

---



---

## Resonatoren und Verzögerungsleitungen: SAW-Sensorik im Vergleich

Gerhard Fischerauer



UNIVERSITÄT  
BAYREUTH

Lehrstuhl für  
Mess- und  
Regeltechnik




---

10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik,  
Bad Honnef, 11.-13.09.2003

1



UNIVERSITÄT  
BAYREUTH

Lehrstuhl für  
Mess- und  
Regeltechnik




---

## Resonatoren und Verzögerungsleitungen: SAW-Sensorik im Vergleich Überblick

---

- 1 Oberflächengenerierte akustische Wellen**
- 2 Verzögerungsleitungen
- 3 Resonatoren
- 4 SAW-Sensoren
- 5 Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen

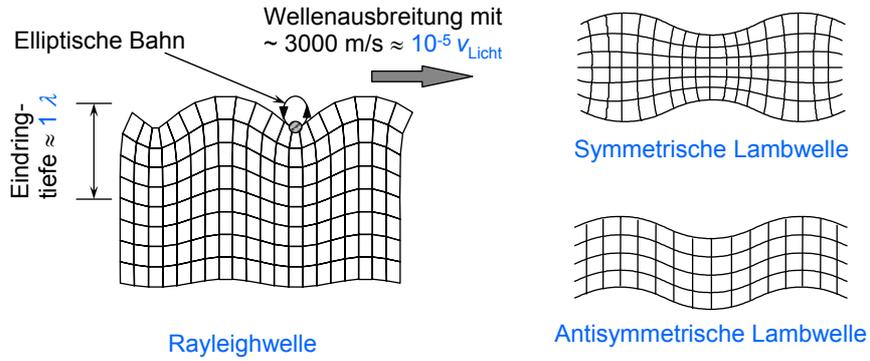
---

10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik,  
Bad Honnef, 11.-13.09.2003

2

## Oberflächengenerierte akustische Wellen

### Ausbreitung akustischer Oberflächenwellen (OFW oder SAW)

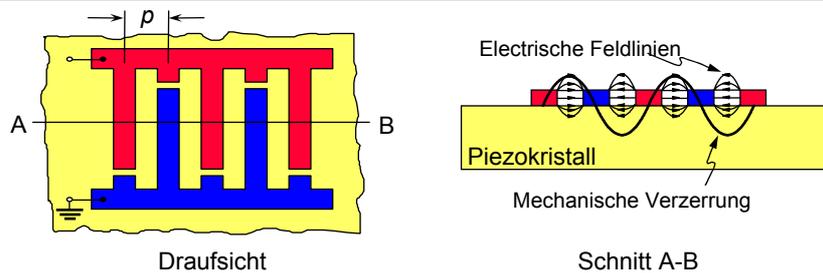


10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik, Bad Honnef, 11.-13.09.2003

3

## Oberflächengenerierte akustische Wellen

### Anregung und Detektion akustischer Wellen auf Piezoelektrika



Interdigitalwandler (IDT; White & Voltmer 1965) als akustische Antenne:

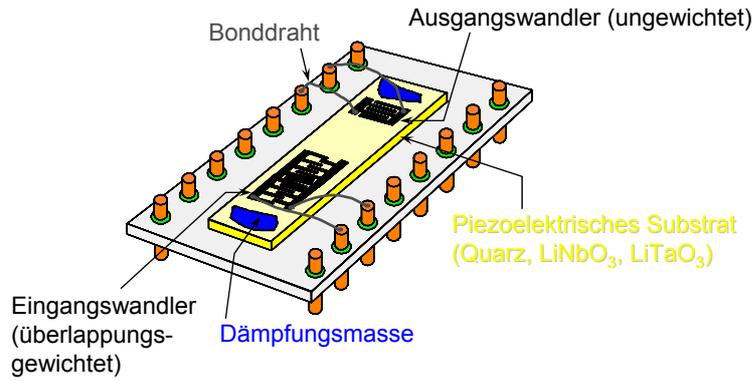
- ⚡ Generation: elektr. HF-Feld  $\rightarrow$  SAW (inverser Piezoeffekt)
- ⚡ Detektion: SAW  $\rightarrow$  elektr. HF-Feld (Piezoeffekt)

In beiden Fällen maximale Kopplung bei  $\lambda_{\text{SAW}} = v_{\text{SAW}} / f = 2 \cdot p$  ( $\sim 1 \dots 10 \mu\text{m}$ ).

10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik, Bad Honnef, 11.-13.09.2003

4

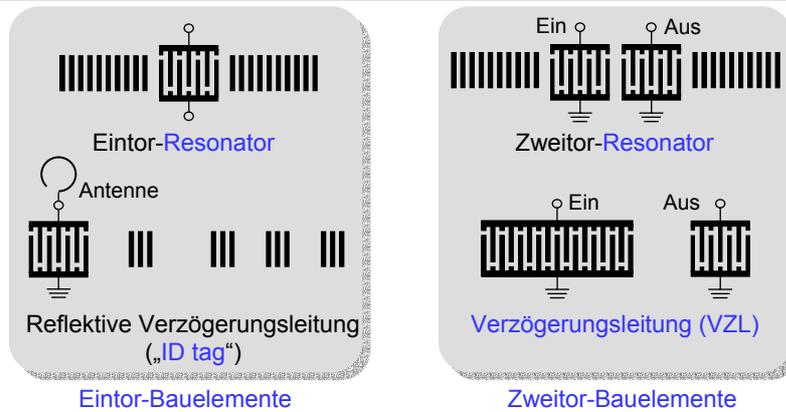
## Oberflächengenerierte akustische Wellen Klassischer SAW-Bandpass



10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik,  
Bad Honnef, 11.-13.09.2003

