

Elektrische Charakterisierung der SAW-Filter

INHALTSVERZEICHNIS

1	Theoretische Grundlagen	1
2	Mittenfrequenz und Ausbreitungsgeschwindigkeit	4
3	Nullpunktbandbreite	5
4	Bestimmung von L	5
5	Einfügedämpfung und Sperrband	6
6	Zusammenfassung der Ergebnisse	6

1 THEORETISCHE GRUNDLAGEN

Übertragungsfunktion und Faltung Indem man die Finger eines IDTs als Deltafunktionen (mit Abstand p zueinander) im Raum darstellt, kann das Signal (im Zeit- und Ortsraum), das an der Stelle x_0 eintrifft, wenn von allen Fingern gleichzeitig ein Impuls ausgesandt wird (durch anlegen der Spannung $U_1 = \hat{u}_1 \delta(t)$) mit der nachstehenden Formel beschrieben werden:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{Impuls}} &= \sum_{n=0}^{N-1} a_n \delta\left(t - n \frac{p}{v}\right) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} a_n \delta\left(t - \frac{n}{2f_0}\right)
 \end{aligned} \tag{1}$$

Hierbei ist N die Anzahl der Finger und $v/(2p) = f_0$ wurde benutzt, wobei v die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Oberflächenwellen ist. $a_n = (-1)^n \hat{a}$ stellt die Amplitude des Impulses dar wobei angenommen wird, dass die Spannung am Oberen Kamm und am unterem Kamm von der selben Größe sind sich aber im Vorzeichen unterscheiden.

Aus der Signaltheorie ist bekannt, dass die Impulsantwort eines Filters seine Übertragungsfunktion $h(t)$ darstellt, sodass $U_{\text{Impuls}} = h_1(t)$ gilt. Der Einfachheit halber setzen wir $\hat{a} = 1$. Tatsächlich ist \hat{a} abhängig von der Kopplung zwischen dem Substrat und den Elektroden. Ist die transiente Impulsantwort $h(t)$ gegeben, so kann diese durch eine Fouriertransformation für den Frequenzraum $H(\omega)$

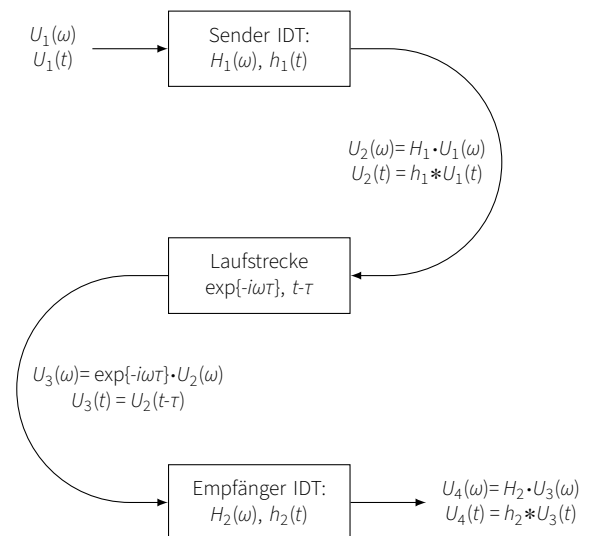


Abb. 1 | Unterteilung des gesamten Filters in einzelne Elemente. Im Frequenzraum ist die Übertragungsfunktion die Multiplikation der einzelnen Teilkomponenten.

berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 H_1(\omega) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} h_1(t) e^{-i\omega t} dt \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \delta\left(t - \frac{n}{2f_0}\right) \exp\{-i\omega t\} dt \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{n=0}^{N-1} (-1)^n \exp\left\{-i \frac{n\pi f}{f_0}\right\} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left\{-i\pi n \left(\frac{f}{f_0} - 1\right)\right\}
 \end{aligned} \tag{2}$$

Bei (2) handelt es sich um eine geometrische Reihe, sie führt auf:

$$\begin{aligned}
 H_1(f) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left\{-i\pi \left(\frac{f}{f_0} - 1\right) n\right\} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1 - \exp\left\{-i\pi N \left(\frac{f}{f_0} - 1\right)\right\}}{1 - \exp\left\{-i\pi \left(\frac{f}{f_0} - 1\right)\right\}}
 \end{aligned} \tag{3}$$

Bei (3) handelt es sich um eine komplexwertige Funktion für f . Wir sind in erster Linie an der Übertragungsfunktion der Ampli-

