

# 5 Optimierung der Signalauslese mit Verzögerungsleitungen

## 5.1 Signalausbreitung auf dem Mikrostreifendetektor

Wie im letzten Kapitel gezeigt wurde, wird durch die Bewegung der Elektronen im Gas ein schnelles Signal auf die Anodenstreifen und Pads influenziert. Dieses Signal hat eine Breite von ca. 5 ns. Um die Position des Neutroneneinfangs bestimmen zu können, müssen diese Signale ausgelesen und ausgewertet werden. Die Signalauslese erfolgt durch Verzögerungsleitungen (Delay–Lines). Diese haben den Vorteil, daß durch Interpolation der auf mehrere Streifen influenzierten Signale der Schwerpunkt der influenzierten Ladung mit größerer Genauigkeit als dem Anodenabstand bestimmt werden kann.

Bevor die influenzierten Signale die Delay–Line erreichen, laufen sie die Streifen entlang. Um gute Leitungseigenschaften zu erzielen, muß auf den benachbarten Streifen ebenfalls ein Strom fließen können. Im Falle der Anoden fließt dieser Strom auf den Kathodenstreifen. In der unteren Metallschicht wurden neben den Pad–Streifen noch zusätzliche Rückflußstreifen vorgesehen, auf denen der Rückflußstrom fließen kann. Es entstehen somit in beiden Metall-ebenen Streifenleitungen, die senkrecht zueinander verlaufen.

Da aber die einzelnen Streifen durch Kapazitäten und Induktivitäten miteinander gekoppelt sind, wird das Signal auf einem Streifen durch die anderen Streifen beeinflusst. Die Signalveränderung aufgrund dieser Wechselwirkung und die Veränderung durch die Delay–Line wurden mit den Programmen SPICE [Spi93], PSPICE [Psp91] und MOMENTUM [Mic97] simuliert. Dafür war es notwendig, die Kapazitäten und Induktivitäten der Streifen zu berechnen. Dies erfolgte mit dem Programm MAXWELL, mit dem bereits die elektrischen Feldverteilungen bestimmt wurden. Das Ergebnis dieser Berechnungen ist in Tabelle 5.1 für eine  $\text{SiO}_2$ –Schichtdicke von 3  $\mu\text{m}$  mit einer relativen Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon_r$  von 4.4 (bei 10 MHz) und einer Streifenlänge von 254 mm zusammengefaßt.

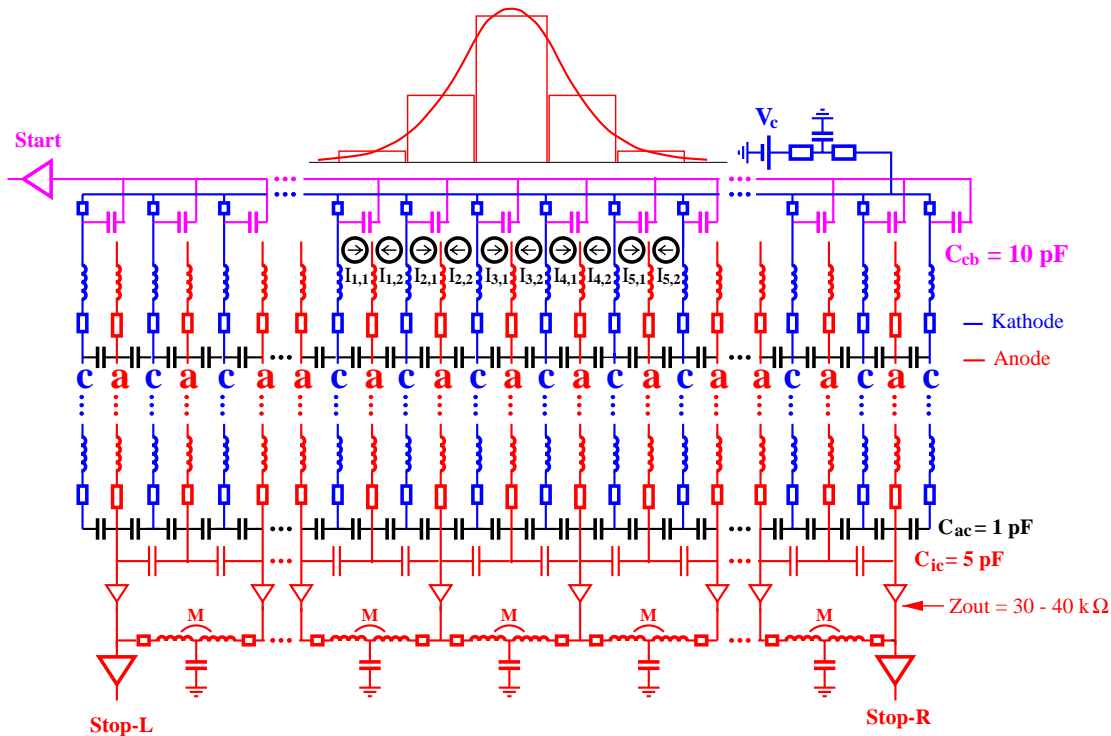
	Anode	Kathode	Pad–Streifen	Rückflußstreifen
Anode	146 nH	1 pF	14.8 pF	7 pF
Kathode	1 pF	79 nH	25.5 pF	22 pF
Pad–Streifen	14.8 pF	25.5 pF	173 nH	4.4 pF
Rückflußstreifen	7 pF	22 pF	4.4 pF	177 nH

**Tabelle 5.1:** Kapazitäten und Induktivitäten bei einer  $\text{SiO}_2$ –Schichtdicke von 3  $\mu\text{m}$  mit  $\epsilon_r = 4.4$  und einer Streifenlänge von 254 mm. In der Hauptdiagonalen sind die Induktivitäten der jeweiligen Streifenelektroden eingetragen, während die anderen Matrixelemente die Kapazitäten zwischen den Streifen enthalten.

Außerdem muß natürlich der Widerstand der Streifen berücksichtigt werden. Mit dem von der Herstellerfirma IMT spezifizierten Flächenwiderstand von  $0.03 \Omega/\square$  ergeben sich für eine Länge von 254 mm folgende elektrische Widerstände: Anode  $305 \Omega$ , Kathode  $76 \Omega$ , Pad–Streifen  $305 \Omega$  und Rückflußstreifen  $305 \Omega$ . Werden die in Abschnitt 4.5 gemessenen Flächenwiderständen zugrundegelegt, so erhöhen sich diese Werte um den Faktor 1.7.

Um die Signalausbreitung in diesem Netzwerk zu simulieren, wurden die Streifen in einzelne Segmente aufgeteilt, da die verwendeten Programme nur mit diskreten Bauelementen

rechnen und somit keine kontinuierliche Verteilung von Widerstand, Kapazität und Induktivität möglich war. Ein Segment besteht aus einem Widerstand, einer Spule (Induktivität) und einem oder mehreren Kondensatoren (Kapazität). In Abbildung 5.1 ist ein Beispiel für die Aufteilung der Anoden- und Kathodenstreifen und der dazugehörigen Delay-Line dargestellt. Die Streifen wurden in 5, 10 oder 20 Segmente geteilt (je nach Anzahl der in dieser Simulation

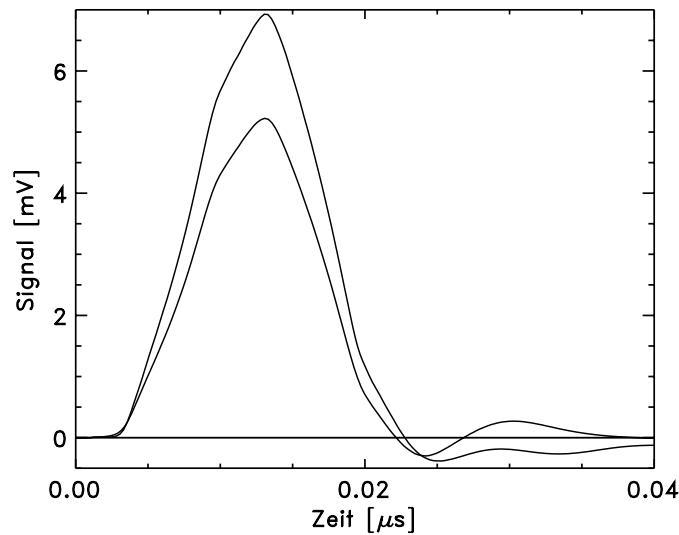


**Abbildung 5.1:** Segmentierung der Anoden- und Kathodenstreifen inklusive Delay-Line. Die obere Gaußkurve stellt die Verteilung der eingespeisten Signale dar.

verwendeten Streifen). Wenn ein komplettes Mikrostreifendetektorsegment simuliert wurde (also 800 Streifen pro Ortskoordinate), erfolgte die Aufteilung in nur fünf Streifensegmente, da sonst mehr als 1 GB Arbeitsspeicher erforderlich gewesen wäre (die Rechnungen erfolgten auf einer SUN Ultra-250). Bei Berechnungen mit nur 40 Streifen pro Koordinate, wurden die Streifen in 20 Subsegmente aufgeteilt. Bei Simulationen mit nur einer Metallschicht ergaben sich keine Verbesserungen mehr, wenn fünf oder mehr Segmente verwendet wurden. Bei der Modellierung von beiden Metallebenen inklusive der kapazitiven Kopplung zwischen diesen beiden Ebenen, war erst bei einer Aufteilung in mind. 10 Subsegmente keine Änderung der Signalform und Amplitude mehr feststellbar. Die Ankopplung der Streifen an die Delay-Line erfolgt über eine sog. Impedanzwandlerschaltung. Diese wird in Abschnitt 5.5 genauer erläutert.

In Abbildung 5.1 ist aus Übersichtsgründen nicht die Aufteilung der unteren Metallschicht dargestellt. Ebenso wurde die kapazitive Kopplung zwischen den Metallschichten in der Abbildung weggelassen. Beides wurde jedoch in den Simulationen berücksichtigt. Die Aufteilung der unteren Metallstreifen erfolgte genauso, wie in der Anoden-Kathodenebene. Ein Unterschied findet sich nur in den Bauelementwerten, da Widerstand, Induktivität und kapazitive Kopplung bei den unteren Metallstreifen verschieden sind. Schließlich wurden die beiden Netzwerke noch kapazitiv miteinander verbunden. In diesem komplexen Netzwerk wurde die Ausbreitung der influenzierten Ladung berechnet.

Mit Hilfe dieser Simulationsrechnungen wurde untersucht, ob es günstiger ist, die Anodenstreifen oder die Kathodenstreifen an die Delay-Line zu kontaktieren. Die Kathoden haben den Vorteil, daß sie einen relativ kleinen Widerstand von nur  $75 \Omega$  aufweisen, so daß das Signal nur wenig gedämpft wird. Je größer der Widerstand der Streifen ist, desto mehr wird der influenzierte Strompuls zeitlich gedehnt. Der Nachteil der Kathoden ist, daß sie eine große kapazitive Kopplung zu der unteren Metallschicht haben und daher ein Teil des Signals auf die Streifen der unteren Metallschicht übertragen wird. Die Anoden hingegen haben einen Widerstand von  $305 \Omega$ , wodurch das Signal stärker als bei den Kathoden gedämpft wird. Andererseits ist aber die kapazitive Kopplung der Anoden zur unteren Metallschicht deutlich geringer, was zu weniger Signalverlust führt. Ob der kleinere Widerstand oder die kleinere kapazitive Kopplung günstiger ist, wurde durch die Simulationsrechnungen entschieden. Dazu wurden bei gleichen influenzierten Signalen einmal die Kathoden an die Delay-Line angeschlossen und die Anoden für den Rückflußstrom mit zusätzlich  $10 \text{ pF}$  gegen Masse gedämpft (s.u.). Im anderen Fall wurden die Anoden an die Delay-Line kontaktiert und die Kathoden mit derselben Kapazität gedämpft. Das Ergebnis dieser beiden Rechnungen ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Die dargestellten Signale entstehen an der Einkoppelstelle in die Delay-Line.

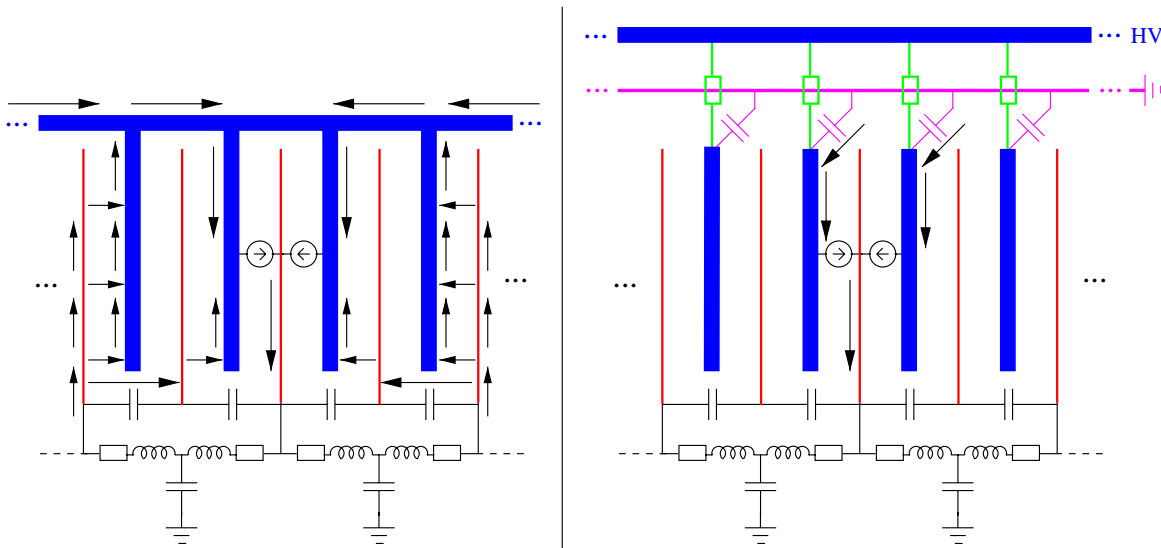


**Abbildung 5.2:** Vergleich von Anodenauslese (größeres Signal) und Kathodenauslese (kleines Signal) bei gleicher influenzierter Ladung.