5

## Oberflächengenerierte akustische Wellen Grundlegende SAW-Bauelemente

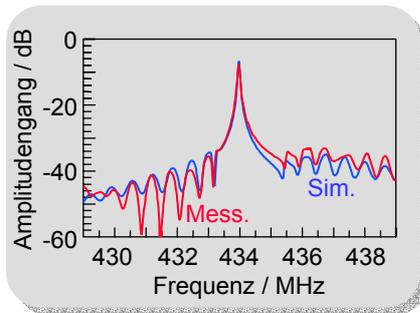


10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik,  
Bad Honnef, 11.-13.09.2003

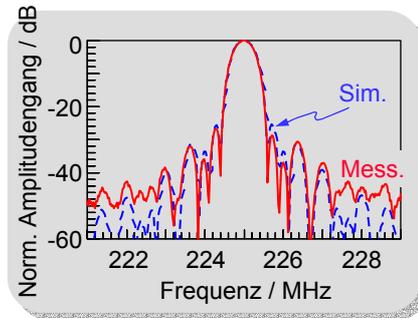
6

## Oberflächengenerierte akustische Wellen

### Typische Simulations- und Mess-Ergebnisse



Zweitor-Resonator

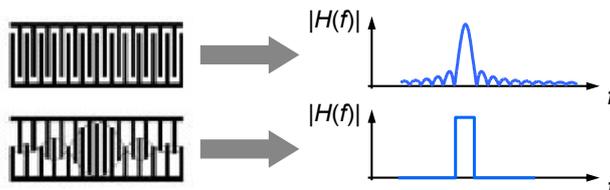
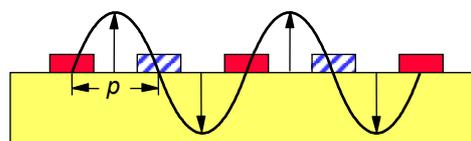


Verzögerungsleitung

## Oberflächengenerierte akustische Wellen

### Deltafunktionsmodell

- Impulsantwort des IDT  $\approx$  Folge von Diracimpulsen (IDT = lineare Gruppenantenne)
- Daraus Frequenzgang (elektroakustische Wandlung) durch Fouriertransformation

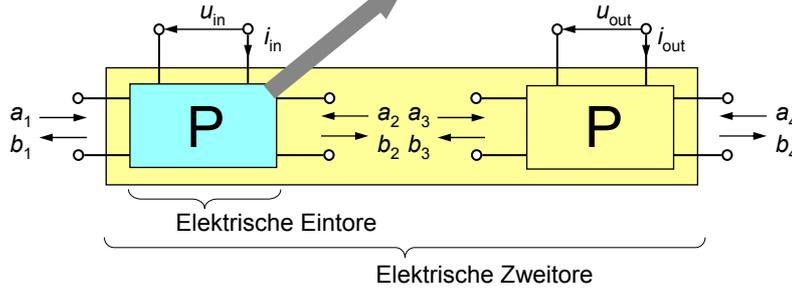




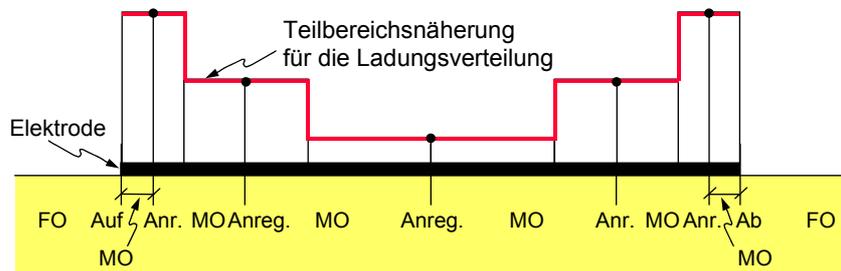
## Oberflächengenerierte akustische Wellen CAD-orientierte Analyse von SAW-Bauelementen

- ✚ Ersatzschaltbildmodelle
- ✚ Theorie gekoppelter Moden
- ✚ Hybrid-(P-)Matrix-Modell:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ i_{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{12} & P_{22} & P_{23} \\ -2P_{13} & -2P_{23} & P_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ u_{in} \end{pmatrix}$$



## Oberflächengenerierte akustische Wellen P-Matrix-Formalismus

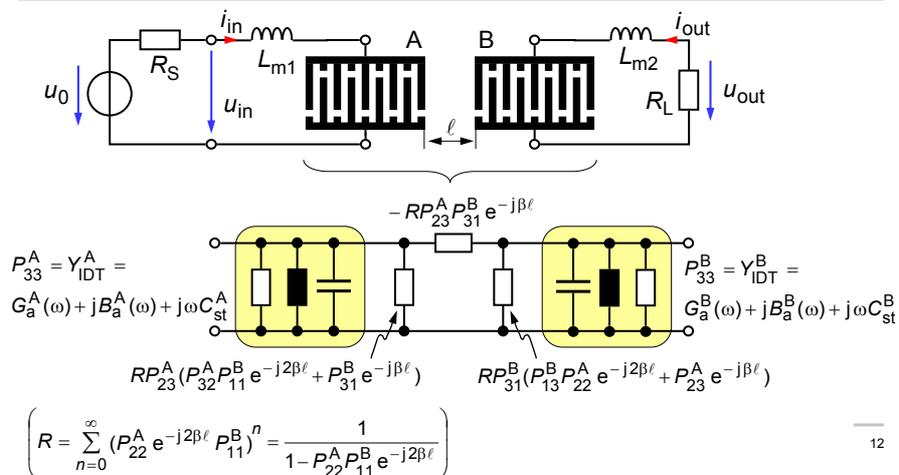


- ✚ Kaskadiere Basis-Transmissionsmatrizen für ungestörte Ausbreitung, Streuung und Anregung (aber berücksichtige Wechselwirkung zwischen nahen Diskontinuitäten)
- ✚ Analog zum üblichen Vorgehen bei elektrischen Mikrowellenschaltungen
- ✚ Aufgabe: Bestimmung der Basismatrizen als Funktion der Materialparameter