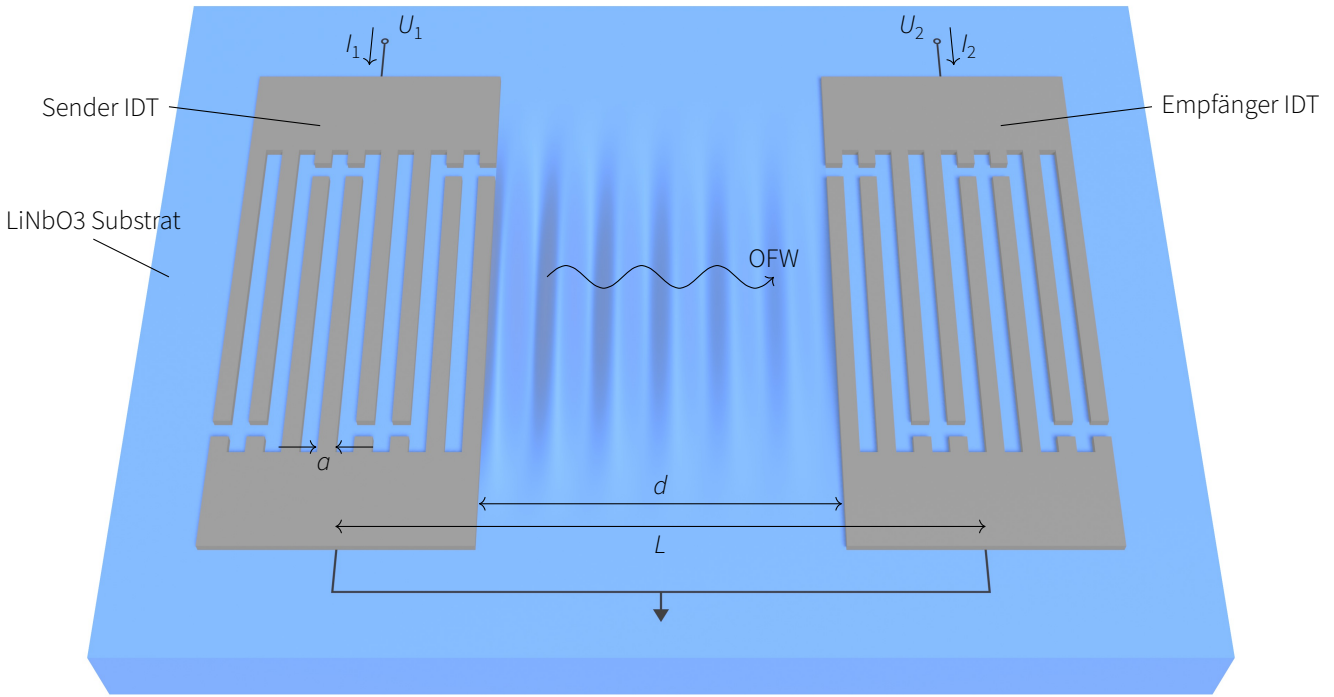


Abb. 2 | SAW-Filter auf LiNbO3-Substrat. Die unteren Elektroden-Kämme beider IDTs sind geerdet. Die oberen Elektroden-Kämme liegen auf der Spannung U_1 bzw. U_2

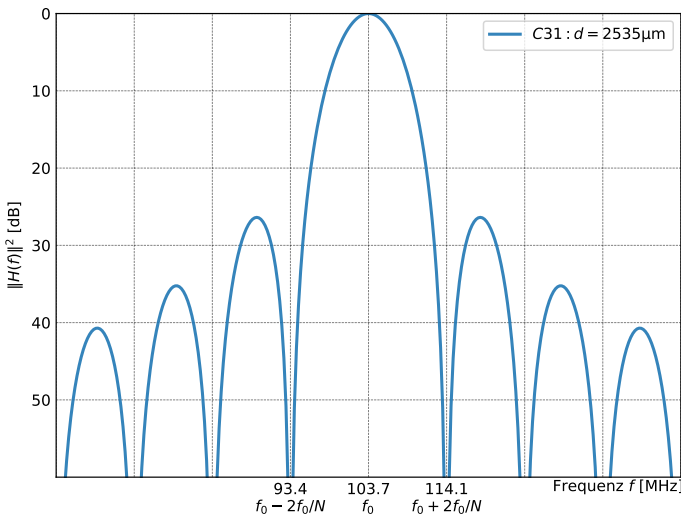


Abb. 3 | Theoretisch erwartete Übertragungsfunktion des Filters "C31".

tude interessiert, sie ist untenstehend gegeben:

$$|H_1(f)| = \sqrt{H_1(f)H_1(f)^*} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left| \frac{\sin\left(\frac{N\pi}{2}\left(\frac{f}{f_0} - 1\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{f}{f_0} - 1\right)\right)} \right| \quad (4)$$

Für Frequenzen f nahe der Mittenfrequenz f_0 kann die Kleinwinkelnäherung ($\sin(x) \approx x$) angewendet werden. Erweiterung mit N führt dann zu einer Gestalt der sinc(x)-Funktion:

$$|H_1(f)| = \frac{N}{\sqrt{2\pi}} \left| \frac{\sin\left(\frac{N\pi}{2}\left(\frac{f}{f_0} - 1\right)\right)}{\frac{N\pi}{2}\left(\frac{f}{f_0} - 1\right)} \right| \quad (5)$$

Die Oberflächenwelle legt eine Strecke auf dem Substrat zurück

und kommt beim Empfänger-IDT an. Im Gegensatz zu (1), wo die Impulsantwort für einen bestimmten Ort x_0 bestimmt wurde muss im vorliegenden Fall über alle Signale, die an den einzelnen Fingern des Empfänger-IDT ankommen, aufsummiert werden. Hierbei nehmen wir an, dass der Abstand zwischen den Fingern der beiden IDTs für gleiches n durch die Größe L gegeben ist (vgl. Abb. 1). Die Impulsantwort ist kann dann durch die nachstehende Formel ausgedrückt werden:

$$h_{\text{Filter}}(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_n a_m \delta\left(t - \frac{(np + L + mp)}{v}\right) \quad (6)$$

