

## Akustische Stromungs- und Durchflußmeßverfahren

Bei Einstrahlung von US-Wellen in ein bewegtes Medium sind als Wirkungen auf die Wellenausbreitung im Messvolumen auswertbar:

- Frequenzänderungen (Dopplerverfahren, klass. Sing-Around-Verf.)
- Laufzeitänderungen (Transit-Time-Verfahren)
- Phasenverschiebungen (Phasendifferenz-Messung)
- Zeitliche Verfolgung eines Dämpfungsmusters (Korrelationsverfahren)

[dabei steigt i.a. die Auflösung mit  $\Delta t$ ; es wird cw- oder Impulsbetrieb genutzt]

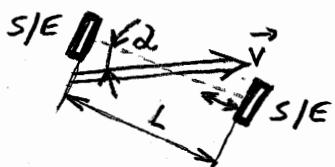
Geräte werden entwickelt als:

- Stromungsmesser für offene Gewässer, feststehend oder mit Orientierung nach dem Erdmagnetfeld, 1-3 Komponenten
- Durchflußmesser als Rohrumbauvariante (eingeflanscht) oder als flexibel einsetzbare clamp-on-Variante, auch für Gräne / Kanäle i.d. Wasserwirtschaft
- Profiler zur Messung des Stromungsprofils in offenen Gewässern (ADCP) oder in Rohren / Kanälen 1-3 Komponenten, Meeresforschung >100m Tiefe

## Physikalische Messprinzipien

### 1.) Mitführungeffekt

Auswertung der Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit von US-Wellen in der Stromung, Messung in- und gegen  $v$ -Richtung:



im  $\angle \alpha$  schräg in die Stromung  $v$  gestellte Ultraschall-Messstrecke: gemessen wird die Laufzeitänderung infolge der  $v$ -Komponente in Schallstrahlrichtung:  $c \pm v \cdot \cos \alpha$

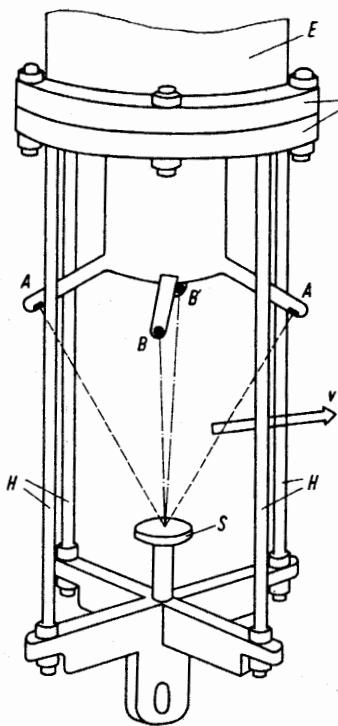
### 2.) Doppler-Effekt

Auswertung der Frequenzänderung einer empfangenen Welle infolge der Relativbewegung von S/E-Wandlern zu reflektierenden Inhomogenitäten, die in der Stromung mitbewegt werden.

### 3.) Korrelations-Meßverfahren

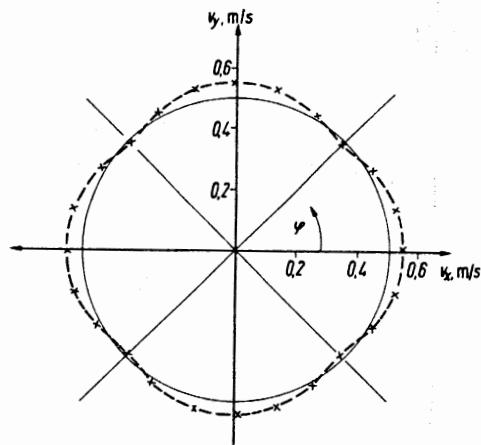
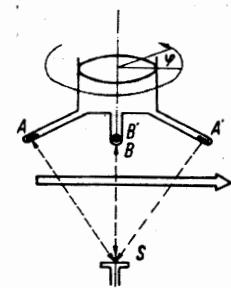
Auswertung der Bewegungszeit stochastischer ("eingefrorener") Parameterschwankungen im Fluid zwischen 2 Sensorschranken (Sensoraufsätzepunkte) oder deren Ortsversatzes zwischen 2 Meßzeitfenstern  
 ↗ Korunkorrelationsanalyse zur Bestimmung der Bewegungszeit.

## Geschwindigkeitsmeßstrecken mit eintauchenden Sonden



**Bild 6.23** Akustischer Zweikomponenten-Strömungsmesser

AA', BB' Ultraschallwandlerpaare für Meßstrecke A-S-A' ( $v_x$ -Komponente) und B-S-B' ( $v_y$ -Komponente)  
S Spiegel (Reflektor); H Haltestab; F Flanschverbindung; E Behältnis für Elektronik; v Strömungsgeschwindigkeit



**Bild 6.24** Kosinustest einer Zweikomponenten-Meßstrecke im Schleppkanal [6.24] bei  $|v| = 0,55 \text{ m/s}$

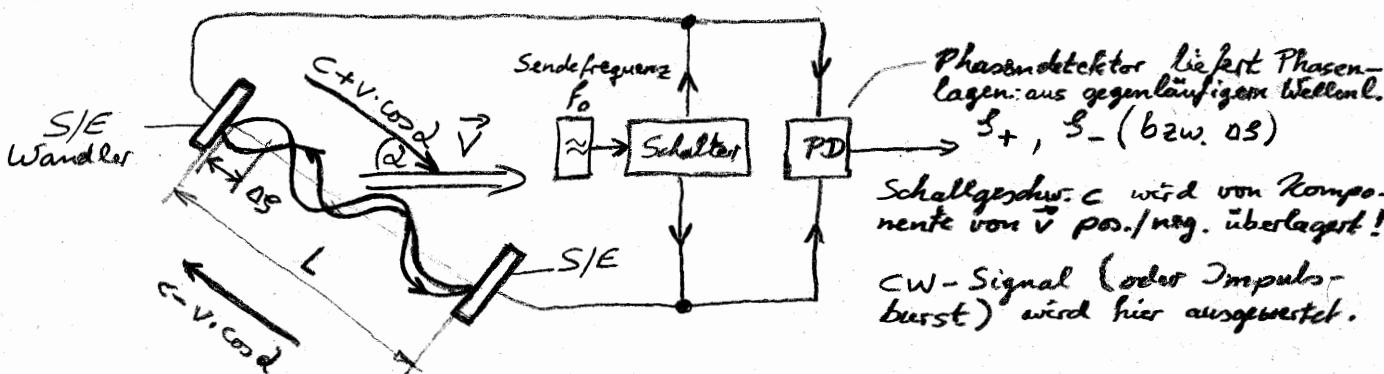
AA'  $v_x$ -Meßstrecke (10 cm); BB'  $v_y$ -Meßstrecke (10 cm); S Spiegel AS = BS (9 cm), Haltestäbe mit 10 mm Ø und 200 mm Abstand

## Zur Messung der Strömungsgeschwindigkeit in Flüssigkeiten / Gasen

Die Komponente der Strömung in Schallstrahlrichtung verändert die Ausbreitungsgeschwindigkeit von akust. Wellen / Impulsen. Hierbei ist i.a. die zu messende Strömungsgeschw.  $v \ll$  Schallgeschw.  $c$  (in  $H_2O$ :  $1480 \text{ m/s}$ )  
Um nicht  $c$  in der Genauigkeit der aufzulösenden Str. geschw.  $v$  bestimmen zu müssen, wird die Änderung der Laufzeit von Wellen bzw. Impulsen in und gegen die Strömungsrichtung gemessen (Differenzbildung):

- Erforderlich ist dann zur Bestimmung von  $v$  (bei Laufzeitdifferenz- und Phasendifferenzverfahren) die Messung von  $c$  nur mit einer Genauigkeit / Auflösung von einigen  $\text{m/s}$ .
- Aus der Laufzeitmessung sind die additiv verknüpften Größen  $v$  und  $c$  nicht separierbar! Problematisch ist die zeitl. Änderung von  $c$  (Parameterabhängig). Deshalb ist speziell bei zeitl. aufeinanderfolgender Messung in- und gegen Strömungsrichtung während der Messzeit die Konstanz von  $c$  wenigstens in der Größe der Genauigkeit / Auflösung der  $v$ -Messung zu fordern!  $\rightarrow$  Erforderl. kurze Messzeiten im ms-Bereich!

## Phasendifferenzmessung



Akust. Meßstrecke der Länge  $L$  wird vom Strömungsvektor  $\vec{v}$  im  $\vec{x}\vec{z}$ -durchströmt. Die  $\pm$  Komponente von  $\vec{v}$  in Schallstrahlrichtung erzeugt in beiden Senderichtungen unterschiedliche Wellenlängen und damit eine Phasendifferenz  $\Delta\phi$ :

$$\Delta\phi_{+-} = 2\pi f_0 \cdot \frac{L}{c \pm v \cdot \cos \alpha}$$

für  $v \ll c$  gilt:

$$\Delta\phi_{+-} \approx \frac{2\pi f_0 L}{c} \left( 1 \mp \frac{v}{c} \cos \alpha \right)$$

▷ Phasendifferenz:

$$\Delta\phi = \frac{4\pi f_0 L \cdot v \cdot \cos \alpha}{c^2}$$

$s_+$  - Phasenlage bei Messung Komponente  $v \cdot \cos \alpha$  in Schallausbreitungsrichtung

$s_-$  - ... gegen ...

$$\begin{cases} \text{für Argument sin-Fkt.:} \\ \text{für } \phi = (\omega t + \varphi_0^\circ) = \omega t, t \rightarrow \text{laufzeit } t_{+-} \end{cases}$$

hierzu Zahlenwertrechnung mit:  $c = 1485 \text{ m/s}$  ( $20^\circ\text{C}$ )

$$f_0 = 7 \text{ MHz}$$

$$L = 70 \text{ cm}$$

$$\alpha = 45^\circ$$

$$v = 70 \text{ cm/s}$$

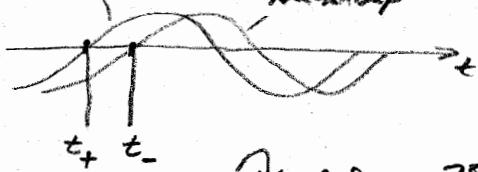
$$\Delta\phi = 0,04 = 2,3^\circ$$

! Eindeutigkeitsbedingung ist einzuhalten

$$\text{d.h. } \underline{\Delta\phi_{max} < 2\pi} \quad (\text{kein Phasenüberschlag})$$

Problem:  $c^2$  - Abhängigkeit!

mgl. Auswertung von  $\Delta\phi$  als Zeitdifferenz, die aus einer Hin- Rücklauf Nulldurchgangstriggerung entsteht



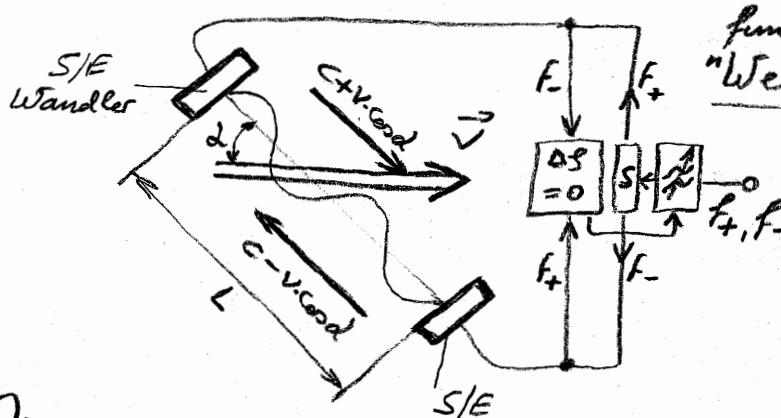
$$\Delta\phi = 2\pi f_0 (t_- - t_+)$$

z.B.: Zählen mit  $f_T = \text{Zähleraktif frequenz}$  über Tastzeit  $\Delta t = t_- - t_+$

! Erforderlich:  $c^2$  - Kompensation, z.B.: in  $H_2O$  ist  $\alpha c \approx 3,4 \text{ m/s}^2$  bei  $20^\circ\text{C}$

▷ Gleichzeitiges Messen von  $c$ !  
(z.B. Laufzeitmessung, bei bekanntem Fluid auch Temperaturmessung)

## Lambda - Locked - Loop



funktioniert als  
"Wellenlängen - Regelschleife":

durch Frequenzregelung wird  
Phasenvergleich  $\delta_+ = \delta_- = \text{const.}$   
für die 2 CW-Signale eingestellt  
d.h.: Wellenlänge  $\lambda$  wird

konstant gehalten!  
(damit ganzzahlige Anzahl  $n$  von  
Wellenlängen in der Meßstrecke  $L$ )

Entstehende Sendefrequenzen:

$$\left[ \begin{array}{l} \text{aus } f = \frac{c}{\lambda} \\ \text{hier ist } \lambda = \text{const.} \end{array} \right]$$

$$f_+ = \frac{c + v \cdot \cos \alpha}{\lambda} \quad \text{in Strömungsrichtung}$$

$$f_- = \frac{c - v \cdot \cos \alpha}{\lambda} \quad \text{gegen Ström. Richtung}$$

aus der Differenzbildung  
der Frequenzen folgt:

$$v = \frac{\lambda (f_+ - f_-)}{2 \cos \alpha} = \frac{L}{2 n \cdot \cos \alpha} \cdot \Delta f$$

Vorteil:  $c$ -unabhängig!

Weil die Anzahl der Wellenlängen  $n = \frac{L}{\lambda}$  durch die Phasen-  
regelung konstant gehalten wird, ist auch

$$\frac{f_0(v=0)}{c_0} = \text{const.}$$

wobei Phasenregler auf  $\varphi = n \cdot 2\pi$  eingestellt ist ( $n$ -ganze Zahl).

Bei 1 MHz folgt mit vorigen Zahlenwertannahmen

als Beispiel:

$f_0 / \text{MHz}$	$n$	$\lambda / \text{mm}$
0,99495	67	7,493
1,00980	68	7,470
1,02465	69	7,449

für  $v=0$

Die messbare Frequenzdifferenz  
in Abhängigkeit von der  
Strömungsgeschwindigkeit ist

$$\frac{\Delta f}{v} = 0,94 \text{ kHz/m.s}^{-1}$$

! Einfluss von Schallgeschw.-änderungen  $\Delta c$  innerhalb  
der Meßzeit, wenn Hin- u. Rückmessung zeitlich aufeinander-  
folgen:

$$v = \frac{\lambda \cdot (f_+ - f_-) - \Delta c}{2 \cdot \cos \alpha}$$

d.h.: Ström.-geschw.  $v$  und  
Änderung  $\Delta c$  können  
nicht separiert werden!

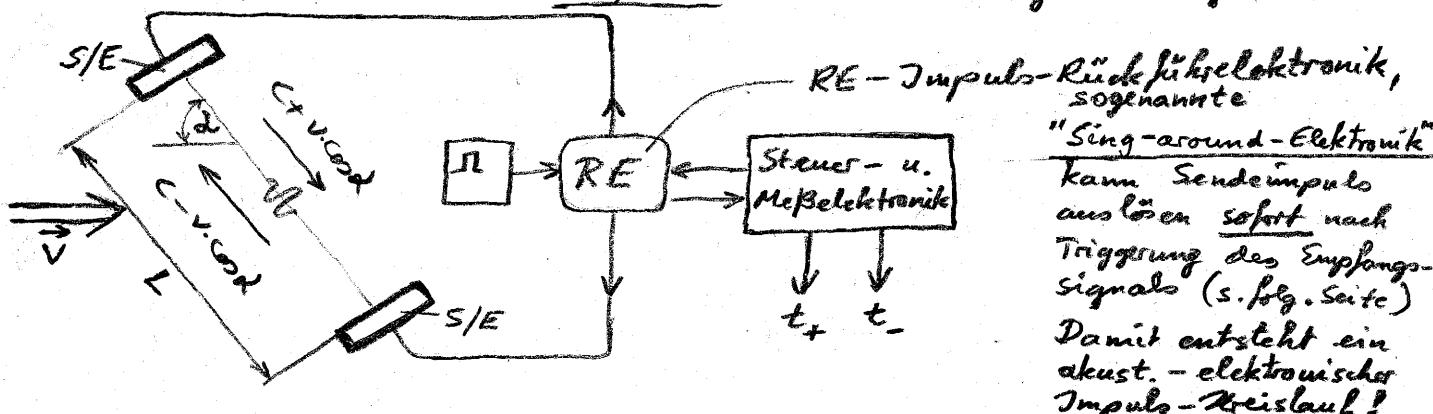
Problem: In Wasser mit  $\Delta c \approx 3,4 \text{ m/s}/^{\circ}\text{C}$  entsteht damit ein  
Meßfehler  $F_{\Delta c} \approx 10 \text{ cm/s}$  für  $\Delta T(\text{Wasser}) = 0,03^{\circ}\text{C}$

d.h. es würde eine Fehlmeßung  $F_{\Delta c}$  infolge  $\Delta c$  vorgenässt!