Durch Vergleich der Signale wird deutlich, daß es günstiger ist, die Anoden an die Delay-Line anzuschließen, da in diesem Fall die Signale die geringere Dämpfung aufweisen. Das Verhältnis von Streifenwiderstand zu kapazitiver Kopplung ist also bei den Anoden günstiger, als bei den Kathoden. Zusätzlich sind — unabhängig von der Signaldämpfung entlang der Streifen — die von einer Lawine auf die Anodenstreifen influenzierten Signale um einen Faktor drei größer als die auf die Kathodenstreifen influenzierten Pulse. Es ist sinnvoll, daß größere Signale für die Ortsmessungen zu verwenden, da es in den Verzögerungsleitungen gedämpft wird.

Damit das Signal auf den Anodenstreifen optimal zur Delay-Line weitergeleitet wird, muß auf den benachbarten Kathoden ebenfalls ein Strom in entgegengesetzter Richtung fließen können (Streifenleitung ohne Masseebene). Die Dämpfung dieses Rückflußstromes (“Return

Current") kann auf zwei verschiedene Arten ermöglicht werden. Bei der bisher bei Mikrostreifendetektoren verwendeten Methode wird eine große Anzahl von Kathoden miteinander zu einer hinreichend großen Kapazität verbunden, auf die sich der Rückflußstrom verteilt (siehe Abbildung 5.3 links).

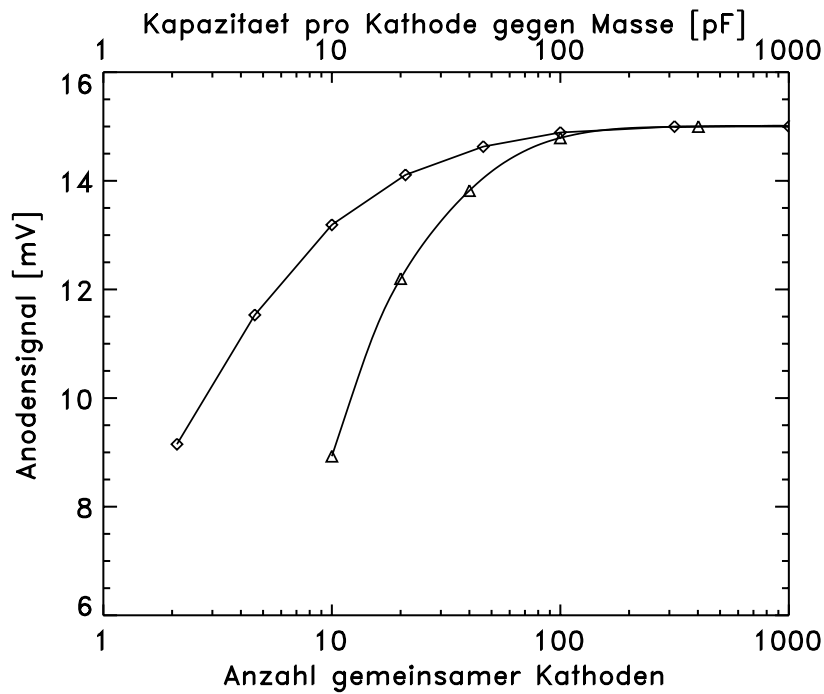


**Abbildung 5.3:** Dämpfung des Rückflußsignals durch Zusammenschluß mehrerer Kathoden (links) oder kapazitive Kopplung jedes Kathodenendes an einen Massestreifen in der unteren Metallschicht (rechts). Die Anoden sind rot und die Kathoden blau dargestellt.

Die in dieser Arbeit entwickelte Lösung sieht am Ende jeder Kathode eine kapazitive Kopplung auf einen Massestreifen vor. Dies ist aufgrund des Mehrschichtenaufbaus ohne zusätzliche Bauelemente realisierbar (vgl. Abschnitt 4.4.5). Sämtliche Kathoden werden durch einen hochohmigen Ladewiderstand getrennt (vgl. Abschnitt 4.4.6), und der Rückflußpuls fließt über die Kopplung auf den Massestreifen (siehe Abbildung 5.3 rechts). Um entscheiden zu können, welche dieser beiden Möglichkeiten die größeren Anodensignale liefert, wurden beide Varianten simuliert. Dabei wurde das Signal nur auf einen Anodenstreifen eingekoppelt, d.h. es wurden nur zwei Stromquellen verwendet. Dadurch konnte die Verteilung des Rückflußstromes genauer bestimmt werden. Das Ergebnis dieser Rechnungen ist in Abbildung 5.4 dargestellt.

Der auf den Anodenstreifen eingekoppelte Strompuls wurde so gewählt, daß das Signal am Ende der Anode maximal 15 mV betragen kann. Es wird deutlich, daß bei beiden Varianten die maximale Signalamplitude erreicht werden kann, indem entweder mehr als 100 Kathoden zusammengefaßt werden, oder eine Kapazität von mehr als 100 pF pro Streifen verwendet wird. Diese hohe Anzahl von zusammengefaßten Kathoden hat aber den Nachteil, daß im Falle eines Spannungsüberschlages die gesamte Kapazität dieser Kathoden entladen wird und somit eine großer Strom fließen kann. Das gleiche gilt für eine Kapazität von mehr als 100 pF. Auch bei dieser Variante wird im Falle eines Überschlages diese Kapazität entladen und so ein großer Stromfluß ermöglicht.

Daher ist es sinnvoll, zugunsten der Betriebssicherheit des Detektors auf etwas Signalamplitude zu verzichten. Abbildung 5.4 macht deutlich, daß bei einer Verringerung der Anzahl der zusammengefaßten Kathoden die Signalamplitude stärker abnimmt, als bei der anderen Variante. Daher wird für den Mikrostreifendetektor die Variante mit der kapazitiven Kopplung des Rückflußsignals gegen Masse bevorzugt und eine Kapazität von 10 pF pro Kathodenstreifen verwendet. Die Amplitude des Anodensignals reduziert sich dabei um 12%.



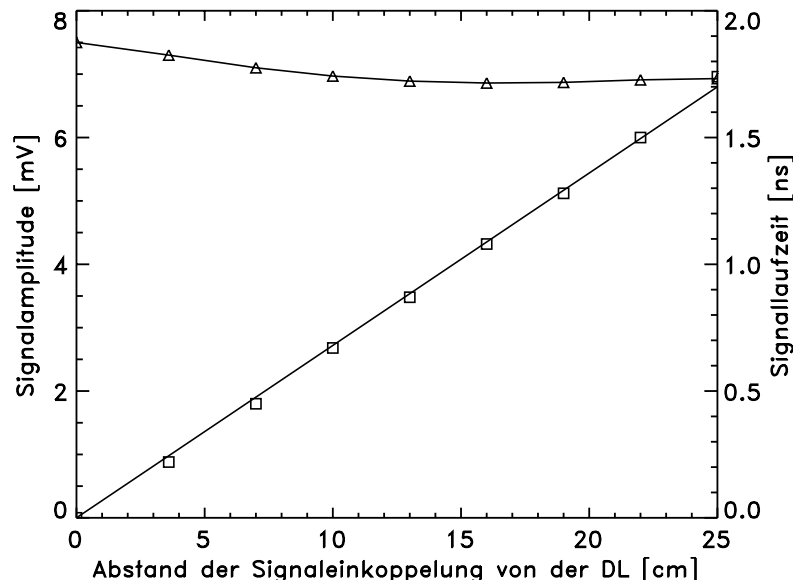
**Abbildung 5.4:** Anodensignal in Abhängigkeit von der Anzahl der gemeinsamen Kathoden ( $\triangle$  Symbole) und in Abhängigkeit von der Größe der kapazitiven Kopplung jedes Kathodenendes an einen Massestreifen ( $\diamond$  Symbole).

Diese Methode hat noch einen weiteren großen Vorteil. Durch die Verwendung eines Massestreifens unter den Kathodenenden (vgl. Abschnitt 4.4.5), wird das Kathodensignal auf diesen Massestreifen gekoppelt. Dieses kann unverzögert ausgelesen werden und dient als ortsunabhängiges Startsignal zur Ortsmessung und als Stoppsignal zur Bestimmung der Flugzeit der Neutronen (siehe Abschnitt 6).

Als nächstes soll die Abhängigkeit der Signalamplitude vom Ort der Signaleinkopplung und die Laufzeit des Signals auf den Anodenstreifen behandelt werden. Dazu wurden die Signale in verschiedenen Abständen von der Delay-Line-Einkopplung eingespeist und die Amplitude des Signals an der Delay-Line bestimmt. Ebenso wurde die Zeit ermittelt, die das Signal von der Einkoppelstelle bis zur Delay-Line benötigt. Das Ergebnis dieser Simulationen ist in Abbildung 5.5 dargestellt.

Die Veränderung der Signalamplitude läßt sich folgendermaßen erklären: Wird das Signal dicht an der Delay-Line eingekoppelt, dann ist der Einfluß der kapazitiven Kopplung des Anodenstreifens zur unteren Metallschicht gering. Daher ergibt sich bei kleinen Abständen eine größere Signalamplitude. Je größer der Abstand der Einkoppelstelle zur Delay-Line wird, desto mehr wirkt sich die Kopplung der beiden Metallschichten aus, und die Amplitude wird kleiner. Diese geringe Dämpfung der Signalamplitude entlang der Anodenstreifen hat keinen Einfluß auf die Ortsauflösung.

Die Laufzeit pro Wegstrecke des Signals auf den Anodenstreifen beträgt 0.068 ns/cm; die Signalgeschwindigkeit ist also etwa halb so groß wie die Lichtgeschwindigkeit. Die Laufzeit auf den SCP-Streifen ist ähnlich. Diese Laufzeitunterschiede können als Funktion der in der jeweils anderen Ebene gemessenen Ortskoordinate bei der Datenaufnahme durch vorherige Eichmessungen korrigiert werden und verschlechtern daher nicht die Ortsauflösung des Detektors.

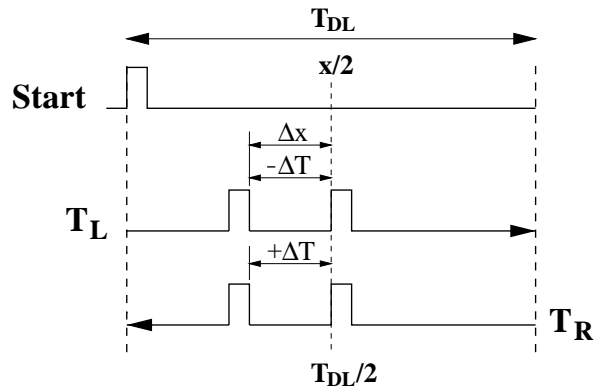


**Abbildung 5.5:** Signalamplitude ( $\triangle$ ) und Laufzeit ( $\square$ ) in Abhängigkeit vom Abstand der Signaleinkoppelstelle zur Delay-Line (DL).

## 5.2 Theoretische Grundlagen der Verzögerungsleitungen

Die auf den Mikrostreifendetektor influenzierten Signale werden mit Hilfe von Verzögerungsleitungen (Delay-Lines) ausgelesen. Diese Methode hat den großen Vorteil, daß nicht jeder Streifen des Detektors (pro Ortskoordinate 400 Stück) an einen Vorverstärker angeschlossen werden muß, sondern pro Delay-Line (DL) (bzw. pro Delay-Line-Segment) nur zwei Vorverstärker benötigt werden. Die Ortsinformation wird bei der DL-Auslese in eine Zeitinformation transformiert. Wird ein Strompuls an einer beliebigen Stelle von den Streifen des Detektors in die DL eingekoppelt, so teilt er sich auf, und halb so große Stromsignale laufen in Richtung der beiden Enden der DL. Je weiter der Einkoppelort vom Ende entfernt ist, desto mehr wird das Signal verzögert. Durch die Messung der Signallaufzeit zum linken Ende  $T_L$  und zum rechten Ende  $T_R$  der DL (jeweils gemessen gegen ein ortsunabhängiges Startsignal) kann der Ort der Signaleinkopplung  $x$  bestimmt werden. Die Startsignale werden von den Rückflußleitungen beider Ebenen abgeleitet. Wird das linke Ende der DL als Nullpunkt definiert, so ergibt sich die Position  $x$  durch  $x = \ell \cdot T_L / T_{DL}$  bzw.  $x = \ell \cdot (1 - T_R / T_{DL})$  und aus der Differenz von  $T_R$  und  $T_L$  mit  $x = \ell / 2 \cdot [1 - (T_R - T_L) / T_{DL}]$ . Dabei ist  $T_{DL}$  die gesamte Verzögerungszeit der DL und  $\ell$  die dazugehörige geometrische Länge. Im letzteren Fall wird, wie in Abbildung 5.6 gezeigt ist und genauer in Abschnitt 5.6.1 erläutert wird, die Ortsauflösung und die Linearität verbessert, da sich für eine Ortsdifferenz die doppelte Zeitdifferenz ergibt. Die Ortsbestimmung ist bei gegebener Zeitauflösung umso genauer, je größer  $T_{DL}$  bei konstantem  $\ell$  gewählt wird.

