählt, daß außer der in Vollresonanz stehenden Zunge noch die benachbarten Zungen mit kleinerem Ausschlag mitschwingen. So entsteht ein kennzeichnendes Schwingungsbild, das auch Zwischenwerte zu schätzen gestattet.

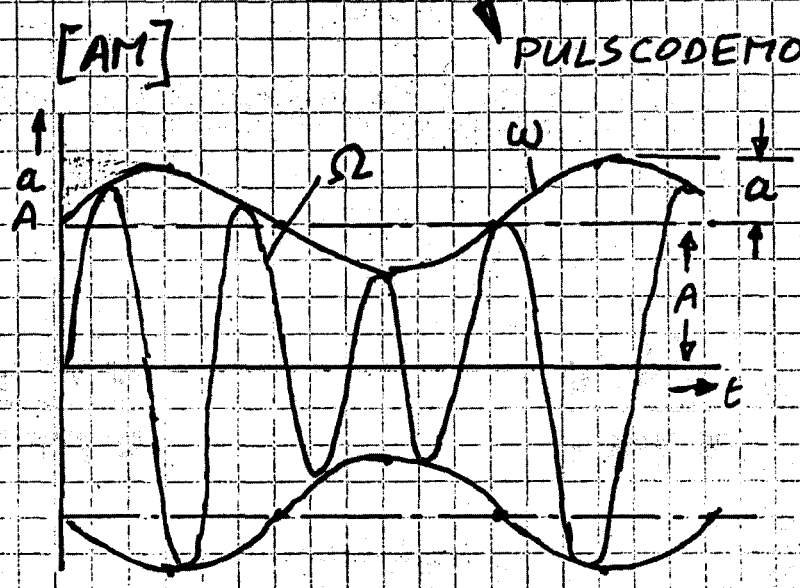
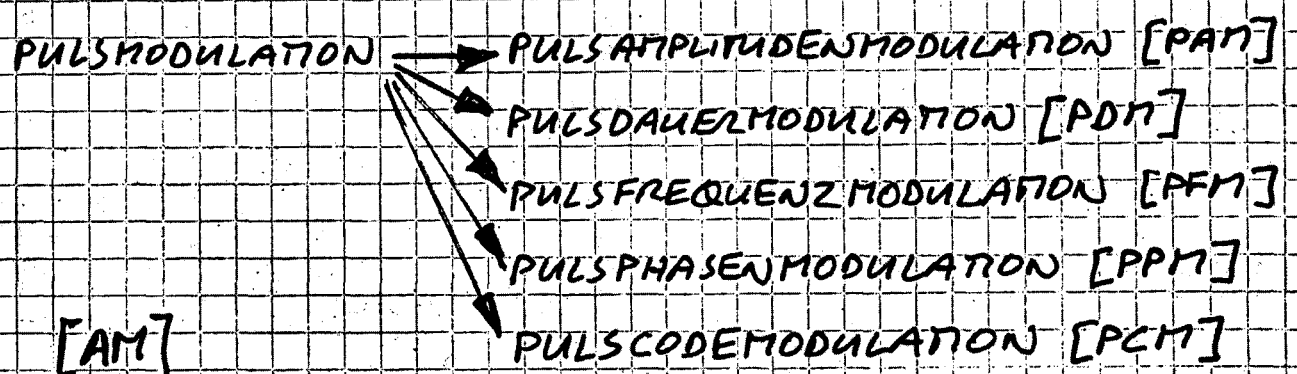
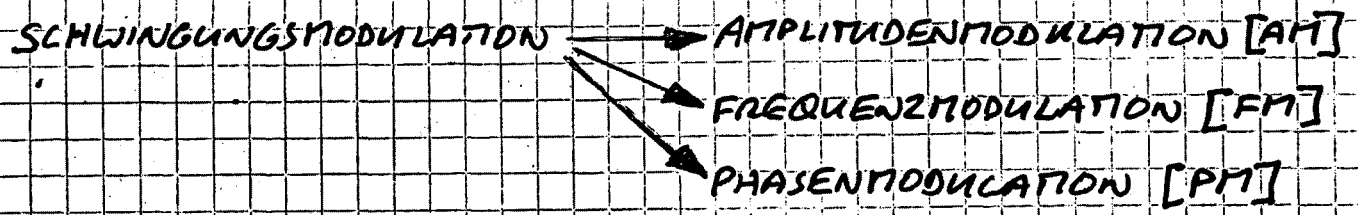
In Verbindung mit einem kleinen Wechselstrom-Induktor werden die Meßwerte zur Drehzahl-Fernmessung benutzt.

An Stelle der elektromagnetischen Erregung kann eine mechanische Erregung durch Erschütterungen treten. Durch Anhalten eines Zungenkammes (ohne Spule) an eine Maschine kann z. B. die Drehzahl einer umlaufenden Welle durch Mitschwingen bestimmter Zungen angezeigt werden (Vibrations-Drehzahlmesser).

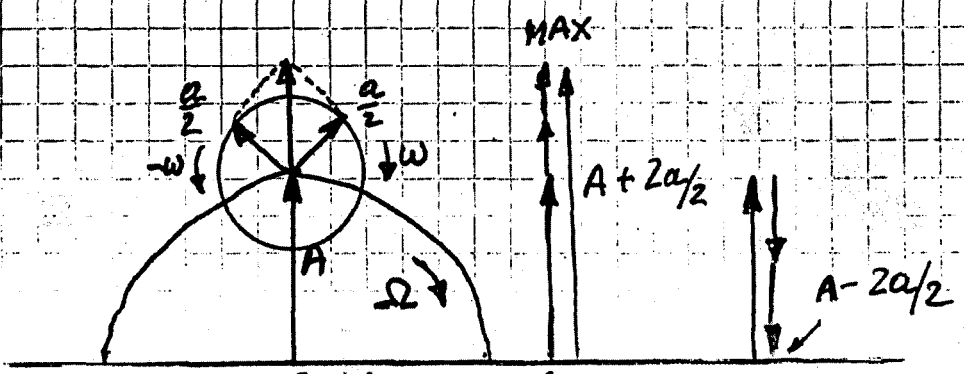
MODULATION IST DIE PLANMÄSSIGE BEEINFLUSSUNG EINES TRÄGERSIGNALS DURCH DAS MODULATIONSSIGNAL (ZU ÜBERTRAGENDES SIGNAL).

SCHWINGUNGSMODULATION = MODULATION EINES SINUSFÖRMIGEN TRÄGERSIGNALS

PULSMODULATION = MODULATION EINES PULSFÖRMIGEN TRÄGERSIGNALS

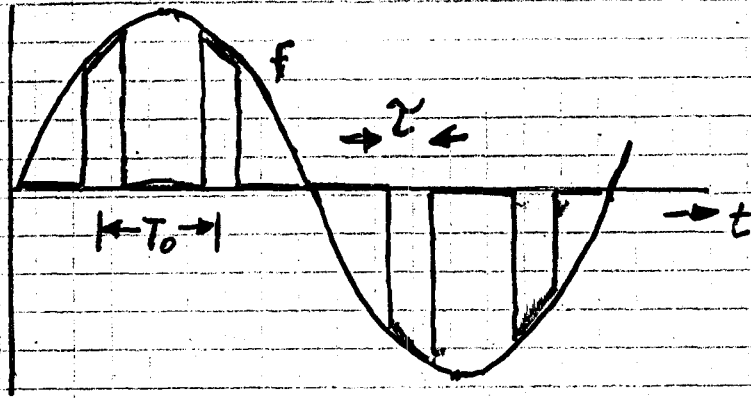


- A = TRÄGERAMPLITUDE
- Ω = TRÄGERFREQUENZ
- a = MODULATIONSAMPLITUDE
- ω = MODULATIONSFREQUENZ



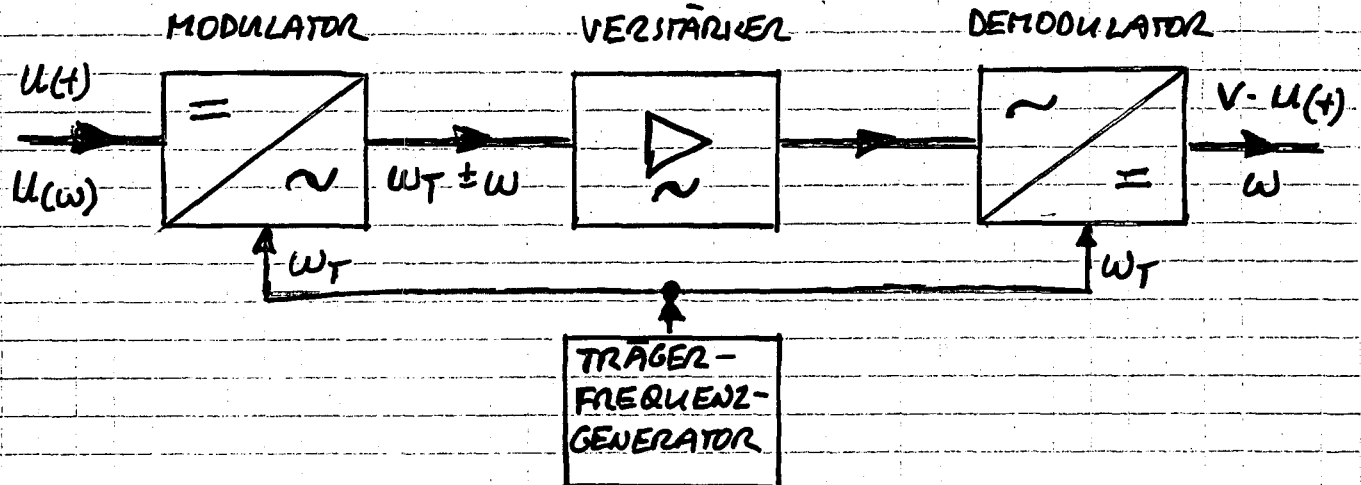
[PAM]