Eine Fouriertransformation von (6), wobei $a_n = a_m$ und $\hat{a}_1 = \hat{a}_2 = 1$ gesetzt wird führt zu:

$$\begin{aligned} H_{\text{Filter}}(\omega) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{Filter}}(t) e^{-i\omega t} dt \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_n a_m \delta\left(t - \frac{(np + L + mp)}{v}\right) \exp\{-i\omega t\} dt \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} (-1)^n \exp\left\{-i\omega \frac{np}{v}\right\} \exp\left\{-i\omega \frac{L}{v}\right\} (-1)^n \exp\left\{-i\omega \frac{mp}{v}\right\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} H_1(\omega) \exp\left\{-i\omega \frac{L}{v}\right\} H_1(\omega) \end{aligned} \quad (7)$$

Aus (7) ist zu erkennen, dass die Laufstrecke eine Phasenverschiebung um $\varphi = \omega L/v$ im Empfängersignal verursacht, wobei $\tau = L/v$ geschrieben werden kann. Wie zu erwarten, handelt es sich bei dieser Übertragungsfunktion um die Multiplikation der Übertragungsfunktionen der Einzelnen Komponenten, was einer Faltung im Zeitbereich entsprechen würde. In Abb. 1 ist die Filterung des Signals schematisch dargestellt.

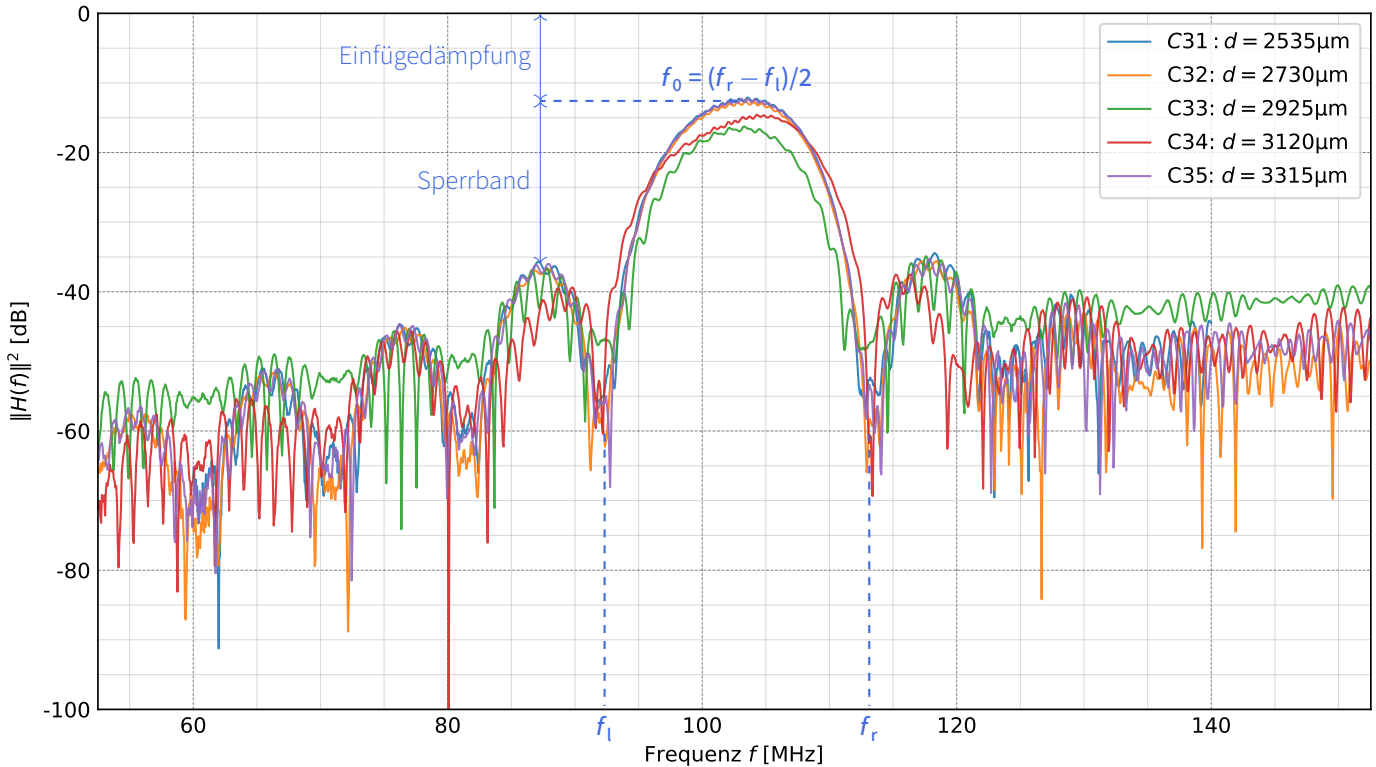


Abb. 4 | Gemessene Übertragungsfunktion der Filter "C31" bis "C35". Die Ermittlung der Einfügedämpfung sowie Sperrband für Filter "C31" sind dargestellt.

Für Filter (mit Splitfingern) bei denen beide IDTs identisch sind und um einen Abstand d voneinander platziert sind, kann L folgendermaßen ermittelt werden:

$$L(d, N) = a(2N - 1) + d \quad (8)$$

Dabei wurde angenommen, dass die Fingerbreite a gleich deren Abstand zueinander ist.