Allg. sind kurze Einzelmeßzeiten erforderlich! um Parameteränderungen, die auf  $c$  Einfluß haben, und damit ins Meßergebnis für  $v$  eingehen, zu minimieren! Insbesondere darf sich  $c$  in der Zeit einer Vor- und Rückwärtsmessung nicht ändern!

### Impulslaufzeitverfahren (Transit-Time-Verf.)

hier Impulsanregung der Wandler: Wellenpaket gesendet, Empfangssignal getriggert  
Laufzeit in beiden Richtungen wird gemessen.



Laufzeit: in Strömungsrichtung:  $t_+ = \frac{L}{c + v \cdot \cos \alpha}$   
gegen  $-"$ :  $t_- = \frac{L}{c - v \cdot \cos \alpha}$

mit Näherung  $V \ll c$   
lassen sich angeben:

• Zeitdifferenz:

$$\Delta t = t_- - t_+ = \frac{2 L \cdot v \cdot \cos \alpha}{c^2} \quad \boxed{nv}$$

Problem:  $c^2$ -Abhängigkeit!

aber unter Nutzung von  $\Sigma t$   
ist die  $c$ -Bestimmung mgl.



• Zeitsumme:

$$\Sigma t = t_- + t_+ = \frac{2 \cdot L}{c} \quad \boxed{\frac{1}{c}}$$

damit wird nach  
Einsetzen von  $\Sigma t$ :

$$v = \frac{\Delta t}{(\Sigma t)^2} \cdot \frac{2 \cdot L}{\cos \alpha}$$

(Allg. auch Darst. mgl.:  $v = \frac{\Delta t}{\bar{t}^2} \cdot \frac{L}{2 \cdot \cos \alpha}$  mit  $\bar{t} = \frac{t_+ + t_-}{2}$ )

Zahlenrechnung: Meßergebnis für Differenzlaufzeit

mit vorigen Annahmen für  $v = 1 \text{ cm/s}$   $\rightarrow \Delta t = 0,64 \text{ ns}$

zum Vergleich: in 1 ns legt ein elekt. Impuls (in Leitungen)  
legt Licht im Vakuum/Luft

ca. 20 cm zurück!  
ca. 30 cm zurück!

→ C-Kompensation,  
so daß Meßergebnis für  $v$   
unabhängig von  
Schallgeschw.  $c$  wird.

(!) gilt nur für statischen  
Wert  $c$ , d.h.  $c \neq f(t)$

~ Problem: zeitlich hochauflösende und stabile  
ns - Impulsmeßtechnik erforderlich für  $v_{min}$  im mm/s-Bereich!

Um die hohen Anforderungen an die Zeitmeßelektronik zu entschärfen, wird der  
Ausweg: Anwendung des "Sing-Around-Verfahrens" genutzt:

mit höherer Anzahl n akust. Umläufe wird die Zeitdifferenz  $\Delta t$  erheblich auswertbar!

Werden dabei die Zeiten  $t_+$  und  $t_-$  über ein Impulszählverfahren aus einer stabilen Taktfrequenz  $f_T$  bestimmt, so folgen die

$$\text{Zählergänge: } z_+ = f_T \cdot n \cdot t_+ \text{ in Stromrichtg.}$$

$$z_- = f_T \cdot n \cdot t_- \text{ gegen Stromrichtg.}$$

und damit

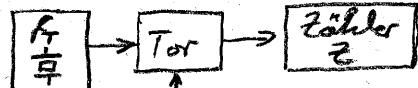
$$\text{Diff: } \Delta z = f_T (n t_- - n t_+) = \frac{2 L n f_T v \cos \alpha}{c^2}$$

$$\text{Summe: } \Sigma z = \frac{2 L n f_T}{c} \quad (\text{einfacher Vorwärtszähler})$$

↓ Strömungsgeschw.: mit  $c$ -Kompensat.

$$v = \frac{\Delta z}{(\Sigma z)^2} \cdot \frac{2 L n f_T}{\cos \alpha}$$

Zeitmessung mit Taktfrequenz  $f_T$ :



$n t_\pm$  aus der  
Meßelektronik

(z.B. Vorw./Rück-  
wärtszähler)

oder auch:  
 $z_+, z_-$  einzeln gezählt,  
gezeichnet → verrechnet

Erforderl. Meßzeit:  $t_m = n \cdot (t_+ + t_-) + \text{Umschaltzeit (der Rückführtechnik)}$

### Dimensionierung des Transit-Time Verfahrens (Beispiel)

$\Delta z$  soll für Auflösung  $\Delta v = 1 \text{ cm/s}$  z.B. 1 bit betragen,

$$\text{so wird } n_{min} = \frac{c^2}{2 L \cdot f_T v \cdot \cos \alpha}$$

minimale Zahl der erforderl.  
akust. Umläufe

$$t_{min} = \frac{2 L n}{c}$$

erford. Mindestmeßzeit

Zahlenrechnung für vorige Annahmen mit  $f_T = 60 \text{ MHz}$  (HCT-Baureihe)

$$\text{erford. : } n_{min} = \frac{27 \text{ Umläufe}}{t_{min}}$$

$$t_{min} \approx 4 \text{ ms}$$

} für Auflösung  
 $\Delta v = 1 \text{ cm/s}$

! Techn. Realisierung bedeutet Schließen eines

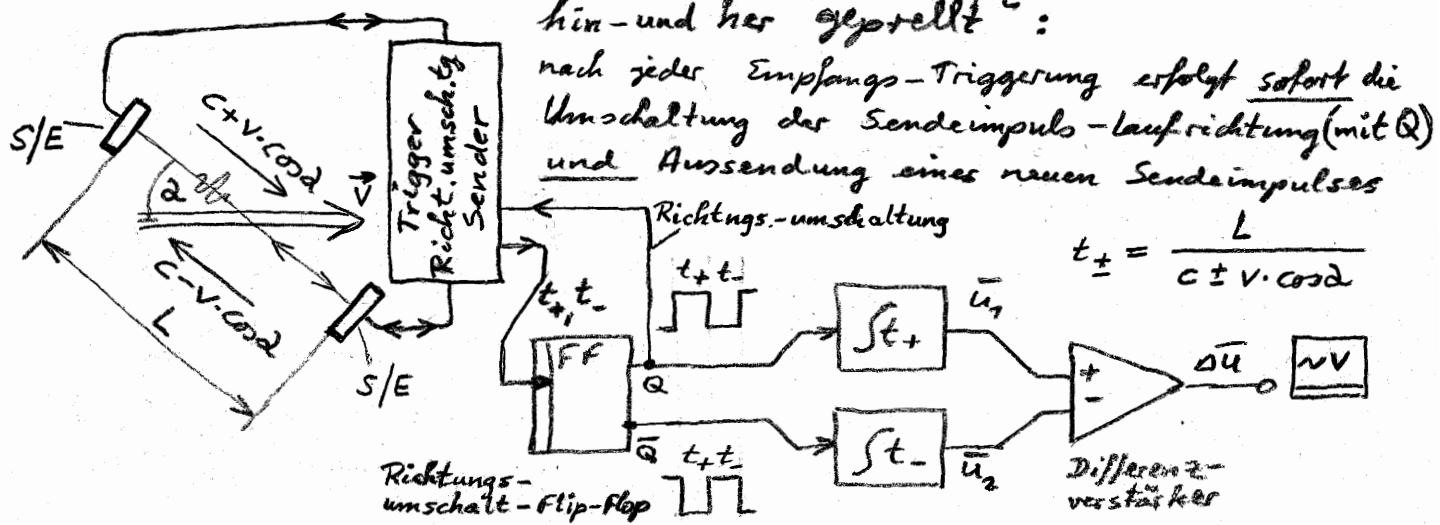
Komplizenes zwischen Meßzeitverlängerung und Meßwertauflösung.

Hohe Impulsanzahl n widerspricht Forderung nach minimaler Meßzeit wegen des AC-Einflusses auf das Meßergebnis!

⇒ Bei  $t_m \approx 1 \dots 3 \text{ ms}$  ist Messung noch etwa im "selben" Volumenanteil  
ingl., √ Bestimmung von  $t_+, t_-$  erfolgt damit unter gleichen Beding. für c

## Impulsreflexions - Verf. ("Ping-Pong" - Verf.)

Laufzeitverfahren , US-Impuls wird in der Meßstrecke hin- und her "gespielt":

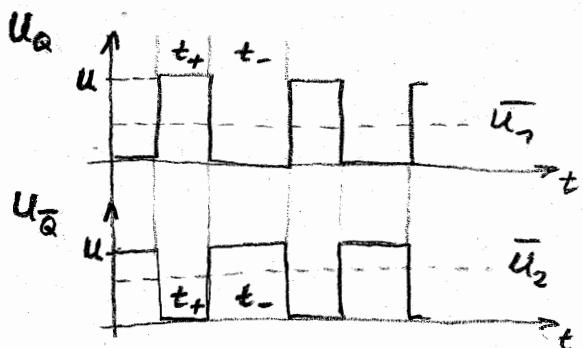


Periodendauer  $T_p = t_+ + t_-$  (Laufzeiten in Rin- und Rückrichtung)

Am Q-Ausgang des FF entsteht eine

Impulsfolge mit Tastverhältnis:  $\frac{t_+}{t_-} = \frac{c-v \cdot \cos \alpha}{c+v \cdot \cos \alpha}$  (am  $\bar{Q}$ -Ausgang invertiert)

Wird mit  $t_+$  bzw.  $t_-$  eine stabilisierte Spannung  $U$  geschaltet:



kann durch Integration über t die Bildung der Mittelwerte  $\bar{U}_1$  und  $\bar{U}_2$

als Stromgeschwind.-abhängige Werte erfolgen:

$$\text{mit } \bar{U} = \frac{1}{T} \int u \cdot dt \quad \Rightarrow \quad \text{arithm. Mittelwert}$$

$$\bar{U}_1 = \frac{U}{t_+ + \frac{t_-}{t_+}} = \frac{U}{2} - U \cdot \frac{v}{2c} \cos \alpha$$

$$\bar{U}_2 = \frac{U}{t_+ + \frac{t_+}{t_-}} = \frac{U}{2} + U \cdot \frac{v}{2c} \cos \alpha$$

Differenz der Mittelwerte:

$$\Delta U = \bar{U}_2 - \bar{U}_1 = U \cdot \frac{v}{c} \cos \alpha$$

$\sim v$

Realisierbar mit analoger Schaltungstechnik unter Nutzung des

Charge-Balancing - Verf.  $\rightarrow$  7 Schwellen - U/f - Wandler, dabei

Kompensiert: c-Abh. mit Hilfe der Ping-Pong-Frequenz  $f_p$   
U-Abh. mit Hilfe des Rücksetzstromes aus U

z.B. folgt mit vorigen Werten  $L = 0,1 \text{ m}$ ,  $C = 1485 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ ,  $U = 5 \text{ V}$   
 für  $v = 1 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$   $\rightarrow \Delta U = 23,8 \mu\text{V}$  als Differenzspannung

Vergleich: für Offsetdrift eines OV von  $0,5 \mu\text{V}/\text{K}$  wird im Temp.-Bereich  $\Delta T = 50^\circ\text{C}$  die Drift  $25 \mu\text{V}$  ...

! Triggervorgang: keine parasitären Schwingungen am Empfänger zu lassen  
 (z.B. Sendevorgang noch nicht abgeklungen / Resonanzen / Überlagerg. vagabundierender Impulse ...)

Bem: Reziprozität der Ultraschallwandler

allg. cf: definierte Triggerzeitpunkte (Nulldurchgangstriggerung)  
 konstante Totzeiten (Totzeitdifferenzen)  
 hohe Impuls-Flankensteilheiten (günstig 40% rel. Bandbreite der Wandler)

Die Reziprozität der Wandleranordnung ist darstellbar

bei Stromansteuerung  $\rightarrow$  Spannungsempfang (oder Spannungsanst.  $\rightarrow$  Stromempf.)  
 es gilt:

wobei:  
 $Z_{\text{Wandler}} > Z_{\text{Medium}}$   
 Van Oberfläche  $2\rho$   
 sonst Korrektur

$$\frac{A \cdot u}{J_s} = \frac{U_e}{Z_p}$$

$A \cdot u = q$  - Volumenfluss

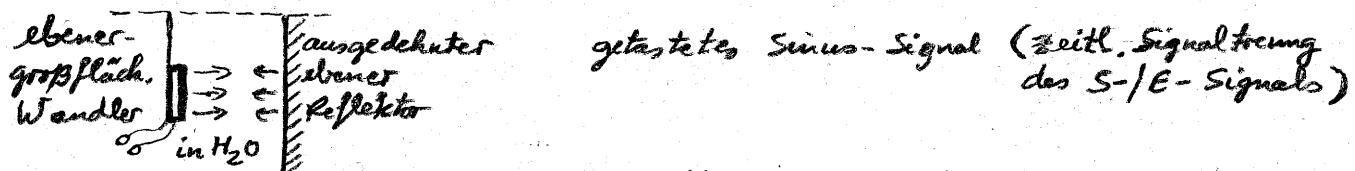
$J_s$  - Sendestrom  
 $U_e$  - Empf.-Leerlaufspannung  
 $J_e$  - Empf. Strom  
 $U_s$  - Sendespannung  
 $u$  - Schallschnelle  
 $p$  - Schalldruck  
 $A$  - Wandleroberfläche

oder

$$\frac{A \cdot u}{U_s} = \frac{J_e}{2\rho}$$

$\checkmark$  Reziprozitätsgesetz: Sendeempfindlichkeit = Empfangsempfindlichkeit

Nutzung bei "Kreifeld - Selbstreziprozitäts - Kalibrierung":



Empfängerempfindlichkeit  $\mu = \frac{U_e}{2\rho} \rightarrow A \cdot u = \mu \cdot J_s$

Schalldruck des abgestrahlten u. zurückreflektierten ebenen Schallwellen

$$\text{ist } p = Z_0 \frac{A \cdot u}{A} = Z_0 \cdot u \quad (Z_0: \text{medium})$$

Bewertung von  $p$  mit Empfängerempfindlichkeit  $\mu$

$$\rightarrow \text{messbare Leerlaufspannung } U_e = 2\mu^2 \frac{Z_0}{A} J_s \quad \checkmark \text{ je ermittelbar}$$

Empfängerempfindlichkeit

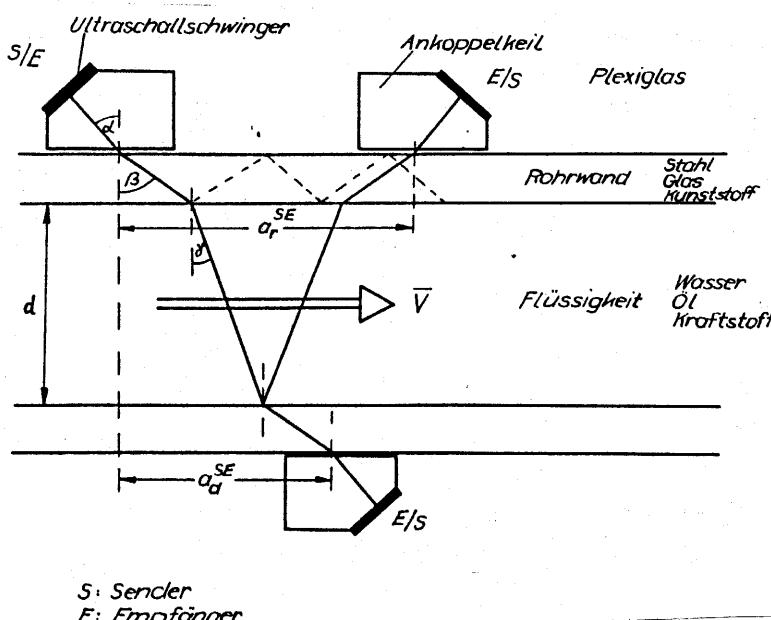
## U5 - Durchflussmessung

gegenüber großen / schweren Volumetrischen Messgeräten (bis > 100 kg)  
Vorteil Berührungsfreier Messverfahren:

- keine Veränderung der Fließbedingungen des Mediums  
 (keine Beeinflussg. des Stromungsprofils,  
 kein Druckverlust,  
 unabhängig von el. Leitfähigkeit / Dichte / Temp /  
 Viskosität)
- kein Auströmen von Rohren mehr erforderl.  
 (keine bewegten Teile, geeignet für aggressive Med.)
- flexibler Einsatz (auch bei großen Rohrnenweiten ... 2m (7m))  
 großer Messbereich  $\Delta V \approx 1 : 2 \cdot 10^4$

### Messverfahren - Transit-Time-Verfahren

wegen Schallgeschwindg.-Einfluss heute nur noch Transit-Time-Verfahren mit max. 3-4 Sing-around-Laufzügen angewandt.  
 ~ max. Einzelwertmesszeit nur ca. 1...2 ms !