M. TRIEGL
06/01



$\tau = \text{IMPULSBREITE}$
 $T_0 = \text{TAKTABSTAND}$

MODULATIONSPRINZIP

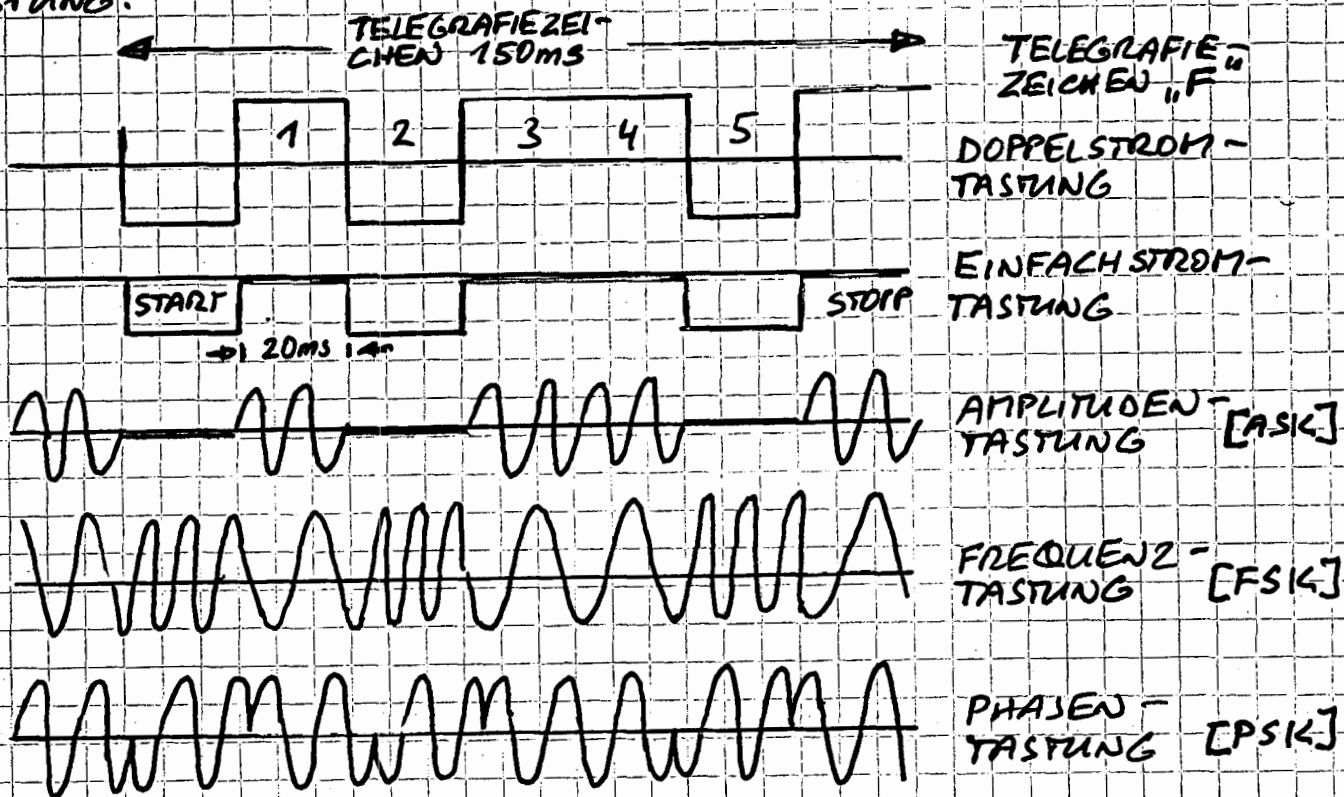


MODULATIONART "TASTUNG"

M. TRIEL
06/01

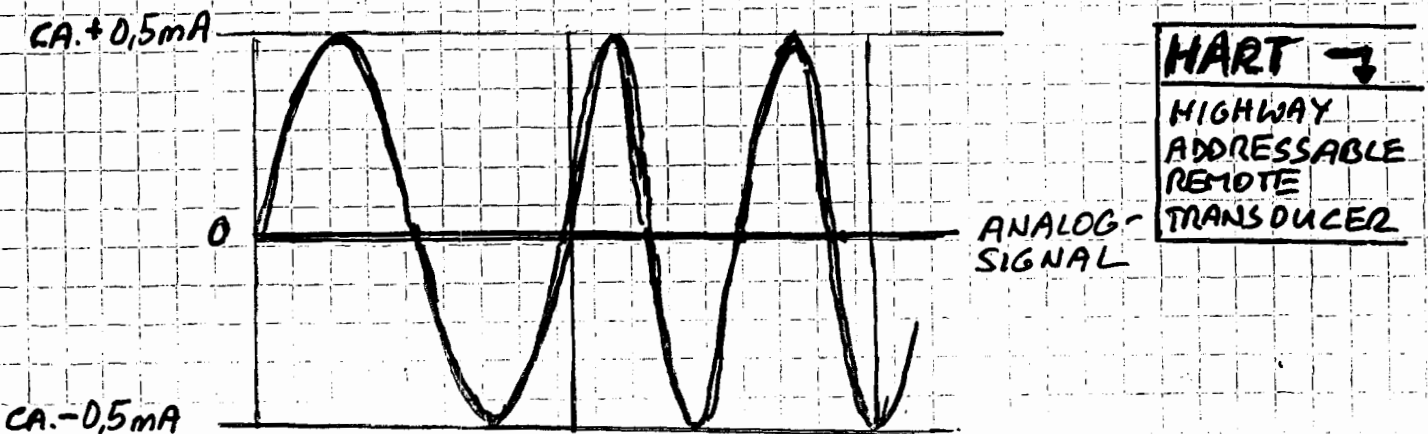
TASTUNG IST EINE SEHR EINFACHE ART DER MODULATION. BEKANNTLICH LÄSST SICH ALLEIN DURCH EIN- UND AUS-SCHALTEN EINES LICHTSTRAHLS EINE NACHRICHT ÜBERTRAGEN. BEI DEN ELEKTNISCHEN MODULATIONSVERFAHREN DIESE ART SPRICHT MAN VON TASTUNG

WIRD EINE WECHSELSTANNUNG ALS TRÄGER DER INFORMATION VERWENDET, DERT DURCH AUS- UND EINSCHALTEN DIE NACHRICHT AUFMODULIERT WIRD, HAT MAN WECHSELSTROM-TASTUNG.



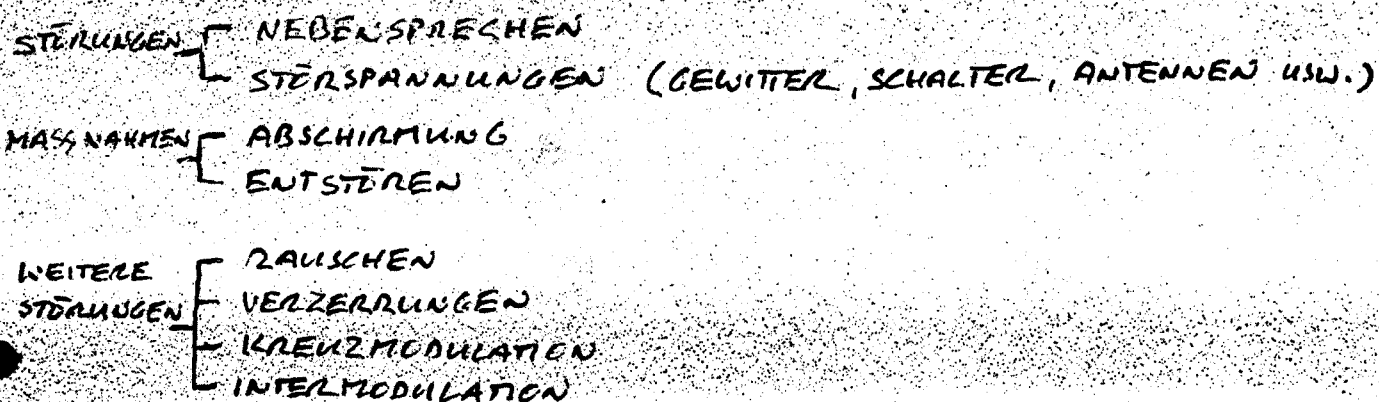
ES VERSTEHT SICH, DASS NUR DIGITAL VORLIEGENDE NACHRICHTEN ALSO Z.B. MORSE ZEICHEN ODER BINÄR KODIERTE FERNSCHREIBZEICHEN ODER DATEN AUFMODULIERT WERDEN KÖNNEN.

FSK (FREQUENCY SHIFT KEYING) BEIM HART-PROTOKOLL

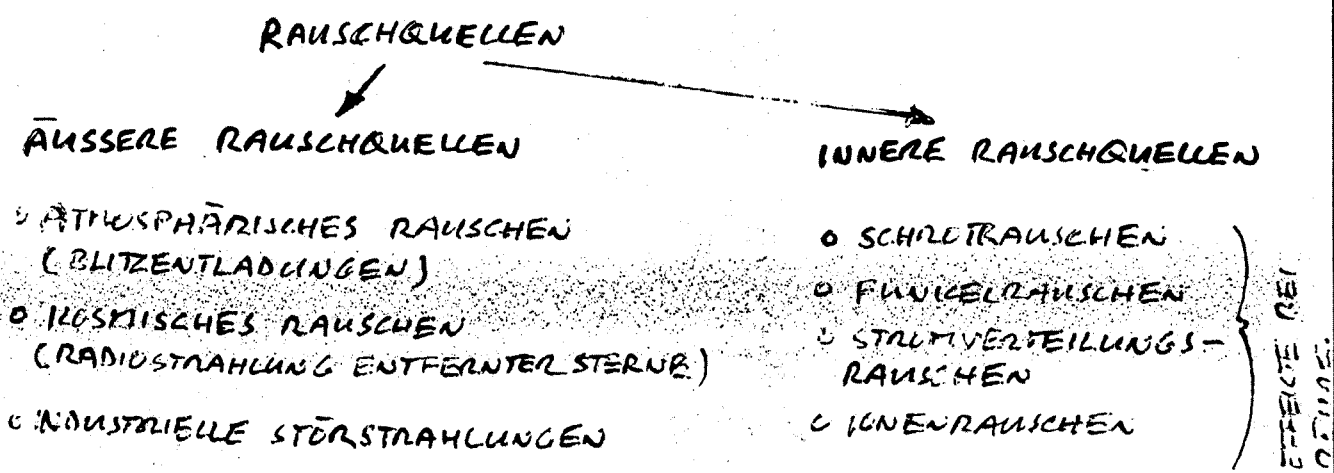


STÖRUNGEN, RAUSCHEN, VERZERRUNGEN

DIE ÜBERTRAGUNG EINER NACHRICHT WIRD DURCH VIELELEI EINFLÜSSE BEEINTRÄCHTIGT, DIE MAN UNTER DEM NAMEN "STÖRUNGEN" ZUSAMMENFASSEN KANN.



RAUSCHEN: SPANNUNGSSCHWANKUNGEN DIE DURCH DIE UNREGELMÄSSIGE WÄRMEBEWEGUNG DER ELEMENTARTEILCHEN VERURSACHT WERDEN. TRETEN IN JEDEM WIRKWIDERSTAND, ELEKTROENRÖHREN ODER TRANSISTOREN AUF.



VERZERRUNGEN

- o ÜBERLIEGEN (ILLIRFAKTOR)
- o INTERMODULATION
- o KREUZMODULATION

NYQUISTFORMEL:

$$U_{eff} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R}$$

k = BOLZMANN KONSTANTE $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W} \cdot \text{K}^{-1}$
 Δf = BANDBREITE
 T = ABSOLUTE TEMPERATUR

DIE VON EINEM WIDERSTAND GELIEFERTE RAUSCHSPANNUNG IST DER TEMPERATUR DIREKT PROPORTIONAL, WIE SICH AUS DER NYQUIST-FORMEL ABLEITEN LÄSST.

Die Modulation des Trägersignals geschieht stets auf der Senderseite eines Übertragungssystems. Sie stellt sozusagen den Beladevorgang dar. Auf der Empfängerseite muß daher die Abladung stattfinden, weil nur das Modulationssignal von Interesse ist. Es findet die Demodulation statt. Sie ist Thema eines getrennten Kapitels.