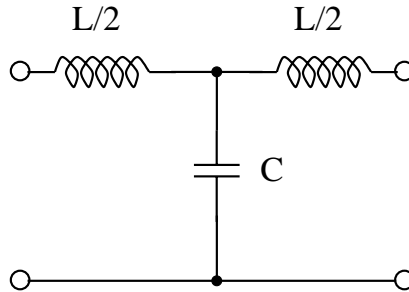
Allerdings werden Pulse auf einer DL nur bis zu einer bestimmten Frequenz verzerrungsfrei übertragen. Diese sog. Grenzfrequenz der DL wird mit zunehmender Verzögerungszeit kleiner. Für die vom Mikrostreifendetektor in die Leitung eingekoppelten Signale wurde in den Simulationsrechnungen eine Anstiegszeit von ca. 5 ns benutzt. Dies entspricht einer mittleren Frequenz des Signals von 70 MHz. Die Grenzfrequenz der DL sollte größer als 70 MHz sein, um Veränderungen der Signalform zu vermeiden. Daher sind Verzögerungszeiten von



**Abbildung 5.6:** Veranschaulichung der Verbesserung der Ortsauflösung durch Verwendung der Zeitdifferenzen  $T_R - T_L$ . Ein Signal, das z.B. gegenüber der Mitte der Delay-Line um den Abstand  $\Delta x$  nach links verschoben ist, hat bei der Auslese am linken Ende eine um  $-\Delta T$  kürze Verzögerungszeit, während die Laufzeit bis zum rechten Ende der Delay-Line um  $\Delta T$  verlängert ist. Durch Differenzbildung  $T_R - T_L = T_{DL}/2 + \Delta T - (T_{DL}/2 - \Delta T) = 2\Delta T$  ergibt sich die doppelte Zeitänderung pro Ortsänderung im Vergleich zur Ortsmessung mittels  $T_L$  oder  $T_R$ .

3 – 5 ns zwischen zwei ausgelesenen Streifen ein guter Kompromiß zwischen Ortsauflösung und Übertragungseigenschaften. Bei einer DL pro Ortskoordinate folgt daraus für  $T_{DL}$  ein Wert von 600 – 1000 ns für  $\ell = 254$  mm.

Die verwendeten Delay-Lines bestehen aus L/2-C-L/2-T-Gliedern, deren Induktivitäten L und Kapazitäten C in einem bestimmten Verhältnis zueinander stehen. In Abbildung 5.7 ist eine solche Anordnung als Vierpol dargestellt.



**Abbildung 5.7:** Aufbau einer Delay-Line als T-Glied (Vierpoldarstellung). L ist hierbei die Induktivität der Spule und C die Kapazität des Kondensators.

Sofern die Frequenz  $f$  des Signals deutlich kleiner als die Grenzfrequenz (cut-off frequency)  $f_c = 1/(\pi\sqrt{L \cdot C})$  der Leitung ist, gilt für die Verzögerungszeit  $\tau$  eines solchen T-Gliedes [Lew56, Zve67]

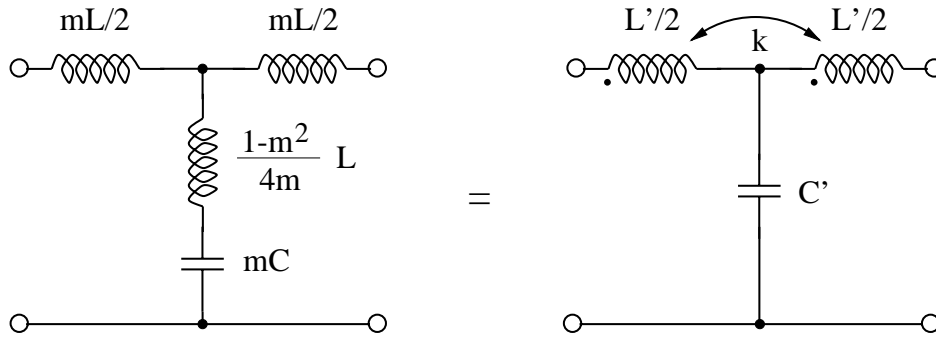
$$\tau = \sqrt{L \cdot C} \left[ 1 + \frac{1}{6} \left( \frac{f}{f_c} \right)^2 - \dots \right]. \quad (5.1)$$

Die Impedanz einer solchen Leitung läßt sich bestimmen durch

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{f}{f_c} \right)^2 + \dots \right]}. \quad (5.2)$$

Unter Vernachlässigung der höheren Ordnungen können mit Gleichung 5.1 und 5.2 Werte für  $L$  und  $C$  bestimmt werden. Für eine Delay-Line mit einer Verzögerung von  $\tau = 5$  ns pro T-Glied und einer Impedanz von  $Z = 50 \Omega$  ergibt sich  $L = 250$  nH und  $C = 100$  pF. Für eine Impedanz der Leitung von  $100 \Omega$  folgt entsprechend  $L = 500$  nH und  $C = 50$  pF.

Die Übertragungseigenschaften einer solchen Delay-Line sind aber noch nicht optimal und lassen sich durch eine leichte Modifikation der Anordnung erheblich verbessern. Werden die beiden Spulen so angeordnet, daß sie im richtigen Verhältnis miteinander koppeln, d.h. ihre Gegeninduktivität einen optimalen Wert hat, so führt das zu einer Verbesserung des Frequenzverhaltens. Eine solcher Aufbau wird m-abgeleitetes T-Glied genannt und ist in Abbildung 5.8 dargestellt.



**Abbildung 5.8:** Äquivalente Darstellung von  $m$ -abgeleiteten T-Gliedern. Beim linken Aufbau wird die Kopplung durch eine zusätzliche Spule realisiert (technisch nur möglich, wenn  $m$  kleiner 1 ist), während rechts ein Kopplungsfaktor  $k$  zugrunde gelegt wird.

Wie aus der Netzwerktheorie folgt [Lew56, vV55], gibt es zwei Möglichkeiten, ein solches  $m$ -abgeleitetes T-Glied aufzubauen. Im linken Bild von Abbildung 5.8 ist die Kopplung durch eine zusätzliche Spule im Zweig des Kondensators realisiert. Für Werte von  $m$  größer als 1 hat diese Spule jedoch eine negative Induktivität und stellt kein reales Bauelement dar. Im rechten Bild von Abbildung 5.8 ist die Gegeninduktivität der beiden Spulen durch den Faktor  $k$  ausgedrückt. Für die Werte der Bauelemente in beiden Darstellungen gelten folgende Beziehungen:

$$L = \frac{2m}{1 + m^2} L' \quad C = \frac{C'}{m} \quad k = \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1}$$

Während das Frequenzverhalten verbessert ist (s.u.) ist die Grenzfrequenz einer solchen  $m$ -abgeleiteten Delay-Line identisch mit der einer Leitung ohne Kopplung der Spulen ( $m = 1$  bzw.  $k = 0$ ).

Das auf einer Delay-Line entstehende Signal hat die Form einer Gauß-Kurve und kann durch die Superposition ebener Wellen beschrieben werden. Dieses Wellenpaket setzt sich aus Signalanteilen mit unterschiedlichen Frequenzen zusammen, und der Schwerpunkt dieses Paketes befindet sich bei dem hier behandelten Detektor bei einer Frequenz von ca. 70 MHz. Kommt es zu Dispersion auf der Leitung, so bewegt sich der Schwerpunkt des Wellenpaketes mit einer anderen Geschwindigkeit (Gruppengeschwindigkeit), als die einzelnen Frequenzanteile (Phasengeschwindigkeit), und das Wellenpaket fließt zeitlich auseinander. Um zu bestimmen, wie groß die Kopplung zwischen den beiden Spulen sein muß, damit sich eine optimale Signaltransmission (d.h. eine möglichst kleine Dispersion) ergibt, wird die Gruppenlaufzeit (geometrischer Abstand der Streifen, die an ein T-Glied angeschlossen sind, dividiert durch die Gruppengeschwindigkeit des Signals) und der Phasenfehler (Änderung der Phasenbeziehung) in Abhängigkeit von der Kopplung untersucht. Für die Änderung der Phase  $\beta$  pro



T-Glied der Delay-Line gilt mit  $\omega = 2\pi f$  [Lew56]:

$$\cos \beta = \frac{1 - (1 + m^2) \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}{1 - (1 - m^2) \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

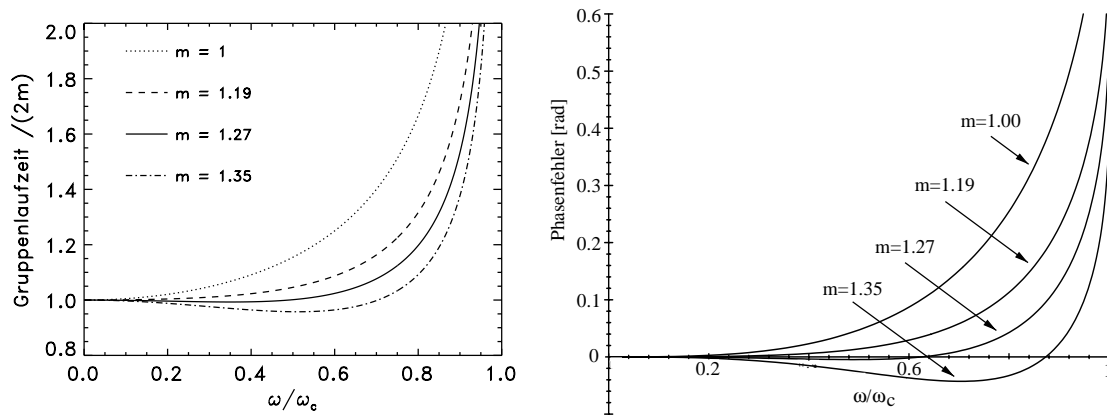
Für die Gruppenlaufzeit eines Signals folgt damit:

$$\frac{d\beta}{d\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} = \frac{2m}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2} \left[1 - (1 - m^2) \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right]}$$

Der Phasenfehler pro T-Glied der Delay-Line ist bestimmt durch:

$$\beta - \frac{d\beta}{d\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \Big|_{\omega=0} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) = \beta - 2m \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$$

Sowohl Gruppenlaufzeit als auch Phasenfehler sind in Abbildung 5.9 in Abhängigkeit von  $\omega/\omega_c$  für verschiedene Werte von  $m$  dargestellt.



**Abbildung 5.9:** Gruppenlaufzeit (normiert auf  $2m$ , links) und Phasenfehler (rechts) in Abhängigkeit von  $\omega/\omega_c$  für verschiedene Kopplungen  $m$ .

Es wird deutlich, daß für  $m = 1.27$  die Abweichungen in beiden Fällen am kleinsten sind. Daher hat eine Delay-Line mit einer Kopplung von  $m = 1.27$  bzw.  $k = 0.237$  die besten Transmissionseigenschaften. Es wird aber auch deutlich, daß die Abweichungen (für festes  $m$ ) um so größer werden, je dichter die Frequenz des Signals an der Grenzfrequenz der Leitung liegt.

Für den Fall einer  $m$ -abgeleiteten Delay-Line mit  $m = 1.27$  lassen sich die Werte der Bauelemente bei Vorgabe der Verzögerung pro Glied  $\tau$  und der Impedanz bei kleinen Frequenzen  $Z_0$  näherungsweise bestimmen durch [Lew56]:

$$\tau = 1.11\sqrt{L'C'} \quad \text{und} \quad Z_0 = 1.11\sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

Damit ergeben sich für  $\tau = 5$  ns und  $Z_0 = 50\Omega$  die Bauelementwerte  $L' = 202.9$  nH und  $C' = 100$  pF. Für eine Impedanz der Leitung von  $Z_0 = 100\Omega$  folgt  $L' = 405.8$  nH und  $C' = 50$  pF.

Damit am Ende der Delay-Line das Signal nicht reflektiert wird, muß die Leitung mit der "richtigen" Impedanz abgeschlossen werden. Die einfachste Möglichkeit ist der Abschluß mit einem Widerstand, der den gleichen Wert wie die Impedanz der Leitung hat. Da aber die Impedanz der Leitung von der Frequenz des Signals abhängt (vgl. Gl. 5.2), ist bei dieser Art des Abschlusses die Leitung nur für eine bestimmte Frequenz mit der richtigen Impedanz abgeschlossen. Es gibt aber die Möglichkeit, die Leitung für alle Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz mit der richtigen Impedanz abzuschließen. Dazu wird bei einer mit  $m = 1.27$  abgeleiteten Leitung am Ende der Leitung ein "halbes" Glied mit  $m = 0.6$  gesetzt. Dieses bewirkt, daß die Impedanz an dessen Ausgang für alle Frequenzen gleich ist. Diese Art des Abschlusses ist in Abbildung 5.10 dargestellt.

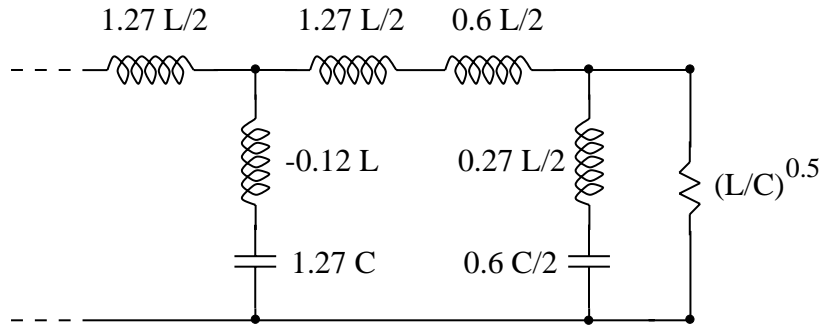


Abbildung 5.10: Abschluß einer Delay-Line mit einem halben T-Glied und  $m = 0.6$ .