Realisierung:  
 mit Impulsanregung  
 1...4 MHz Wandler

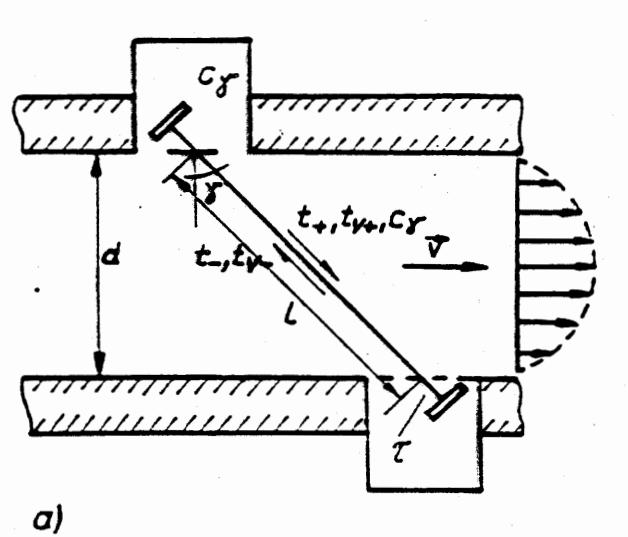
wobei Verzögerungszeiten der beiden Wandler auf  $< 0,3 \text{ ns}$  Laufzeitdifferenz abgeglichen werden

**Meßanordnungen** mgl. sind:  
 • "Reflexionssatz" (auch mehrfach)  
 • "Durchstrahlungsanordnung"

Entspr. Snellius' Brechungsgesetz ergibt sich die Winkel:  
 $\alpha$  im Vorlaufkeil des Wandlers (L-Welle)  
 $\beta$  in der Rohrwand (L- bzw. T-Welle)  
 $\gamma$  im Fluid (L-Welle)

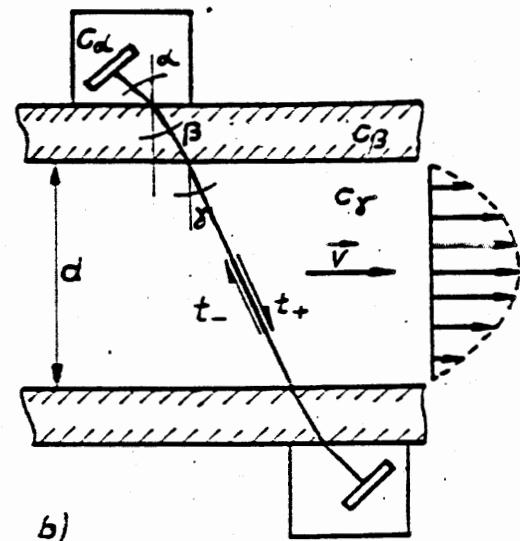
$$\frac{\sin \alpha}{\sin \alpha} = \frac{\sin \beta}{\sin \beta} = \frac{\sin \gamma}{\sin \gamma}$$

typ. Werte:  $\left\{ \begin{array}{l} \alpha = 45^\circ \\ \beta = 56^\circ \\ \gamma = 28^\circ \text{ (max. mgl. Wert)} \end{array} \right.$



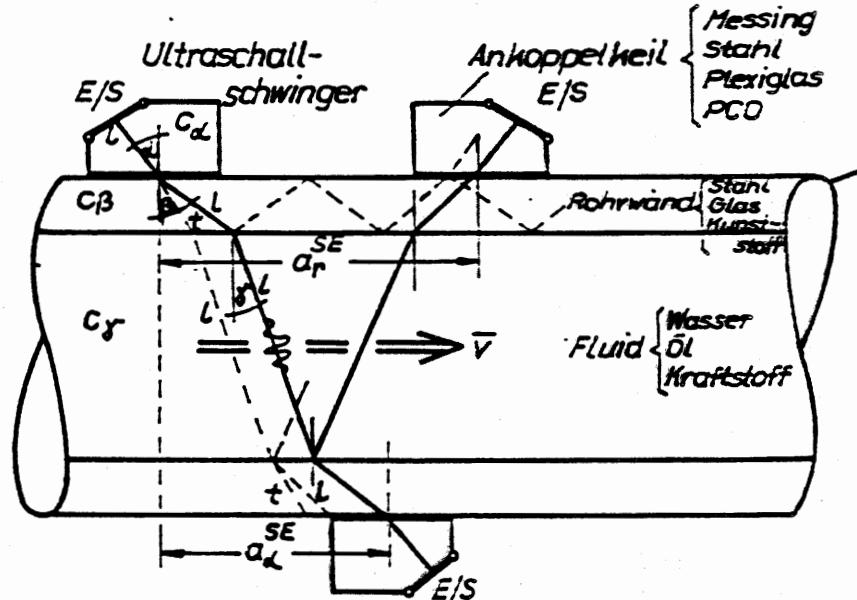
a)

Bild 1: a) Fluid-Kontakt-Meßstrecke



b)

b) Clamp-on-Meßstrecke



$S$ : Sender  
 $E$ : Empfänger

$a_d^{SE}$ : Abstand zwischen  
 Sender und Empfänger  
 bei Durchstrahlanordnung  
 $a_r^{SE}$ : - " - bei Reflexanordnung

Bild 2: Clamp-on-Version für Ultraschall-Durchfluss-Meßtechnik

Messbare Impulslaufzeiten für Reflexanordnung in beiden Signalumlaufrichtungen sind:

$$t_{\pm} = \frac{2d}{\cos \gamma (c_s \pm v_L \cdot \sin \gamma)} + \tau$$

Index:  
+ in Ström.richtg.  
- gegen -

$v_L$  - über Schallpfad gemittelte Strömungsgeschwindigkeit

$\tau$  - Totzeit,  $\hat{=} \text{Laufzeit auf derhalb des strömenden Mediums}$

**Totzeit  $\tau$**  enthält: elekt. Signallaufzeit der Sende/Empfangselektronik,

akustische Signallaufzeit (Wandler-Totzeit, Laufzeit durch Vorlaufstrecken u. Rohrwand), d.h. diejenigen Bereiche, die nicht von  $v$  beeinflusst sind.

Zur  $v_L$ -Bestimmung Ermittlung der Laufzeitdifferenz

$$\Delta t = t_- - t_+ = \frac{4d \cdot \sin \gamma}{\cos \gamma \cdot c_s^2} \cdot v_L + \Delta \tau$$

$\sim v_L$

$c_s^2$  abhängig!

mit  $\Delta t$  - Laufzeitdifferenz zwischen den  $\pm$  Laufrichtungen bei  $v_L = 0$

! Laufzeitdifferenz (Totzeitdiff.)  $\Delta \tau$  muß elektronisch bei  $v_L = 0$  zu Null abgeglichen werden (Schwingerspaare sind abgeglichen!)  $\Delta \tau \hat{=} \text{additiv wirkendem Messfehler (Offset)}$

Wegen der  $c_s$ -Abhängigkeit von  $\Delta t$  muß zur Ermittlung von  $v_L$  die bekannte  $c$ -Korrektur erfolgen, indem die Summenlaufzeit  $\Sigma t$  gemessen und um die enthaltene erreichbare Summen totzeit  $\Sigma \tau$  korrigiert wird ( $\Sigma t = t_+ + t_-$ ,  $\Sigma \tau \approx 2\tau$ )

$$\Sigma t - \Sigma \tau = \frac{4d}{\cos \gamma} \cdot \frac{1}{c_s}$$

$\sim \frac{1}{c_s}$

Unter Verwendung dieses Ausdrucks wird  $c_s$  ersetzt.

→ Mittlere Strömungsgeschwindigkeit über dem Schallpfad:

$$v_L = \frac{c_s}{\sin \alpha} \cdot \frac{\Delta t - \Delta \tau}{\Sigma t - \Sigma \tau} \quad \begin{array}{l} \text{hierbei } \Delta \tau = 0 \text{ abgleichen!} \\ \text{und } \Sigma \tau \text{ rechnerisch bestimmen} \end{array}$$

= Wandlerkonstante! (aus Snellius'-Brach.gesetz, s.S.5-8 unten)

- $\Sigma t$  zu bestimmen aus:
- Geometrie des Signalwegs und
  - messbaren Kennwerten der Wandler und
  - Verzögerungszeit der SIE-Elektronik

Beispiel:

Laufzeitdifferenz  $\Delta t$  aus Einzelimpulslaufzeiten  $t_-, t_+$  überschlägig

für Rohrinnennweite  $d = 700 \text{ mm}$

$$\gamma = 20^\circ$$

$$c_\gamma = 7480 \text{ m/s}$$

$$v = 1 \text{ cm/s}$$

}

$$\underline{\Delta t = 0,3 \text{ ns}}$$

wobei Einzelimpulslaufzeit  $70 \mu\text{s}$  beträgt

### Sing-around-Verfahren

entshärft hohe Anforderungen an die Auflösung der Zeitmessanordnung durch Vervielfachung der Umläufe um Faktor  $n$   
 $\hat{=}$  Vorteil der Meßstreckenverlängerung  $\rightarrow$  entsprechend  $n \cdot \Delta t$  auswertbar!

(2B) für HCT-Zähler:

Zählfrequenz 64 MHz

wäre für Auflösung  $v = 1 \text{ cm/s}$ :  $n = 53$  Umläufe in  $\pm$  Richtung

mit  $9,5 \text{ ms}$  Meßzeit erforderl.!

### Abwägung:

Formal erhöht die Meßzeit ( $n \cdot t$ ) die Meßgenauigkeit  
 Allerdings muß während der Meßzeit die Schallgeschw.  $c$  konstant bleiben! (bzw.  $\Delta c$  unterhalb der Auflösung der  $v$ -Bestimmung)

Fordern: Messung (in  $\pm$  Richtung) muß "im selben" strömenden Volumen teil ausgeführt werden! Damit ist Voraussetzung minimaler Fluidverdriftung zu erfüllen, um  $\frac{\Delta c}{c} \rightarrow 0$  zu sichern  $\rightarrow$  Meßzeiten  $\leq 1 \dots 3 \text{ ms}$ !

Hierbei

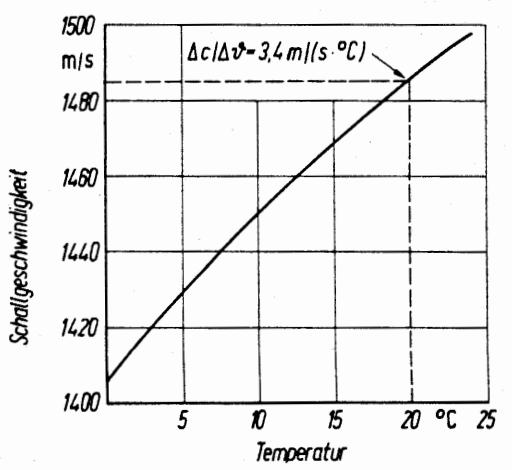
Stärkster Fehler einfluß inf. Temp.-änderg.  
 $c = f(\vartheta)$ , es ist

bei  $20^\circ\text{C}$ :

$$\frac{\Delta c}{c} = 3,4 \text{ m/s} / ^\circ\text{C}$$

$\rightarrow$  eine Temperaturdifferenz  $\Delta \vartheta = 0,002^\circ\text{C}$  während der Meßzeit

täuscht eine Strömungsgeschwindigkeit von  $v \approx 7 \text{ cm/s}$  vor!



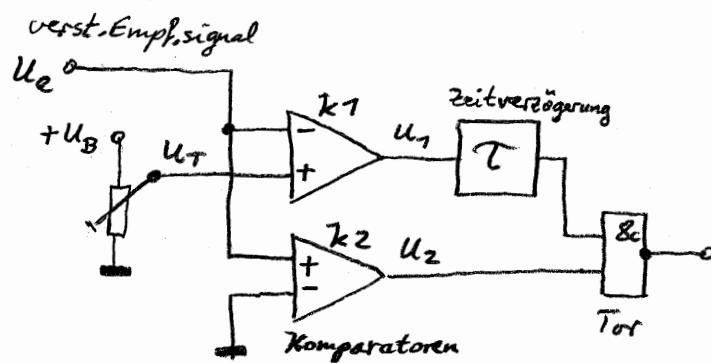
## Blockschaltbild

Klassisches Durchflusßmeßgerät

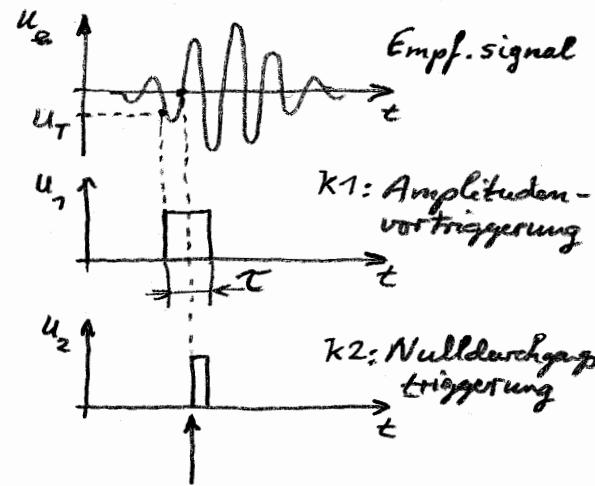
mit zeitl. Signaltriggerung u. Zähltechnik (folg. Seite)

Erstes Sendesignal wird takt synchron erzeugt

Nach Durchlauf durch Schallstrecke u. Verstärkung erfolgt Triggerung:



Nulldurchgangstrigger  
(zero crossing detector)



Signifikante  
Triggerflanke!  
entsteht mit Nulldurchgang

Ist das Tor mit Unterschreiten von  $U_T$  geöffnet, hält ein Monoflop mit  $T$  das Tor bis zum Eintreffen des folg.

Nulldurchgangs offen, der den signifikanten Triggerimpuls liefert.

Hierbei keine Abhängigkeit des Triggerzeitpunkts von der Amplitude des Empfangssignals!