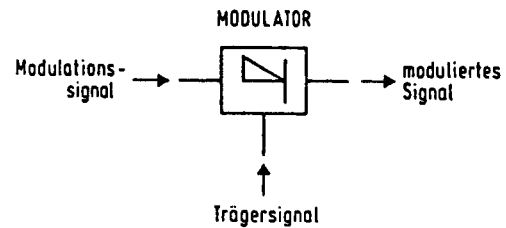


Bild 3.1.0-1 Modulation

SIEHE S. 295

Schwingungsmodulation

Prinzip

Das sinusförmige Trägersignal bei der Schwingungsmodulation kann in seiner allgemeinen Form wie folgt beschrieben werden:

Als veränderliche Werte, Parameter genannt, sind somit die Amplitude (= Scheitelwert) \hat{u}_T , die Frequenz ω_T und der Phasenwinkel φ_T denkbar. Die steuernde Größe ist das Modulationssignal. Dieses kann ebenfalls grundsätzlich als sinusförmig betrachtet werden, da nach unseren Erkenntnissen über die FOURIER-Analyse auch nichtsinusförmige Verläufe aus der Überlagerung von Sinuskurven unterschiedlicher Amplitude und Frequenz bestehen.

Die drei Möglichkeiten zur Beeinflussung des Trägersignals durch das Modulationssignal führen in der Praxis zu den verschiedenen Verfahren der Schwingungsmodulation. Ändert sich die Amplitude, also der Scheitelwert des Trägersignals im Rhythmus des Modulationssignals, dann liegt Amplitudenmodulation (Abk.: AM) vor. Die Variation der Frequenz des Trägersignals führt zur Frequenzmodulation (Abk.: FM), während entsprechende Phasenwinkeländerungen die Phasenmodulation (Abk.: PM) hervorrufen. Die einzelne Modulation können Sie so verstehen, als ob die jeweilige Größe des Trägersignals durch das zeitabhängige und mit Hilfe einer Konstanten k angepaßte Modulationssignal ersetzt wird. Die beiden anderen Größen des Trägersignals bleiben dabei konstant.

Trägersignal

$$u_T(t) = \hat{u}_T \cdot \sin(\omega_T t \pm \varphi_T) \quad (3.1.1-1)$$

Modulationssignal

$$u_M(t) = \hat{u}_M \cdot \sin(\omega_M t \pm \varphi_M) \quad (3.1.1-2)$$

ALLGEMEINE
FORM DER
SCHWINGUNG
MODULATION



AM = Amplitudenmodulation

$$u_{AM}(t) = \underbrace{k \cdot u_M(t)}_{\text{AMPLITUDE}} \cdot \sin(\omega_T t \pm \varphi_T) \quad (3.1.1-3)$$

SIEHE 289

FM = Frequenzmodulation

$$u_{FM}(t) = \hat{u}_T \cdot \sin(\underbrace{k \cdot u_M(t) \cdot t}_{\text{FREQUENZ}} \pm \varphi_T) \quad (3.1.1-4)$$

SIEHE 290

PM = Phasenmodulation

$$u_{PM}(t) = \hat{u}_T \cdot \sin(\omega_T t \pm \underbrace{k \cdot u_M(t)}_{\text{PHASE}}) \quad (3.1.1-5)$$

k : ZEITABHÄNGIGE KONSTANTE $\hat{=}$ MODULATIONSSIGNAL

Amplitudenmodulation

Die Amplitudenmodulation (AM) ist dadurch gekennzeichnet, daß die Amplitude der Trägerfrequenzspannung im Rhythmus der modulierenden Spannung schwankt. Ist die Gleichung der Trägerschwingung

$$s_1 = A \cos \Omega t$$

und die Modulationsspannung

$$s_2 = a \cos \omega t,$$

so gilt

$$s = (A + a \cos \omega t) \cos \Omega t$$

Nach Umformung lautet die Gleichung der amplitudenmodulierten Schwingung:

$$s = A \cos \Omega t + \frac{a}{2} \cos (\Omega + \omega)t + \frac{a}{2} \cos (\Omega - \omega)t$$

Darin sind die beiden letzten Glieder die Seitenfrequenzen $\Omega + \omega$ und $\Omega - \omega$. Setzt man noch den Modulationsgrad $m = a/A$ (siehe Bild 6.3) ein, so lautet die Schwingungsgleichung

$$s = A \left[\cos \Omega t + \frac{m}{2} \cos (\Omega + \omega)t + \frac{m}{2} \cos (\Omega - \omega)t \right]$$

Diese Gleichung, die nur die Trägerschwingung und die beiden Seitenfrequenzen enthält, gilt nur bei sinusförmigen Spannungen und idealer Modulatorkennlinie (Parabel zweiten Grades).

Bei nichtidealer Kennlinie oder verzerrten Spannungen treten Seitenfrequenzen höherer Ordnung auf.

Sehr übersichtlich ist die Zeigerdarstellung der Modulation (Bild 6.4). An den Zeiger der Trägerschwingung A , der mit Ω rotiert, sind die Zeiger der Modulationsspannung angesetzt, die jeweils $a/2$ lang sind und gegenläufig mit ω um die Spitze von A umlaufen. Als Maximalwert der modulierten Schwingung ist $A + 2a/2$ und als Minimalwert $A - 2a/2$ in Momentdarstellung herausgezeichnet.

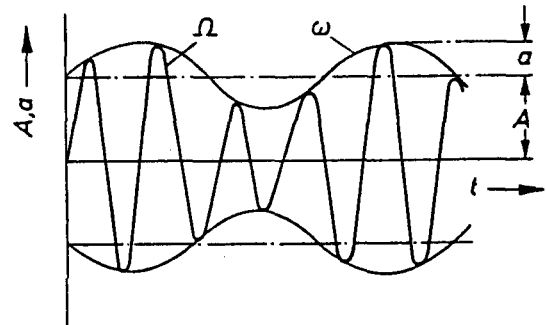


Bild 6.3 Amplitudenmodulation

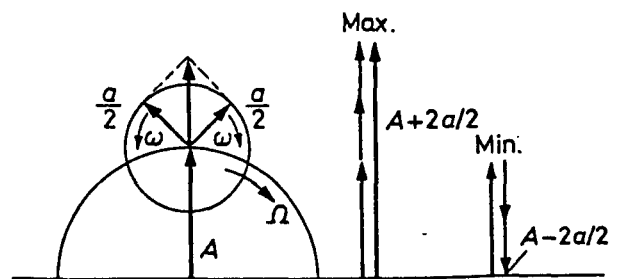


Bild 6.4 AM in Zeigerdarstellung

$A =$ TRÄGERAMPLITUDE
 $\Omega =$ TRÄGERFREQUENZ
 $a =$ MODULATIONSAMPLITUDE
 $\omega =$ MODULATIONSFREQUENZ

Frequenzmodulation

Frequenzmodulation (FM) ist die Änderung der Momentanfrequenz einer Trägerschwingung Ω_0 im Takt einer Modulationsspannung. Schematisch ist dies in Bild 6.5 dargestellt. Die Frequenz f_m der Modulationsspannung bestimmt dabei die Häufigkeit der Frequenzänderungen der Trägerschwingung. D.h., wird die Trägerschwingung mit einer Modulationsspannung von 100 Hz moduliert, so ändert sie 100mal je Sekunde ihre Frequenz, und zwar bei jeder Modulationsschwingung nach oben und nach unten. Man kann sich dies an einem Schwingkreis vorstellen, dessen Kondensator seine Kapazität im Rhythmus einer angelegten Nf-Spannung ändert; damit schwankt auch die Frequenz des Schwingkreises im Rhythmus der Niederfrequenz. Wie weit sich die Frequenz ändert, also der Frequenzhub ΔF , hängt dabei von der Amplitude der Modulationsspannung ab.

Die Gleichung der modulierten Schwingung lautet

$$s = A \cos \left[\Omega_0 t - \frac{\Delta \Omega}{\omega} \cos (\omega t + \varphi) \right].$$

Hierin ist $\Delta \Omega / \omega$ der Modulationsindex η ; er bedeutet das Verhältnis von $\Delta \Omega = 2 \pi \Delta F$ zur

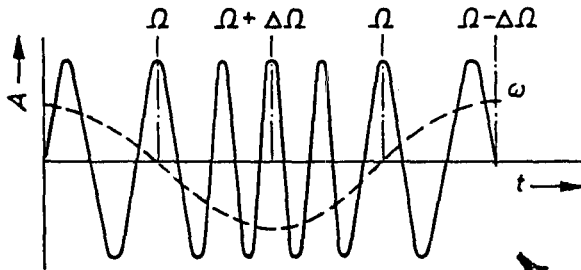


Bild 6.5 Frequenzmodulation

Phasenmodulation

Eng mit der Frequenzmodulation verwandt ist die Phasenmodulation. Zum Unterschied geht man hier aber von einer konstanten, mit allen Mitteln stabilisierbaren Frequenz aus, deren Phase im Takt der Modulationsfrequenz verändert wird, was, momentan betrachtet, auch eine Frequenzänderung ist, da sich der Zeiger beim Vor- und Zurückschwingen schneller und langsamer bewegt. Die Größe der Zeigerauslenkung, also der

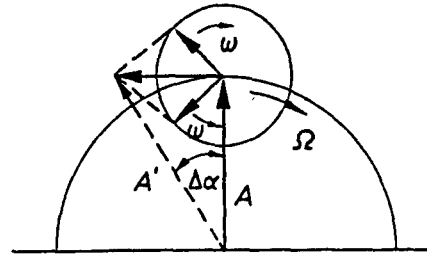


Bild 6.6 FM in Zeigerdarstellung

Modulationskreisfrequenz $\omega = 2 \pi f_m$. Bei sinusförmiger Frequenzmodulation ist der Modulationsindex gleich dem Phasenhub $\Delta \alpha$. Zwar wird die Amplitude der Trägerschwingung bei der Frequenzmodulation nicht direkt beeinflusst, doch ist aus der Zeigerdarstellung (Bild 6.6) zu erkennen, daß die Resultierende der an der Spitze des Zeigers A gegensinnig umlaufenden Zeiger der Modulationsspannung eine, wenn auch wegen des kleinen Phasenhubes, für den Bild 6.6 nur gilt, nur geringe Änderung der Amplitude von A zur Folge hat.

Gegenüber der Amplitudenmodulation entstehen unendlich viele Seitenfrequenzen als Vielfache der Modulationsfrequenz f_m , die allerdings sehr rasch auf unbedeutende Amplituden abfallen. Die Einengung des Spektrums durch Begrenzen der Bandbreite hat nichtlineare Verzerrungen zur Folge, so daß die notwendige Übertragungsbandbreite nach der zulässigen Verzerrung festgelegt wird. Die Bandbreite sollte mindestens $2(\Delta F + 2 f_m)$ betragen, da außerhalb des Frequenzhubbereiches noch mindestens zwei Seitenfrequenzen mit erheblicher Amplitude (abhängig vom Modulationsindex) auftreten.