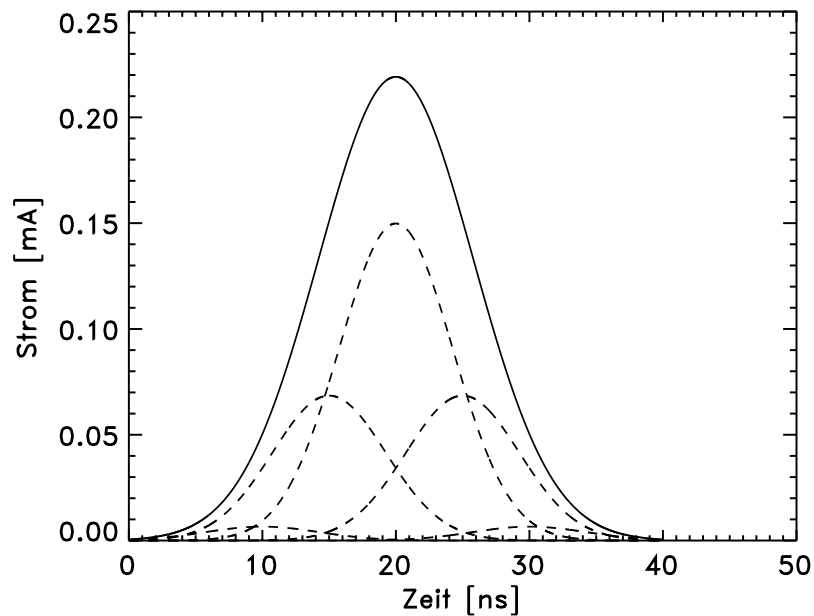
### 5.3 Simulation einer m-abgeleiteten Verzögerungsleitung

Die Signaltransmission in einer m-abgeleiteten Delay-Line ( $m = 1.27$ ) wurde mit Hilfe des Programmes SPICE berechnet. Dazu wurden am linken Ende der Delay-Line fünf Signale eingekoppelt, wie sie von den Anoden des Mikrostreifendetektors in die Delay-Line eingespeist werden. Die Amplituden dieser fünf Signale sind gaußförmig verteilt und die Breite dieser Gaußverteilung beträgt ca. 1 mm. Die einzelnen Signale haben eine Anstiegszeit von 5 ns und eine Halbwertsbreite von 10 ns (vgl. Abb. 5.11). Diese Signale wurden an einem Ende der Delay-Line eingekoppelt, da das resultierende Signal dann die volle Länge der Leitung durchlaufen muß und dabei die Abschwächung und Dispersion am größten ist. Bei dieser Rechnung wurde zunächst nur der Einfluß der Anoden- und Kathodenstreifen auf die Delay-Line berücksichtigt, nicht jedoch die Kopplung dieser Streifen zur unteren Metallschicht. Außerdem wurde jeder Anodenstreifen an die Delay-Line kontaktiert. Diese Vereinfachungen sind aber nur unter der Voraussetzung zulässig, daß die Kopplung der beiden Metallebenen sehr klein oder gar nicht vorhanden ist (eindimensionaler Zähler mit nur einer Metallschicht). Die Fälle, wo diese Voraussetzungen nicht mehr erfüllt sind, werden in Abschnitt 5.4.1 und 5.5 behandelt. Die in diesem Abschnitt dargestellten Ergebnisse sind aber trotzdem relevant, da sie ebenfalls gelten, wenn die Delay-Line vollständig von den Einflüssen des Mikrostreifendetektors entkoppelt ist. Wie eine solche Trennung möglich ist, wird in Abschnitt 5.5 dargestellt.

Die aktive Fläche des Mikrostreifendetektors beträgt  $254 \times 254 \text{ mm}^2$  und der Anodenabstand ist  $635 \mu\text{m}$ . Daraus ergibt sich eine Anzahl von 400 Anodenstreifen, die an die Delay-Line angeschlossen werden müssen, sofern die Leitung nicht subsegmentiert wird. Da der mittlere Abstand der Kontakte an der Delay-Line 1.27 mm beträgt, kann nur jede zweite Anode direkt kontaktiert werden. Die restlichen 200 Anoden werden kapazitiv an die ausge-

lesenen Anoden gekoppelt. Die daraus resultierende Änderung der Übertragungseigenschaft der Delay-Line wird in Abschnitt 5.4.1 erläutert.

In Abbildung 5.11 sind die fünf Strompulse, die von den Anodenstreifen in die Delay-Line eingespeist werden, gestrichelt dargestellt. Die Einkopplung dieser fünf Pulse beginnt zur

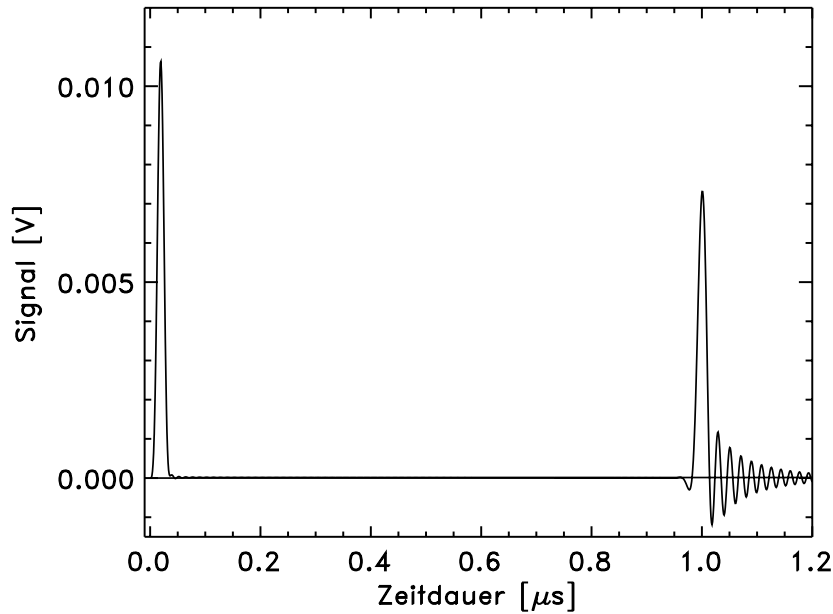


**Abbildung 5.11:** Von den Anodenstreifen in die Delay-Line **gleichzeitig** eingekoppelte Strompulse (gestrichelt) und das bei einer Verzögerungszeit von  $\tau = 5$  ns pro Tap resultierende Signal.

gleichen Zeit, aber durch eine Verzögerungszeit der Leitung von  $\tau = 5$  ns pro T-Glied werden sie zeitversetzt überlagert. Der resultierende Strompuls hat eine Amplitude von  $220 \mu\text{A}$ , eine Anstiegszeit von 8.8 ns und eine Halbwertsbreite von 13.4 ns. Dieser teilt sich auf und ein jeweils halb so großer Puls mit der gleichen Anstiegszeit und Halbwertsbreite wird zum linken und rechten Ende der Delay-Line übertragen.

Die an beiden Enden resultierenden Signale bei Signaleinkopplung am linken Ende einer 200 T-Glieder umfassenden Delay-Line sind in Abbildung 5.12 dargestellt. Dabei ist die Delay-Line jeweils mit einem  $100 \Omega$ -Widerstand abgeschlossen, was der Impedanz der Leitung entspricht. Die Verzögerungszeit pro T-Glied beträgt 5 ns. Der Gleichstromwiderstand wurde mit  $0.23 \Omega$  pro T-Glied angenommen. Dieser Wert wird von der Firma Rhombus [Rho] für eine solche Delay-Line angegeben. Herstellungsbedingte Schwankungen der Bauelementwerte wurden nicht berücksichtigt.

Am linken Ende der Delay-Line, an dem die Signale eingekoppelt wurden, ergibt sich an dem  $100 \Omega$ -Auslesewiderstand eine resultierende Signalamplitude von 10.6 mV. Bei idealer Signalübertragung hätte die Signalamplitude 11 mV betragen. Die Anstiegszeit des resultierenden Signals beträgt 8.8 ns und die Halbwertsbreite ist 13.4 ns. Am rechten Ende der Delay-Line (nach 200 Gliedern) beträgt die Signalamplitude am  $100 \Omega$ -Auslesewiderstand noch 7.3 mV und die Anstiegszeit ist 11.7 ns. Die Halbwertsbreite beträgt hier 16.8 ns. Am rechten Ende entstehen außerdem sog. Nachschwinger, die ihre Ursache in der Grenzfrequenz der Leitung haben. Diese beträgt bei einer solchen Delay-Line ca. 80 MHz (vgl. Abschnitt 5.2). Das aus den fünf eingekoppelten Signalen mit einer Anstiegszeit von 5 ns resultierende Signal



**Abbildung 5.12:** Signale an  $100 \Omega$  an beiden Enden einer Delay-Line mit 200 Gliedern und  $5 \text{ ns}$  Verzögerungszeit pro Glied.

hat eine Anstiegszeit von  $8.8 \text{ ns}$ , was einer mittleren Frequenz von ca.  $40 \text{ MHz}$  entspricht. Da der Puls sich aus mehreren Frequenzanteilen zusammensetzt, gibt es auch Frequenzen nahe der Grenzfrequenz der Delay-Line und diese erfahren eine andere Verzögerungszeit (siehe Abbildung 5.9). Dies bewirkt ein “Auseinanderfließen” des Pulses (Dispersion). Die Dispersion ist in diesem Fall klein, da die mittlere Frequenz des Pulses noch deutlich kleiner als die Grenzfrequenz der Leitung ist.

Bei Verzögerungsleitungen mit einer höheren Grenzfrequenz  $\omega_c$  (z.B.  $200 \text{ MHz}$ ) verschwinden die Nachklinger. Bei gleicher Impedanz der Leitung wird  $\omega_c$  erhöht, indem die Verzögerungszeit  $\tau$  verkleinert wird. Für ein  $\tau$  von  $2 \text{ ns}$  pro T-Glied ergibt sich ein  $\omega_c$  von  $200 \text{ MHz}$ . Die Verringerung der Verzögerungszeit hat aber den Nachteil, das damit auch die Ortsauflösung des Detektors verschlechtert wird. Dies liegt daran, daß aus der Verzögerungszeit der Ort der Signaleinspeisung zurückgerechnet wird. Bei einer Verzögerungszeit von  $5 \text{ ns}$  pro T-Glied und 200 T-Gliedern ergibt sich eine Gesamtverzögerung von  $1 \mu\text{s}$ . Diese entspricht  $254 \text{ mm}$  Kantenlänge des aktiven Bereiches. Daraus folgt eine Zeit-Orts-Korrelation von ca.  $4 \text{ ns}$  pro  $\text{mm}$ . Hingegen ergibt sich bei einer Delay-Line mit einer Verzögerungszeit von  $2 \text{ ns}$  pro T-Glied nur eine Zeit-Orts-Korrelation von ca.  $1.6 \text{ ns}$  pro  $\text{mm}$ .

Eine weitere Möglichkeit, die Nachklinger zu verkleinern oder ganz zu vermeiden (falls notwendig), ist die Aufteilung der Delay-Line in mehrere kürzere Leitungen. Dadurch verringert sich die Anzahl der T-Glieder, die ein Signal maximal durchlaufen muß und damit auch die Übertragungsfehler. Diese Aufteilung kann auch notwendig sein, falls durch den Skin-Effekt, d.h. durch die Stromverdrängung aus dem Inneren des Spulendrahtes, der Widerstand der Delay-Line deutlich über dem Gleichstromwiderstand liegen sollte. Der Skin-Effekt wird hervorgerufen durch Überlagerung des ursprünglichen Stromes mit den im Leiter induzierten Wirbelströmen und führt zur Abnahme des wirksamen Leiterquerschnitts und damit zu einer Zunahme des Widerstandes mit wachsender Frequenz. Für die Eindringtiefe  $\Delta d$  eines Wechselstromes mit der Kreisfrequenz  $\omega$  gilt bei einem kreiszylindrischen Leiter

näherungsweise

$$\Delta d = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad ,$$

wenn  $r \gg \Delta d$  ist. Dabei ist  $r$  der Radius des Leiters,  $\mu$  die Permeabilität und  $\sigma$  die Leitfähigkeit des Leitermaterials. Bei einer Signalfrequenz von  $f = 40$  MHz ergibt sich eine Eindringtiefe von ca.  $12 \mu\text{m}$ . Daher sollte der Radius des Spulendrahtes möglichst groß sein, damit die stromdurchflossene Fläche groß ist und die Widerstandserhöhung durch den Skin-Effekt klein bleibt. Diese bewirkt zwar keine Dispersion, aber eine Reduktion der Signalamplitude. Seitens der Datenaufnahme ist eine Subsegmentierung der Delay-Line in bis zu 8 Segmente pro Ortskoordinate möglich (vgl. Abschnitt 6).

## 5.4 Verringerung von differentiellen Nichtlinearitäten

Bei der Kontaktierung der Anoden und Pad-Streifen (untere Metallschicht) an die jeweilige Delay-Line wird nur jeder zweite Streifen direkt angeschlossen. Die restlichen werden kapazitiv interpolierend an die direkt mit der Delay-Line verbundenen Streifen gekoppelt. Auf diese Weise wird die influenzierte Ladung auf die kontaktierten Streifen aufgeteilt, wobei der Ladungsschwerpunkt erhalten bleibt. Die Gründe für diese Art der Kontaktierung sind die folgenden:

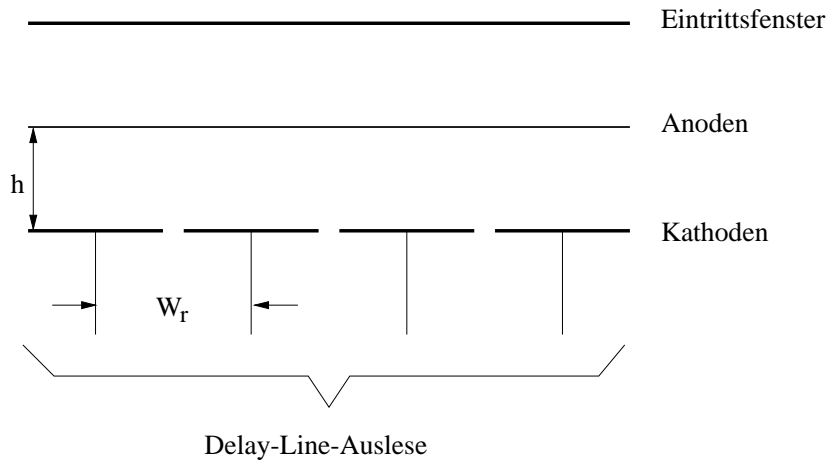
Der Abstand zwischen den Anodenstreifen beträgt  $635 \mu\text{m}$ , und dies gilt auch für die Streifen mit Pad-Struktur in der unteren Metallschicht (zweite Ortskoordinate). Die Kontakte an der Delay-Line haben aber im Mittel einen Abstand von  $1.27 \text{ mm}$  (zwei Kontakte alle  $2.54 \text{ mm}$ ). Eine Delay-Line mit einem Abstand der Kontakte von  $635 \mu\text{m}$  ist nicht (oder nur sehr schwer) realisierbar, da die Spulen in der Delay-Line nicht unter eine bestimmte geometrische Größe reduziert werden können. Da diese außerdem wegen der besseren Übertragungseigenschaften miteinander koppeln sollen, müssen sie im richtigen Abstand und in der richtigen Orientierung zueinander angeordnet werden. Weil die Abstände der Kontakte an der Delay-Line nicht verkleinert werden können, muß die Zuführung der Signale entsprechend angepaßt werden.