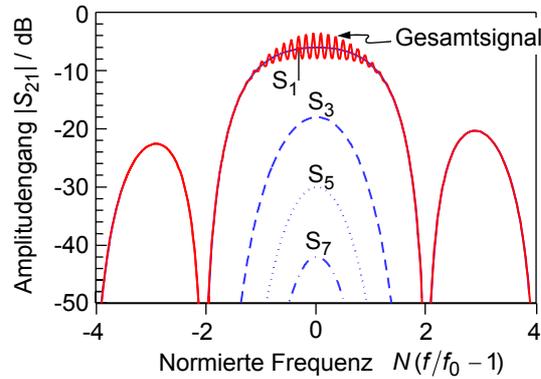
## Resonatoren und Verzögerungsleitungen: SAW-Sensorik im Vergleich Überblick

- 1 Oberflächengenerierte akustische Wellen
- 2 Verzögerungsleitungen**
- 3 Resonatoren
- 4 SAW-Sensoren
- 5 Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen

## Verzögerungsleitungen Verhalten in der Schaltung



## Verzögerungsleitungen Frequenzgang einer idealen VZL



$S_1$ : Hauptsignal mit einfacher Laufzeit  
 $S_n$ : Mehrfachecho mit  $n$ -facher Laufzeit ( $n = 3$ : "triple-transit signal")

Ursachen der Welligkeit verursachenden Mehrfachechos:

- 1) Elektrodenreflexionen
- 2) Regeneration durch IDTs mit endlichem Lastwiderstand

## Verzögerungsleitungen VZL-Entwurf

Einfachstes Modell: vernachlässige a) Elektrodenreflexionen ( $P_{22}^A = P_{11}^B = 0$ ) und b) Schaltungseffekte (keine Regeneration, kurzgeschlossene IDTs). Dann:

$$H_{sc}(\omega) := \left. \frac{i_{out}(\omega)}{u_{in}(\omega)} \right|_{u_{out}(\omega)=0} = Y_{21}(\omega) = P_{23}^A(\omega) P_{31}^B(\omega) e^{-j\beta \ell}$$

Deltafunktionsmodell:  $w^A(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - n \cdot \tau_s) \quad w^B(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - n \cdot \tau_s), \quad \tau_s = \frac{\rho}{v_{ph}}$

## Verzögerungsleitungen

### VZL-Entwurf (2)

Beispiel: zwei ungewichtete IDTs mit zwei Abtastwerten pro Periode  $p$ :

$$w^{A,B}(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } |t| < N^{A,B} \tau_s \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$



$$\Rightarrow |H_{sc}(\omega)| \sim \left| \text{si}\left(\frac{\pi N^A}{2} \cdot \frac{f - f_0}{f_0}\right) \cdot \text{si}\left(\frac{\pi N^B}{2} \cdot \frac{f - f_0}{f_0}\right) \right| \quad \text{mit } f_0 = \frac{1}{2\tau_s} = \frac{v_{ph}}{2p}$$

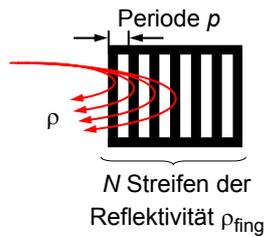
$$\text{3-dB-Bandbreite bei } N^A = N^B = N: \frac{B_{3\text{ dB}}}{f_0} \approx \frac{1,27}{N}$$

## Resonatoren und Verzögerungsleitungen: SAW-Sensorik im Vergleich

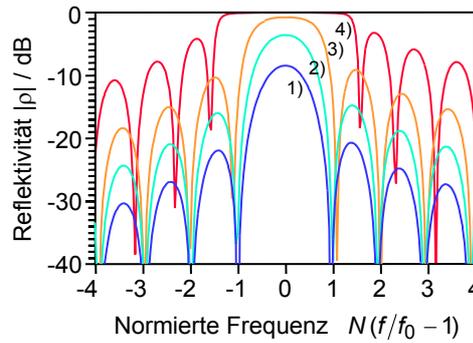
### Überblick

- 1 Oberflächengenerierte akustische Wellen
- 2 Verzögerungsleitungen
- 3 Resonatoren**
- 4 SAW-Sensoren
- 5 Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen

## Resonatoren Verteilter (Bragg-)Reflektor



$$N = 20, N |\rho_{\text{fing}}| = 0,4^1 - 0,8^2 - 1,6^3 - 4^4 :$$



## Resonatoren Modellgleichungen des verteilten Reflektors

✚ Mitten-(Bragg-)Frequenz:  $f_0 = \frac{v}{2p}$  ( $v =$  akustische Geschwindigkeit)

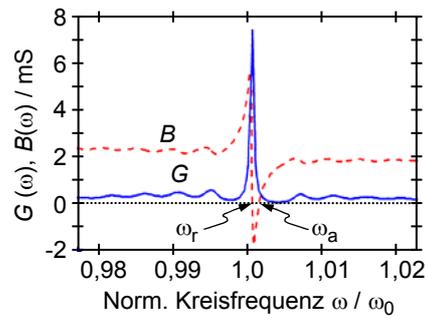
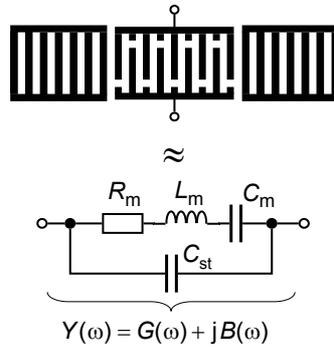
✚ Bei kleiner Fingerreflektivität (keine Mehrfachreflexionen):  $|\rho(f)| \approx \tanh(N |\rho_{\text{fing}}|) \cdot \left| \text{si} \left( N\pi \frac{f - f_0}{f_0} \right) \right|$