Die Nullstellen von H_{Filter} sind die gleichen wie bei einer normalen $\sin(x)$ -Funktion, also bei $x = n\pi$, mit Ausnahme auf $x = 0$, was zu $f = f_0$ korrespondiert. Dort hat $H_{\text{Filter}}(f)$ sein Maximum. Für die Nullstellen in Abhängigkeit von f gilt daher:

$$f(n) = \frac{n2f_0}{N}, \quad n \in \mathbb{Z} \wedge n \neq 0 \quad (9)$$

Die Bandbreite welche von $f(-1)$ bis $f(1)$ reicht ist daher:

$$\Delta f = \frac{4f_0}{N} \quad (10)$$

Bei der Messung elektrischer Signale wird statt der Amplitude häufig die Leistung des Signals gemessen. Die Leistung ist proportional zum Quadrat der Amplitude. Der Wert wird dabei normiert und in der Einheit dB wiedergegeben. Für $H_{\text{Filter}}(f)$ ergibt sich somit:

$$H_{\text{Filter}}(f) \Rightarrow 10 \log\left(\frac{|H(f)|^2}{|H(f_0)|^2}\right) \quad (11)$$

Als Beispiel ist die theoretisch zu erwartende Übertragungsfunktion für den Filter der Kennung "C31" in Abb. 3 geplottet.

Im Folgenden werden die Filter mit der Kennung "B21" bis "B25" und "C31" bis "C35" untersucht. Die Filter wurden für die Spezifikationen aufgelistet in Tab. 1 hergestellt. Die gemessenen frequenzabhängigen Dämpfungen der Filter sind in Abb. 4 und 5 dargestellt.

C31, C32, C33, C34, C35		
Abstand d [μm]	L [μm]	Delay Time [μs]
2535	2718.3	0.697
2730	2913.3	0.747
2925	3108.3	0.797
3120	3303.3	0.847
3315	3498.3	0.897
Grundschiwingungswellenlänge: $\lambda_0 = 37.6\mu\text{m}$		
Grundschiwingungsfrequenz: $f_0 = 103.72\text{MHz}$		
Nullpunktbandbreite Δf : $0.2 f_0 = 0.2 v_s / \lambda_0 = 20.74\text{MHz}$		
Fingerbreite a : $\lambda_0 / 8 = 4.7\mu\text{m}$		
Anzahl Fingerpaare: 20		
B21, B22, B23, B24, B25		
Anzahl Finger N	L [μm]	Nullpunktbandbreite Δf [MHz]
32	3026.1	11.28
28	2988.5	12.90
24	2950.9	15.05
20	2913.3	18.06
18	2894.5	20.06
Grundschiwingungswellenlänge: $\lambda_0 = 43.2\mu\text{m}$		
Grundschiwingungsfrequenz: $f_0 = 90.28\text{MHz}$		
Abstand d : $2730\mu\text{m}$		
Fingerbreite a : $\lambda_0 / 8 = 5.4\mu\text{m}$		

 Tab. 1 | Designdaten der OFW-Filter. Abstand d variiert für die Filter "C3*". Anzahl N der Fingerpaare variiert für die Filter "B2*"