Die einfachste Möglichkeit, diese Anpassung vorzunehmen, wäre, die Delay-Line vom Ende der Anoden mit Streifen unterschiedlicher Längen und Geometrie zu kontaktieren. Dies ist aber keine sinnvolle Lösung, da durch verschiedene Längen Unterschiede in den Signallaufzeiten auftreten. Diese Laufzeitdifferenzen führen zu einer Verzerrung des auf der Delay-Line resultierenden Signals und damit zu einer deutlichen Verschlechterung der Ortsauflösung. Außerdem wird durch den zusätzliche Widerstand die Signalamplitude reduziert.

Eine weitere Variante wäre, jeweils zwei Anodenstreifen am Ende zusammenzufassen und diese als einen Streifen an die Delay-Line zu führen. Dies ist ebenfalls keine gute Lösung, da die Ladung nicht mehr auf fünf, sondern effektiv nur noch auf drei Streifen verteilt wird. In diesem Fall kann der Schwerpunkt der Ladungsverteilung nicht genau genug bestimmt werden, und es kommt zu großen differentiellen Nichtlinearitäten. Es wird nun am Beispiel einer Vieldrahtkammer erläutert, was unter kapazitiver Interpolation zu verstehen ist und auf welche Weise die Anpassung der unterschiedlichen Abstände zwischen Anodenenden und Delay-Line-Kontakten am besten erfolgen kann.

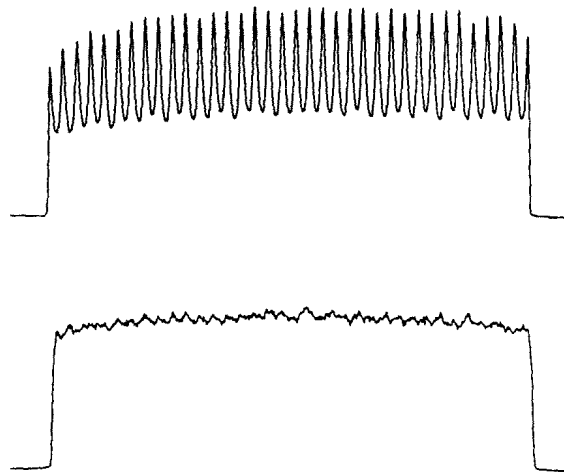
In Abbildung 5.13 ist schematisch der Aufbau einer Vieldrahtkammer dargestellt. Auf den Kathodenstreifen wird die durch die Gasverstärkung erzeugte Elektronenladung influenziert. Je kleiner die Kathodenbreite im Vergleich zur Breite der Elektronenlawine im Gas ist, desto genauer kann die Ladungsverteilung auf den Kathoden abgebildet werden. Sind die Kathodenstreifen zu breit, wird die Ladungsverteilung auf den Kathoden nur sehr grob nachgebildet, und es kommt zu "Sprüngen" in der Ortsauflösung. Diese nicht korrigierbaren

Sprünge werden als differentielle Nichtlinearitäten bezeichnet (siehe Abbildung 5.14 oben). Wird die Kathodenbreite verkleinert, erhöht sich damit ihre Anzahl, da der Abstand zwischen den Kathoden ebenfalls möglichst klein sein soll. Es ergibt sich dabei das gleiche Problem, wie beim Mikrostreifendetektor; bei einer kleinen Kathodenbreite und damit großen Anzahl von Kathoden, kann nicht jede Kathode an die Delay-Line angeschlossen werden.



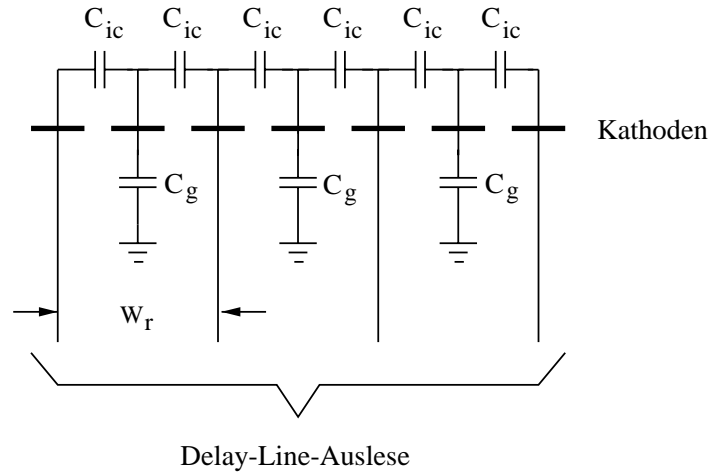
**Abbildung 5.13:** Schematische Darstellung des Aufbaus einer Vieldrahtkammer.  $W_r$  ist der Abstand der Delay-Line-Kontakte (1.27 mm) und  $h$  der Abstand zwischen den Anodendrähten und den senkrecht dazu verlaufenden Kathodenstreifen.

Im Falle der Vieldrahtkammer wurde das Problem auf folgende Weise gelöst: Die Streifenbreite der Kathoden wurde so weit verkleinert, daß die differentiellen Nichtlinearitäten klein sind (siehe Abbildung 5.14 unten), und sämtliche Kathodenstreifen wurden kapazitiv gekoppelt. Diese Art der Kopplung ist in Abbildung 5.15 dargestellt. Durch diese Auslesemethode findet eine Interpolation der auf die Streifen influenzierten Ladungen statt, und der



**Abbildung 5.14:** Differentielle Nichtlinearitäten in der Ortsauflösung bei gleichmäßiger Ausleuchtung des Detektors [Smi92]. Oben: Breite Kathodenstreifen und jede Kathode ist an die Delay-Line angeschlossen; unten: Schmale Kathoden und nur jede dritte Kathode ist direkt an die Delay-Line kontaktiert.

Schwerpunkt der Ladungsverteilung kann sehr genau bestimmt werden. Für eine gute Interpolation ist es wichtig, daß das Verhältnis von Koppelkapazität  $C_{ic}$  zur Kapazität der Streifen gegen Masse  $C_g$  möglichst groß ist. Befindet sich zwischen den ausgelesenen Kathoden nur eine kapazitiv gekoppelte Kathode, so ergibt sich im Grenzfall  $C_{ic}/C_g \rightarrow \infty$  eine perfekte Ladungsteilung, und der Ladungsschwerpunkt wird mit der gleichen Genauigkeit bestimmt, die sich ergeben würde, wenn jede dieser schmalen Kathoden direkt an die Delay-Line kontaktiert wäre.



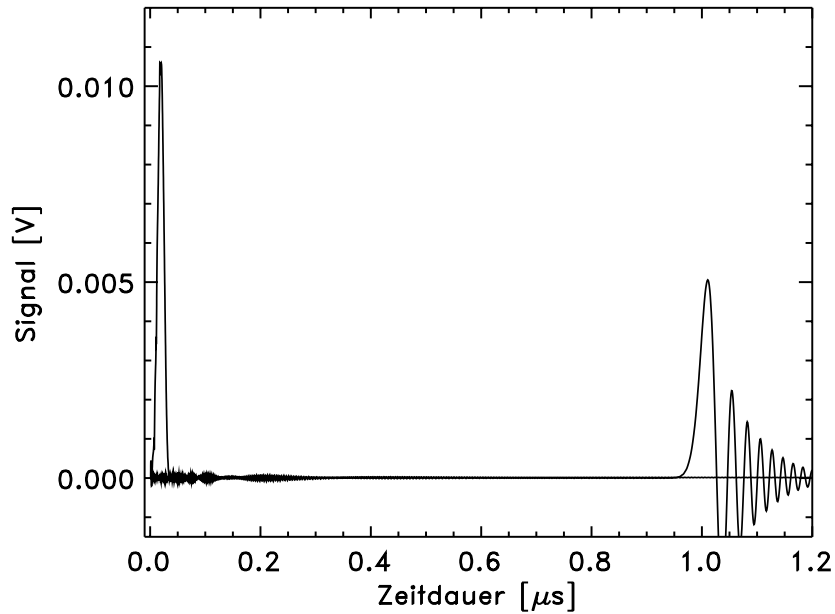
**Abbildung 5.15:** Kapazitive Kopplung der zusätzlichen Kathodenstreifen an die ausgelesenen Kathoden.

Bei dieser Art der interpolierenden Auslese ist es notwendig, die nur kapazitiv gekoppelten Streifen durch einen Widerstand mit den an die Delay-Line kontaktierten Streifen zu verbinden, um eine elektrostatische Aufladung zu verhindern. Diese würde die Feldverteilung im Gasraum verändern und daher ebenfalls zu großen differentiellen Nichtlinearitäten führen [Smi88]. Der dafür notwendige Widerstand muß klein genug sein, damit die aufgebrachte Ladung abfließen kann, aber auch groß genug, damit das durch ihn verursachte thermische Rauschen klein ist. Bei einem Wert im Bereich von 1 – 10 M $\Omega$  werden beide Bedingungen erfüllt.

Die für diese interpolierende Auslesemethode notwendigen Kapazitäten und Widerstände werden nicht durch SMD-Bauteile realisiert, sondern durch einen Multilayer-Aufbau. Dieser Schichtaufbau wurde bereits in Abschnitt 4.4 näher vorgestellt. Allerdings ergibt sich durch diese Auslesemethode auch die Notwendigkeit, die Delay-Line-Werte anzupassen.

#### 5.4.1 Kapazitiv überbrückte Verzögerungsleitungen

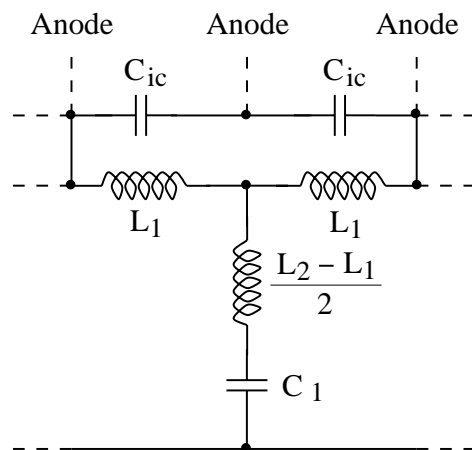
In Abschnitt 5.3 wurde eine m-abgeleitete Delay-Line behandelt, bei der allerdings die Kopplung zwischen den direkt an die Delay-Line angeschlossenen und den restlichen Streifen noch nicht berücksichtigt war. Durch die zusätzliche Kapazität werden die Übertragungseigenschaften der Delay-Line verändert. Die Dispersion in einer solchen, mit einer Kapazität überbrückten Leitung, nimmt zu. In Abbildung 5.16 ist die Simulation der gleichen Delay-Line wie in Abbildung 5.12 unter Berücksichtigung der zusätzlichen Kapazitäten dargestellt. Die maximale Signalamplitude am rechten Ende der Delay-Line beträgt nur noch 5.1 mV und die Halbwertsbreite hat auf 27 ns zugenommen. Die Anstiegszeit dieses Pulses ist ebenfalls deutlich länger und beträgt 26.7 ns. Des weiteren ist die Amplitude der Nachschwinger größer geworden und könnte zu einer Doppelzählung des Pulses führen. Daher ist es notwendig, die



**Abbildung 5.16:** Signale an beiden Enden einer Delay-Line mit 200 Gliedern und zusätzlichen Koppelkapazitäten.

zusätzlichen Kapazitäten in der Delay-Line-Struktur zu berücksichtigen und die Delay-Line neu zu optimieren, sofern diese nicht vollständig vom Mikrostreifendetektor entkoppelt wird (siehe Abschnitt 5.5).

Die zu optimierende Anordnung ist in Abbildung 5.17 dargestellt und wird “kapazitiv überbrückte Delay-Line” genannt. I.d.R. handelt es sich bei einer solchen Struktur um einen sog. Allpaß, d.h. alle Frequenzen werden gleich gut übertragen. Für Delay-Lines wird üblicherweise eine Tiefpaß-Charakteristik verwendet. Dabei werden Frequenzen bis zur Grenzfrequenz der Leitung näherungsweise gleich gut übertragen, aber höhere Frequenzanteile stark gedämpft.



**Abbildung 5.17:** T-Glied mit zusätzlichen Kapazitäten zur Ladungsteilung der nicht direkt kontaktierten Streifen.



Die in Abbildung 5.17 dargestellte Struktur ist ein Allpaß 2. Ordnung. Die hohen Frequenzen werden vorwiegend durch die Kapazitäten übertragen, während die tiefen Frequenzen durch die Spulen weitergeleitet werden. Durch diese Kombination von Hoch- und Tiefpaß ergibt sich die Allpaß-Charakteristik. Diese Anordnung wurde in zwei Schritten optimiert. Im ersten Schritt wurde der Allpaß als solches berechnet und im zweiten Schritt dessen Übertragungseigenschaften im relevanten Frequenzbereich verfeinert.