Eine Empfangssignalbewertung steuert Verstärkung und die Spannung  $U_T$  des Amplitudenvortriggerung so, daß der Zeitpunkt der Amplitudenvortriggerung auch bei Abweichungen der Empfangssignalform immer der gleiche bleibt (Mittelwert  $U_T$  aus dem jeweils max. Änderungsbereich - ohne, daß dabei der Triggerzeitpunkt auf die vorige / folgende (neg.) Halbwelle springt)

Die signifikante Triggerflanke generiert das folgende Sendesignal (nach sing-around-Prinzip),

bzw. stoppt nach dem letzten Umlauf den Zähler und aktiviert die digitale Taktuntersetzung, die die Lage des letzten eint. Empfangsimpulses innerhalb des Taktrasters des Zählers ermittelt (zur Erhöhung der zeitl. Auflösung "virtuelle Zähltaktuntersetzung" s. Seite 5-18 f.f.)

EMR2 stellt die Parameter des Repetitionslaufs ein.

Eine Empfangsfensterung grenzt den Eintreffzeitpunkt auf ca. 2μs (nachgeführt) ein - zur Unterdrückung von Störmoden ...

Bem.: Industrielle Geräte (Flexim) nutzen heute zur Bestimmung der Laufzeitdifferenz das Korrelationsverfahren für beide Empfangssignale, dies unter Nutzung eines DSP (digit. Signalprozessor)! → keine Triggerstabilitätsprobleme analoger Schaltungstechnik...

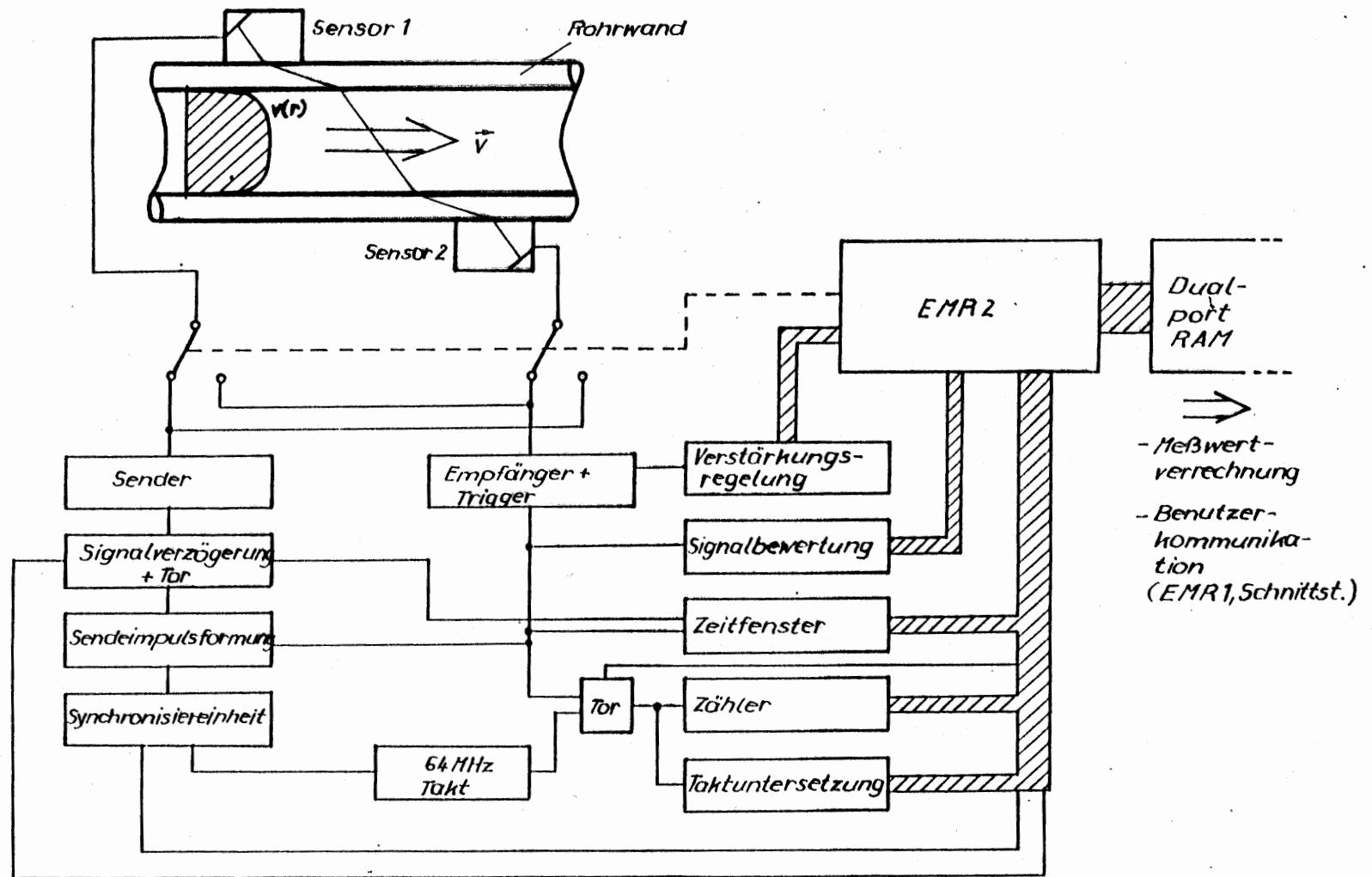


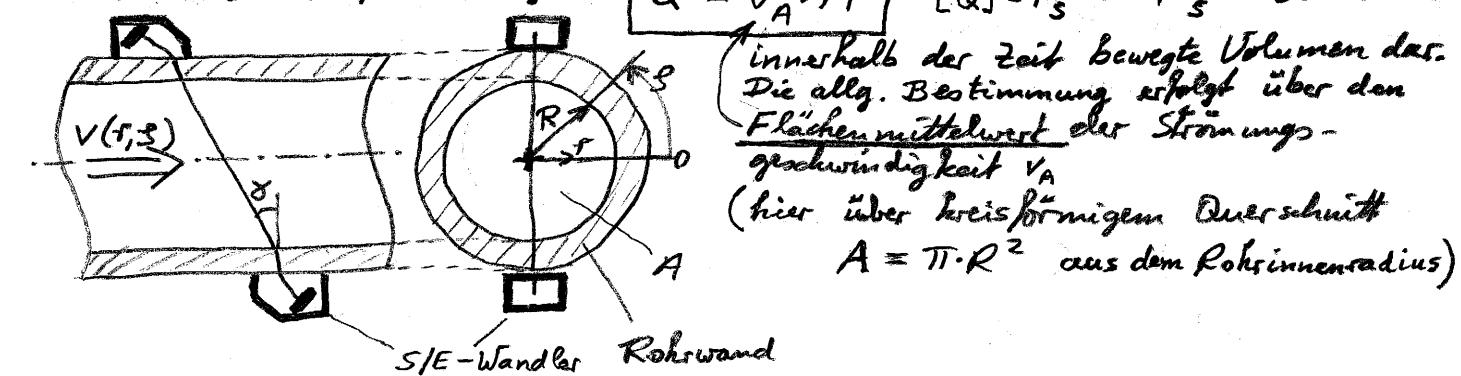
Bild 1: Steuereinheit zur Meßwertgewinnung

## Bestimmung der zeitl. Durchflussmenge $Q$ (Volumenstrom)

Die zeitliche Durchflussmenge

$$Q = v_A \cdot A$$

$$[Q] = 1 \frac{m^3}{s} = 1 \frac{m^3}{s}$$



Im Rohr Ausbildung eines Stromungsprofils, wobei hier

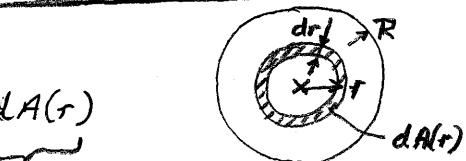
Annahme: Profil rotationssymmetrisch (d.h.  $v$  nur  $= f(r)$ )!

$\Rightarrow$  die über  $A = \pi R^2$  gemittelte Geschwindigkeit  $v_A$  (Flächenmittelwert)

wird dann

$$v_A = \frac{Q}{A} = \frac{1}{\pi R^2} \int_0^R v(r) \cdot dA(r)$$

$$v_A = \frac{2}{R^2} \int_0^R v(r) \cdot r \cdot dr$$



$$dA = 2\pi r \cdot dr$$

diff. Kreisringfläche mit  
 $v(r) = \text{const.}$

damit wäre  
mit  $A = \pi \cdot R^2$

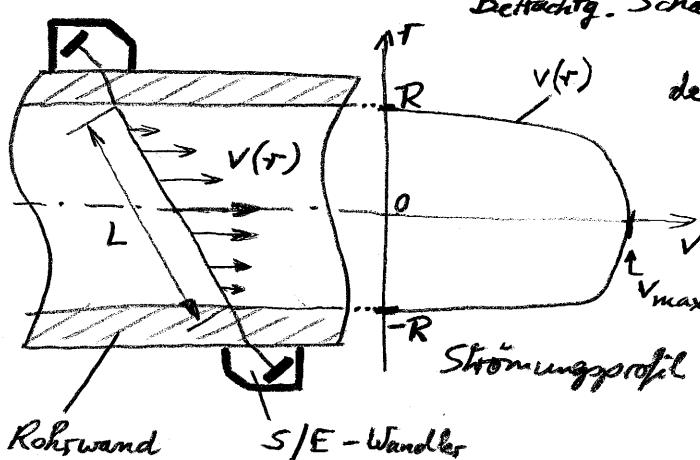
$$Q = 2\pi \int_0^R v(r) \cdot r \cdot dr$$

die letztlich  
zu bestimmende zeitliche  
Durchflussmenge

**Problem:**

Die US - Laufzeitmessverfahren ermitteln die mittlere Stromungsgeschw. über einem Schallpfad!

Betrachtg. Schallpfad der Länge  $L$ , die Rohrachse schneidend:



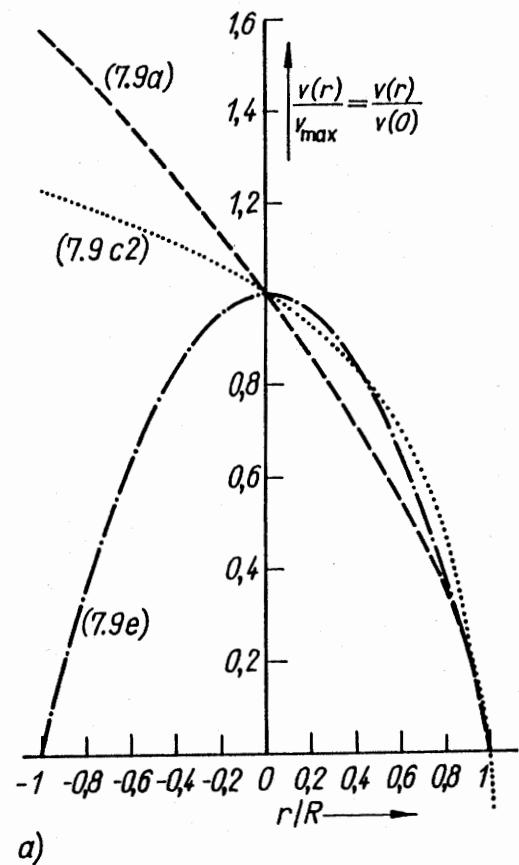
der messbare Pfadmittelwert ist:

$$v_L = \frac{1}{2R} \int_{-R}^R v(r) \cdot dr = \frac{1}{R} \int_0^R v(r) \cdot dr$$

bzw.

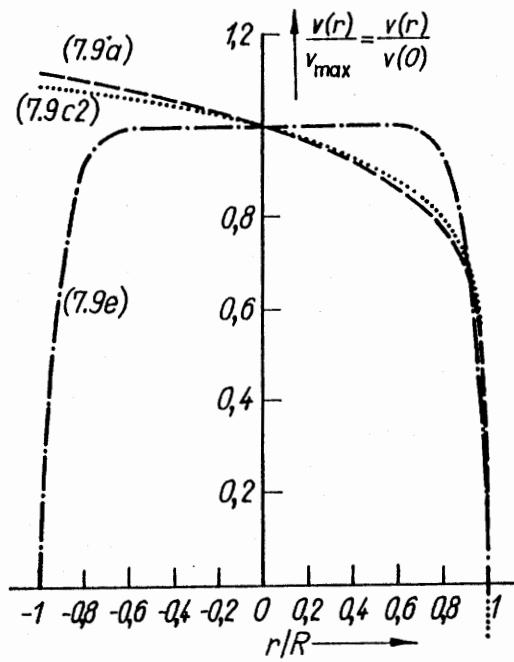
$$v_L = \frac{1}{L} \int_0^L v(r) \cdot dl$$

Wegelement in  
Schallstrahlrichtung



a)

(7.9a) : Potenzprofil  
 (7.9c2) : logarithmisches Profil  
 (7.9e) : parabolisches Profil



b)

- a) Strömungsprofile für den laminaren Fall: berechnet nach (7.9a), (7.9c2) und (7.9e) in Verbindung mit (7.20)
- b) Strömungsprofile für einen turbulenten Fall:  $m = 3/2$ ,  $p = 1/6$ ,  $q = 2/15$

da nur Flächenmittelwert  $v_A \neq$  Pfadmittelwert  $v_L$  wird !

↗ Einführung eines Kalibrierfaktors (k-Faktor) erforderl., um aus dem gemessenen Pfadmittelwert die Durchflussmenge zu best.

$$Q = v_A \cdot A = k \cdot v_L \cdot A$$

dann  $k = \frac{v_A}{v_L} = \frac{2}{R} \cdot \frac{\int_0^R v(r) \cdot r \cdot dr}{\int_0^R v(r) \cdot dr} < 1$ , wobei

k-Faktor abhängig vom sich ausbildenden Strömungsprofil !

### Strömungsprofilansätze

a.) Laminare Strömung ("kleine" Str. geschw.,  $Re < 2300$ )  
— Schichtenströmung —

$$v(r) = v_{\max} \left[ 1 - \left( \frac{r}{R} \right)^2 \right]$$

parabolisches Profil

Integration liefert:  $v_A = \frac{v_{\max}}{2}$        $v_L = \frac{4}{3} v_A = \frac{4}{3} \cdot \frac{v_{\max}}{2}$

$$\rightarrow Q = \frac{3}{4} \pi R^2 \cdot v_L$$

$$k = \frac{v_A}{v_L} = 0,75$$

$$\underline{k \neq f(Re, v)}$$

b.) Turbulente Strömung ("große" Str. geschw.,  $Re > 2300$ )  
— Wirbelströmung —

$$v(r) = v_{\max} \cdot \left( 1 - \frac{r}{R} \right)^n$$

Potenzprofil mit  $n = f(Re)$ !

↗ Ström.-geschwindig.  
abhängig

hier starke Vermischung benachbarter Stromender Teilvolumina (Energie-/Impuls austausch in  $r$ -Richtung!) damit "Glättung" des Profils

Wird Potenzprofil nicht auf  $v_{\max}$ , sondern auf die Schubspannungsgeschwindigkeit

$$v_T = \sqrt{\frac{2}{8}} \cdot v_A$$

$2$ -Rohreibags-  
zahl

bezogen,

so lässt sich das logarithmische Geschwindigkeitsprofil schreiben:

$$\frac{v}{v_t} = 5,65 \cdot \lg \left[ v_t \cdot (R-r) \cdot \frac{\rho}{\eta} \right] + 5,6$$

$\rho$  - Fluiddichte

$\eta$  - dyn. Viskosität

→ über Querschnitt gemittelte Geschwindigkeit  $v_A$  (nach Integration)

$$\frac{v_A}{v_t} = 5,65 \cdot \lg \left[ v_t \cdot R \cdot \frac{\rho}{\eta} \right] + 7,82$$

$$v_A = v_t \cdot (7 + 0,41 \sqrt{2})$$

$$k = \frac{7}{7 + 0,41 \sqrt{2}}$$

$$Q = \frac{\pi R^2 \cdot v_{max} / n + 1}{0,41 \cdot \sqrt{2} + 1}$$

wobei:

$$n \approx 0,82 \cdot \sqrt{2} \quad (\text{glattes Rohr})$$

n ist strömgeschwind.-abhängig, zB.: bei  $n \approx \frac{7}{6}$  beginnt die turbulente Strömung,  $Re \approx 2300$   
und  $n \approx \frac{7}{72}$  für hohe Geschwindigkeiten, d.h.  $Re > 2,5 \cdot 10^6$

Unter Berücksichtigung der (Rauchtiefe  $k' > 0,7 \text{ mm}$ )

Rohrwand - Rauigkeit  
wird

$$k = \frac{7}{7 + 0,43 \sqrt{2}}$$

Ergebnis:

bei laminarer Rohrströmung :

Linearer Zusammenhang zw.  $v$  und  $Q$

bei turbulenten - - - :

Nichtlinearer Zusammenhang zw.  $v$  und  $Q$

! hier insbesondere Übergangsbereich zwischen laminar- u. turbulent. Strömung ( $Re \approx 2300$ ) kritisch, da Sprung des  $k$ -Faktors!