✚ Nullstellenbandbreite:  $\frac{B_N}{f_0} \approx \frac{2 |\rho_{\text{fing}}|}{\pi} \sqrt{1 + \left( \frac{\pi}{N |\rho_{\text{fing}}|} \right)^2}$

➤ Schwacher Reflektor:  $N |\rho_{\text{fing}}| \ll \pi \Rightarrow B_N \approx 2f_0/N \neq f(|\rho_{\text{fing}}|)$

➤ Dichter Reflektor:  $N |\rho_{\text{fing}}| \gg \pi \Rightarrow B_N \approx \frac{2}{\pi} |\rho_{\text{fing}}| f_0 \neq f(N)$

## Resonatoren Eintor-Resonator



## Resonatoren Resonanz- und Antiresonanzfrequenzen des Eintor-Resonators

- Resonatoradmittanz aus dem Ersatzschaltbildmodell:

$$Y(\omega) = j\omega C_{st} + \frac{1}{R_m + j\omega L_m + 1/j\omega C_m} = j\omega C_m \left( \gamma + \frac{1 - \omega^2 L_m C_m - j\omega R_m C_m}{(1 - \omega^2 L_m C_m)^2 + (\omega R_m C_m)^2} \right)$$

mit dem Kapazitätsverhältnis  $\gamma = \frac{C_{st}}{C_m}$  (typical:  $10^2 \dots 10^3$ )

- Resonanz:  $\text{Im}\{Y\} = 0 \Leftrightarrow \gamma(1 - \omega^2 L_m C_m)^2 + \gamma(\omega R_m C_m)^2 + 1 - \omega^2 L_m C_m = 0$

Unter Annahme kleiner Verluste,  $R_m^2 \ll 2L_m/C_m$ , wird daraus:

$$\gamma(1 - \omega^2 L_m C_m)^2 + 1 - \omega^2 L_m C_m = (1 - \omega^2 L_m C_m) \cdot [\gamma(1 - \omega^2 L_m C_m) + 1] = 0$$

- Lösungen:  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}$ ;  $\omega_a = \omega_r \sqrt{1 + \frac{1}{\gamma}}$  (Resonanz [Serienresonanz] / Antiresonanz [Parallelresonanz])

## Resonatoren

### Güte des Eintor-Resonators

Unbelastete Güte:  $Q_r = \frac{\omega_r L_m}{R_m} = \frac{1}{R_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \gg 1$

Mit den Abkürzungen  $\gamma$ ,  $Q_r$  und der normierten Frequenz  $\Omega := \omega / \omega_r$  lässt sich die Resonatoradmittanz schreiben als:

$$Y(\Omega) \cdot R_m = j\Omega/Q_r \left( \gamma + \frac{1}{1 - \Omega^2 + j\Omega/Q_r} \right)$$

$$\Rightarrow \text{Konduktanz: } G = \text{Re}\{Y\} = \frac{1}{R_m} \cdot \frac{(\Omega/Q_r)^2}{(1 - \Omega^2)^2 + (\Omega/Q_r)^2}$$

## Resonatoren

### Resonanz- und Antiresonanzkonduktanz des Eintor-Resonators

Die Konduktanz  $G$  wird maximal bei  $\Omega = 1$ , d.h.,  $\omega = \omega_r \Rightarrow$

$$G(\omega_r) = G_{\max} = \frac{1}{R_m}$$

Dagegen:  $G(\omega_a) = \frac{1}{R_m} \cdot \frac{1 + 1/\gamma}{M^2 + 1 + 1/\gamma}$  mit der **Leistungskennzahl**  $M = \frac{Q_r}{\gamma}$

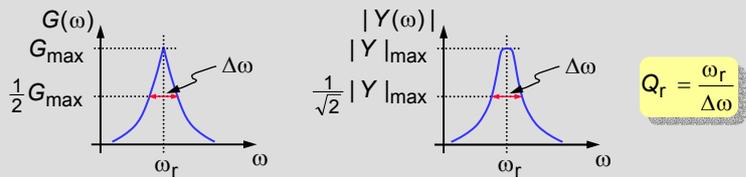
Da  $\gamma \gg 1$  und ebenso  $M^2 \gg 1$ :

$$G(\omega_a) \approx \frac{G(\omega_r)}{M^2} \ll G(\omega_r)$$

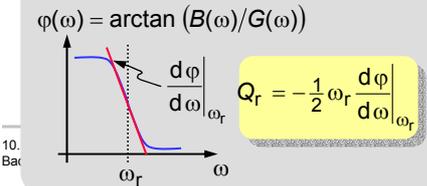
## Resonatoren

### Methoden zur Gütebestimmung beim Eintor-Resonator

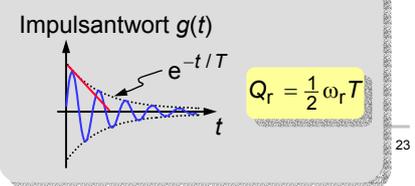
**Bandbreitenmethode:**



**Phasensteilheitsmethode:**



**Abklingmethode:**

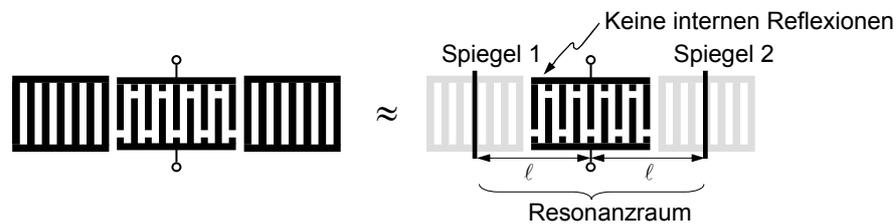


10. Ba

23

## Resonatoren

### Fabry-Perot-Modell des Eintor-Resonators



Eingangsadmittanz des IDT ohne Spiegel:  $Y_{IDT} = G_a(\omega) + jB_a(\omega) + j\omega C_{st}$