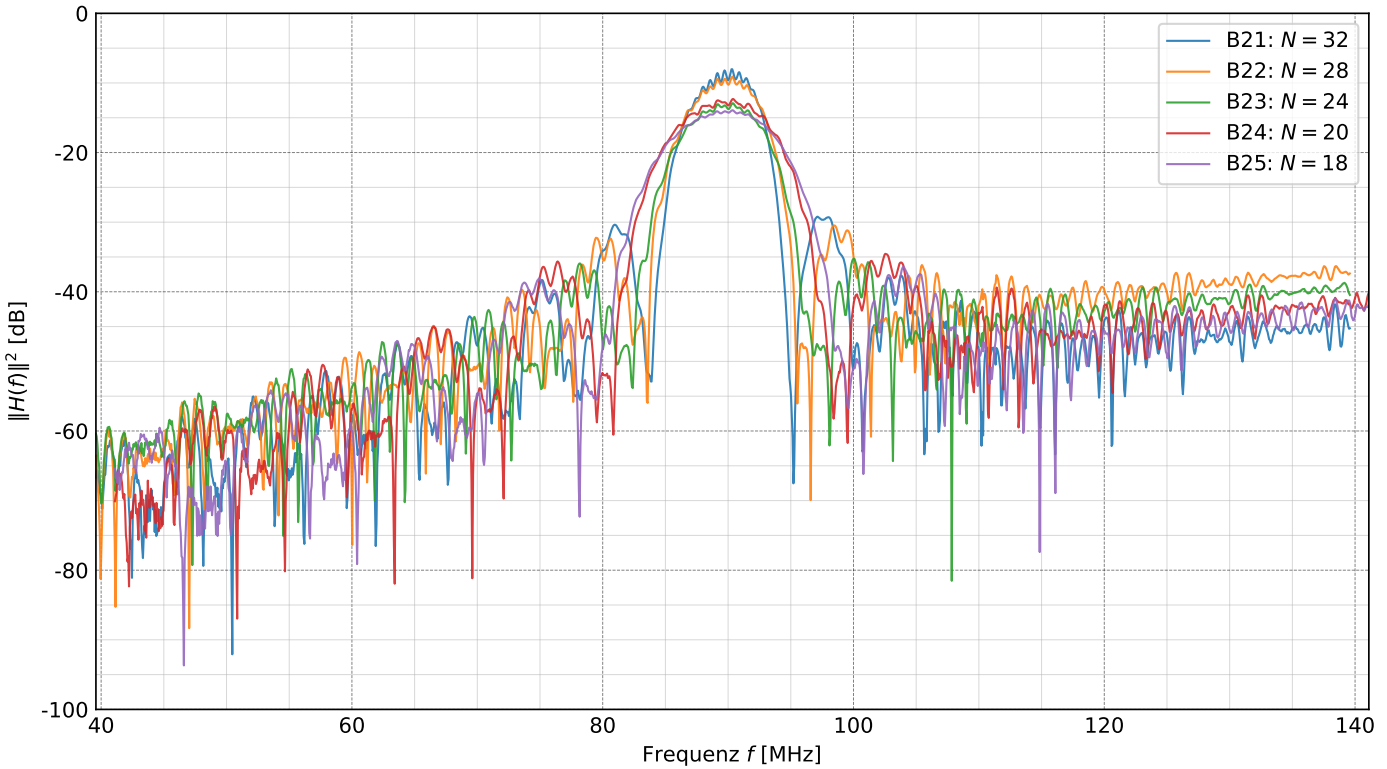


Abb. 5 | Gemessene Übertragungsfunktion der Filter "B21" bis "B25".

2 MITTENFREQUENZ UND AUSBREITUNGSGESCHWINDIGKEIT

Die Mittenfrequenz f_0 wurde aus dem gemessenen Daten ermittelt, indem der Mittelwert der Frequenzwerte f_l und f_r , welche der ersten Nullstelle neben f_0 in der Übertragungsfunktion $H(f)$ entsprechen (vgl. Abb. 4), berechnet wurde:

$$f_0 = \frac{f_l + f_r}{2}, \quad \sigma_{f_0} = \sqrt{\sigma_{f_l}^2/4 + \sigma_{f_r}^2/4}$$

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v der Oberflächenwellen auf dem LiNbO3-Substrat lässt sich mit den gemessenen Werten von f_0 , unter Verwendung der Wellenlänge λ_0 berechnen:

$$v = f_0 \lambda_0, \quad \sigma_v = \sqrt{(f_0 \sigma_{\lambda_0})^2 + (\lambda_0 \sigma_{f_0})^2}$$

Beispiel Als Beispiel werden diese Werte aus den gemessenen Werten des Filters der Kennung "C31" berechnet, wobei für $\sigma_{\lambda_0} = 0,1 \mu\text{m}$ und $\sigma_{f_l} = \sigma_{f_r} = 0,5 \text{MHz}$ angenommen wird:

$$f_0 = \frac{92,2 + 113,1}{2} \text{MHz} = 102,7 \text{MHz}$$

$$\sigma_{f_0} = \sqrt{\frac{0,5^2}{4} + \frac{0,5^2}{4}} \text{MHz} = 0,4 \text{MHz}$$

$$v = 37,6 \mu\text{m} \cdot 102,7 \text{MHz} = 3860 \text{m/s}$$

$$\sigma_v = \sqrt{(102,7 \text{MHz} \cdot 0,1 \mu\text{m})^2 + (37,6 \mu\text{m} \cdot 0,4 \text{MHz})^2} = 18 \text{m/s}$$

Analog zu den obenstehenden Berechnungen wurden die Werte für f_0 und v für alle Filter ermittelt und sind in Tab. 2 aufgelistet.

Diskussion In Abb. 6 sind die Mittelwerte der Messungen für f_0 der Filter der Kennungen "B2*", "C1*", "C2*" und "C3*" gegen

Kennung	f_0 [MHz]	v [m/s]
"C31"	102,7(4)	3860(18)
"C32"	102,6(4)	3856(18)
"C33"	102,5(4)	3854(18)
"C34"	102,5(4)	3854(18)
"C35"	103,2(4)	3878(18)
"B21"	89,6(4)	3871(19)
"B22"	89,5(4)	3866(19)
"B23"	89,5(4)	3866(19)
"B24"	89,7(4)	3875(19)
"B25"	89,6(4)	3869(19)

Tab. 2 | Berechnete Werte für f_0 und v aus Messdaten.

die theoretisch erwartete reziproke Wellenlänge geplottet. Eine lineare Regression liefert eine Gerade, welche innerhalb der berechneten Unsicherheiten, der f_0 verläuft. Ihre Steigung ist gegeben durch den Wert $a = 3797,74 \text{m/s}$. Dieser Wert entspricht der Ausbreitungsgeschwindigkeit der Wellen auf dem LiNbO3 Substrat. Der sehr geringe y-Achsenabschnitt von $b = 1.68$ zeigt, dass dieser Wert relativ genau ist. Vergleicht man diesen Wert mit der Mittelwert der Werte aus Tab. 2 (3865m/s) so ist eine deutliche Abweichung festzustellen. Ein möglicher Grund dafür ist, dass in unserem Fall nicht ohne weiteres $f_0 = (f_l + f_r)/2$ anwendbar ist, da f_0 tatsächlich kleiner ist als der Mittelwert von f_l und f_r , denn die zusätzliche Masse der IDT-Struktur aus Aluminium sollte die theoretisch zu erwartende Frequenz f_0 etwas herabsetzen. Unter der Annahme, dass f_0 für alle Filter durch die Masse des IDTs um den gleichen Wert sinkt, so würde man erwarten, dass sich die berechnete Geschwindigkeit aus der linearen Regression für schwankende f_0 nicht ändert. Andererseits fällt auf, dass sich der Wert $a = v = 3797,74 \text{m/s}$ stark vom Literaturwert (ca. 3975m/s [1]) unterscheidet. Grund dafür ist, dass es sich bei dem Substrat