→ Durchflussmenge nur über Kalibrierfaktor bestimmbar:

wobei  $k = f(Re\text{-Zahl}, \text{Rohrwandrauigkeit}, \text{Rohrdurchmesser})$

⇒ s. Bild  
folg. Seite

Kalibrierungsfaktoren

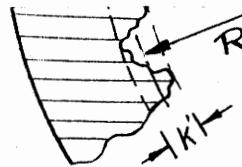
Rohr-  
reibungsz. zahl

$\lambda$	$Re$	$v_A/v_{max}$
0,04	$3,97 \cdot 10^3$	0,796
0,03	$1,12 \cdot 10^4$	0,818
0,02	$6,1 \cdot 10^4$	0,847
0,015	$2,47 \cdot 10^5$	0,885
0,01	$2,5 \cdot 10^6$	0,887

Exponent  $n$   
für Potenzprofil

nach versch. Ansätzen

1/6,2 ... 1/6,1  
1/7,1 ... 1/7,05  
1/8,6 ... 1/8,6  
1/9,9 ... 1/9,95  
1/12,1 ... 1/12,2

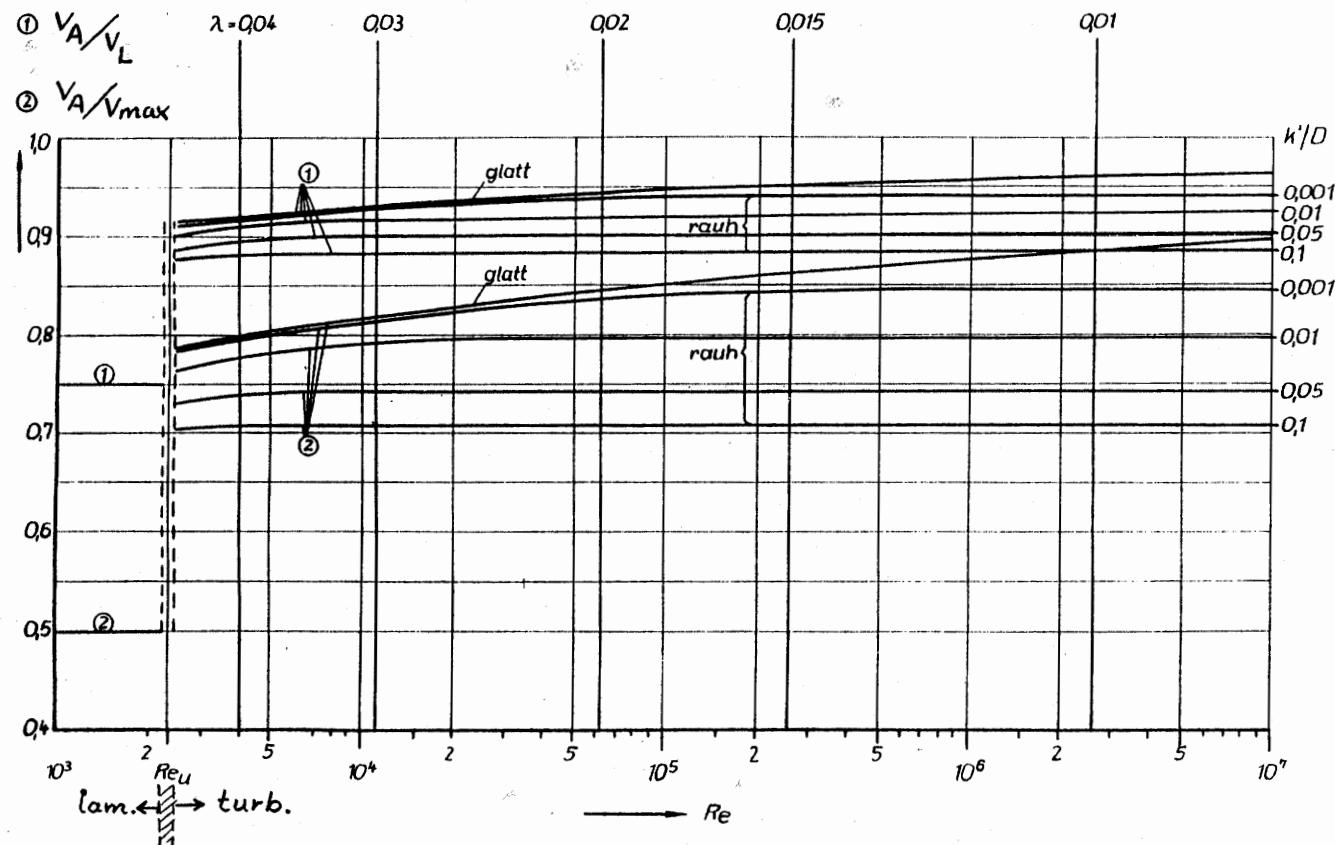


$$V_A = \frac{Q}{\pi R^2} = \frac{2}{R^2} \int_0^R V(r) r dr$$

$$V_L = \frac{1}{R} \int_0^R V(r) dr$$

Kalibrierfaktor

$$k = \frac{V_A}{V_L}$$



Kalibrierungsfaktoren  $v_A/v_{max}$  und  $v_A/v_L$  für Volumenströme in glatten und rauen  
Rohren in Abhängigkeit von der Reynolds-Zahl  $Re$  und der relativen Rauheit  $k'/D$

## Bem: zur Reynolds-Zahl $Re$

(nach engl. Physiker Osborne Reynolds 1842-1912)

- Experimentelle Untersuchungen von Strömungsvorgängen an großräumigen Objekten (Gebäude, Schiffe, Windkraftanl.) machen Objektverkleinerungen erforderlich:  $\rightarrow$  Ähnlichkeitstheorie (gleiche Re-Zahl in Original und Modell)
- $\checkmark$  Für Gleichheit bzw. Ähnlichkeit der Strömungsvorgänge müssen Kräfteverhältnisse am Original und am Objekt gleichgesetzt werden

$$\text{zB: } Re = \frac{\text{Trägheitskraft}}{\text{Fähigkeitskraft}} = \frac{s \cdot v^2}{\eta \cdot v} = \frac{v \cdot L}{\eta} \quad \text{dimensionslose Zahl}$$

"Charakteristische Größen" werden hierbei verrechnet:  
 mittlere Geschwindigkeit  $\rightarrow$   $v$  - charakteristische Strömungsgeschwind.  
 auf ein Rohr bezogen }  $\rightarrow$   $L$  - charakt. Länge des um-/durchströmten Körpers  
 ist  $L = \text{Rohrdurchmesser}$  }  $\eta = \frac{\nu}{g}$  kinematische Viskosität  $[\eta] = 1 \frac{m^2}{s}$   
 $\eta$  - (dynamische) Viskosität  $[\eta] = 1 \frac{Ns}{m^2}$

d.h.: 2 Strömungen

- sind ähnlich, wenn:
- die geometrischen Konturen des umströmten/durchströmten Körpers ähnlich sind und
  - die entspr. Re-Zahlen übereinstimmen

(ZB:)

Bei welcher Strömungsgeschwindigkeit sind eine Luft- und eine Wasserströmung ( $20^\circ\text{C}$ , 1 bar) in einer Rohrleitung mit  $\varnothing 50 \text{ mm}$  ähnlich, wenn  $v_{H_2O} = 2 \frac{m}{s}$  ist?

$$\eta_{H_2O} = 1 \cdot 10^{-6} \frac{m^2}{s}$$

$$\eta_{Luft} = 14 \cdot 10^{-6} \frac{m^2}{s}$$

$$Re = \frac{v \cdot d}{\eta} = \frac{2 \cdot 0,05}{10^{-6}} = 100.000 \quad \text{für gleiche Re-Zahl}$$

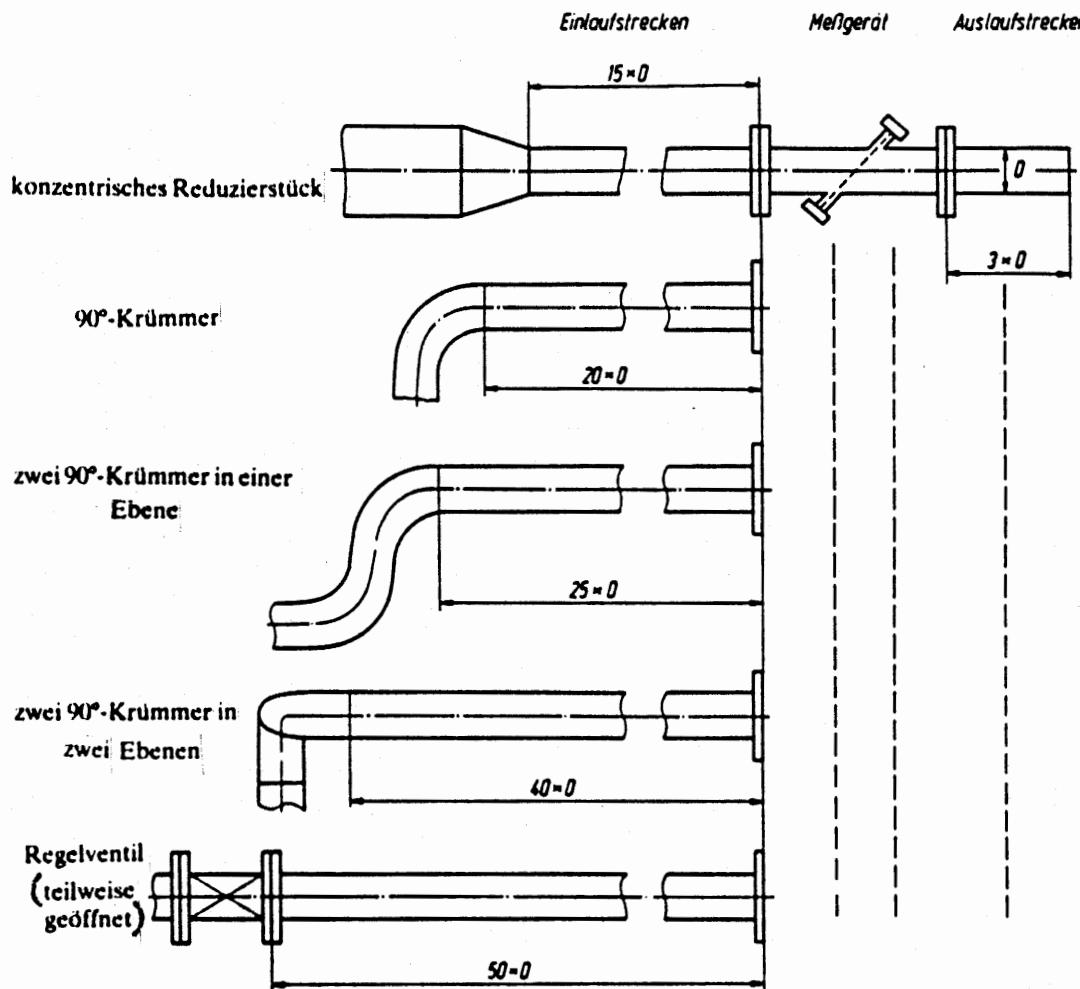
$$\checkmark \underline{\underline{v_{Luft}}} = \frac{Re \cdot \eta}{d} = \frac{100.000 \cdot 14 \cdot 10^{-6}}{0,05} = 28 \frac{m}{s}$$

Folgende Seite:

Zur Einstellung ungestörter Strömungsprofile sind Einlaufstrecken bis zur Messstelle (nach DIN) gefordert:

Einlauf- und Auslaufstrecken

(Quer- und Drallströmungen oder Wirbel  
sind zu unterdrücken!)



⇒ Rohreinlauflängen einzuhalten (Systemgenauigkeit  $\pm 1\%$ ):

↗ stabiles, rotationssymmetrisches ungestörtes Strömungsprofil!  
hat sich eingestellt (kann vorausgesetzt werden)

d.h.: 
$$\begin{cases} 15 \cdot D \text{ bis } 50 \cdot D & \text{bei } Re > 4000 \text{ (turbulent)} \\ 0,0065 \cdot D \cdot Re & \text{bei } Re < 2300 \text{ (laminar)} \end{cases}$$

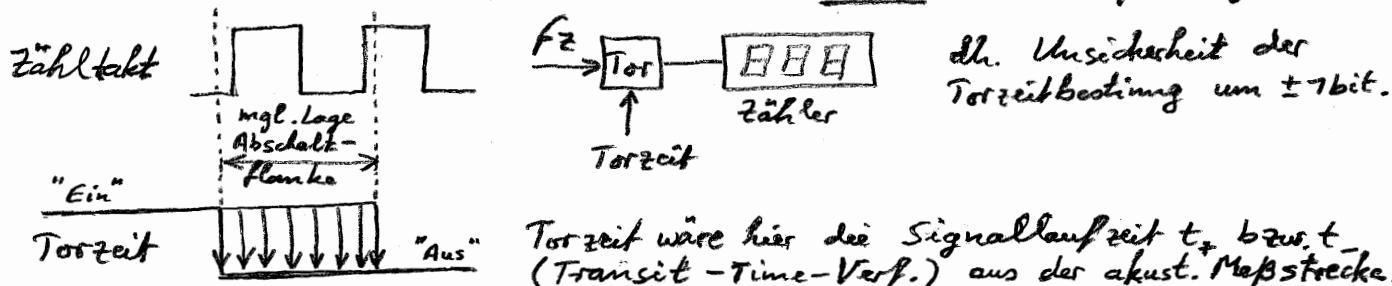
## Zeitmessung im ns-Bereich durch virtuelle Zähltaktfrequenzsteigerung

Im U5-Durchflussmeßbereich entspr. 1 cm/s Stromgeschwindigkeit einer Laufzeitdifferenz von  $\approx 0,5 \text{ ns}$ !  $\rightarrow$  Hohe Anforderungen an die Zeitmeßtechnik

dh: zur Auflösung wäre konventioneller Zähler mit  $f_z = \frac{1}{0,5 \text{ ns}} = 2 \text{ GHz}$  Zahltaktfrequenz erforderlich!