Reflexionsfaktor der Spiegel:  $\rho = |\rho| e^{j\varphi_\rho}$

Ohne Wichtungs- und Ausbreitungsverluste  $\Rightarrow Y = Y_{IDT} + \sum_{n=1}^{\infty} 2G_a \rho^n e^{-j2n\beta l}$ ;

$Y = j\omega C_{st} + jB_a + G_a \frac{1 + \rho e^{-j2\beta l}}{1 - \rho e^{-j2\beta l}}$

10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik, Bad Honnef, 11.-13.09.2003

## Resonatoren

### Fabry-Perot-Modell des Eintor-Resonators (2)

Resonanzbedingung:  $|1 - \rho e^{-j2\beta\ell}| = \min.$

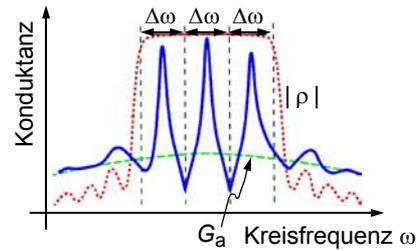
$$\Rightarrow 2\beta\ell - \varphi_\rho = 2m\pi, m \text{ integer}$$

Longitudinale Moden mit dem Abstand

$$\Delta\beta = \frac{2\pi}{\Delta\lambda} = \frac{\Delta\omega}{v} = \frac{\pi}{\ell}$$

Normalerweise  $\varphi_\rho = \pm\pi/2$  (maximale SAW-Reflexion)  $\Rightarrow$  Resonanz bei

$$\ell = \left(\frac{m}{2} \pm \frac{1}{8}\right)\lambda$$



## Resonatoren

### Fabry-Perot-Modell des Eintor-Resonators (3)

Maximale Konduktanz:  $G_{\max} = \frac{1}{R_m} = G_a \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} \approx \frac{2G_a}{1-|\rho|}$

Resonanzgüte (z. B. aus der Bandbreitenmethode):  $Q_r \approx \pi \frac{\ell/\rho}{1-|\rho|}$   
( $\rho$  = IDT-Periodizität).

Hochgütige Resonatoren erfordern also lange Resonanzräume und dichte Reflektoren.

## Resonatoren

### Fabry-Perot-Modell des Eintor-Resonators (4)

Kapazitätsverhältnis:  $\omega_r C_m = \frac{1}{R_m Q_r} = \frac{G_{\max}}{Q_r} \approx \frac{2 p}{\pi \ell} G_a \Rightarrow \gamma = \frac{\omega_r C_{st}}{\omega_r C_m} \approx \frac{\pi \ell \omega_r C_{st}}{2 p G_a}$

Ein kleines  $\gamma$  erfordert also kurze Resonanzräume und ein großes Verhältnis  $G_a/\omega_r C_{st}$ .

Leistungskennzahl:  $M = \frac{Q_r}{\gamma} = 2 \frac{G_a}{\omega_r C_{st}} \frac{1}{1 - |\rho|}$

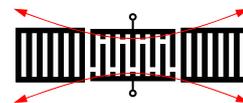
Ein großes  $M$  erfordert dichte Reflektoren und ein großes Verhältnis  $G_a/\omega_r C_{st}$ .

## Resonatoren

### Frequenzgangverzerrungen beim Eintor-Resonator

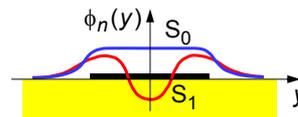
- Ursache der Verzerrung: Strahlaufweitung infolge **Beugung**.

Gegenmaßnahme: transversale Wellenführung (Sammelschiene – IDT – Sammelschiene).

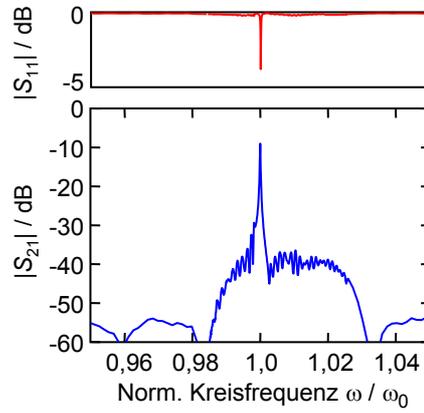
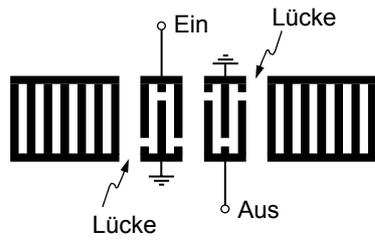


- Ursache der Verzerrung: **Transversalmoden höherer Ordnung**.

Gegenmaßnahmen: Überlappungswichtung, IDT-Apertur kleiner als Sammelschienenabstand, statistisch verteilte Elektrodenunterbrechungen im Reflektor.