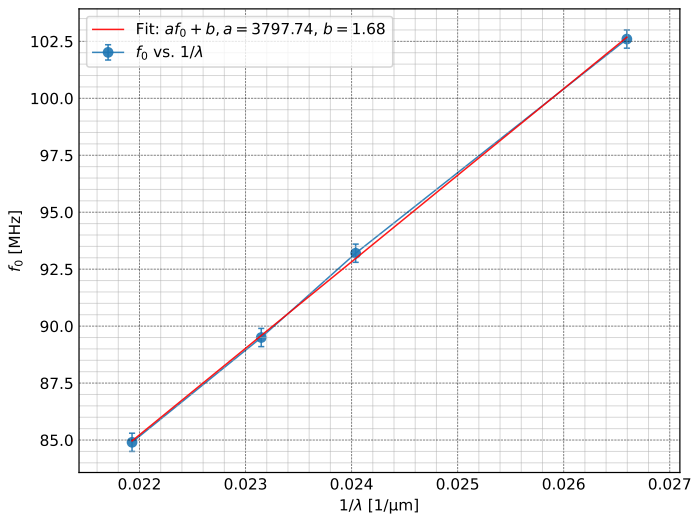


Abb. 6 | Berechnete f_0 aus Messungen von Filtern "B2*", "C1*", "C2*" und "C3*" gegen $1/\lambda$.

nicht um reines LiNbO3 handelt.

3 NULLPUNKTBANDBREITE

Die Nullpunktbandbreite Δf lässt sich aus der Differenz aus f_r und f_l berechnen:

$$\Delta f = f_r - f_l, \quad \sigma_{\Delta f} = \sqrt{\sigma_{f_l}^2 + \sigma_{f_r}^2}$$

Der theoretisch erwartete Wert kann mit dem zuvor bestimmten Wert für f_0 berechnet werden durch:

$$\Delta f = \frac{4f_0}{N}, \quad \sigma_{\Delta f} = \frac{4}{N}\sigma_{f_0}$$

Beispiel Als Beispiel werden diese Werte aus den gemessenen Werten des Filters der Kennung "C31" berechnet:

$$\Delta f = 113,1\text{MHz} - 92,2\text{MHz} = 20,9\text{MHz}$$

$$\sigma_{\Delta f} = \sqrt{0,5^2 + 0,5^2}\text{MHz} = 0,7\text{MHz}$$

$$\Delta f_{\text{theor.}} = \frac{4 \cdot 102,7}{20}\text{MHz} = 20,53\text{MHz}$$

$$\sigma_{\Delta f_{\text{theor.}}} = \frac{4}{20}0,4\text{MHz} = 0,08\text{MHz}$$

Analog zu den obenstehenden Berechnungen wurden die Werte für Δf für alle Filter ermittelt und sind in Tab. 3 aufgelistet.

Diskussion In Abb. 7 sind die Δf -Werte aus Tab. 3 ("B21" bis "B25") gegen das korrespondierende reziproke der Anzahl der Fingerpaare geplottet. Es ist erkennbar, dass die aus den Messdaten durch die theoretische Formel berechneten Δf sehr gut auf einer Geraden liegen. Die Steigung der linearen Regression liefert $a/4 = f_0 = 89,66(\text{MHz})$, sie entspricht der Mittenfrequenz der Filter. Dieser Wert ist sehr genau, denn der aus der Regression erhaltene y-Achsenabschnitt ist nahezu 0. Man kann außerdem sehen, dass die aus der Differenz der Nullstellen berechneten Werte im Rahmen ihrer Genauigkeit genau bestimmt werden konnten.

Kennung	$4f_0/N$	$\Delta f[\text{MHz}]$	$f_r - f_l$
"C31"	20.53(8)		20,9(7)
"C32"	20.51(8)		21,5(7)
"C33"	20.50(8)		20,4(7)
"C34"	20.50(8)		21,8(7)
"C35"	20.63(8)		20,9(7)
"B21"	11,20(5)		11,4(7)
"B22"	12.79(5)		12,0(7)
"B23"	14.92(7)		14,6(7)
"B24"	17.94(8)		17,6(7)
"B25"	19.90(9)		20,1(7)

Tab. 3 | Berechnete Werte für Δf aus Messdaten.

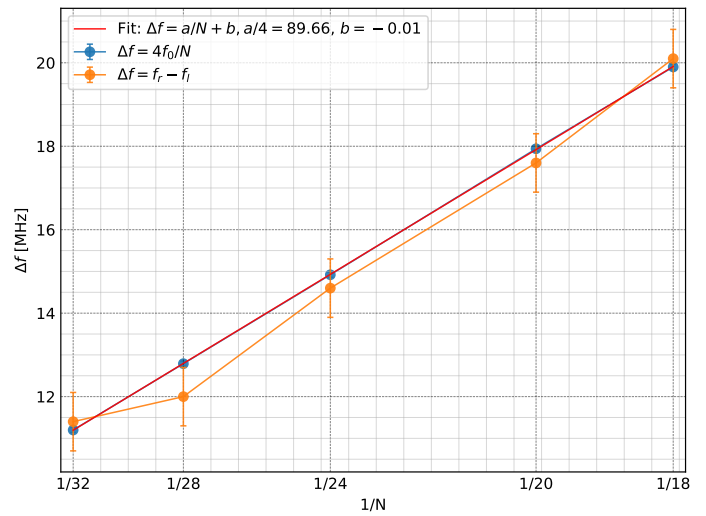


Abb. 7 | Berechnete Werte für Δf aus Messdaten gegen $1/N$.