### 1.) Konventionelle Zähler (Kettenschaltung von Flip-Flop's)

liefern grundsätzlich einen Meßfehler von  $\pm 1$  Impuls im Taktraster, deshalb muß mit hoher Zähltaktfrequenz gearb. werden

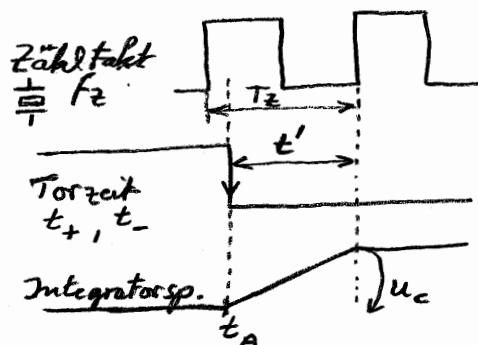


Vgl. typ. (Zähl-)Taktfrequenzen:  
von IC-Standartbaureihen

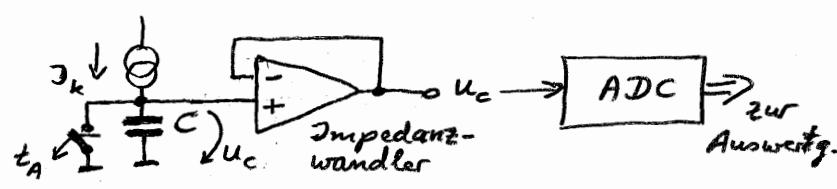
CMOS	TTL
HEF 4000 B	74LS 00
74 HC / 74 HCT	74 S 00
74 AC / 74 ACT	74 ALS 00
$f_{z\max}$	$f_{z\max}$
12 - 36 MHz	25 - 33 MHz
50 - 64 MHz	75 - 110 MHz
700 - 725 MHz	40 - 50 MHz

### 2.) Analoge Interpolation (Integration)

Um unmittelbar mit Eintreffen der Torzeit-Abschaltflanke wird ein analoger Integrator gestartet, der innerhalb der Zähltakt-Perioden dauernd die Zeitdifferenz bis zur nächsten signifikanten Zähltaktfalte bestimmt. Damit erfolgt zeitl. Unterteilung des letzten Zähltakts



zum Zeitpkt.  $t_A$  beginnt die Aufladung des  $C$ , zum Ende  $T_z$  wird ausgelernt:



Meist Integration mit fester Steilheit ( $J_k = \text{const.}$ )  $\rightarrow$  Auswertung des variablen Endwertes

$$u_c(t) = k \cdot t' + u_0$$

↑  
Integrations-  
steilheit

$u_0 = \text{Offset infolge Nichtlinearität um } t_A$   
(infolge Übergangszeit des Dioden-Schalternetzwerkes, das als Schalter eingesetzt wird)

Bei Diskretisierung von  $u_c(t')$  in  $m$ -bit:  $\hat{=}$  Unterteilung von  $T_Z$   
ist eine

virtuelle Taktterhöhung auf:

$$f_v^* = 2^{m-1} \cdot f_z$$

$f_z$  - verwendete  
Zähltaktfrequenz

ausführbar.

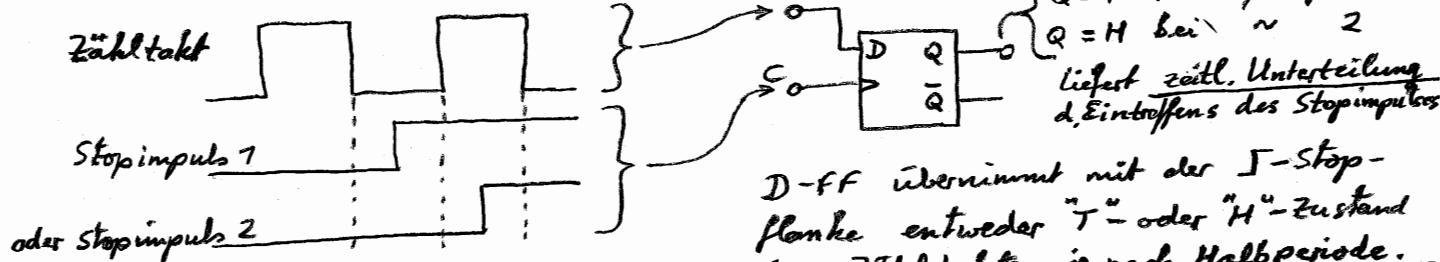
(zB:  $m = 7$  bit ADC-Auflösung  
 $f_z = 20 \text{ MHz}$  (einfache CMOS-Reihe))

$$\hat{f}_v^* = 20 \text{ MHz} \cdot 2^6 = 7,28 \text{ GHz}$$

bzw. entspricht Zeitaufloß 0,78 ns

### 3.) Interpolation mit Verzögerungsleitungen für die Torzeitflanken

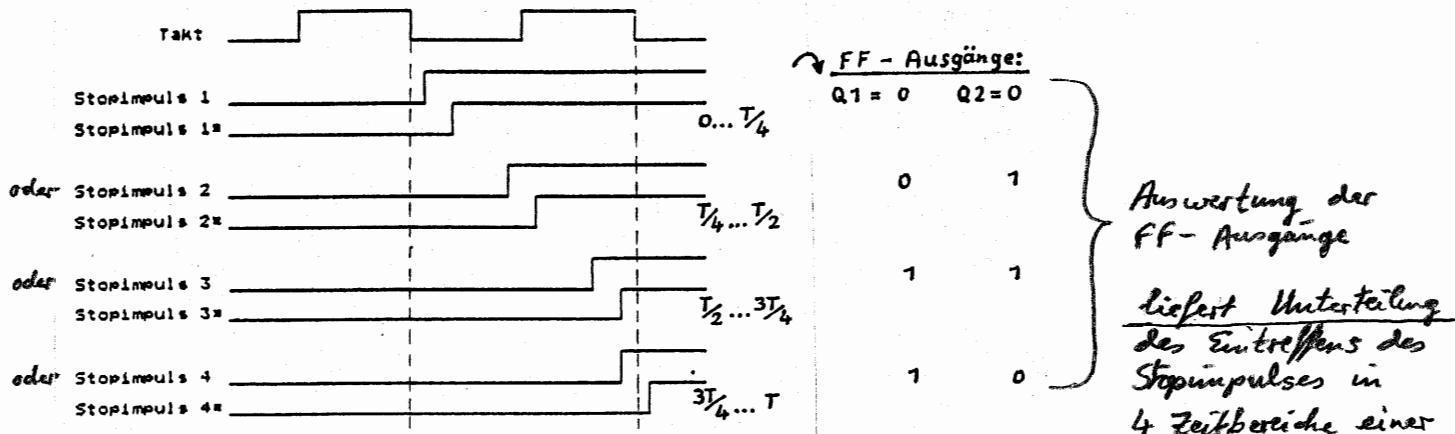
a) Eine virtuelle Taktterhöhung um den Faktor 2 wird zB. im einfachen Fall mgl. mit einem D-Flip-Flop:



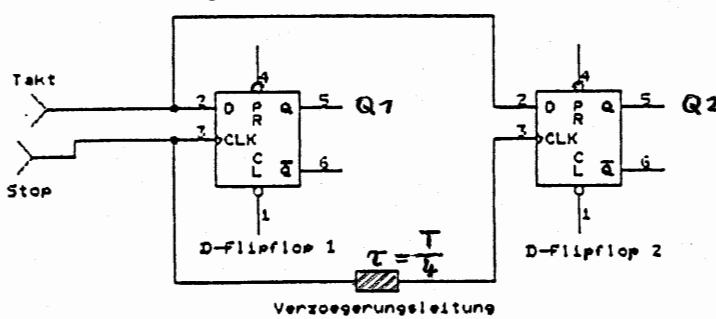
D-FF übernimmt mit der J-Stop-flanke entweder "T" oder "H" Zustand des Zähltaktes je nach Halbperiode.

[Schottky-D-FF können  $\leq 1 \text{ ns}$  Zeitdifferenz der Flanken am D- und C-Eing. unterscheiden.]

b) Bei Einsatz von 2 D-FF und zusätzl. Stopimpulsverzögerung um  $\frac{T}{4}$  der Zähltaktperiode dauer ist eine virtuelle Taktterhöhung um Faktor 4 möglich:



Hierzu Schaltung:

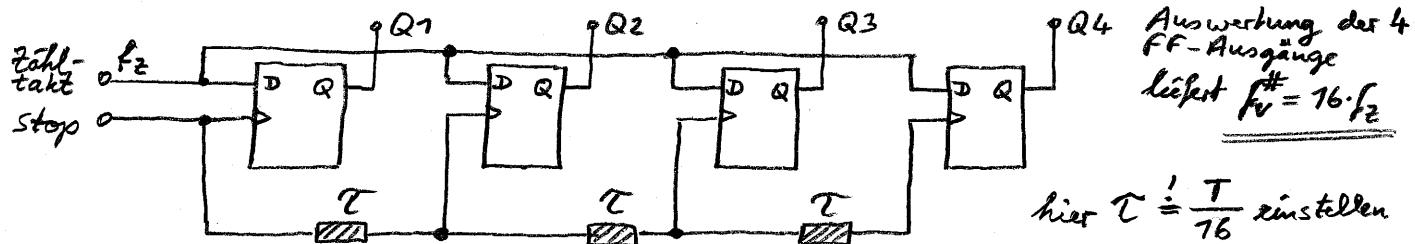


Verallgemeinerung des Prinzips führt bei Anwendung von  
n - Verzögerungsleitungen auf eine  
 virtuelle Zähltakt erhöhung

$$f_v^{\#} = f_z \cdot 2^{(n+1)}$$

c)

(zB)  $n = 3$  Verzögerungsleitungen:



- Bedingung für Fktm.:
- Zähltakt nur Tastverhältnis 1:1 aufweisen!  
 (Sonst Lage der verzögerten Stop-flanken nicht zuordnen); zB. indem  $f_z$  mit 2:1 D-FF-Teiler erzeugt wird.
  - $\sum T \leq T_z$  einzuhalten

### Arten von Verzögerungsleitungen

a.) Coaxialkabel  $Z = 60 \Omega$

folgt  $T' = 5,1 \text{ ns/m}$

mit  $Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$   
 und  $T' = \sqrt{L' \cdot C'}$

gestrichene  
Größen werden  
z.B. auf  $7\text{m}$   
bezogen.

→ Kabelstücke zuschneiden.

Kabelenden mit  $Z = 60 \Omega$  abschließen  
 zur Wellenwiderstandsanpassung  
 (keine Reflexion, kein Überschwingen)

b.) Verzögerungsleitung-JC's

im DIL-Gehäuse

$\Delta t \approx 1 \dots 3 \text{ ns}$  pro Verzögerungselement  
 (ca. 10% Fehler)

$$\tau_{\text{ges}} \leq 10 \Delta t \quad (\text{bis } 70 \text{ Verz. elem. enthalten})$$

bestehen aus L-C-Ketten mit TTL-Puffern  
 oder aus Invertoren mit definierter Verzögerungszeit

4.) Time to Digital Converter (TDC-JC's, seit  $\approx 1994$ )

Nutzung von Gatterlaufzeiten in frequenzstabilisierten Ringoszillatoren  
 (PLL mit Quarzreferenz regelt  $U_B$  des Ringoszillators →  $\Delta t$  in "lock in"-Betrieb)  
 erreicht wird: 50 ps Auflösung (differenzielle Nichtlinearität der Kl.  $\leq 2 \text{ ps}^2$ !)

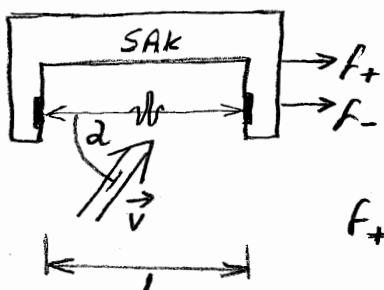
Meßbereiche: bis einige  $\mu\text{s}$

bis einige ms (Vorteiler  $n \cdot$  Eichtaktperiode)

$\Delta t$ -Bereich:  $12 \cdot 10^7$  eines Quantisierungsschritts (50ps)

## Rückblick in die 60-er Jahre: Impulsfrequenzdifferenz-Verf.

entspricht klassischem "Sing-Around-Verfahren" mit Auswertung der



Signal-Umlauffrequenzen (Meßzeit: Sekunden)  
bei regelmäßiger Triggerung des Senders  
durch den Empfangsimpuls. Gemessen werden:

$$f_+ = \frac{1}{t_+} = \frac{c + v \cdot \cos \vartheta}{L} \quad \text{in Strömungsrichtung}$$

$$f_- = \frac{1}{t_-} = \frac{c - v \cdot \cos \vartheta}{L} \quad \text{gegen Ström. richtung}$$

→ Frequenzdifferenz

$$\Delta f = f_+ - f_- = \frac{2v \cdot \cos \vartheta}{L}$$

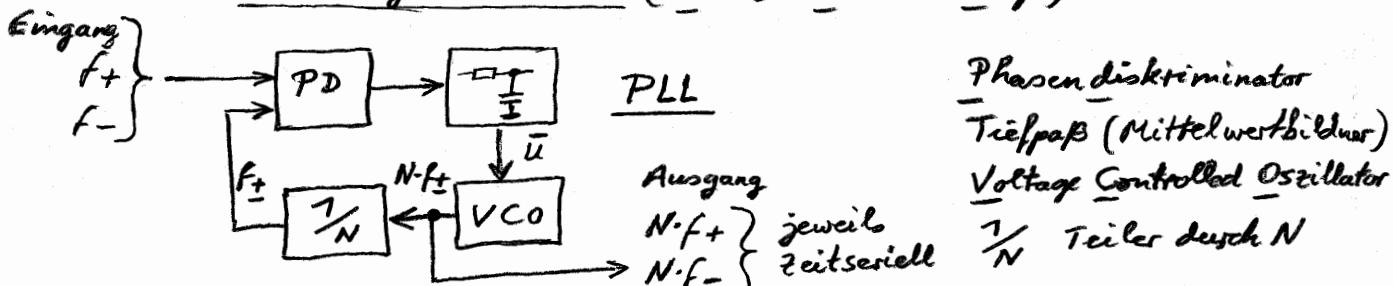
vorteilhaft  
 $\neq f(c)$ !  
aber...

Problem:  $\Delta f$  ist sehr klein, z.B. für  $v = 7 \text{ cm/s}$ :  $\Delta f = 0,14 \text{ Hz}$

- damit sehr lange Meßzeiten (Zählzeiten  $\approx$  Sekunden) zur Erzielung ausreichender Auflösung erfordert.
- damit unzulässige Erhöhung des Störinflusses aus Änderung der Schallgeschwindigkeit  $c$  während der Meßzeit!

"Ausweg": Verkürzung der Meßzeit durch Frequenzvervielfachung um den Faktor  $N$ . Für ein gewünschtes Zählergebnis (Meßwertauflösung) wird dann nur noch die  $\frac{1}{N}$ -fache Zählzeit benötigt.

hierzu Nutzung einer PLL (Phase Locked Loop):



Der PD vergleicht die Phasenlage des Signals der Meßstrecke (SAk)  $f_+$ ,  $f_-$  mit dem heruntergeteilten Signal aus dem VCO, bei Phasenabweichung wird mit der Regelspannung  $u$  die Frequenz des VCO nachgeführt.

Schaltungstechn. Nachteile sind Phasenauschen (Jittern) des VCO u. dessen Einschwingzeiten, Triggerauschen des PD

→  $N$  ist praktisch auf  $\leq 700$  begrenzt!

Weitere Umgehungen des Problems "zu langer" Meßzeiten sind:

- Reziprokwertbildendes  $T \rightarrow f$  - Verfahren
- gleichzeitige Messung in beiden Umlaufrichtungen durch zeitl. Verschachteln → gleiche Meßbedingungen in beiden Meßrichtungen!

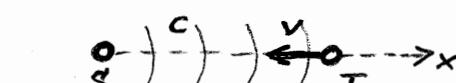
## Doppler-Effekt - Verfahren

Wenn die Strömung schallstreuende Teilchen (suspendierte Feststoffteilchen, Gasblasen) schlupfflos mitführt, kann die Frequenzveränderung eingestrahlter Schallwellen infolge der Teilchenbewegung ausgewertet werden.

Messtechnisch günstig: Teilchen  $\varnothing \approx \frac{2}{10}$ , aber so klein, dass sie der Strömung schlupfflos folgen!