Die Berechnung des Allpasses erfolgte unter Verwendung von folgenden Gleichungen [Möl98]:

$$C_{ic} = \frac{1}{Z_0 \cdot a_1} \quad , \quad C_1 = \frac{2 \cdot a_1}{Z_0 \cdot a_0} \quad , \quad L_1 = Z_0 \cdot \frac{a_1}{a_0} \quad , \quad L_2 = \frac{Z_0}{a_1}$$

Dabei ist  $Z_0$  die Impedanz der Leitung,  $a_0$  und  $a_1$  sind folgendermaßen definiert:

$$a_0 = \omega_c^2 \cdot \frac{1 + \delta}{2 \left( \delta + \sqrt{2\delta(1 + \delta)} \right)}$$

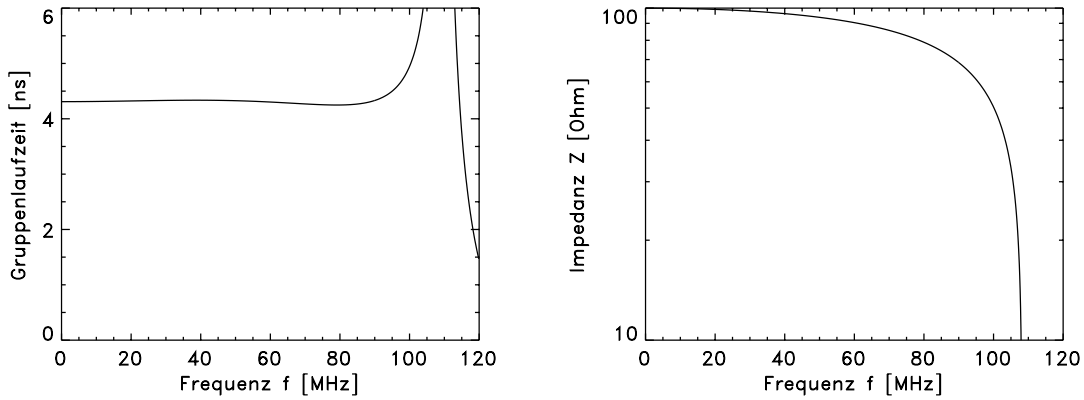
$$a_1 = \omega_c \cdot \sqrt{\frac{(3 + \delta) - 2\sqrt{2\delta(1 + \delta)}}{2 \left( \delta + \sqrt{2\delta(1 + \delta)} \right)}}$$

$\omega_c$  ist hierbei die Grenzfrequenz der Laufzeitapproximation und  $\delta$  die Fehlerschranke in %, innerhalb der die Gruppenlaufzeit konstant bleiben soll. Diese Gruppenlaufzeit  $\tau$  berechnet sich durch:

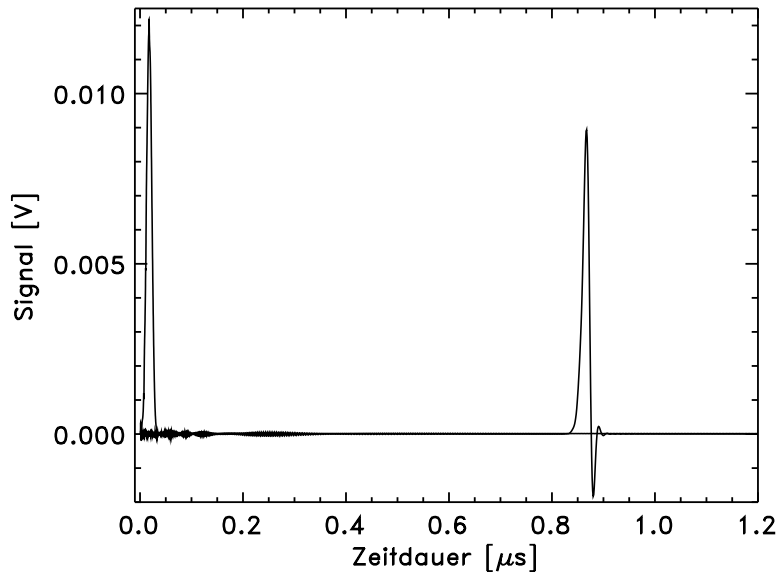
$$\tau \cdot \omega_c = \frac{2\sqrt{2}}{1 - \delta^2} \cdot \sqrt{(3 - \delta)\sqrt{2\delta(1 + \delta)} - \delta(1 + 3\delta)}$$

Ebenso wie bei m-abgeleiteten Delay-Lines gilt auch für diese Anordnung, daß mit zunehmender Verzögerungszeit pro Glied der Leitung deren Grenzfrequenz abnimmt. Daher wurde eine Grenzfrequenz von  $\omega_c = 2\pi \cdot 100$  MHz gewählt und mit  $\delta = 7\%$  ergibt sich eine Verzögerungszeit von  $\tau = 4.5$  ns pro Glied. Für eine Impedanz von  $Z_0 = 100 \Omega$  folgt:  $C_{ic} = 10$  pF,  $C_1 = 43.1$  pF,  $L_1 = 215.5$  nH und  $L_2 = 100.4$  nH. In einem zweiten Schritt wurde im Frequenzbereich bis 100 MHz die Gruppenlaufzeit so optimiert, daß sich dort ein möglichst konstanter Verlauf ergibt. Dies wurde erreicht durch eine Reduktion von  $C_{ic}$  auf 5 pF, wodurch diese Struktur den Frequenzgang eines Tiefpasses erhält. Die Verzögerungszeit reduziert sich dadurch auf 4.3 ns pro Delay-Line-Glied. Die mit diesen Werten erreichte Konstanz der Gruppenlaufzeit und die Frequenzabhängigkeit der Impedanz sind in Abbildung 5.18 dargestellt. Es wird deutlich, daß bis zu einer Frequenz von ca. 80 MHz ein sehr glatter Kurvenverlauf erreicht wurde und erst bei größeren Frequenzen die Abweichungen deutlich zunehmen.

Mit dieser optimierten Delay-Line wurden die Übertragungseigenschaften einer 200 Glieder umfassenden Leitung unter Berücksichtigung der Koppelkapazitäten erneut simuliert. Das Ergebnis dieser Simulation ist in Abbildung 5.19 dargestellt. Es fällt auf, daß die gesamte Verzögerungszeit der Delay-Line nur noch 860 ns beträgt, da die Verzögerungszeit pro Glied von 5 ns auf 4.3 ns reduziert wurde. Durch Vergleich von Abbildung 5.19 und Abbildung 5.12 wird deutlich, daß bei dieser optimierten Delay-Line mit überbrückten Kapazitäten die Übertragungseigenschaften etwas besser sind. Die Signalamplitude am rechten Ende dieser Leitung beträgt 8.9 mV und die Halbwertsbreite hat einen Wert von 13.5 ns. Die Anstiegszeit dieses Signals ist allerdings länger als bei der anderen Leitung, und es wurde ein Wert von 15.4 ns ermittelt.



**Abbildung 5.18:** Frequenzabhängigkeit der Gruppenlaufzeit (links) und Impedanz (rechts) für die optimierte Delay-Line.



**Abbildung 5.19:** Signale an beiden Enden der optimierten Delay-Line mit 200 Gliedern und zusätzlichen Koppelkapazitäten.

## 5.5 Entkopplung der Verzögerungsleitung vom Mikrostreifen-detektor

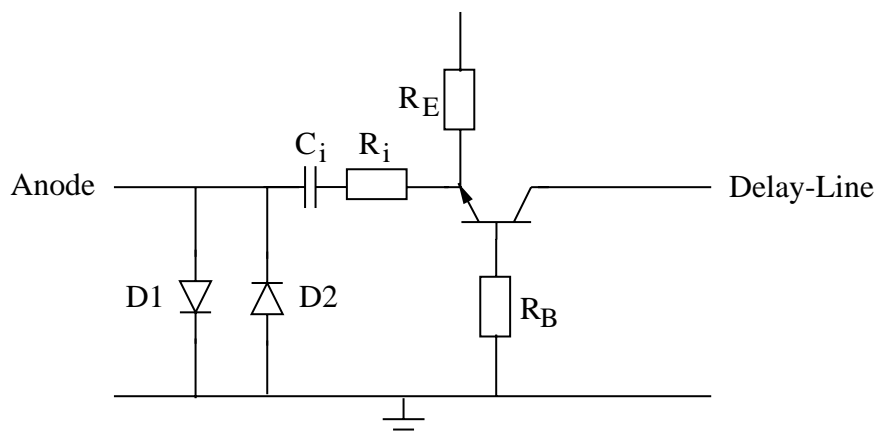
Wie im vorigen Abschnitt gezeigt wurde, beeinflussen Kapazitäten, die zusätzlich an die Delay-Line angekoppelt werden, deren Übertragungseigenschaften. Daher wurde der Einfluß der kapazitiven Kopplung der beiden Metallschichten auf die Delay-Line untersucht. Die zwischen den Metallschichten auftretenden Kapazitäten sind in Tabelle 5.1 auf Seite 91 zusammengefaßt. Es wird deutlich, daß die Kapazitäten zwischen den Anoden und der unteren Metallschicht größer sind, als die, die für die interpolierende Anodenauslese notwendig sind. Die Übertragungseigenschaften der Delay-Line werden dadurch so stark beeinflußt, daß die Si-

gnalverbreiterung durch Dispersion auf der Delay-Line nicht mehr tolerabel ist. Daher wurde versucht, diese Kapazitäten ebenfalls in der Delay-Line Dimensionierung zu berücksichtigen und diese neu zu optimieren. Es wurde aber keine Lösung gefunden, die ausreichend gute Übertragungseigenschaften aufweist, und folglich mußte das Problem anders gelöst werden.

Eine Möglichkeit wäre, die kapazitive Kopplung zwischen den Anoden und der unteren Metallschicht zu verkleinern. Dies kann durch Verwendung einer Isolationsschicht geschehen, die ein möglichst kleines  $\epsilon_r$  aufweist. Von der Firma Du Pont gibt es ein Polymer (Teflon AF) mit einer dielektrischen Konstante  $\epsilon_r = 1.89$  und von der Firma DOW ein Polyimid mit  $\epsilon_r = 2.56$ . Die vorgesehene Isolationsschicht aus  $\text{SiO}_2$  hat ein  $\epsilon_r$  von 4.4. Der Wert von  $\epsilon_r$  ließe sich also halbieren und damit wäre auch die kapazitive Kopplung nur noch halb so groß. Die beiden Polymer-Schichten haben aber z.B. den Nachteil, daß ihre Langzeitstabilität gegen die in den Lawinen erzeugte UV-Strahlung nicht gesichert ist. Daher wird auf die Verwendung dieser Schichten verzichtet.

Eine weitere Variante besteht darin, den Abstand zwischen den Metallschichten zu vergrößern. Dies würde bedeuten, daß eine Isolationsschicht mit einer größeren Dicke als die vorgesehenen  $3 \mu\text{m}$  aufgebracht werden muß. Die  $\text{SiO}_2$ -Schicht wird entweder im PECVD-Verfahren abgeschieden oder mit Hilfe einer Sputterquelle aufgebracht (vgl. Abschnitt 4.4). In beiden Fällen sind Schichtdicken größer  $3 \mu\text{m}$  schwierig zu realisieren.

Das Problem wurde durch eine Entkopplung der Delay-Line von den Kapazitäten des Mikrostreifendetektors gelöst. Diese erfolgt mit Hilfe einer sog. Impedanzwandlerschaltung, deren schematischer Aufbau in Abbildung 5.20 dargestellt ist. Dieser Schaltungstyp wird so



**Abbildung 5.20:** Schematischer Aufbau der Impedanzwandlerschaltung durch eine Transistorstufe. D1 und D2 sind Dioden zum Schutz des Transistors bei Spannungsüberschlägen; die Kapazität  $C_i$  entkoppelt die Anoden von der Strom- und Spannungsversorgung des Transistors, die über den Widerstand  $R_E$  und die Delay-Line erfolgt. Die Widerstände  $R_i$  und  $R_B$  dienen zur Vermeidung von resonanten Schwingungszuständen.

genannt, da der Eingang der Schaltung eine sehr kleine Impedanz von ca.  $50 \Omega$  hat, während ihr Ausgang eine hohe Impedanz aufweist ( $30 - 40 \text{k}\Omega$ ). Dies hat den Vorteil, daß das Signal von den Anodenstreifen ohne nennenswerte Verluste in die Schaltung eingespeist wird. Wenn das Signal die Delay-Line entlangläuft, wird es aber durch die hohe Impedanz am Ausgang der Schaltung nicht in diese eingekoppelt, sondern läuft ungestört zum Vorverstärker weiter. Die Übertragungseigenschaften der Delay-Line werden also nicht beeinträchtigt.

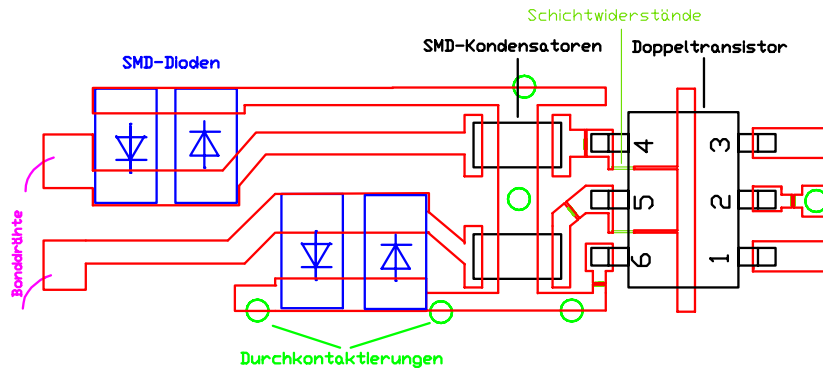
Der Transistor der Impedanzwandlerschaltung verhält sich wie eine gesteuerte Stromquelle. Das von den Anoden stammende Signal bestimmt die vom Transistor in die Delay-Line eingespeiste Stromstärke. Auf diese Weise ist die Delay-Line von sämtlichen Kapazitäten

des Mikrostreifendetektors entkoppelt; es wird jedoch trotzdem das Signal der Anoden in die Delay-Line eingekoppelt. Die für die interpolierende Auslese notwendigen Koppelkapazitäten  $C_{ic}$  befinden sich ebenfalls auf der Eingangsseite der Impedanzwandlerschaltung (vgl. Abb. 5.1). Daher können auch diese die Übertragungseigenschaften der Delay-Line nicht mehr beeinflussen, und es ist möglich, die in Abschnitt 5.3 vorgestellte Delay-Line zu verwenden. Bei einem eindimensionalen Mikrostreifenzähler ist die Impedanzwandlerschaltung nicht notwendig, da nur eine Metallschicht vorhanden ist, und es wird die in Abschnitt 5.4.1 optimierte Delay-Line benötigt.