## Resonatoren Zweiter-Resonator

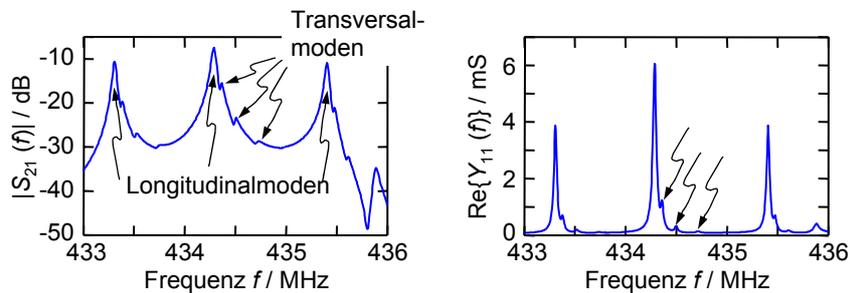


10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik, Bad Honnef, 11.-13.09.2003

29

## Resonatoren Frequenzgangverzerrungen beim Zweiter-Resonator

Ganz ähnlich wie im Eintor-Resonator, z. B. Moden:



Selbe Gegenmaßnahmen!

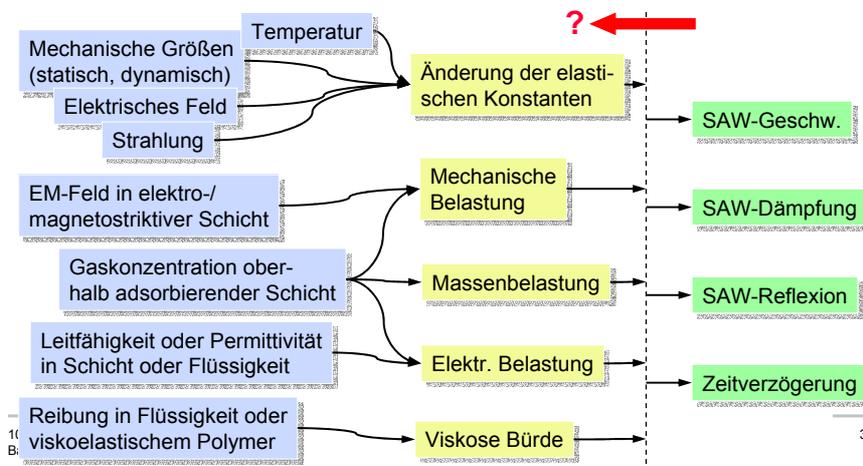
10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik, Bad Honnef, 11.-13.09.2003

30

## Resonatoren und Verzögerungsleitungen: SAW-Sensorik im Vergleich Überblick

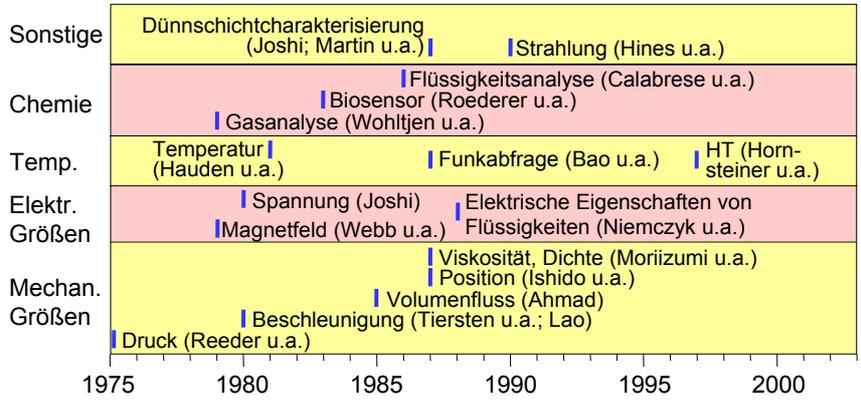
- 1 Oberflächengenerierte akustische Wellen
- 2 Verzögerungsleitungen
- 3 Resonatoren
- 4 SAW-Sensoren**
- 5 Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen

## SAW-Sensoren Einfluss physikalischer und chemischer Größen auf die SAW



## SAW-Sensoren

### Demonstrierte Vielseitigkeit von SAW-Sensoren



10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik, Bad Honnef, 11.-13.09.2003 33

## SAW-Sensoren

### Beispiel: VZL als Temperatursensor

Verzögerungszeit zw. Ein- und Ausgangs-IDT:  $\tau = \frac{L}{v_{ph}}$

⇒ Temperaturempfindlichkeit:  $S_T^\tau = \frac{\partial \tau}{\partial T} = \frac{\tau}{L} \frac{\partial L}{\partial T} - \frac{\tau}{v_{ph}} \frac{\partial v_{ph}}{\partial T} = \tau \left( \frac{1}{L} \frac{\partial L}{\partial T} - \frac{1}{v_{ph}} \frac{\partial v_{ph}}{\partial T} \right)$

Temperaturkoeffizient der Verzögerungszeit:  $TCD = \frac{1}{\tau} S_T^\tau = \frac{1}{L} \frac{\partial L}{\partial T} - \frac{1}{v_{ph}} \frac{\partial v_{ph}}{\partial T}$

Thermische Längenausdehnung (Geometrieeffekt)
Materialeffekt

⇒  $\frac{\Delta \tau}{\tau} \approx TCD \cdot \Delta T$

10. DEGA-/DPG-Workshop Physikalische Akustik, Bad Honnef, 11.-13.09.2003 34

## SAW-Sensoren

### Eigenschaften einiger verbreiteter SAW-Sensorsubstrate

Material	Orientierung	Wellentyp	$v_{ph}$ / (m/s)	$k^2$ / %	TCD / (ppm/°C)	$T_{max}$ / °C
Quarz	ST-X	verallg. Rayleigh	3158	0,1	0	550
	37°rotY-X	SH	5094	≈ 0,1	0	550
LN	Y-Z	Rayleigh	3488	4,1	94	(600)
	41°rotY-X	Leckwelle (SH)	4750	15,8	69	(600)
LT	36°rotY-X	Leckwelle (SH)	4220	≈ 6,6	30	<610
LGS	Y-X	Rayleigh	≈ 2330	≈ 0,37	≈ 28	>1000