4 BESTIMMUNG VON L

Die Größe L kann indirekt gemessen werden, indem zwei Frequenzen f_1 und f_2 gemessen werden, die ein Phasenunterschied $\Delta\varphi = 2\pi$ zueinander haben:

$$\varphi = 2\pi f \frac{L}{v}$$

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta f} = 2\pi \frac{L}{v}$$

$$\Delta\varphi = 2\pi, \quad v = \bar{v}, \quad \Delta f = f_2 - f_1$$

$$\Rightarrow L = \frac{\bar{v}}{f_2 - f_1}$$

$$\sigma_L = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{\bar{v}}}{f_2 - f_1}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{f_1}}{(f_2 - f_1)^2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{f_2}}{(f_2 - f_1)^2}\right)^2}$$

Für den Wert der Ausbreitungsgeschwindigkeit wird der Mittelwert \bar{v} der zuvor bestimmten Werte verwendet:

$$\bar{v} = 3865 \pm 6\text{m/s}$$

Die Verzögerungszeit τ lässt sich dann berechnen durch:

$$\tau = \frac{1}{f_2 - f_1}, \quad \sigma_{\tau} = \sqrt{2} \frac{\sigma_{f_{1,2}}}{(f_2 - f_1)^2}$$

Beispiel Als Beispiel werden diese Werte aus den gemessenen Werten des Filters der Kennung "C31" (vgl. Abb. 8) berechnet, wobei für die Unsicherheit der gemessenen Frequenzen $\sigma_{f_1} = \sigma_{f_2} = 0,001\text{MHz}$ gewählt wird:

$$L = \frac{3865\text{m/s}}{102,840\text{MHz} - 101,477\text{MHz}} = 2836\mu\text{m}$$

$$\sigma_L = \sqrt{\left(\frac{6\text{m/s}}{1.363\text{MHz}}\right)^2 + 2\left(\frac{0,001\text{MHz}}{(1.363\text{MHz})^2}\right)^2} = 4\mu\text{m}$$

Analog zu den obenstehenden Berechnungen wurden die Werte für L für alle Filter ermittelt und sind in Tab. 4 aufgelistet.

Diskussion In Abb. 9 sind die aus den Messungen berechneten Werte gegen die theoretisch erwarteten Werten geplottet. Der theoretisch erwartete Wert für die Steigung des Graphen a ist 1. Eine lineare Regression liefert eine Steigung $a = 0,96$ und einen y -Achsenabschnitt $y = 224,24(\mu\text{m})$. Daraus kann gesagt werden, dass die Messung der Ausbreitungsgeschwindigkeit \bar{v} und des der Distanz L relativ genau waren. Der Offset von ca. $220\mu\text{m}$, der aus der Messung hervorgeht, entspricht einer zusätzlichen Strecke die das Signal zurücklegen muss bis es registriert wird. Sie ist für alle Distanzen L konstant, und ist sehr wahrscheinlich abhängig vom Messsystem.

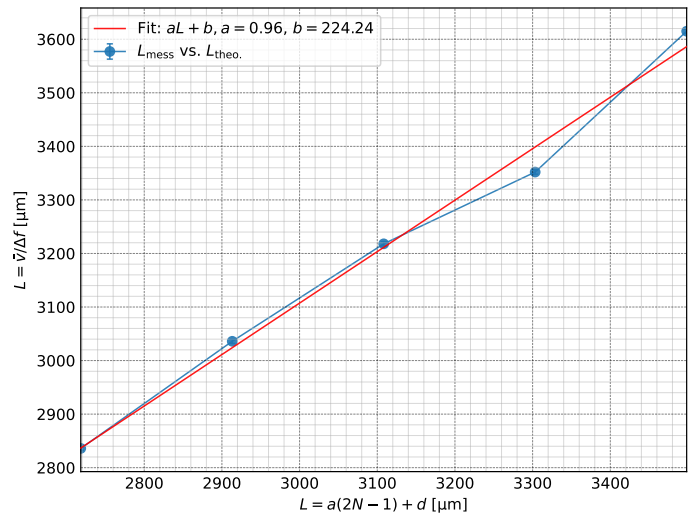


Abb. 9 | Gemessene L gegen theoretisch erwartete L .

5 EINFÜGEDÄMPFUNG UND SPERRBAND

Wenn die Mittenfrequenz f_0 bekannt ist, lässt sich die Einfügedämpfung von der Messkurve ablesen, denn sie entspricht dem Wert der Übertragungsfunktion an der Stelle f_0 . Der Wert für das Sperrband entspricht der Differenz der gemessenen Leistung beim ersten Maximum neben f_0 und der Einfügedämpfung. Für den Filter der Kennung "C31" ($d = 2535\mu\text{m}$) ist die Ermittlung dieser Werte in Abb. 4 dargestellt. Der theoretisch erwartete Wert des Sperrband entspricht dem Wert der Übertragungsfunktion $H(f)$ an den Stellen $f = f_0 \pm 3f_0/N$. Die gemessenen Werte für Einfügedämpfung und Sperrband sind für alle Filter in Tab. 5 zusammengestellt.