### Ableitung des Dopplereffekts:

a.) Zuerst Betrachtung feststehender Sender S, bewegtes Teilchen T (Streuer)

 Phasenflächen der gesendeten Welle bewegen sich mit Geschwindigkeit  $c$

sendet  $f_s$

- Wenn Teilchen ruht  $\rightarrow$  Frequenz am Teilchen

$$f_T = \frac{c}{\lambda} = f_s$$

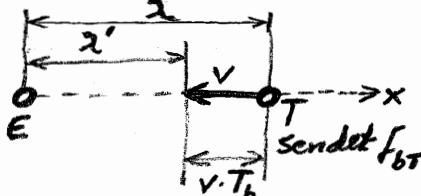
- Wenn Teilchen sich mit Geschw.  $v$  auf S zubewegt (in einem Wellenfeld mit unveränd.  $\lambda$ )

 Frequenz am bewegten Teilchen:  $f_{bT} = \frac{c'}{\lambda} = \frac{c+v}{\lambda} = \frac{f_s}{c} (c+v)$

$$\boxed{A} \quad f_{bT} = f_s \frac{c+v}{c} = f_s \left(1 + \frac{v}{c}\right)$$

bzw. die auftretende Dopplervariante  $\underline{\underline{\Delta f}} = f_{bT} - f_s = f_s \frac{v}{c}$

b.) Das bewegte Streuteilchen sendet die Frequenz  $f_{bT}$  ins Medium. Ist der Empfänger E feststehend (genau wie S), so erzeugt die Bewegung des Teilchens T mit der Geschwindigkeit  $v$  auf den Empfänger zu die Empfangsfrequenz  $f_E$ . Aus der Sicht des E kommt es hierbei zu einer Verkürzung der Wellenlänge von  $\lambda$  auf  $\lambda'$ : (Wellenlängenkompession)



$$f_E = \frac{c}{\lambda'} \quad \text{mit } \lambda' = \lambda - v \cdot T_b$$

bei Bewegung von T innerhalb einer Periodendauer  $T_b$  der gesendeten  $f_{bT}$

 damit Frequenz am Empfänger  $f_E = \frac{c}{\lambda - v \cdot T_b} = \frac{c}{\frac{c}{f_{bT}} - v T_b}$

nen Erweiterung mit  $f_{bT} = \frac{1}{T_b}$   $\sim$   $\boxed{B} \quad f_E = f_{bT} \frac{c}{c - v T_b} = f_{bT} \frac{c}{c - v}$

(Beachte, daß  $\boxed{A}$  und  $\boxed{B}$  nicht die gleichen Ausdrücke sind)  $\sim$

Nach Einsetzen von  $f_{bT} = f_s \left(1 + \frac{v}{c}\right)$   $\rightarrow$  s. Lösung unter a.)

$$\text{Empfangsfrequenz } f_E = f_s \frac{\left(1 + \frac{v}{c}\right) \cdot c}{c - v} = f_s \frac{c + v}{c - v}$$

$\Rightarrow$  Die hiermit bestimmbarer Doppelfrequenz  $\Delta f_D = f_E - f_s$  :

ist eine Maß für die (Teilchen)-Geschwindigkeit  $v$  :

... als Exakte Lösung :

$$\Delta f_D = f_s \left( \frac{c + v}{c - v} - 1 \right)$$

$$\boxed{\Delta f_D = f_s \cdot \frac{2v}{c - v}}$$

Doppler-frequenz

... als Näherung mit  $v \ll c$  :

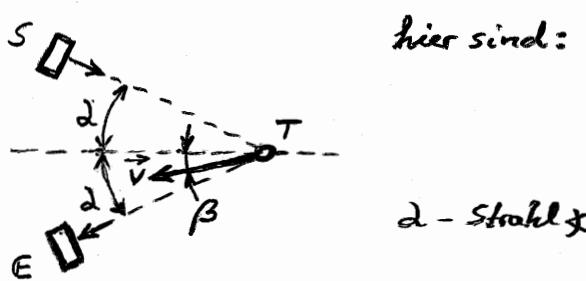
$$\boxed{\Delta f_D \approx 2f_s \cdot \frac{v}{c}}$$

!

Vorzeichen gelten hier für "aufeinander zu"-Bewegung von T und S, bzw. T und E

bei "voneinander weg"-Bewegung ist  $v$  durch  $(-v)$  zu ersetzen!  
 $(\Rightarrow$  damit Vz.-Umkehr für  $\Delta f_D$  !)

Realistische Meßanordnung zum Doppler-Effekt:



hier sind:  
 feststehender Sendewandler S  
 feststehender Empfangswandler E  
 bewegtes schallstreuendes Teilchen T  
 $\vec{v}$  Vektor der Teilchengeschwindigkeit

Obige Ableitung d. Doppel. effekts erfolgte unter der Annahme  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\beta = 0^\circ$ .

Unter Berücksichtigung von  $\alpha$  und  $\beta$  gilt nun

mit  $v \ll c$  die Näherung

$$\boxed{\Delta f_D \approx 2f_s \frac{v \cdot \cos \alpha}{c} \cdot \cos \beta}$$

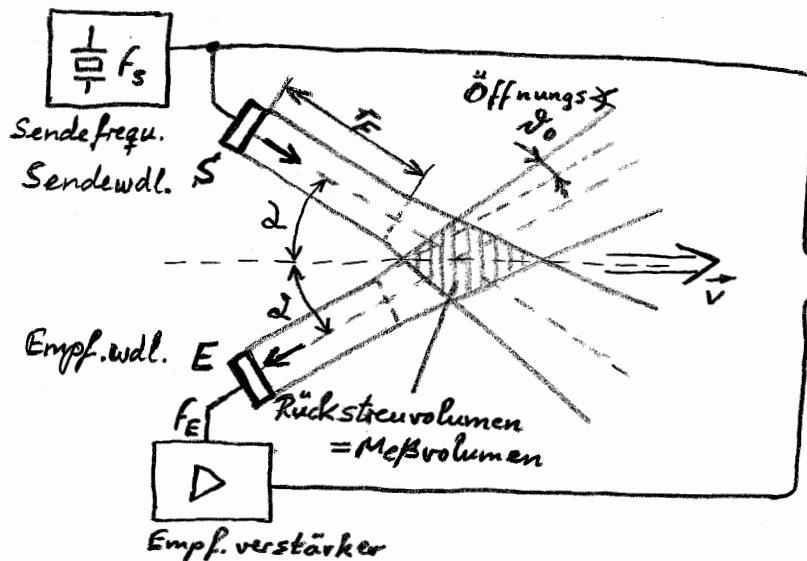
$v \cdot \cos \alpha$  = Komponente in Schallstrahlrichtung

$\cos \beta$  = Abweichung von d. Linie max. Empfindlkt.

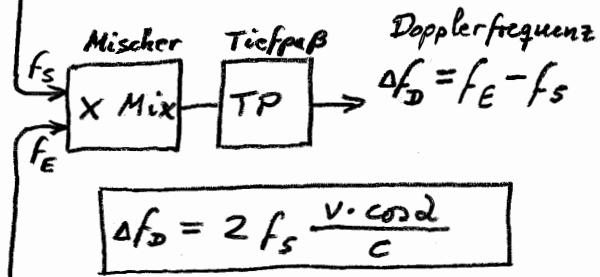
bzw. für den Betrag  
 der Stromungsgeschwindigkeit

$$\boxed{v \approx \frac{\Delta f_D}{f_s} \cdot \frac{c}{2 \cos \alpha \cdot \cos \beta}}$$

## Klassische Doppler - Messanordnung



cw-Betrieb  
 (continuous wave)



entstehende Differenzfrequenz  
 ist hier nur positiv,  
 d.h. Richtungsinformation  
 geht nach Mix verloren!

i.a. liegt  $\Delta f_D$  im Lautsprecherbereich  
 (Lautsprecher... meist eingebaut)

### Meßvolumen:

Richtcharakteristik der US-Wandler aus bek. Beziehungen:

$$\text{Nahfeldentfernung } r_f \approx \frac{3a^2}{\lambda} \quad a - \text{Wandradius}$$

$$\text{dann divergiert mit Öffnungs } \times \sin \theta_0 = 0,67 \frac{\lambda}{a} \quad [\text{RAD}]$$

ZB:  $f_s = 5 \text{ MHz}, \quad a = 6 \text{ mm}, \quad \lambda = 0,3 \text{ mm} (\text{H}_2\text{O})$

$$\rightarrow r_f = 360 \text{ mm} \quad 2\lambda = 90^\circ \text{ (d.h. } \approx \text{kugelförm. Rückstreuvol.)}$$

$\theta_0 = 0,03 = 77^\circ$  für kleine  $\theta_0$  näherungsweise Rückstreuolumen:

- Fiktives Meßvolumen im Nahfeldbereich:  $V_N \approx 2\pi a^3 \approx 7,4 \text{ cm}^3$

- Meßvolumen im Fernfeldbereich:  $V_F \approx 2\pi \left( a + 0,67 \lambda \cdot \frac{x}{a} \right)^3$

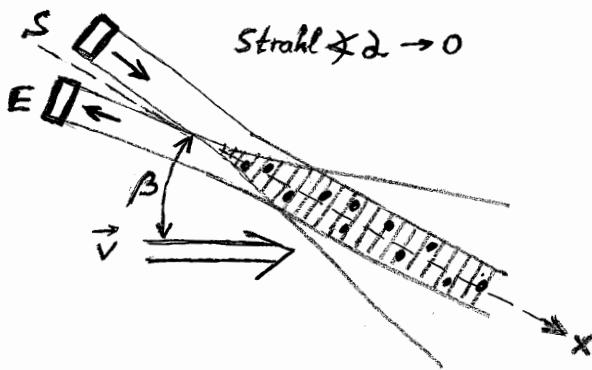
bei  $x = 120 \text{ mm}$ , d.h. im Abstand

$$r_f + x = 480 \text{ mm} \text{ vom Wandler!}$$

$$V_F \approx 5,7 \text{ cm}^3$$

Praktisch wird  $V_{F,N}$  von Sendeleistung, Streueigenschaften der Teilchen und dem S/R-Verhältnis des Empf.-signals bestimmt!  
 ~ "effektives Rückstreuolumen" zu berücksichtigen, das von der Auswertbarkeit der Empf.-signale abhängt.

Bei nur einseitig zugänglichen Strömungsfeldern (Medizin) wird in Rückstreuung gemessen:



S/E - Wandler liegen dicht beieinander!

in Strahlrichtung weit ausgedehntes Meßvolumen, großer Bereich d. f. Teilchenim.

✓ Breites Dopplerfrequenzspektrum, wobei Streusignale örtlich nicht zuordnbar sind!  
wenn in cw-Betrieb gemessen wird.

### Meßfehler (Meßunscharfe)

a.) im Meßvolumen örtlich verschiedene  $v$

→ entspr. Bandbreite  $\Delta f$  des Dopplersignalspektrums folgt  
( $\cong$  Geschwindigkeitsunscharfe)

b.) Bei geringer Stroteilchendichte im Fluid entstehen einzelne Bursts, deren Länge  $\cong$  Aufenthaltsdauer der Teilchen im Meßvolumen

→ Problem: Stromfäden mit höherer  $v$  liefern mehr Meßwerte!

Damit liefert die Mittelung über das Ensemble einen zu großen (Meß) Wert!

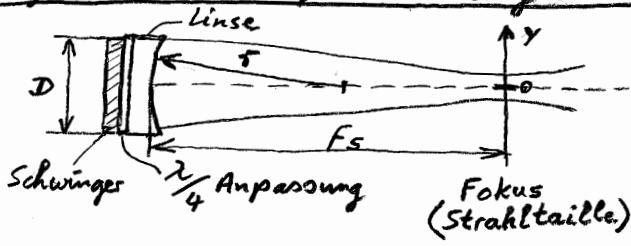
→ Lösung: Einführung eines Korrektur/Bewertungsfaktors.

benutzt wird die reziproke Impulsrate (Doppler-Burst/Zeit  
 $\cong$  Impulsfolgezeit)

### Ortsbestimmung

Messung der räumlichen Strömungsge schw.-Verteilung erfordert Begrenzung des Meßvolumens:

a.) Schallstrahlfokussierung mit Linsen (auch Fokus schwingen mgl.)

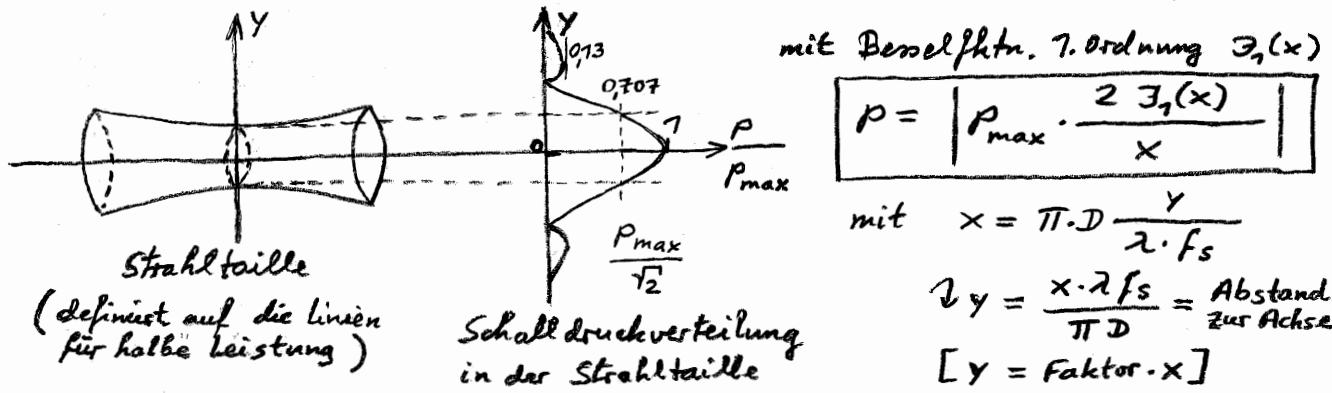


$$\text{Fokusabstand } f_s \approx \frac{r}{1 - \frac{c_2}{c_1}}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{mit } c_1 : \text{Linse} \\ c_2 : \text{Fluid} \end{array} \right\} c_1 > c_2$$

$r$  - Krümmungsradius der Linse

Infolge Beugungseffekten entsteht kein Punkt fokus, sondern eine Strahltaille mit einer Druckverteilung quer zur Achse:



$\Rightarrow$  Mefvolumen um  $1\text{mm}^3$  sind mgl. - zusätzlich zu verringern durch Hochlegen des Auswerte-Schwellwertes des Empfängers für  $P/P_{max}$ .  
 ↗ "effektiver" Taillen-Ø einstellbar...

### b) Ortsbestimmung durch Laufzeitfensterung

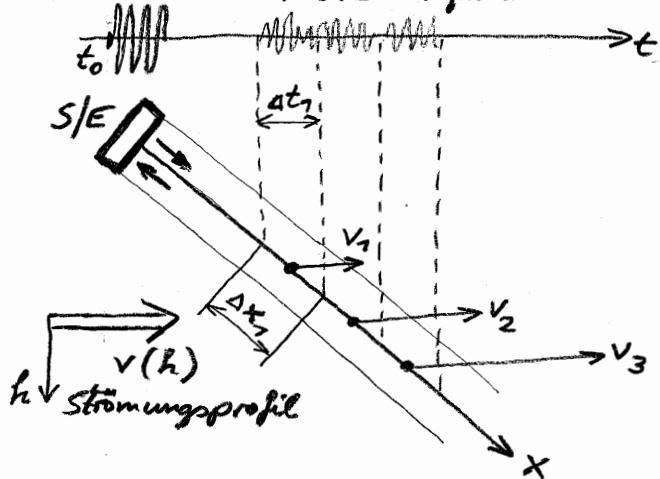
Anwendung des Impuls-Doppler-Verfahrens

Empfangsseitig wird das Signal in Laufzeitbereiche  $\Delta t_i = \frac{\alpha x_i}{c}$  eingeteilt, die dem (zeitlichen) Abstand zum auszuwertenden Mefvolumen entspricht.

↗ Ortsauflösung  $\Delta x = c \cdot \Delta t$

$\Delta t$  - Empfängerzeit

Sendeburst Rückstreusignale



Aussenden von Schwingungspaketen (Bursts)  
der Dauer  $t_B \approx \Delta t_i$

jeweils Mischung des  
 $i$ -ten Zeitfenster-Empf. signals  
mit der Sendeburst-Frequenz

daraus Bestimmung des  
Strömungsprofils!  $v(h)$  mgl.

Strömungsmeßgeräte, die in diskretisierten Volumina messen,  
heißen Profilen, da sie ein Strömungsprofil in  
Signalachsenrichtung bestimmen können.