- A = TRÄGERAMPLITUDE
- Ω = TRÄGERFREQUENZ
- α = MODULATIONSAMPLITUDE
- ω = MODULATIONSFREQUENZ

Phasenhub $\Delta \alpha$, ist hier der Amplitude der Modulationsschwingung proportional; die Häufigkeit der Auslenkung entspricht der Frequenz der Modulationsschwingung.

Der mit Phasenmodulation erzielbare Frequenzhub (die zeitliche Ableitung der Phase) ist sehr klein. Man moduliert hierzu eine niedrige Trägerfrequenz und vervielfacht diese dann in mehreren Stufen. Bei jeder Frequenzvervielfachung erhöht

sich der Frequenzhub um den gleichen Faktor, so daß man letzten Endes auf den Frequenzhub kommt, der für eine verzerrungsfreie Übertragung notwendig ist. Wie bei der Frequenzmodulation treten hier unendlich viele Seitenfrequenzen auf.

Der besondere Vorteil der Frequenz- und Phasenmodulation, die beide oft unter dem Oberbegriff **Winkelmodulation** zusammengefaßt werden, ist der Umstand, daß die Trägeramplitude

kein Signal enthält. Auf dem Übertragungsweg erlittene Amplitudenverzerrungen oder überlagerte Störspannungen ändern die Zeicheninformation nicht. Sie können durch Begrenzung der Amplitude des Trägers unterdrückt werden, denn die Information steckt nur in der Folge der Nulldurchgänge der Trägerschwingung bzw. deren zeitlicher Verschiebung gegen Ω_0 . Die Winkelmodulation bietet also eine relativ störungsfreie Übertragung.

Pulsmodulation

Ein Impuls ist ein Strom- oder Spannungsstoß, der durch seine Länge (Dauer), Amplitude und Phase bestimmt ist. Eine Folge von Impulsen ist ein Puls. Zur Modulation wird eine der Bestimmungsgrößen des Pulses verändert. Entsprechend unterscheidet man Pulsamplitudenmodulation (**PAM**), Pulsdauermodulation (**PDM**), Pulsfrequenzmodulation (**PFM**) und Pulsphasenmodulation (**PPM**). Eine weitere Modulationsart ist die Pulsmodulation (**PCM**), bei der die Impulsfolge entsprechend der Nachricht in einem bestimmten Code ausgesendet wird.

Die Pulsmodulation ist eine Darstellung der Nachricht in Form einer entsprechend beeinflussten Impulsfolge, die sich jedoch noch im niederfrequenten Bereich befindet. Um auf einen hochfrequenten Träger übertragen zu werden, muß der modulierte Puls noch einmal nach einem AM- oder FM-Verfahren den Träger modulieren. D.h., zur Übertragung der Nachricht mit Pulsmodulation und einem hochfrequenten Träger muß zweimal moduliert werden. Man spricht dann z.B. von PAM-FM.

zen, die höher als die höchste in der Nachricht vorkommende Frequenz f_0 sind, durch einen Tiefpaß zu unterdrücken. Hinter dem Tiefpaß ist die Nachricht originalgetreu wieder verfügbar. Bei einem Telefoniekanal beträgt die Bandbreite 300 Hz bis 3,4 kHz. Entsprechend dem Abtasttheorem müßte die minimale Abtastfrequenz also $F_0 = 6,8$ kHz betragen. Die europäischen Postverwaltungen verwenden bei der Anwendung dieser Technik in PCM-Systemen (siehe Seite 119) eine Abtastfrequenz von 8 kHz, um einen genügenden Abstand zur Minimalforderung zu gewinnen.

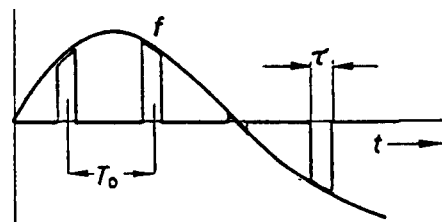


Bild 6.7 Pulsamplitudenmodulation **PAM**

Das Abtasttheorem

Das Abtasttheorem besagt, daß eine kontinuierliche Funktion, z.B. eine Nachrichtenschwingung, in ihrem Verlauf eindeutig bestimmt ist, wenn aus einem vollen Sinusschwingungszug mindestens zwei diskrete Amplitudenwerte im Abstand T_0 bekannt sind (Bild 6.7). Man kann also eine Nachrichtenschwingung mit einer Impulsfolge abtasten, deren Frequenz F_0 mindestens zweimal so groß ist als die höchste im Nachrichten-Frequenzgemisch vorkommende Frequenz f_0 und daraus die Nachricht originalgetreu wiedergewinnen. Zum Wiedergewinnen der Nachricht aus der Impulsfolge ist es notwendig, alle im Frequenzspektrum der Impulse vorkommenden Frequen-

$$\tau = \text{IMPULSBREITE}$$

$$T_0 = \text{TAKTABSTAND}$$

Auf der Grundlage des Abtasttheorems ist das **Zeitmultiplexverfahren** aufgebaut. Hierbei werden die Impulse verschiedener Nachrichtenquellen zeitlich hintereinander verschachtelt auf den gleichen Übertragungskanal gegeben und am Ende der Übertragungsstrecke wieder voneinander getrennt. Die einer Nachrichtenquelle zugehörigen Impulse liegen im Abstand T_0 voneinander. Zwischen zwei so aufeinanderfolgenden Impulsen ist Platz für die Impulse anderer Nachrichtenquellen, die ebenfalls im Abstand T_0 liegen. Wieviele Impulse sich in diesem Platz unterbringen lassen, hängt ab von der Zeit T_0 und

$\tau =$ IMPULSBREITE
 $T_0 =$ TAKTABSTAND

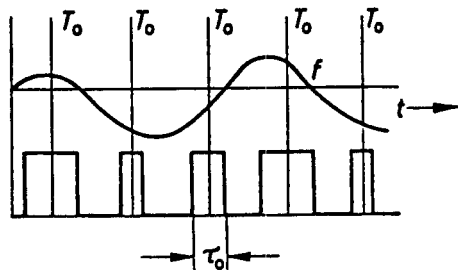


Bild 6.8 Pulsdauermodulation PDM

$\Delta\alpha =$ PHASENHUB
 $\alpha_0 =$ ZEITHUB

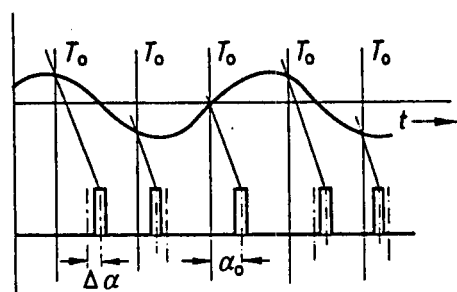


Bild 6.9 Pulsphasenmodulation PPM

von der Breite τ der einzelnen Impulse. Die Impulse der einzelnen Nachrichtenquellen werden in zeitlicher Folge auf den Kanal geschaltet und am Ausgang mit einem synchron zu diesem Schalter laufenden zweiten Schalter auf die jeweiligen Empfängerleitungen verteilt.

6.5.2. Pulsamplitudenmodulation

Hierbei wird die Amplitude der im gleichen Taktabstand T_0 aufeinanderfolgenden Impulse von der Modulationsspannung her beeinflußt (Bild 6.7). Die Amplitude der Impulse gibt ein getreues Bild der Amplitude der Modulationsspannung zum jeweiligen Zeitpunkt. Die minimale Häufigkeit der Impulse wird durch das Abtasttheorem begrenzt. Die Impulsbreite τ hängt vom Aufwand, den man treiben will, ab und ist nur bei Zeitmultiplexsystemen von wesentlichem Interesse. Allerdings sind die Amplituden des Frequenzspektrums des Impulses vom Verhältnis T_0/τ abhängig. Das Frequenzspektrum reicht beim Rechteckimpuls bis zu sehr vielen Seitenfrequenzen. Der modulierte Impuls hat links und rechts von F_0 Spektrallinien, die jeweils um $F_0 \pm nf$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) verschoben sind. Die F_0 direkt benachbarten Spektrallinien haben die halbe Amplitudenhöhe des Impulses und werden

nach dem Abtasttheorem alleine für die Rückgewinnung der Nachricht benötigt.

6.5.3. Pulsdauermodulation

Träger der Information ist hier die Dauer der Impulse. Je nach der Höhe der im Augenblick T_0 abgetasteten Modulationsspannung wird die Dauer (Länge) des Impulses ausgehend von einer mittleren Breite τ_0 nach größeren und kleineren Werten hin verändert (Bild 6.8). Als Bezugspunkt wird neben der Impulsmitte oft auch die Vorder- oder Hinterflanke verwendet. Das Spektrum des modulierten Impulses ist ähnlich breit wie bei PAM; auch hier werden zur Rückgewinnung der Nachricht nur die beiden F_0 direkt benachbarten Spektrallinien ausgenutzt.

6.5.4. Pulsphasen-(-frequenz-) Modulation

Überträgt man bei einem dauermodulierten Puls z.B. nur die Vorderflanken der Impulse als neue nadelfeine Impulse konstanter Dauer τ_0 , so liegt im Abstand des neuen Impulses von T_0 , also in seiner Phasenlage zu T_0 , die Nachricht. Entsprechend der Amplitude der abgetasteten Modulationsspannung schwankt die Phasenlage des neuen Impulses zu T_0 ; man hat eine **Pulsphasenmodulation** (Bild 6.9). Die größte zeitliche Verschiebung des Impulses von α_0 wird als **Zeithub** bezeichnet und kan maximal $T_0/2$ betragen, abzüglich eines Respektabstandes vom folgenden Impuls, um gegenseitige Störungen zu vermeiden. Im Zeitmultiplexverfahren ist der Zeithub um die Zahl der Kanäle kleiner. Der Zeithub ΔT hängt mit dem **Phasenhub** $\Delta\alpha$ der Impulsfrequenz F_0 nach der Beziehung $\Delta\alpha = \Omega_0 \Delta T$ zusammen. Das für die Wiedergewinnung der Nachricht nutzbare Spektrum des modulierten Impulses ist verzerrt, die PPM wird daher zur Demodulation in eine PAM oder PDM umgewandelt.

Pulsfrequenzmodulation ist eine Phasenmodulation mit Vorverzerrung abhängig von $1/\omega$, so daß der Phasenhub der Modulationsfrequenz f umgekehrt proportional ist.