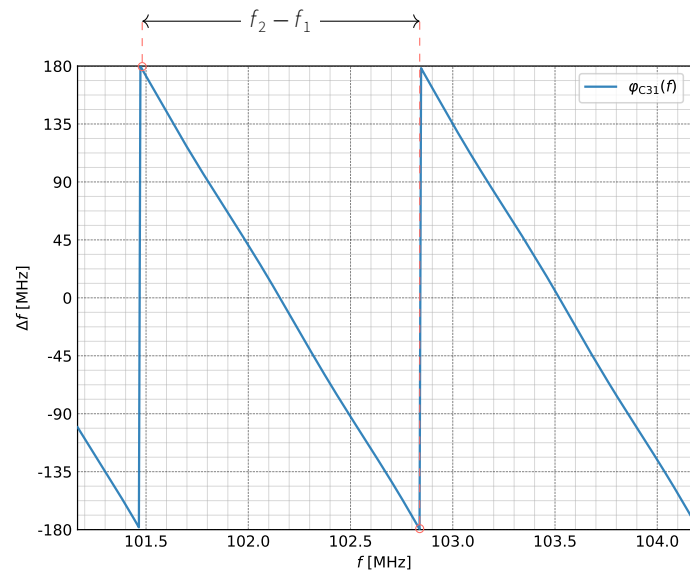


Abb. 8 | Ermittlung von $f_2 - f_1$ aus der Messung der frequenzabhängigen Phase (hier für "C31").

Kennung	$a(2N - 1) + d$	$L[\mu\text{m}]$	$\bar{v}/(f_2 - f_1)$	$\tau[\mu\text{s}]$
"C31"	2718.3	2836(4)	733,7(8)	
"C32"	2913.3	3036(5)	785,5(9)	
"C33"	3108.3	3218(5)	833(1)	
"C34"	3303.3	3352(5)	867(1)	
"C35"	3498.3	3615(6)	936(1)	
"B21"	3026.1	3251(5)	841(1)	
"B22"	2988.5	3202(5)	829(1)	
"B23"	2950.9	3124(5)	808,4(9)	
"B24"	2913.3	3080(5)	796,8(9)	
"B25"	2894.5	3036(5)	785,5(9)	

Tab. 4 | Theoretisch erwartete L und aus der Messung berechnete L und τ .

Kennung	Einfügedämpfung [dB]	Sperrband[dB]	
		aus Messdaten	$H(f = f_0 \pm 3f_0/N)$
"C31"	12,7(5)	23,0(5)	26,8
"C32"	13,2(5)	23,5(5)	26,8
"C33"	16,6(5)	21,4(5)	26,8
"C34"	15,5(5)	24,0(5)	26,8
"C35"	12,4(5)	32,6(5)	26,8
"B21"	9,0(5)	21,3(5)	26,9
"B22"	9,4(5)	22,8(5)	26,8
"B23"	13,4(5)	22,7(5)	26,8
"B24"	12,3(5)	23,3(5)	26,7
"B25"	14,0(5)	24,2(5)	26,7

Tab. 5 | Einfügedämpfung und Sperrband (Theorie und Messung).

6 ZUSAMMENFASSUNG DER ERGEBNISSE

Die aus den Messungen erhaltenen Spezifikationen der Filter sind in Tab. 6 zusammengestellt.

Kennung	f_0 [MHz]	Δf [MHz]	L [μm]	$\tau=1/(f_2-f_1)$ [μs]	Einfügedämpfung[dB]	Sperrband[dB]
"C31"	102,7(4)	20,53(8)	2836(4)	733,7(8)	12,7(5)	23,0(5)
"C32"	102,6(4)	20,51(8)	3036(5)	785,5(9)	13,2(5)	23,5(5)
"C33"	102,5(4)	20,50(8)	3218(5)	833(1)	16,6(5)	21,4(5)
"C34"	102,5(4)	20,50(8)	3352(5)	867(1)	15,5(5)	24,0(5)
"C35"	103,2(4)	20,63(8)	3615(6)	936(1)	12,4(5)	32,6(5)
"B21"	89,6(4)	11,20(5)	3251(5)	841(1)	9,0(5)	21,3(5)
"B22"	89,5(4)	12,79(5)	3202(5)	829(1)	9,4(5)	22,8(5)
"B23"	89,5(4)	14,92(7)	3124(5)	808,4(9)	13,4(5)	22,7(5)
"B24"	89,7(4)	17,94(8)	3080(5)	796,8(9)	12,3(5)	23,3(5)
"B25"	89,6(4)	19,90(9)	3036(5)	785,5(9)	14,0(5)	24,2(5)

$v = 3798(2)\text{m/s}$

Tab. 6 | Datenblatt für alle SAW-Filter. Für die Geschwindigkeit v wurde der Wert, welcher aus der linearen Regression ermittelt wurde verwendet.

LITERATUR

- [1] A. Holm u. a. „Investigation of surface acoustic waves on LiNbO₃, quartz, and LiTaO₃ by laser probing“. In: *Microelectronic Engineering* 31.1 (1996). Electron and Optical Beam Testing of Electronic Devices, S. 123–127. ISSN: 0167-9317. DOI: [https://doi.org/10.1016/0167-9317\(95\)00334-7](https://doi.org/10.1016/0167-9317(95)00334-7). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0167931795003347>.