Meeresforschg.  $\Rightarrow$  **ADCP** (Acoustic Doppler Current Profiler), 3-5 Schwingungen

(zB: meistiefen bis 700 m, Tiefenauflösung 0,7 m bis 1 m  
bei bis zu 728 "Tiefenzellen" meßbar! 300 kHz, ⊥ auf Grund,

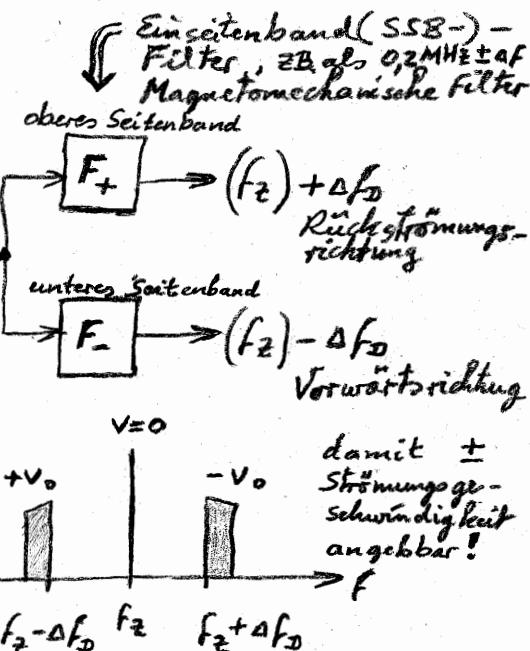
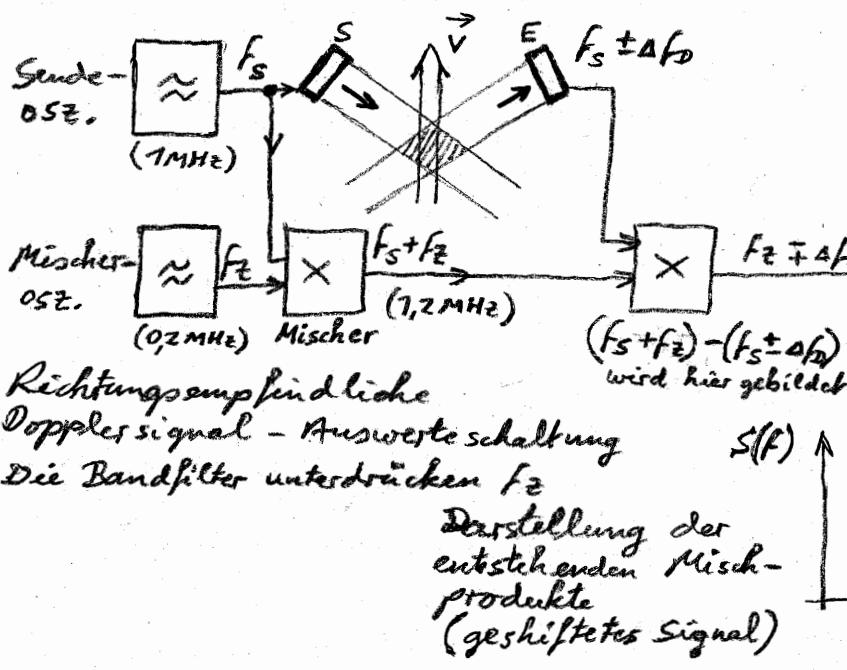
- Verp. auch genutzt zur Erhöhung der Meßgenauigkeit bei Durchflußmessern -

## Richtungserkennung der Strömung beim Dopplerverfahren

! Messen der Dopplerfrequenz liefert keine Richtungsinformation, da nur pos. ! Differenzfrequenz  $\Delta f_D$  nach Mischung entsteht, Problem lösbar durch:

### a) "Frequenzschiftung"

z.B. Sendesignal wird mit  $f_2$  gemischt:

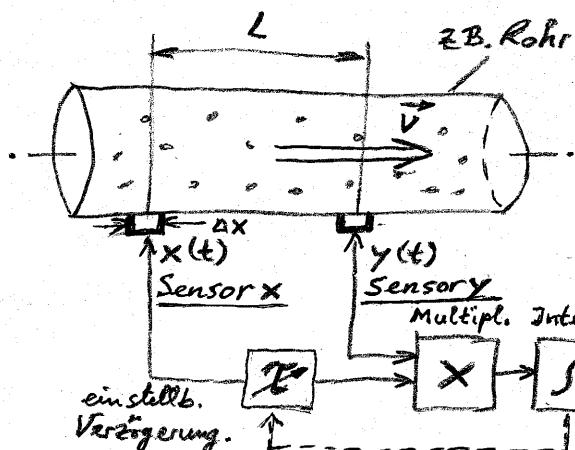


b) oder: Mischung mit 2 um  $90^\circ$  phasenverschobenen Signalen

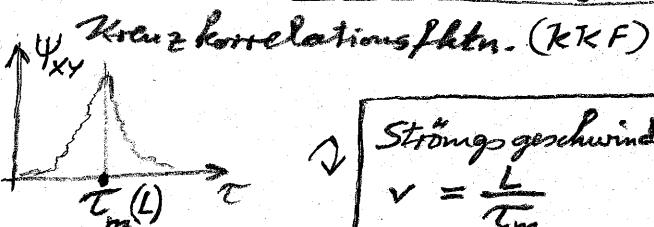
→ Generierung der je um  $180^\circ$  phasenverschobenen  
Seitenband signale!

(s. hierzu Demodulationsverfahren / Nachrichtentechnik)

## Akustisches Korrelationsverfahren



strömendes Fluid mit natürlichen oder künstlichen Inhomogenitäten liefert statistisch schwankendes Signalmuster  
→ Laufzeit ähnlicher Muster über Strecke  $L$  ist ein Maß für Stromgeschw.v.



$$\text{Stromgeschwindig. } v = \frac{L}{\tau_m}$$

Es sind beliebige physik. Größen auswertbar!

Schwankungen des Drucks, der Temperatur, der Bewegungsgeschwindigkeit, der Leitfähigkeit, der akust.- u. el.-magnet. Durchlässigkeit...

mgl. Sensorik: Optische-, Akustische-, Kapazitive-, Ladungsempf.-, Thermische, Drucksensoren, wobei die

$$\text{Sensorgrenzfrequenz } f_g = \frac{v}{\Delta x}$$

$\Delta x$  - Sensorsausdehnung in Fließrichtung  
d.h. die Sensor-Aperture best. die Signalfensterbreite  
→ Meßwertauflösung!

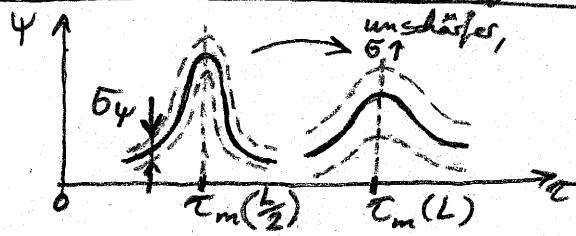
Nutzung der  
Kreuzkorrelationsfunktion:  
(zeitl. Mittelwert des Produkts)

$$\psi_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t-\tau) \cdot y(t) dt$$

$\tau_m$  - Maximum der KKF

entsteht bei max. möglicher Übereinstimmung der Sensorsignale  
 $x(t)$  und  $y(t)$   $\hat{=}$  Laufzeit des statistischen Musters  
im Medium in der Meßstrecke  $L$

! Form der KKF abhäng. von:



- Länge der Mittelungszeit
- Größe / Verteilung der Inhomogenitäten
- Bandbreite der Signale / Sensoren
- Stabilität des statistischen Musters in der Meßstrecke

⇒ Kompromiss für Meßstreckenlänge ist zu wählen:

- lange Meßstrecke  $L$ :  $\rightarrow$  Unschärfe  $\sigma_x$  und  $\sigma_y$  steigt,  
damit KKF-maximum flacher!
- kurze  $\sim$  :  $\rightarrow$  relativ Fehler  $\tau$ , da Streuung des Maximums

so gilt für Standardabweichung der Laufzeit Schwankungen:

$$\delta(\tau_m) \approx \frac{k}{af/\sqrt{af \cdot T}} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{R_{xy}^2(\tau_m)}}$$

Dimensionierung der Meßanordnung ...

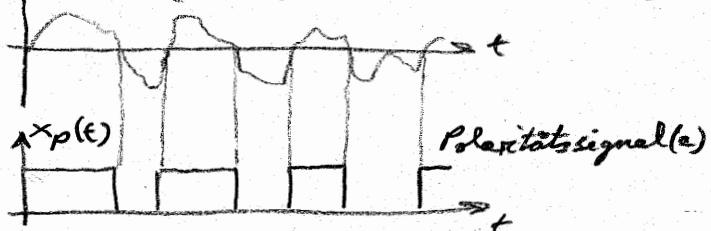
$k$  - Prozeßkonstante  
 $R_{xy}$  - Kreuzkorrelationskoeffizient, hier bei Laufzeit  $\tau_m$   
 $T$  - Mittelungszeit  
 $af$  - Bandbreite der Sensorsignale

## Polaritäts-Korrelation

Vereinfachung der Signalverarbeitung durch

1 bit-Quantisierung (Korrelat. der Vorzeichen der Sensorsignale)

$x(t)$  (analog für  $y(t)$  ausgeführt)



ev. allg. problematisch:

Periodische Strukturen des Meßguts selbst!

→ Nebenmaxima der KKF

• Fehleinstellungen des Korrelators mögl.

→  $T_m$ -Ermittlung über den

Polaritäts-Korrelationskoeffizient (zeitl. Diskretisierung  $t_k$ -Schritte)

$$R_{pxy}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \operatorname{sgn} x(t_k - \tau) \cdot \operatorname{sgn} y(t_k)$$

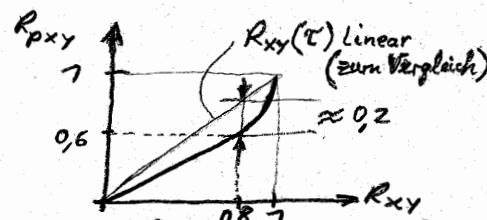
= Anzahl der Übereinstimmungen der log. Pegel bezogen auf N-Abtastungen im Vergleichsbereich

Bem: Durch diese Operation wird die Korr.-fktu. verzerrt!

Unter Annahme Gauß'scher Amplitudenverteilung gilt

$$R_{pxy}(\tau) = \frac{2}{\pi} \arcsin R_{xy}(\tau)$$

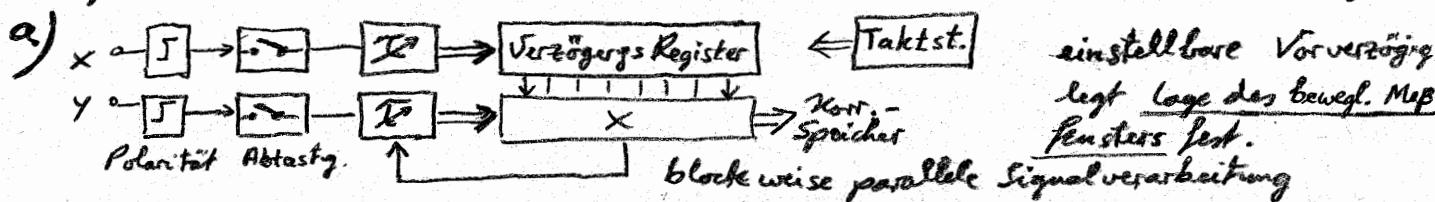
$\neq !$



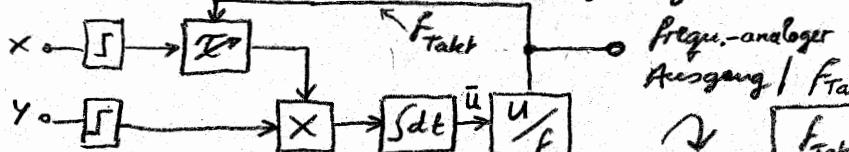
→ Infolge  $\arcsin$ -Verzerrung max. ca. 20% Abweichung von linearer Beziehung  
Aber ohne Einfluß auf Lage der Maxima/Nullstellen (wie lineare KKF)

## Korrelator ausführungen

- Analoge Korr. enthalten Multiplizierer u. driftarme OV's (zeitl. Mittlung)
- Digitale Korr. (Polaritätskorrelatoren s.o.) mit 1 bit-Quantisierung



## b.) Polarit.-Korr. mit Nachlaufregelung:



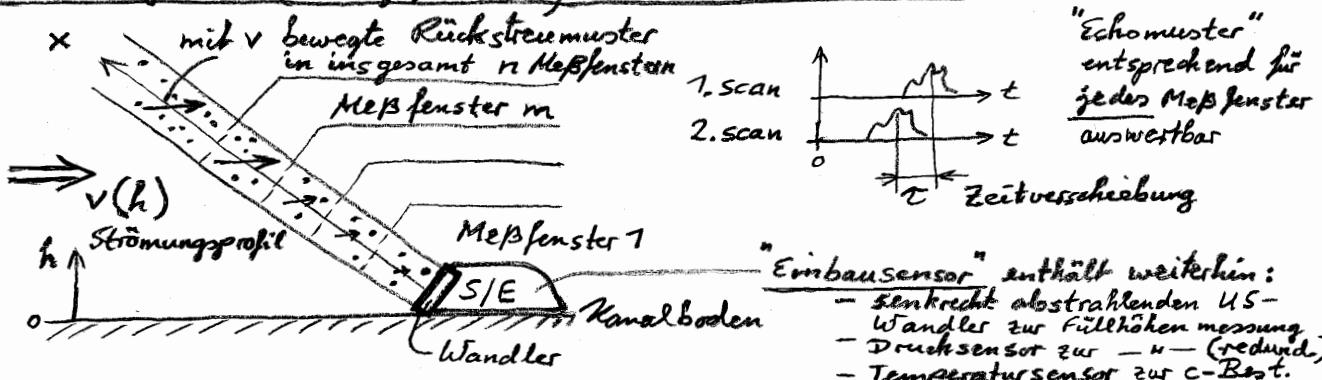
Hier nur Bestimmg. der  $T_m$ :  
 $T_m$  wird ständig der Prozeßlaufzeit nachgeführt!  
Ausgang  $f_{Takt}$  stellt die Verzögerungszeit ein.

$$\sim f_{Takt} \sim V; Q \quad \sum_t \text{Takte} \sim Q \cdot t = V_{\text{ges}}$$

## Impuls - Korrelations - Verfahren

ähnlich dem Impuls-Dopplerverfahren erfolgt Laufzeitfensterung zur Trennung einzelner Messvolumina.

Anwendung in (teilgefüllten) Gerinnen / Kanälen:



Nach Messung der Füllhöhe mit Drucksensor / senkrechter US-Laufzeitmessung im Fluid wird die Anzahl der Meßfenster  $n$  festgelegt.

Ein erster Scan ermittelt die Amplituden-Zeit-Fkt. des rückgestreuten Signals in den  $n$  Meßfenstern ("Echomuster")

ein zweiter Scan unmittelbar danach misst das mit der Strömung transportierte Muster mit der  $v$ -abhängigen Zeitverschiebung erneut.

⇒ Eine Korrelationsanalyse ermittelt den Grad der Übereinstimmung der Signale und die zeitliche Verschiebung  $\tau = \tau_m$ .

Aus den daraus angebbaren  $v$ -Werten in den Meßfenstern wird das Strömungsprofil darstellbar.

Wiederholrate der Messung abhängig von max. Meßentfernung vom Wandler (Signallaufzeit)

Industrielle Geräte (Nivus) ermöglichen Eingabe frei wählbarer Kanal geometrien zur Berechnung des 2-dimensionalen Strömungsprofils → Integration zur Durchflussmengen-Angabe  $Q$   
(ev. mehrere Wandler auf Boden zur Erhöhung der Stützstellenanzahl)

Bem: Bei geringen Fluidhöhen über dem S/E-Wandler wird ur aus der Höhe des Fluids entspr. "Manning-Strickler-Zusammenhang"  $Q = f(h)$  aus Extrapolation der Messung im Vergleich zu Werten aus größeren Höhen  $h$  die Durchflussmenge ermittelt!

(Der  $Q = f(h)$ -Zusammenhang ist aus vorhergegangenen Messungen abgespeichert worden)