6.5.5. Pulscode modulation

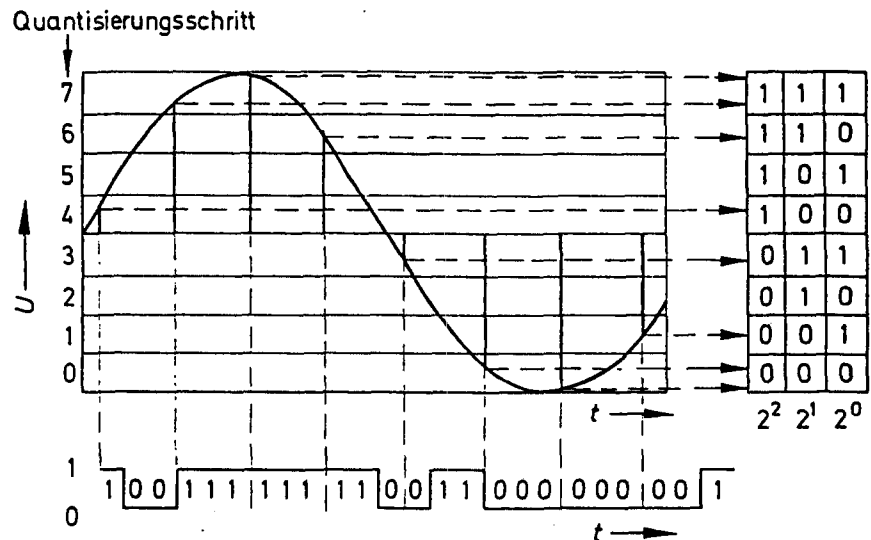
Tastet man aus einer Schwingung einer variablen Frequenz f_0 nach dem Abtasttheorem mit der Abtastfrequenz F_0 zu bestimmten Zeitpunkten die jeweils gerade anstehenden Amplitudenwerte

heraus, so können diese beliebige Werte zwischen 0 und einem Maximalwert haben. Bei der Pulscode-Modulation (PCM) wird nun diese unendlich hohe Zahl an Amplitudenwerten in eine endliche Zahl von Amplitudenstufen unterteilt (quantisiert) und jeder dieser Amplitudenstufen eine bestimmte Folge von Impulsen (Kode) zugeordnet. Um aus diesen Impulsfolgen den ursprünglichen Amplitudenwert genügend originalgetreu wiedergewinnen zu können, muß man eine Mindestzahl an Stufen (Quantisierungsschritten) vorsehen. Das PCM-System der Post zur Fernsprechübertragung verwendet hierfür z.B. $256 = 2^8$ Stufen für den Wert von negativer zu positiver Amplitudenspitze. Entsprechend setzt

Tafel 5.1. Gegenüberstellung von Dualkode und Graykode mit den zugehörigen Dezimalzahlen für 3 bit

Dezimalzahl	Dualkode	Graykode
0	000	000
1	001	001
2	010	011
3	011	010
4	100	110
5	101	111
6	110	101
7	111	100

Bild 6.10 Schema der Quantisierung und Kodierung mit einem 3-bit-Dualkode



sich das **Kodewort** (Impulskombination) für eine bestimmte Amplitude aus der Kombination von 8 Impulsen zusammen (8-bit-Kode).

Bild 6.10 zeigt das Schema der Quantisierung vereinfacht am Beispiel eines 3-bit-Kode. Dargestellt ist der **Dualkode**, wegen seiner geringeren Fehlerwahrscheinlichkeit bei Störungen im Übertragungsweg wird jedoch der **Graykode** bevorzugt. Die Gegenüberstellung (mit 3 bit) zeigt Tafel 5.1. Der reine **Binärkode**, der nach Bild 6.11 nur die Zustände 0 und 1 kennt, hat verschiedene Nachteile, deren wichtigster ein mitzuübertragender Gleichstromanteil ist. Dies vermeidet man mit einem **pseudoternären Kode**, der die 1-Signale abwechselnd in positiver und negativer Richtung überträgt; man nennt diese Kodeform auch **AMI-Kode** (alternate mark inversion). Auch dieser Kode hat einen Nachteil; bei einer Folge von mehreren Nullen hintereinander fällt die aus den Bits abgeleitete Synchronisierung

außer Tritt. Man hilft sich hier mit einer künstlich dazwischengeschobenen 1, die der Empfänger als solche erkennen kann. Dieser beim PCM-30-System der Post verwendete Kode heißt **HDB-3-Kode** (high density bipolar).

Wie oben am Beispiel des PCM-Systems der Post dargestellt, sind für die Unterscheidung von 256 Quantisierungsstufen 8 bit nötig entsprechend

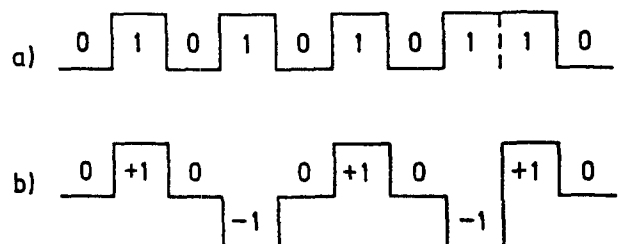
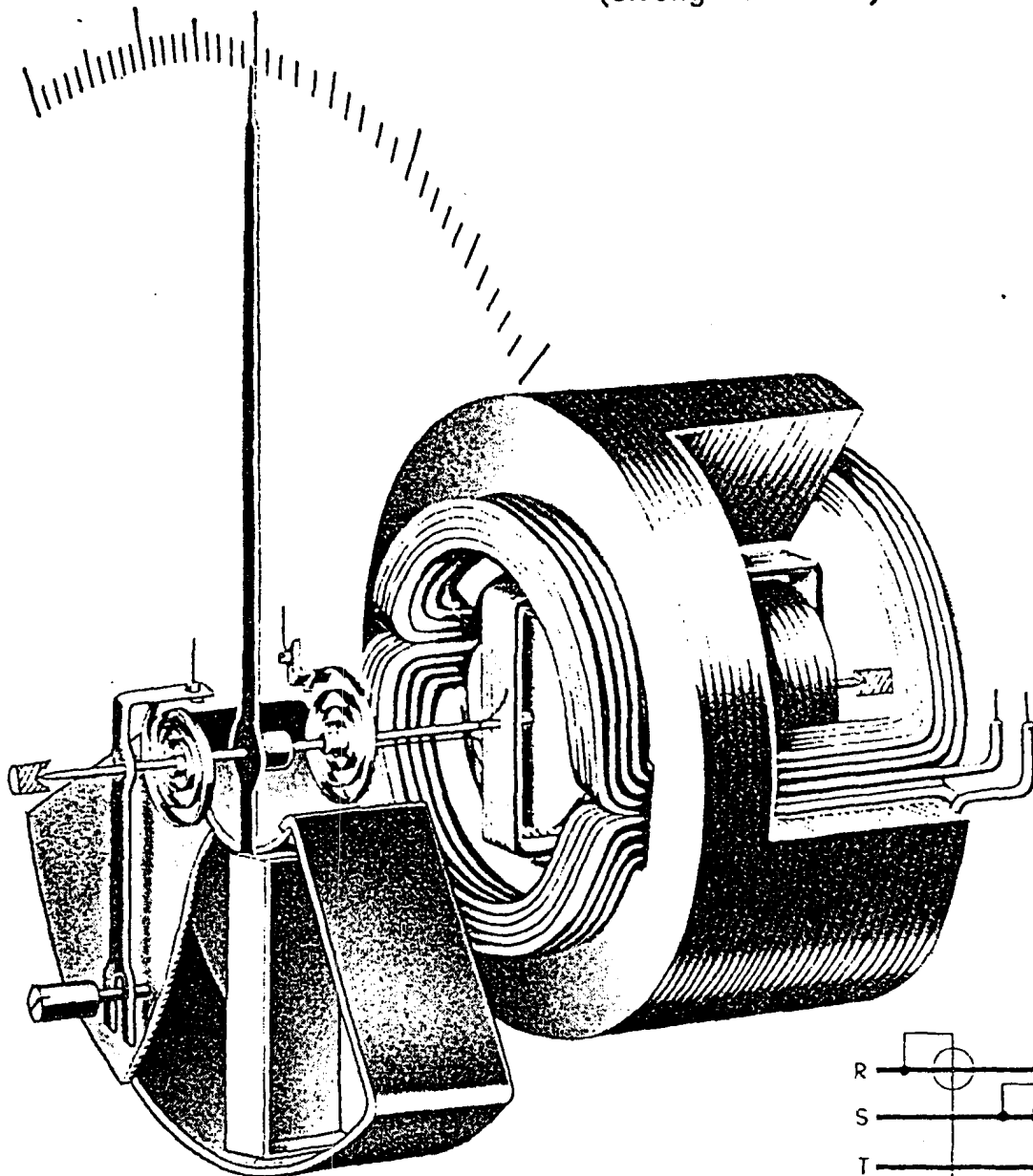


Bild 6.11 Reiner Binärkode (a) und pseudoternärer Kode (b)

Elektrodynamisches Meßwerk (eisengeschlossen)



Bei dem eisengeschlossenen elektrodynamischen Meßwerk ist die feste Spule in einen geschlossenen lamellierten Eisenring (auf dem Bild ist zur Einsicht ein Stück herausgeschnitten) eingebaut. Dadurch wird eine stärkere Einstellkraft der sich um einen lamellierten Eisenkern drehenden Spule bewirkt. Außerdem schützt der Eisenring vor störendem Einfluß fremder Felder. Instrumente mit diesem Meßwerk sind insbesondere für betriebsmäßige Leistungsmessungen von Wechsel- und Drehstrom geeignet. Durch Kupplung der Achsen mehrerer Meßwerke entstehen 2- und 3-fach Leistungsmesser. Bei eisengeschlossenen Meßwerken für Gleichstrom-Leistungsmessungen wird im Gegensatz zu den anderen elektrodynamischen Meßwerken wegen der Remanenz des Eisens der Spannungspfad fest und der Strompfad beweglich angeordnet. Das Meßwerk hat kräftige Luftdämpfung.