Der Aufbau der Impedanzwandlerschaltung wird nun genauer erläutert. Bei dieser Art der Schaltung handelt es sich um eine in Basisschaltung arbeitende Transistorstufe. Da die Grenzfrequenz des Transistors bei 5.5 GHz liegt, können auch Signalanstiegszeiten von weniger als 1 ns verzerrungsfrei verarbeitet werden. Am Eingang befinden sich zwei Schutzdioden (D1 und D2), die die restlichen Bauelemente wirksam vor Zerstörung durch Hochspannungsüberschläge schützen, sowie ein Kondensator ( $C_i$ ), der die Anoden von den auftretenden Gleichspannungen und Gleichströmen, die zur elektrischen Versorgung des Transistors notwendig sind, entkoppelt. Diese Spannungs- und Stromzuführung zur Einstellung des Transistorarbeitspunktes erfolgt über den Widerstand  $R_E$  und die Delay-Line. Die beiden Widerstände  $R_i$  und  $R_B$  dienen zur Vermeidung möglicher resonanter Schwingungen der Transistorstufe.

Bei dem Transistor handelt es sich um einen NPN Transistor, der eine kleine Kollektorkapazität (0.7 pF) und eine hohe Grenzfrequenz aufweist. Außerdem besitzt er bereits bei sehr kleinen Versorgungsströmen von 1 – 3 mA sehr gute Übertragungseigenschaften. Wichtig bei der Auswahl war auch, daß er als Doppeltransistor, d.h. zwei Transistoren in einem Gehäuse, lieferbar ist. Dies ist notwendig, damit zwei Transistoren innerhalb von 2.54 mm platziert werden können. Der Abstand der an die Impedanzwandlerschaltung kontaktierten Anoden beträgt 1.27 mm, und für jede Anode ist ein Transistor notwendig. Das Layout dieser Impedanzwandlerschaltung ist in Abbildung 5.21 dargestellt.

Die gezeigte Anordnung wird nach oben und unten periodisch fortgesetzt, wobei die grünen Kreise Durchkontaktierungen zur Masseebene darstellen. Jeweils zwei Anodenstreifen werden am linken Ende der dargestellten Schaltung durch Bonden kontaktiert. Die beiden äußeren Streifen sorgen für eine gut definierte Masse und sind auch die Massekontakte für die Schutzdioden und die Basis der Transistoren. Die Schutzdioden werden durch SMD-Bauteile mit einer Größe von 1.3 mm × 0.7 mm × 0.8 mm realisiert. Für die Kondensatoren

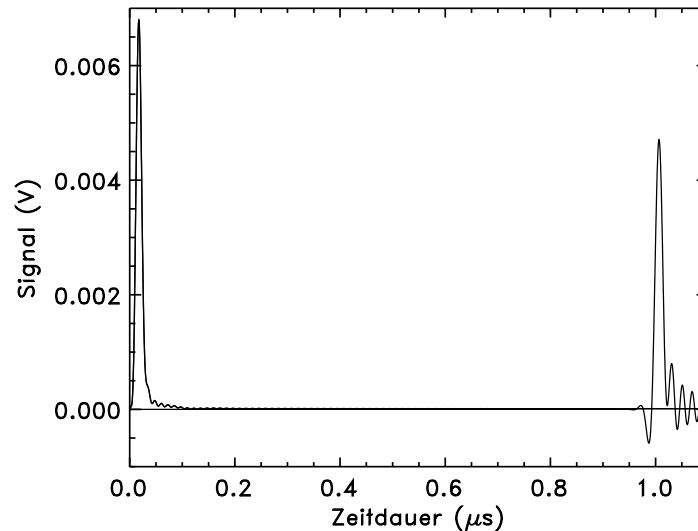


**Abbildung 5.21:** Layout der Impedanzwandlerschaltung. Die Kreise stellen Durchkontaktierungen zur Masseebene dar. Zwei Transistoren sitzen in einem Gehäuse, wobei der eine die Kontakte 2,3 und 4 und der andere 1, 5 und 6 belegt. Die Kontakte 4 und 5 sind die Emitter (Eingang), die Kontakte 2 und 6 die Basis und die Kontakte 1 und 3 sind die Kollektoren (Ausgang), die mit der Delay-Line verbunden werden.

werden ebenfalls SMD-Bauelemente verwendet, die aber nur eine Gehäusegröße vom 0402 ( $1 \text{ mm} \times 0.5 \text{ mm}$ ) haben. Um den Platzverbrauch der Schaltung möglichst gering zu halten, werden die notwendigen Widerstände als Schichtwiderstände realisiert. Die beiden Transistoren sitzen in einem Gehäuse mit einer Größe von  $2.0 \text{ mm} \times 1.25 \text{ mm}$ , wobei der eine die Kontakte 2, 3 und 4 belegt und der andere 1, 5 und 6. Die Kontakte 4 und 5 sind dabei die Emitter der Transistoren und werden als Eingang verwendet. Die Basiskontakte sind Nummer 2 und 6 und werden über Widerstände mit der Masse verbunden. Nummer 1 und 3 sind die beiden Kollektoren und stellen den Ausgang der Schaltung dar, der mit der Delay-Line verbunden wird. Die Spannung- und Stromzuführung erfolgt über den Streifen unterhalb des Transistors und über die Delay-Line; es sind Spannungen von  $3 - 5 \text{ V}$  und Ströme von  $1 - 5 \text{ mA}$  notwendig (je nach Arbeitspunkt des Transistors).

Mit Hilfe dieser Impedanzwandlerschaltung kann die Delay-Line vollständig von den Kapazitäten des Mikrostreifendetektors entkoppelt werden, und die Übertragungseigenschaften der Leitung werden nicht mehr beeinflusst. Der Transistor hat eine sehr kleine Kollektorkapazität von nur  $0.7 \text{ pF}$ , und deren Einfluß auf die Delay-Line ist vernachlässigbar. Damit ergeben sich optimale Bedingungen für den Signaltransport auf der Leitung.

Für einen zweidimensionalen Mikrostreifendetektor mit einer aktiven Fläche von  $254 \times 254 \text{ mm}^2$  wurden die Signale an beiden Enden der in Abschnitt 5.3 optimierten Delay-Line simuliert. Das Ergebnis dieser Simulation ist in Abbildung 5.22 dargestellt. Bei dieser



**Abbildung 5.22:** Signale am linken und rechten Ende einer aus 200 T-Glieder bestehenden  $m$ -abgeleiteten Delay-Line. Die Einkopplung der Strompulse erfolgte in  $25.4 \text{ cm}$  Entfernung von der Delay-Line, und diese ist durch die Impedanzwandlerschaltung von den Kapazitäten innerhalb und zwischen den beiden Metallschichten des Mikrostreifendetektors entkoppelt. Diese kapazitiven Kopplungen wurden für die Signalbildung auf den Anodenstreifen durch ein komplexes elektrisches Netzwerk berücksichtigt.

Modellierung wurden beide Metallschichten sowie deren kapazitive Kopplung berücksichtigt und die Delay-Line durch die Impedanzwandlerschaltung entkoppelt. Die Signale wurden in  $254 \text{ mm}$  Entfernung von der Delay-Line auf die Anoden- und Kathodenstreifen am linken Ende der MSGC eingekoppelt, so daß die Signale die gesamte Streifenlänge zurücklegen müssen und somit die größtmögliche Abschwächung erfahren. Nachdem die Signale über die

Impedanzwandlerschaltung in die Delay-Line eingespeist wurden, muß die eine Hälfte des resultierenden Pulses über die komplette Delay-Line aus 200 T-Gliedern zum rechten Ende transferiert werden. Auch hierbei findet die größtmögliche Veränderung des Signals statt.

Der Puls am rechten Ende der Delay-Line, die mit einem  $100\ \Omega$  Widerstand abgeschlossen ist, hat eine maximale Amplitude von 4.7 mV, eine Anstiegszeit von 9.4 ns und eine Halbwertsbreite von 15.5 ns. Bei Vergleich dieser Werte mit denen, die in Abschnitt 5.3 für die gleiche Delay-Line ermittelt wurden, zeigt sich eine leichte Verbesserung in Halbwertsbreite und Anstiegszeit. Dies liegt an der vollständigen Entkoppelung der Delay-Line vom Mikrostreifendetektor, so daß auch die Anoden- und Kathodenstreifen den Signaltransport auf dieser nicht mehr beeinflussen können. Die kleineren Amplituden der Pulse an beiden Enden der Delay-Line sind auf die Reduktion des Signals durch die kapazitive Kopplung zu den Streifen in der unteren Metallschicht zurückzuführen. Während die Pulse die Anodenstreifen in Richtung Delay-Line entlanglaufen, wird durch die Kapazitäten ein Teil der Amplitude auf die Streifen in der unteren Metallschicht gekoppelt und reduziert daher die Amplitude der Anodensignale. Für eine gute Orts- und Flugzeitauflösung kommt es neben einem guten Signal-zu-Rausch-Verhältnis auf eine schnelle Anstiegszeit und eine kleine Halbwertsbreite der Pulse an beiden Enden der Delay-Line an. Die erreichbaren Auflösungen werden im folgenden Abschnitt diskutiert.

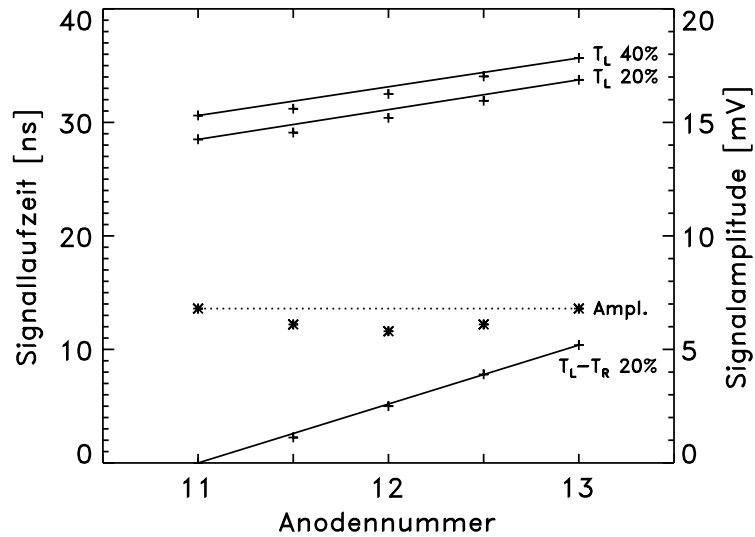
## 5.6 Berechnung der Ortsauflösung

Um die Ortsauflösung des Detektors berechnen zu können, müssen die Faktoren abgeschätzt werden, die diese begrenzen. Die trotz der interpolierenden Auslesemethode (vgl. Abschnitt 5.4) verbleibenden differentiellen Nichtlinearitäten sind ebenfalls von Bedeutung. Diese wurden mit der im vorigen Abschnitt besprochenen durch die Impedanzwandlerschaltung vom Mikrostreifendetektor entkoppelten Delay-Line berechnet.

### 5.6.1 Simulation der differentiellen Nichtlinearitäten

Für die Berechnung der differentiellen Nichtlinearitäten wurde die Signalausbreitung in einem elektrischen Netzwerk von 21 Anoden und 22 Kathoden, sowie von 21 Pad-Streifen und 22 Rückflußstreifen in der unteren Metallschicht, mit den dazugehörigen durch die Impedanzwandlerschaltung entkoppelten Delay-Lines und allen Koppelkapazitäten simuliert. Alle Elektroden wurden in 21 Segmente eingeteilt und der Widerstand, die Induktivität und die kapazitive Kopplung zwischen den Streifen zu gleichen Teilen auf diese Segmente verteilt. Die an den Pad- und Rückflußstreifen der unteren Ebene außerhalb des Kreuzungsbereichs an beiden Enden fehlenden R's, L's und C's wurden ebenfalls summarisch hinzugefügt; dabei wurden die für die Kopplung beider Ebenen fehlenden Kapazitäten zwischen den Streifen der unteren Ebene ergänzt und zwei Randstreifen parallel zu den Anoden und Kathoden der oberen Ebene angeordnet. Die influenzierten Signale wurden gaußförmig auf fünf Anodenstreifen eingekoppelt, und der Schwerpunkt der Gaußverteilung wurde in jeder Rechnung um den halben Abstand zweier Anoden verschoben. Bei der ersten Rechnung wurde der Schwerpunkt der Verteilung über der mittleren Anode (Nummer 11) plaziert. Die Laufzeit der resultierenden Signale ist dann zum linken und zum rechten Ende der Delay-Line gleich lang. Der Schwerpunkt wurde bei den weiteren Rechnungen in Richtung auf Anode Nummer 13 verschoben. Die simulierten Signallaufzeiten zum linken Ende der Delay-Line  $T_L$ , bei 20% und 40% der maximalen Signalamplitude gemessen mit einem "Constant-Fraction"-Diskriminator sind in Abbildung 5.23 dargestellt.

Der geometrische Abstand zwischen diesen beiden Anoden beträgt 1.27 mm, und die dazugehörige Laufzeitdifferenz hat einen Wert von 5.07 ns. Die beiden Fälle, bei denen sich der



**Abbildung 5.23:** Differentielle Nichtlinearitäten in der Verzögerungszeit (linke Ordinate) bei 20% und 40% der maximalen Signalamplitude. Die Abweichungen in der Amplitude sind auf der rechten Ordinate abzulesen.  $T_L$  und  $T_R$  sind die Signallaufzeiten zum linken und rechten Ende der Delay-Line.