LN: Lithiumniobat,  $\text{LiNbO}_3$ ; LT: Lithiumtantalat,  $\text{LiTaO}_3$ ; LGS: Langasit,  $\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$

## SAW-Sensoren

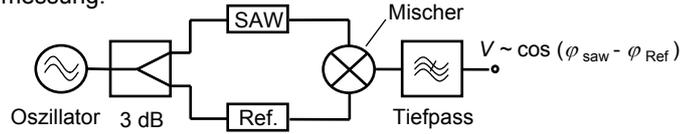
### Typische Genauigkeiten von SAW-Sensoren

- ✚ Temperatur: 0,1 °C
- ✚ Druck: 1 % der Messspanne
- ✚ Andere Größen: 5 % der Messspanne (funkabgefragt; über Hybridsystem aus einem impedanzgebenden Sensor und einem OFW-Bauelement)

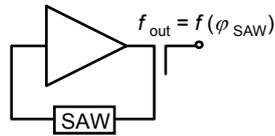
## SAW-Sensoren Drahtgebundene Sensoransteuerung

Netzwerkanalysator (Frequenz, Dämpfung), Vektorvoltmeter

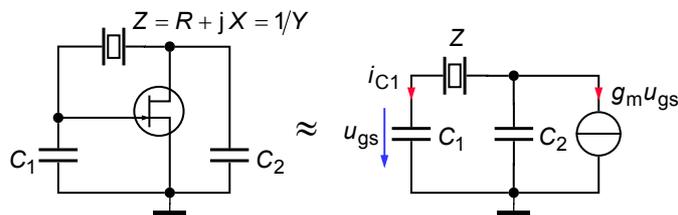
Phasenmessung:



Oszillator:



## SAW-Sensoren Colpitts-Oszillator für SAW-Eintor-Resonator



Bedingung für stationäre Schwingung (Schwingbedingung):

$$u_{gs} = \frac{1}{j\omega C_1} i_{C1} = \frac{1}{j\omega C_1} (-g_m u_{gs}) \frac{1/j\omega C_1}{Z + 1/j\omega C_1 + 1/j\omega C_2} \Leftrightarrow$$

$$Z + \frac{1}{j\omega} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) = + \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \Leftrightarrow R = \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \wedge X = \frac{1}{\omega} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)$$

## SAW-Sensoren

### Colpitts-Oszillator für SAW-Eintor-Resonator (2)

Schwingbedingung:  $g_m = (C_1 + C_2) \frac{\omega R}{X}$

Welche Schwingfrequenz führt zur minimalen Verstärker-Transkonduktanz  $g_m$ ?  
Ersatzschaltbildmodell des SAW-Eintor-Resonators (mit  $\Omega = \omega/\omega_r$ ):

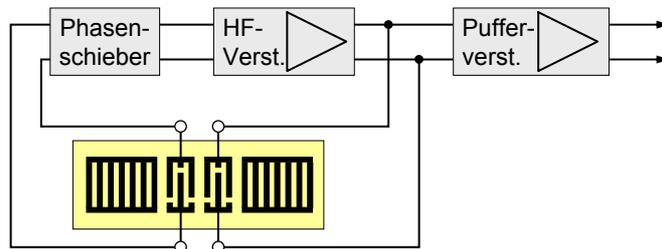
$$\frac{X}{\omega R} = -\frac{B}{\omega G} = -\frac{Q_r}{\omega_r} \frac{\gamma[(1-\Omega^2)^2 + (\Omega/Q_r)^2] + 1 - \Omega^2}{\Omega^2}$$

$$\frac{d}{d\Omega} \frac{X}{\omega R} \stackrel{!}{=} 0 \Rightarrow \Omega_{osc} = 4\sqrt{1 + \frac{1}{\gamma}} = \sqrt{\frac{\omega_a}{\omega_r}} \Leftrightarrow \omega_{osc} = \sqrt{\omega_a \omega_r} \stackrel{(\gamma \gg 1)}{\approx} \frac{\omega_a + \omega_r}{2}$$

$$\Rightarrow g_{m, min} \approx \frac{4\omega_r(C_1 + C_2)}{M} \Rightarrow \text{Entwurfsziel: } M = \frac{Q_r}{\gamma} \uparrow \uparrow$$

## SAW-Sensoren

### Zweitor-Oszillator mit SAW-Zweitor-Resonator



Schwingbedingung:  $\varphi_{SAW} + \varphi_{Phasensch.} + \varphi_{HF-Verst.} = 2m\pi$   
 $\alpha_{SAW} \cdot \alpha_{Phasensch.} \cdot G_{HF-Verst.} > 1$

## Resonatoren und Verzögerungsleitungen: SAW-Sensorik im Vergleich Überblick

- 1 Oberflächengenerierte akustische Wellen
- 2 Verzögerungsleitungen
- 3 Resonatoren
- 4 SAW-Sensoren
- 5 Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen**

## Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen Allgemeine Designfragen

Kriterium	Resonator	Verzögerungsleitung
<b>Designbarkeit</b>	☹ Schwer (IIR-Filter, Transduktion und Reflexion relevant)	☺ Leicht (FIR-Filter)
<b>Arbeitsfrequenz</b>	☹ Starke schmalbandige Signale ⇒ Funksensorik nur in ISM-Bändern möglich (433,92 MHz, 2,5 GHz, ...)	☺ Chirptechniken ermöglichen starke Signalspreizung im Frequenzbereich ⇒ Arbeitsfrequenz beliebig
	☹ Kein harmonischer Betrieb möglich	☺ Mit harmonischem Betrieb hohe Frequenzen bei großer Fingerperiode erreichbar
<b>Größe</b>	☺ Klein auch bei niedrigen Frequenzen	☹ Zu groß (und damit zu teuer) bei niedrigen Frequenzen

## Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen Amplitudengang

Kriterium	Resonator	Verzögerungsleitung
<b>Übertragungsfunktion</b>	☹️ Starke Abhängigkeit von Betrag und Phase	☺️ Nahezu unabhängige Einstellbarkeit von Betrag und Phase (Wandler → Betrag, Wandlerabstand → Phase)
<b>Güte</b>	☹️ Vergleichbar mit VZL	☹️ Vergleichbar mit Resonator
<b>Dämpfung</b>	☹️ Einfügedämpfung typ. 7 dB (200 MHz) bis 15 dB (1GHz)	☹️ Einfügedämpfung typ. 15 bis 20 dB (bis zu 6 dB weniger bei Einsatz direktonaler Wandler)
	☹️ Bei zu hoher Dämpfung im Resonanzraum reißt Resonanz ab ⇒ Prinzip versagt	☺️ Dämpfung nicht so störend, weil für hohe Phasensteilheit nur Laufweg, nicht aber Resonanzphänomen verantwortlich

## Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen Phasengang

Kriterium	Resonator	Verzögerungsleitung
<b>Phasenverlauf</b>	☹️ Stark dispersiv (IIR-Filter!)	☺️ Linear
<b>Gruppenlaufzeit</b>	☹️ Gruppenlaufzeit bei Mittenfrequenz und 3-dB-Bandbreite hängen zusammen gemäß $B_{3\text{ dB}} = 1/(\pi\tau)$	☺️ $B_{3\text{ dB}} \approx 1/\tau \Rightarrow$ Ziehbereich für Oszillator mit VZL dreimal größer als mit Resonator

## Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen

### Chemo- und Biosensoren

Kriterium	Resonator	Verzögerungsleitung
<b>Passivierung</b>	⊗ Inerte Elektrodenmaterialien (Au, Pt) problematisch ⇒ Passivierung unabdingbar	⊕ Passivierung bei inerten Elektroden entbehrlich
	⊗ Empfindlich gegenüber Inhomogenitäten in der Passivierungsschicht	⊕ Recht unempfindlich gegenüber Schichtinhomogenitäten
<b>Beschichtung</b>	⊖ Nicht ganz einfach wegen Oberflächeninhomogenität im Wandlerbereich	⊕ Auseinanderziehen der Wandler ermöglicht Beschichtung einer homogenen Oberfläche
<b>Betrieb in Flüssigkeiten</b>	⊖ Bei Betrieb in wässriger Lösung (hohes $\epsilon$ ) Achtung auf Wandlerkurzschluss	⊕ Auseinanderziehen der Wandler ermöglicht Fluidkontakt in unkritischen Bereichen

## Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen

### Oszillatorbetrieb

Kriterium	Resonator	Verzögerungsleitung
<b>Oszillator-entwurf</b>	⊖ Unkritisch	⊖ Evtl. AGC zur Aufhebung der Mehrmodigkeit erforderlich
<b>Abstimmbarkeit</b>	⊖ $B_{3\text{ dB}} = 1/(\pi\tau) \Rightarrow$ kleiner Ziehbereich	⊕ $B_{3\text{ dB}} \approx 1/\tau \Rightarrow$ Ziehbereich für Oszillator mit VZL dreimal größer als mit Resonator
<b>Oszillator-rauschen (Kurzzeitstabilität)</b>	⊖ Hauptquelle des trägernahen 1/f-Rauschens kann a) Verstärker od. b) Resonator sein. Fall b): trägernahes Rauschen unabhängig von Gruppenlaufzeit u. belasteter Güte	⊖ VZL ist Hauptquelle des 1/f-Rauschens
	⊕ Kleinere Einfügungsdämpfung und – bis etwa 1 GHz – größere Gruppenlaufzeit als VZL ⇒ niedrigeres Rauschen ⇒ bessere Kurzzeitstabilität	⊗ Höhere Einfügungsdämpfung als Resonator ⇒ Verstärker muß höheren Gewinn haben ⇒ größeres Rauschen

## Vergleich von Resonatoren und Verzögerungsleitungen

### Funksensorik

Kriterium	Resonator	Verzögerungsleitung
<b>Funkabfragbarkeit</b>	☺ Demonstriert (Ausschwingen des über HF gepumpten Resonators)	☺ Demonstriert (reflektive VZL = ID-Tag)
<b>Frequenzband</b>	☹ Starke schmalbandige Signale ⇒ Funksensorik nur in ISM-Bändern möglich (433,92 MHz, 2,5 GHz, ...)	☺ Chirptechniken ermöglichen starke Signalspreizung im Frequenzbereich ⇒ Arbeitsfrequenz beliebig

## Resonatoren und Verzögerungsleitungen: SAW-Sensorik im Vergleich

### Zusammenfassung

#### Die Mikrowellenakustik

- ☛ erlaubt miniaturisierte Komponenten (← kleine akustische Wellenlänge)
- ☛ mit elektrischen Toren. (← elektroakust. Wandlung mit IDTs)

#### Akustische MEMS

- ☛ sind komplexe HF-Mikrosysteme (→ sorgfältige Analyse inkl. Parasitics),
- ☛ eröffnen fast unbegrenzte Entwurfsfreiheiten
- ☛ und werden in reproduzierbarer Halbleitertechnologie gefertigt.

#### Mikroakustische Sensoren

- ☛ können mit Resonatoren oder Verzögerungsleitungen realisiert werden,
- ☛ sind ungeheuer flexibel,
- ☛ können sowohl drahtgebunden betrieben als auch funkabgefragt werden
- ☛ und sind sehr robust. (→ Betrieb in rauen Umgebungen)