RFH

Rheinische
Fachhochschule
Köln

Meßtechnik für Elektrotechnik

Fachbereich: Elektrotechnik
Studiengang: Allgemeine
E-Technik

Dipl.-Ing. M. Trier

Elektrizitätszähler

<p>Zählerschild für Wechselstromzähler (nach DIN 43 855)</p>	<p>Zählerkonstante C_z in Umdrehungen je kWh Nach DIN 43 850 120; 150; 187,5; 240; 300; 375; 480; 600; 750; 960 Es werden auch dekadische Vielfache oder Teile von C_z verwendet, z.B. 1200; 60.</p>			
	<p>Elektrische Anforderungen für Wechselstrom-Wirkverbrauchszähler Klasse 2 für direkten Anschluß Nach VDE 0418</p>			
	<p>Nennströme in A: 5; 10; 15; 20; 30; 40; 50</p>			
	<p>Grenzstrom: Vorzugsweise ein ganzzahliges Vielfaches des Nennstromes</p>			
	<table border="1"> <tr> <td>Leistungsaufnahme (maximal) Spannungspfade:</td> <td>Strompfade:</td> </tr> <tr> <td>Wirk- und Scheinleistungsaufnahme* in Einphasenzähler 2W und 8VA in Mehrphasenzählern 2W und 10VA</td> <td>Scheinleistungsaufnahme* in Zählern mit Nennstrom ≤ 30 A: 2,5 VA > 30 A: 5 VA</td> </tr> </table>	Leistungsaufnahme (maximal) Spannungspfade:	Strompfade:	Wirk- und Scheinleistungsaufnahme* in Einphasenzähler 2W und 8VA in Mehrphasenzählern 2W und 10VA
Leistungsaufnahme (maximal) Spannungspfade:	Strompfade:			
Wirk- und Scheinleistungsaufnahme* in Einphasenzähler 2W und 8VA in Mehrphasenzählern 2W und 10VA	Scheinleistungsaufnahme* in Zählern mit Nennstrom ≤ 30 A: 2,5 VA > 30 A: 5 VA			

* bei Nennstrom, Nennfrequenz und Nenntemperatur

Fehlergrenzen für Wechselstrom-Wirkverbrauchszähler für direkten Anschluß Nach DIN 57 418 Teil 1

Einphasen- und Mehrphasenzähler mit symmetrischer Belastung			Mehrphasenzähler mit symmetrischen Spannungen bei einseitiger Last		
Wert des Stromes	Leistungsfaktor	Fehlergrenze in %	Wert des Stromes	Leistungsfaktor	Fehlergrenze in %
$0,05 \cdot I_n$	1	$\pm 2,5$	von $0,2 \cdot I_n$ bis I_n	1	± 3
von $0,1 \cdot I_n$ bis I_{max}	1	$\pm 2,0$	I_n	0,5 induktiv	± 3
$0,1 \cdot I_n$	0,5 induktiv	$\pm 2,5$	von I_n bis I_{max}	1	± 4
von $0,2 \cdot I_n$ bis I_{max}	0,5 induktiv	$\pm 2,0$	I_n Nennstrom		

LEISTUNGSMESSUNG

ALLGEMEIN GILT:

ARBEIT

$$W = Q \cdot U$$

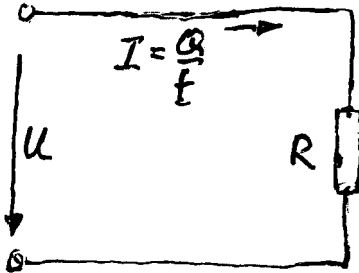
LADUNGS-
MENGE

$$Q = I \cdot t$$



$$W = U \cdot I \cdot t$$

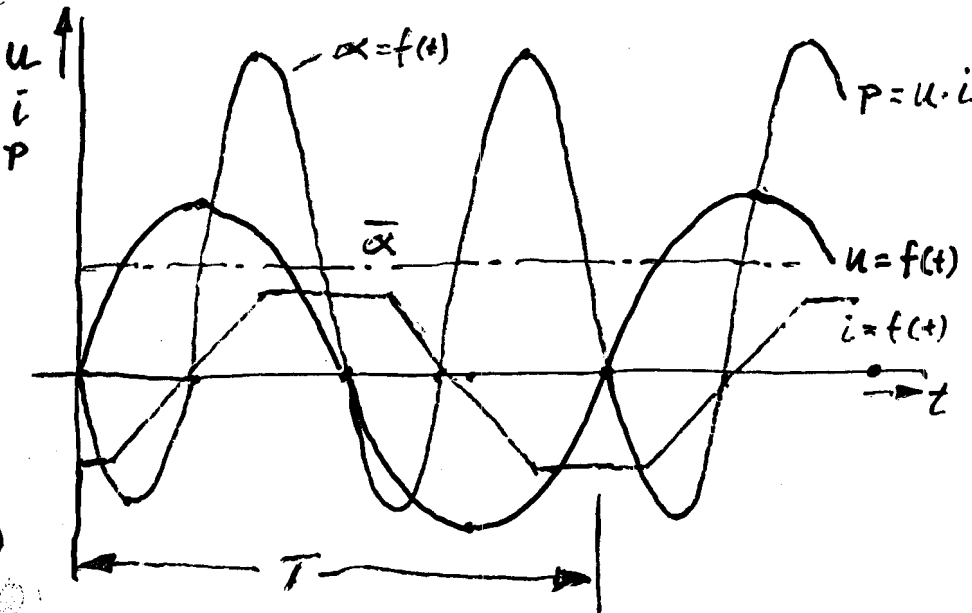
$$[V] \cdot [A] \cdot [s] = [Ws]$$



$$P = \frac{W}{t}$$

$$P = \frac{U \cdot I \cdot t}{t} = U \cdot I \quad [V] \cdot [A] = [W]$$

WECHSELSTROMGRÖSSEN



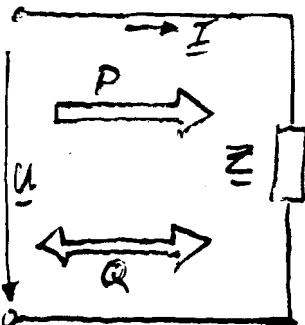
$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i \cdot dt$$

WIRKLEISTUNG

α = MESSZEIGER-
AUSSCHLAG

$$\alpha \sim U \cdot I \sim P$$

KOMPLEXE LEISTUNG



$$S = U \cdot I \cdot \cos \varphi + j U \cdot I \cdot \sin \varphi$$

$$\underline{S} = P + jQ$$

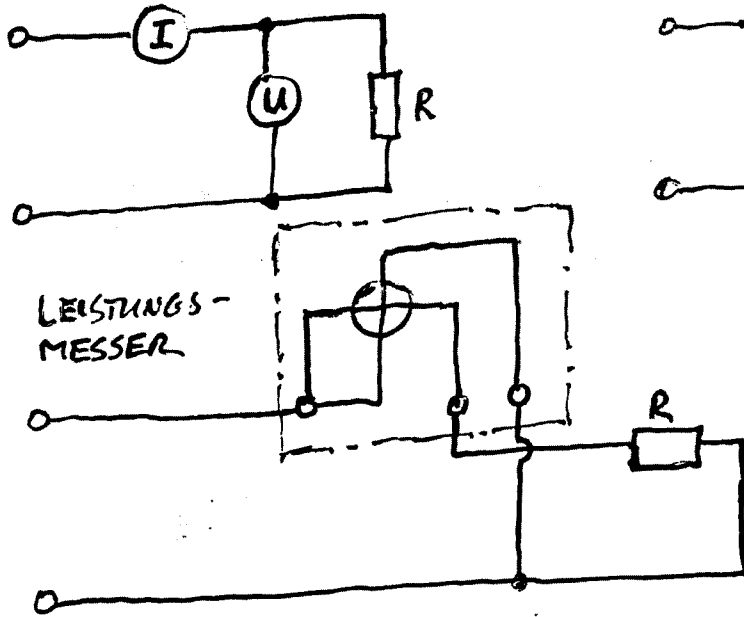
SCH EINLEISTUNG $S = [VA]$

WIRKLEISTUNG $P = [W]$

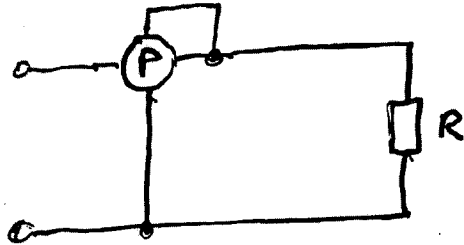
BLINDELEISTUNG $Q = [var]$

LEISTUNGSMESSTECHNIK

LEISTUNGSMESSUNG INDIREKT



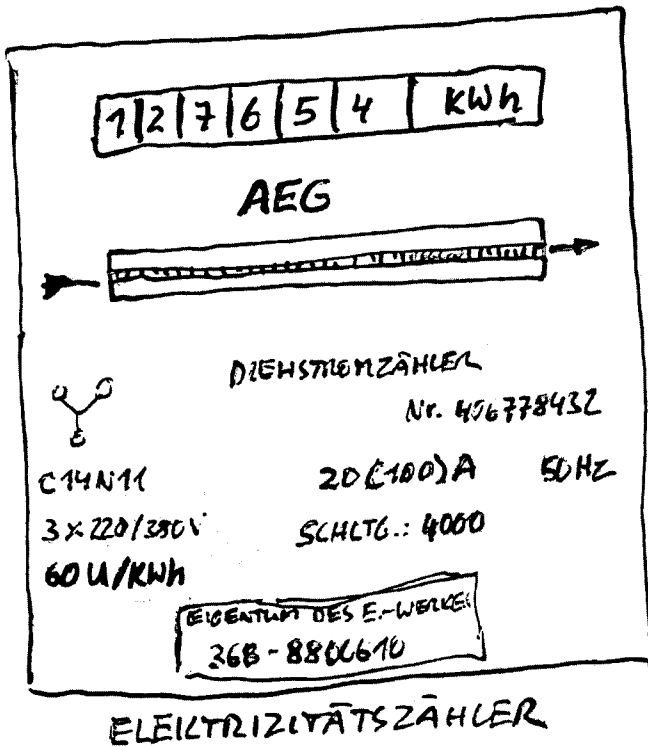
DIREKT



WIRD DIE ARBEIT "W" GEMESSEN, MUSS ZUSÄTZLICH DIE BETRIEBSZEIT GEMESSEN WERDEN!

$$P = W/t$$

ELEKTRIZITÄTSZÄHLER
(KWH-ZÄHLER)

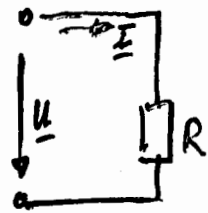


$$P = \frac{W}{t}$$

$$[P] = \frac{1/h}{1/kWh} = kW$$

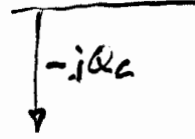
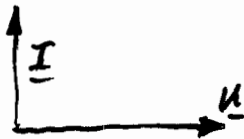
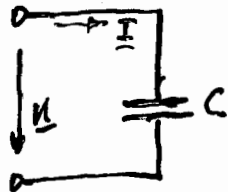
$C_z =$ ZÄHLERKONSTANTE

WIRK-, BLIND-, SCHEINLEISTUNG



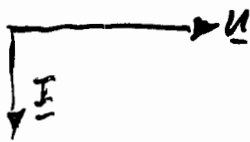
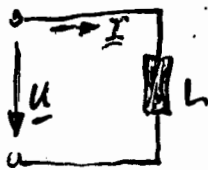
WIRKLEISTUNG

$$P = P$$



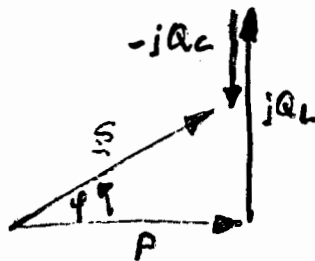
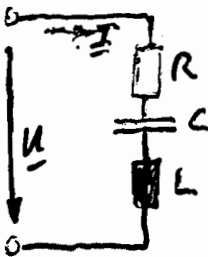
KAPAZIT. BLINDLEISTUNG

$$Q_c = -jQ_c$$



INDUKTIVE BLINDLEISTUNG

$$Q_L = +jQ_L$$

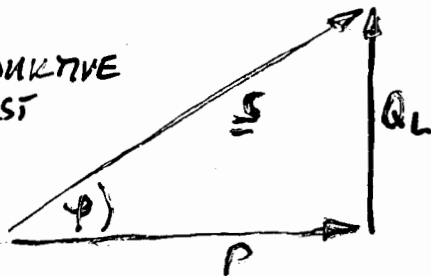


$$S = P + jQ_L - jQ_C$$

$$S^2 = P^2 + (Q_L - Q_C)^2$$

LEISTUNGSFAKTOR

INDUKTIVE LAST



$$\cos \varphi = \frac{P}{S}$$

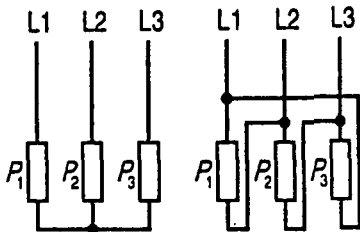
$$S = \underbrace{U \cdot I \cdot \cos \varphi}_{\text{WIRKLEISTUNG}} + j \cdot \underbrace{U \cdot I \cdot \sin \varphi}_{\text{BLINDLEISTUNG}}$$