Schwerpunkt der Gaußverteilung direkt über den an die Delay-Line kontaktierten Anoden (Nr. 11 und Nr. 13) befindet, sind mit einer Geraden verbunden. Diese stellt die Laufzeiten ohne differentielle Nichtlinearitäten dar. In den Fällen, bei denen sich der Schwerpunkt der Gaußverteilung zwischen den direkt an die Delay-Line kontaktierten Anoden befindet, ergibt sich eine kleine Abweichung der Signallaufzeit von der eingezeichneten Geraden. Diese entspricht der verbleibenden differentiellen Nichtlinearität. Die maximale Abweichung bei 20% und 40% des Amplitudenmaximums ist in Tabelle 5.2 aufgeführt. Eine Verringerung

	max. Abweichung
$T_L$ bei 20% der Amplitude	$\leq 0.18$ mm
$T_L$ bei 40% der Amplitude	$\leq 0.17$ mm
Differenz $T_L - T_R$ bei 20%	$\leq 0.04$ mm
Signalamplitude	$\leq 15\%$

**Tabelle 5.2:** Maximale differentielle Nichtlinearitäten bei Signallaufzeit und Signalamplitude.

dieser Fehler kann erreicht werden, indem nicht nur die Zeitinformation von einem Ende der Delay-Line verwendet wird, sondern die Differenz der beiden Laufzeiten gebildet wird. Diese Laufzeitdifferenz  $T_L - T_R$  ist ebenfalls in Abbildung 5.23 dargestellt. Es wird deutlich, daß durch diese Methode die Abweichungen von der Geraden kleiner sind, als bei den einzelnen Laufzeiten (vgl. Tabelle 5.2). Dies ist darauf zurückzuführen, daß der Fehler an einem Ende der Delay-Line zu einer positiven Zeitverschiebung führt, während am anderen Ende die gleiche Abweichung eine negative Zeitverschiebung verursacht. Daher kompensieren sich die beiden Verschiebungen teilweise, und bezogen auf die Ortsinformation beträgt der Fehler nur noch 0.04 mm.

Schließlich ist in Abbildung 5.23 noch die Abweichung der Signalamplitude von dem Fall ohne differentielle Nichtlinearität (gepunktete Gerade) dargestellt. Auch in diesem Fall ergeben sich kleine Abweichungen von maximal 15%.

Die interpolierende Auslesemethode mit einer nur kapazitiv gekoppelten Anode zwischen zwei über die Impedanzwandlerschaltung an die Delay-Line angeschlossenen Anoden ist also für die Signalauslese sehr gut geeignet.

### 5.6.2 Begrenzung der Ortsauflösung durch elektronisches Rauschen

Ein weiterer wichtiger Faktor ist das elektronische Rauschen. Es entsteht durch das thermische Rauschen von Bauelementen, dem nicht perfektem Abschluß der Delay-Line und der unvermeidbaren Unvollkommenheit der Vorverstärker an den beiden Enden der Delay-Line. Dieses elektronische Rauschen kann wie folgt berechnet werden:

Wird die Delay-Line ohne besondere Maßnahmen mit der Impedanz  $Z_0$  abgeschlossen und an einen Vorverstärker angekoppelt, so ergibt sich nach einer Arbeit von Radeka [Rad74] die mittlere äquivalente Rauschladung  $ENC$  (equivalent noise charge) nach folgender Formel:

$$\overline{ENC^2} = 4kT \frac{1}{Z_0} \left(1 + 2\frac{R_s}{Z_0}\right) \int_{-\infty}^{\infty} [w(t)]^2 dt \quad (5.3)$$

Dabei ist  $kT$  der Boltzmann-Faktor,  $Z_0$  die Impedanz der Delay-Line und des Abschlusses,  $R_s$  der serielle Widerstand am Eingang des Vorverstärkers und  $w(t)$  eine Filterfunktion. Da die Ortsbestimmung mit einer Delay-Line auf der Umrechnung einer Verzögerungszeit in eine Ortsposition beruht, ist der Fehler bei der Bestimmung der Verzögerungszeit aufgrund des elektronischen Rauschens die eigentlich relevante Größe. Aus der Filtertheorie ergibt sich für den Fehler  $\delta t$  dieser Zeitmessung

$$\overline{(\delta t)^2} = \frac{\overline{ENC^2}}{Q_s^2 \int_{-\infty}^{\infty} [f'(t)]^2 dt} \quad (5.4)$$

$Q_s$  ist die Signalamplitude am Ende der Delay-Line,  $f(t)$  die dazugehörige Signalform und  $f'(t)$  deren zeitliche Ableitung;  $f(t)$  kann in guter Näherung durch eine Gaußkurve mit der Halbwertsbreite  $t_{FW}$  approximiert werden:

$$f(t) = \frac{2.35}{\sqrt{2\pi}} \frac{Q_s}{t_{FW}} e^{-2.76 \left(\frac{t}{t_{FW}}\right)^2} \quad (5.5)$$

Unter der Annahme, daß keine Filterfunktion angewendet wird (d.h.  $\int [w(t)]^2 dt = 1$ ), folgt durch Einsetzen von Gl. 5.3 und Gl. 5.5 in Gl. 5.4 für  $\delta t$ :

$$(\delta t)^2 = 0.55 \left( \frac{\overline{e_n^2}}{R_s Z_0} \frac{2\overline{e_n^2}}{Z_0^2} \right) \frac{t_{FW}^3}{Q_s^2} \quad (5.6)$$

Dabei ist  $\overline{e_n^2} = 4kTR_s$  äquivalent zum quadratische Mittelwert der seriellen Rauschspannung pro  $\sqrt{\text{Hz}}$ .

Die relative Ortsauflösung  $\delta l/l$  ist bestimmt durch den Fehler der Zeitmessung an beiden Enden der Delay-Line. Das Rauschen an diesen beiden Enden ist zeitlich nicht korreliert, da das Rauschen des einen Vorverstärkers, um die Gesamtverzögerungszeit  $t_{DL}$  verzögert, auf das Rauschen des anderen Vorverstärkers quadratisch aufaddiert wird. Somit ergibt sich die relative Ortsauflösung durch:

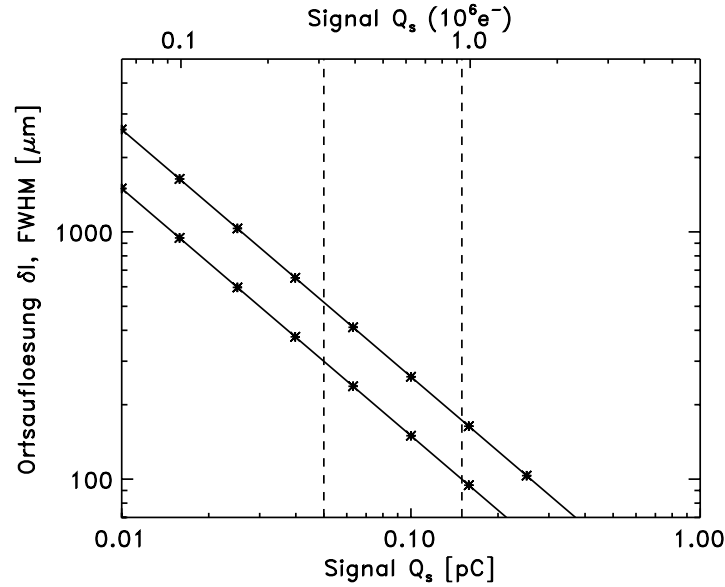
$$\frac{\delta l}{l} = 2.35 \sqrt{2} \frac{\delta t}{t_{DL}} \quad [\text{FWHM}] \quad (5.7)$$



Durch Einsetzen von Gl. 5.6 in Gl. 5.7 folgt

$$\frac{\delta l}{l} = 2.46 \sqrt{\frac{Z_0}{R_s}} + 2 \frac{1}{Z_0} \frac{e_n t_{FW}^{3/2}}{Q_s t_{DL}} \quad [\text{FWHM}] \quad (5.8)$$

Mit der in den letzten Abschnitten benutzten Delay-Line, die von den Kapazitäten des Mikrostreifendetektors durch die Impedanzwandlerschaltung entkoppelt ist, ergeben sich für einen zweidimensionalen Mikrostreifendetektor mit einer aktiven Fläche von  $254 \times 254 \text{ mm}^2$  folgende Werte (vgl. Abschnitt 5.5):  $Z_0 = 100 \Omega$ ,  $t_{DL} = 1 \mu\text{s}$ ,  $l = 254 \text{ mm}$  und  $t_{FW} = 15.5 \text{ ns}$ . Der serielle Widerstand am Eingang des Vorverstärkers wird mit  $100 \Omega$  angenommen und für die serielle Rauschspannung ergibt sich bei  $T = 20^\circ\text{C}$  ein Wert von  $e_n = 1.3 \cdot 10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Damit läßt sich die Ortsauflösung  $\delta l$  für verschiedene Signalladungen  $Q_s$  berechnen. Diese Ortsauflösung ist in Abbildung 5.24 dargestellt (obere Kurve).



**Abbildung 5.24:** Ortsauflösung in Abhängigkeit von der Signalladung. Die obere Kurve gilt für konventionelle Vorverstärkerbeschaltungen, die untere für die verbesserte, besonders rauscharme Vorverstärkerbeschaltung. Die gestrichelten Linien geben den Bereich von Signalladungen an den Enden der Delay-Line für typische Gasverstärkungen im Detektor an.

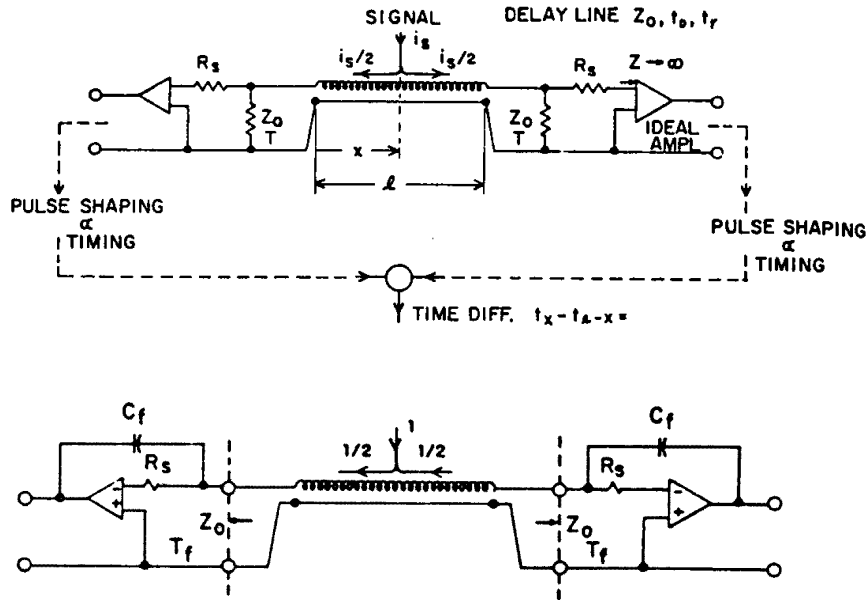
Die Ortsauflösung kann durch Verwendung einer anderen Beschaltung des Vorverstärkers noch verbessert werden. Dabei wird der Vorverstärker durch einen Kondensator kapazitiv gegengekoppelt und die für die Delay-Line notwendige Abschlußimpedanz  $Z_0$  durch das Verhältnis dieser Kapazität und des Gegenwirkleitwertes  $g_m$  des Transistors realisiert. Die Abschlußimpedanz  $Z_0$  ergibt sich dann aus

$$Z_0 = \frac{1}{g_m} \frac{C_0}{C_f}$$

Dabei ist  $C_f$  die Kapazität des gegengekoppelten Kondensators und  $C_0$  die Kapazität des Transistoreinganges. Diese Anordnung ist in Abbildung 5.25 mit der konventionellen Anordnung verglichen.

Das Rauschen einer auf diese Weise abgeschlossenen Delay-Line beträgt

$$\overline{ENC^2} = 4kT \frac{R_s}{Z_0} \int_{-\infty}^{\infty} [w(t)]^2 dt \quad (5.9)$$



**Abbildung 5.25:** Vergleich eines konventionellen Delay-Line-Abschlusses (oben) mit der besonders rauscharmen Abschlußmethode (unten) [Rad74].

Unter der Annahme, daß keine Filterfunktion verwendet wird und das Signal durch Gl. 5.5 beschrieben werden kann, ergibt sich in diesem Fall die Zeitaufösung  $\delta t$  durch

$$(\delta t)^2 = 0.55 \frac{\overline{e_n^2} t_{FW}^3}{Z_0 Q_s^2} \quad (5.10)$$

Einsetzen von Gl. 5.10 in Gl. 5.7 ergibt für die relative Ortsauflösung dieses speziellen Delay-Line-Abschlusses

$$\frac{\delta l}{l} = 2.46 \frac{1}{Z_0} \frac{e_n}{Q_s} \frac{t_{FW}^{3/2}}{t_{DL}} \quad [\text{FWHM}] \quad (5.11)$$

Es wird deutlich, daß durch diese Art der Vorverstärkerbeschaltung eine um des Faktor  $\sqrt{Z_0/R_s + 2}$  bessere relative Auflösung erreicht wird; diese ist ebenfalls in Abbildung 5.24 dargestellt (untere Kurve).

Diese Art des besonders rauscharmen Abschlusses wurde von Boie et al. [Boi82] für die Auslese einer Vieldrahtkammer mittels Delay-Line verwendet. Dabei wurde eine Ortsbestimmung mit einer Genauigkeit von ca.  $70 \mu\text{m}$  FWHM erzielt. Diese sehr gute Auflösung demonstriert den Vorteil dieses rauscharmen Delay-Line-Abschlusses.

Für den Neutronendetektor ergeben sich daraus folgende Ortsauflösungen: In Abschnitt 4.2.3 wurde gezeigt, daß in 10 ns im Mittel eine Ladung von  $2.1 \cdot 10^6 e^-$  bzw.  $1.3 \cdot 10^6 e^-$  auf einen Anoden- bzw. Pad-Streifen influenziert wird. Durch die Diffusion wird die Ladung in der Lawine aber auf 3 – 5 Elektroden influenziert (vgl. Abb. 4.17). Die Signalladung  $Q_s$  an den Enden der Delay-Line beträgt daher für typische Werte der Gasverstärkung zwischen 0.05 – 0.15 pC. Daraus ergibt sich eine Ortsauflösung von ca. 100 – 300  $\mu\text{m}$  FWHM (vgl. Abbildung 5.24). Falls notwendig, kann diese durch eine Aufteilung der Delay-Line in bis zu acht Subsegmente pro Ortskoordinate weiter verbessert werden. Die nachfolgende Datenaufnahme und die damit verbundene Zählratenkapazität wird im nächsten Abschnitt erläutert.