WIRKLEISTUNG

BLINDLEISTUNG

INDUKTIV, WENN φ POSITIV
KAPAZITIV, WENN φ NEGATIV

Drehstromleistung



$$P_{\text{gesamt}} = P_1 + P_2 + P_3$$

mit

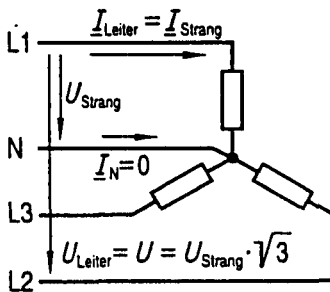
$$P_1 = U_{\text{Str.1}} \cdot I_{\text{Str.1}} \cdot \cos \varphi_{\text{Str.1}}$$

$$P_2 = U_{\text{Str.2}} \cdot I_{\text{Str.2}} \cdot \cos \varphi_{\text{Str.2}}$$

$$P_3 = U_{\text{Str.3}} \cdot I_{\text{Str.3}} \cdot \cos \varphi_{\text{Str.3}}$$

- Die Wirkleistungen der drei Stränge dürfen direkt zur gesamten Wirkleistung zusammengefaßt werden

Symmetrische Sternschaltung

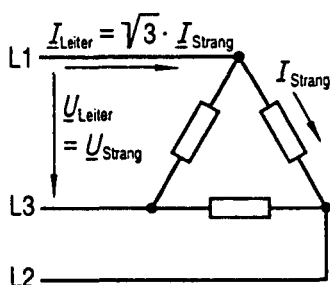


$$P_{\text{gesamt}} = P = 3 \cdot P_{\text{Str.}}$$

mit $P_{\text{Str.}} = U_{\text{Str.}} \cdot I_{\text{Str.}} \cdot \cos \varphi_{\text{Str.}}$
 und $I_{\text{Str.}} = I_{\text{Leiter}} = I$
 und $U_{\text{Str.}} = U_{\text{Leiter}} : \sqrt{3} = U : \sqrt{3}$
 folgt: $P = 3 \cdot \frac{U}{\sqrt{3}} \cdot I \cdot \cos \varphi$

$$P = U \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot \cos \varphi$$

Symmetrische Dreieckschaltung



$$P_{\text{gesamt}} = P = 3 \cdot P_{\text{Str.}}$$

mit $P_{\text{Str.}} = U_{\text{Str.}} \cdot I_{\text{Str.}} \cdot \cos \varphi_{\text{Str.}}$
 und $I_{\text{Str.}} = I_{\text{Leiter}} : \sqrt{3} = I : \sqrt{3}$
 und $U_{\text{Str.}} = U_{\text{Leiter}} = U$
 folgt: $P = 3 \cdot U \cdot \frac{I}{\sqrt{3}} \cdot \cos \varphi$

$$P = U \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot \cos \varphi$$

- Für einen symmetrischen Drehstromverbraucher gilt bei Stern- und bei Dreieckschaltung: $P = U \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot \cos \varphi$

Wirkleistung

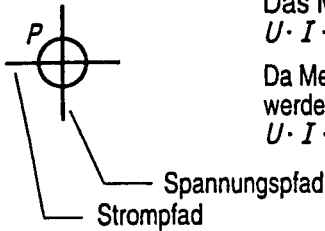
Die gesamte Wirkleistung eines Drehstromverbrauchers setzt sich aus den Leistungen der drei Stränge zusammen. Bei unsymmetrischer Belastung müssen die drei Einzelleistungen berechnet und addiert werden. Sowohl für Stern- als auch für Dreieckschaltung gilt deshalb: gesamte Wirkleistung $P_{\text{gesamt}} = P_1 + P_2 + P_3$. Die Blind- und die Scheinleistungen der drei Stränge dürfen nur unter Berücksichtigung ihrer möglicherweise unterschiedlichen Phasenlagen addiert werden.

Symmetrische Last

Ist ein Dreiphasennetz symmetrisch belastet, so ist die gesamte Wirkleistung gleich der dreifachen Strangleistung. Sowohl für Stern- als auch für Dreieckschaltung gilt: $P_{\text{gesamt}} = 3 \cdot P_{\text{Strang}}$. Bei symmetrischer Last können auch die Blindleistungen bzw. die Scheinleistungen der drei Stränge jeweils direkt addiert werden, da sie in allen Strängen die gleiche Phasenlage haben. Damit erhält man die einfachen Formeln: $S_{\text{gesamt}} = 3 \cdot S_{\text{Strang}}$ und $Q_{\text{gesamt}} = 3 \cdot Q_{\text{Strang}}$. Die Strangleistung erhält man dabei für Schein-, Wirk- und Blindleistung aus dem Produkt von Strangspannung und Strangstrom, nämlich $S_{\text{Strang}} = U_{\text{Strang}} \cdot I_{\text{Strang}}$, $P_{\text{Strang}} = U_{\text{Strang}} \cdot I_{\text{Strang}} \cdot \cos \varphi$ und $Q_{\text{Strang}} = U_{\text{Strang}} \cdot I_{\text{Strang}} \cdot \sin \varphi$. Da bei der Sternschaltung die Spannungen, bei der Dreieckschaltung die Ströme durch den Faktor $\sqrt{3}$ miteinander verkettet sind, lassen sich für beide Schaltungen die gleichen Formeln ableiten: $S = U \cdot I \cdot \sqrt{3}$, $P = U \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot \cos \varphi$ und $Q = U \cdot I \cdot \sqrt{3} \cdot \sin \varphi$. U und I stellen dabei Leiterwerte dar, φ ist der Winkel zwischen Strangspannung und Strangstrom.

Drehstrom-Leistungsmessung

Meßwerk zur Produktbildung

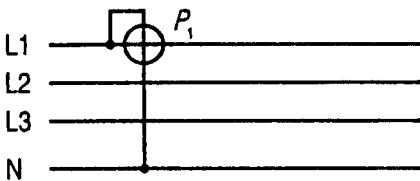


Das Meßwerk zeigt das Produkt $U \cdot I \cdot \cos \varphi$, d.h. die Wirkleistung an.

Da Meßwerk kann auch so beschaltet werden, daß die Blindleistung $U \cdot I \cdot \sin \varphi$ angezeigt wird.

- Die Meßschaltung richtet sich nach dem Drehstromnetz (Drei- oder Vierleiter) und der Last (symmetrisch, beliebig)

Schaltung 3200

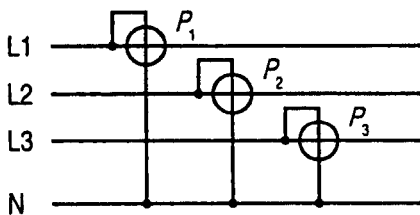


Symmetrische Last
(Y oder Δ)

$$P = 3 \cdot P_1$$

- Zur Leistungsmessung im Vierleiternetz ist bei symmetrischer Last nur ein Leistungsmesser nötig

Schaltung 6200



Beliebige Last
(Y oder Δ)

$$P = P_1 + P_2 + P_3$$

- Bei unsymmetrischer Last sind 3 Leistungsmesser nötig

Prinzip

Bei der Leistungsmessung müssen die Spannungen und die zugehörigen Ströme erfaßt und miteinander multipliziert werden. Im Drehstromsystem erfordert dies unterschiedliche Meßschaltungen, je nachdem ob in einem Drei- oder Vierleiternetz gemessen wird, und ob die Last symmetrisch oder unsymmetrisch ist.

Als Meßwerke werden elektrodynamische Meßwerke, Drehspulmeßwerke mit Meßzusatz (Hall-Generator) sowie elektronische Meßumformer eingesetzt.

Die Meßschaltungen sind nach DIN 43807 genormt.

Vierleiternetz

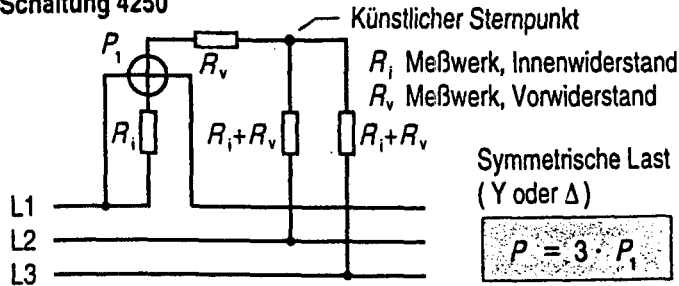
Symmetrische Last

Stellt der Verbraucher eine symmetrische Belastung dar (Motor, Elektroheizung), so genügt es, eine Strangleistung zu messen. Die gesamte Leistung erhält man durch Multiplikation mit dem Faktor 3. Bei manchen Meßgeräten ist der Faktor 3 bereits bei der Eichung berücksichtigt. Diese Meßmethode wird Ein-Wattmeter-Methode genannt.

Unsymmetrische Last

Enthält der Drehstromverbraucher unterschiedliche Stränge, so müssen drei Leistungsmesser eingesetzt werden (Drei-Wattmeter-Methode). Jeder Leistungsmesser zeigt die Wirkleistung in einem Strang an, die Gesamtleistung ist gleich der Summe der Einzelleistungen. Wirken alle drei Meßwerke auf eine gemeinsame Welle, so kann die Gesamtleistung direkt abgelesen werden.

Schaltung 4250

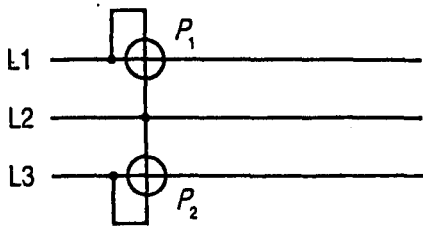


Symmetrische Last
(Y oder Δ)

$$P = 3 \cdot P_1$$

- Mit 2 Zusatzwiderständen kann im Dreileiternetz ein künstlicher Sternpunkt (Potential Null) gemacht werden

Schaltung 5200



Beliebige Last
(Y oder Δ)

$$P = P_1 + P_2$$

- Bei der Aron-Schaltung muß die Richtung des Zeigerausschlags bei der Summenbildung berücksichtigt werden

Dreileiternetz

Künstlicher Sternpunkt

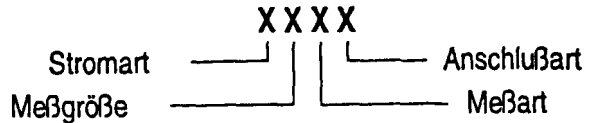
In Dreileiternetzen, die naturgemäß keinen Sternpunkt haben, lassen sich Strangleistungen nicht direkt messen. Mit Hilfe von zwei zusätzlichen Widerständen, die aus dem Innenwiderstand des Spannungspfad und seinem Vorwiderstand berechnet werden, läßt sich jedoch ein künstlicher Sternpunkt nachbilden. Bei symmetrischer Last wird vom Meßgerät die Strangleistung angezeigt; die Gesamtleistung erhält man dann durch Multiplikation mit dem Faktor 3.

Aron-Schaltung

Im Dreileiternetz kann mit Hilfe einer Zwei-Wattmeter-Methode (Aron-Schaltung) bei symmetrischer und unsymmetrischer Last die Gesamtleistung gemessen werden. Bei dieser Schaltung können beide Meßwerke auch bei symmetrischer Last je nach Leistungsfaktor verschiedene Werte anzeigen: Bei $\cos\varphi = 1$ sind beide Zeigerausschläge gleich, bei $\cos\varphi = 0,5$ ist ein Ausschlag Null. Ist $\cos\varphi < 0,5$, so ist ein Ausschlag negativ, die Meßwerte sind dann voneinander abzuziehen. Für $\cos\varphi < 0,3$ wird die Messung sehr ungenau.

Schaltungsnummern für Leistungsmesser

Die Schaltungen zur Messung der Leistung in Gleich- sowie Wechsel- und Drehstromkreisen werden durch Kennziffern nach DIN 43 807 bezeichnet. Die Schaltungsnummern enthalten 4 Kennziffern für Stromart, Meßgröße, Meßart und Anschlußart.



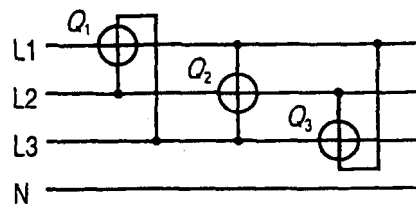
Ziffer	Stromart	Meßgröße	Meßart	Anschlußart
0		Strom	alle Fälle außer 1...6	unmittelbar
1	Zweileiter-Gleichstrom	Spannung	L+ in Stromspule	an Stromwandler
2	Dreileiter-Gleichstrom	Wirkleistung	L- in Stromspule	an Strom- u. Sp.-W.
3	einphasiger Wechselstrom	Blindleistung	o. angeschl. N-Leiter	an Nebenwiderstände
4	Dreileiter-Drehstrom, symmetrische Last	Leistungsfaktor	mit angeschl. N-Leiter	
5	Dreileiter-Drehstrom, beliebige Last		eingeb. Nullp.-Widerst.	
6	Vierleiter-Drehstrom, beliebige Last		eingeb. Kunstschtaltung	

Blindleistungsmessung

Werden in den verschiedenen Meßschaltungen die Wirkleistungsmesser durch Blindleistungsmesser ersetzt, so wird naturgemäß die Blindleistung erfaßt. In Drehstromschaltungen kann die Blindleistung auch mit Wirkleistungsmessern gemessen werden, wenn der Spannungspfad so angeschlossen wird, daß im Vergleich zu entsprechenden Wirkleistungsmessung die Spannung um 90° phasenverschoben ist.

Die Schaltbilder zeigen die Möglichkeiten der Blindleistungsmessung mit Wirkleistungsmessern im beliebig belasteten Vierleiter- und Dreileiternetz. Bei der Berechnung der gesamten Blindleistung ist in beiden Schaltungen noch der Faktor $\sqrt{3}$ zu berücksichtigen. Zur Messung der Blindleistung in symmetrisch belasteten Netzen genügt ein Meßgerät.

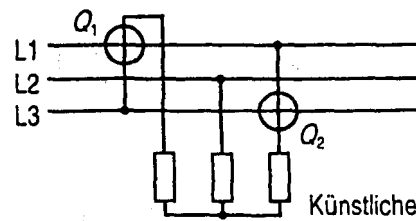
Messung der Blindleistung mit Wirkleistungsmesser im Vierleiternetz



Gesamte
Blindleistung

$$Q = \frac{Q_1 + Q_2 + Q_3}{\sqrt{3}}$$

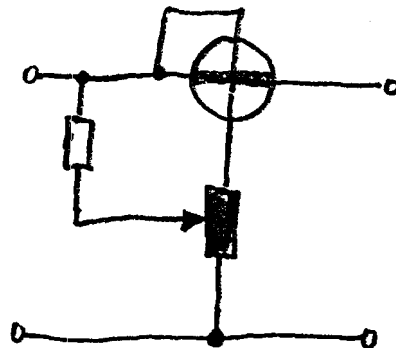
im Dreileiternetz



Gesamte
Blindleistung

$$Q = \sqrt{3} \cdot (Q_1 + Q_2)$$

BLINDLEISTUNGS-
MESSER



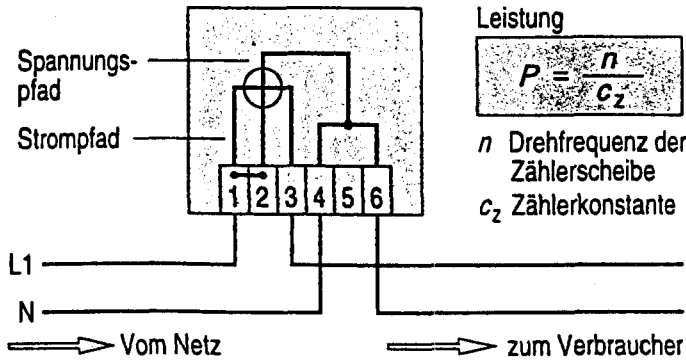
DURCH DIE SPULE IN
SPANNUNGSPFAD

$$\varphi' = 90^\circ - \varphi$$

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi'$$

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi$$

Wechselstromzähler, Schaltung 1000



Leistung

$$P = \frac{n}{c_2}$$

n Drehfrequenz der Zählerscheibe
 c_2 Zählerkonstante

Arbeitsmessung

Die in einer bestimmten Zeitspanne in einem Betriebsmittel umgesetzte elektrische Arbeit kann mit Hilfe einer Leistungs- und einer Zeitmessung bestimmt werden. Voraussetzung ist allerdings, daß die Leistung während der ganzen Meßzeit konstant ist.

Soll die Arbeit über eine längere Zeit hinweg bei veränderlicher Leistung gemessen werden, so wird die Messung mit einem Elektrizitätszähler (Induktionszähler siehe Kap. 8.5) bevorzugt. Induktionszähler messen die Wirkarbeit; wird der Strom im Spannungspfad mit einer phasendrehenden Schaltung um -90° gedreht, so kann auch die Blindleistung gemessen werden. Mit Hilfe eines Elektrizitätszählers kann über die Zählerkonstante auch die Leistung ermittelt werden.

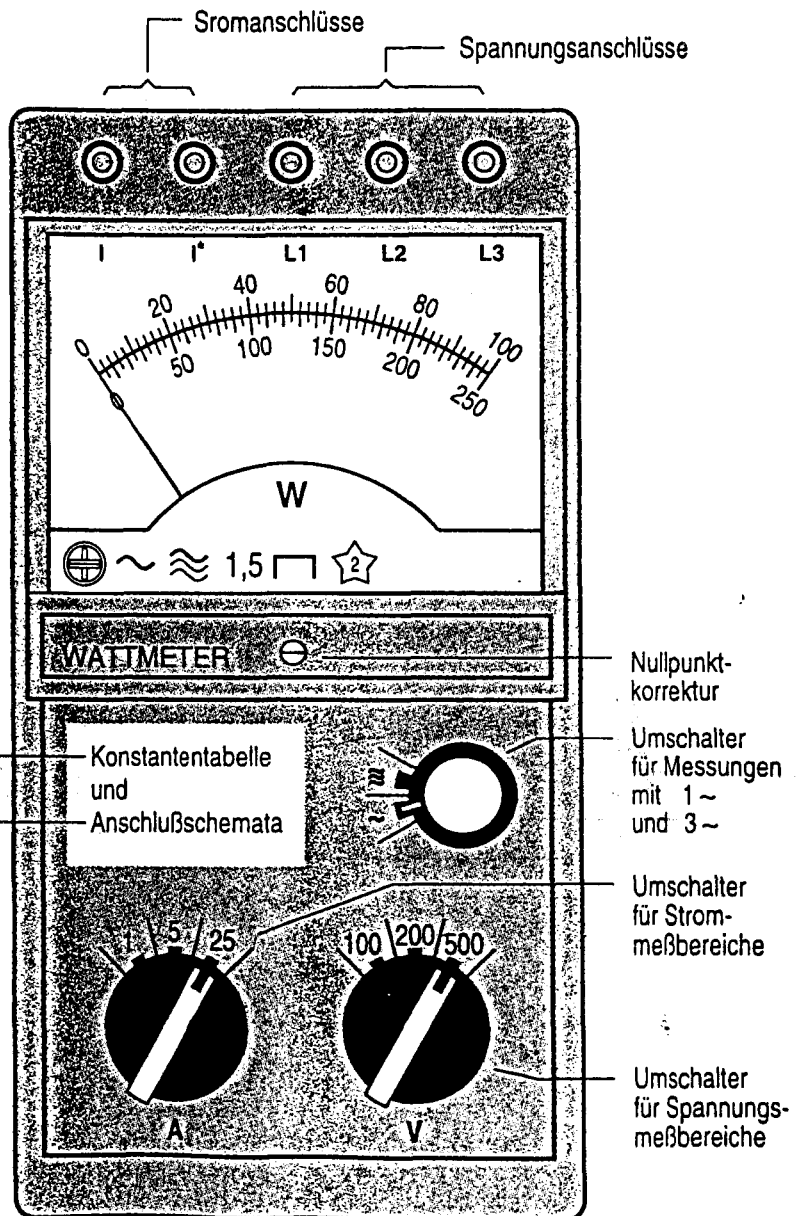
● Elektrische Arbeit wird mit Hilfe von Induktionszählern oder durch eine Messung von Leistung und Zeit bestimmt

Vielfach-Leistungsmesser, Beispiel

Das im Beispiel dargestellte Meßgerät eignet sich zur Leistungsmessung bei Einphasen-Wechselstrom und bei symmetrisch belastetem Dreileiter-Drehstrom ohne N-Leiter.

Konstantentabelle

Nennstrom	Nennspannung	Ablesefaktor			
		0...100	0.250	0...100	0.250
1 A	100 V	1	—	2	—
	200 V	2	—	4	—
	500 V	5	—	10	—
5 A	100 V	5	—	10	—
	200 V	10	—	20	—
	500 V	—	10	—	20
25 A	100 V	—	10	—	20
	200 V	—	20	100	—
	500 V	—	50	—	100



Vorsicht!
Bei der Messung darf weder der Spannungspfad noch der Strompfad überlastet werden.

Anschlussschemata für Wechsel- und Drehstrom

