

**Zeitschrift:** Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

**Herausgeber:** Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

**Band:** 78 (1987)

**Heft:** 3

**Artikel:** SAW-Pulskompressionssysteme

**Autor:** Steffen, A.

**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-903811>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

**Download PDF:** 15.01.2026

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

# SAW-Pulskompressionssysteme

A. Steffen

*In Radarsystemen werden zunehmend Pulskompressionstechniken angewendet, die bei gleichbleibender Reichweite geringere Sendespitzenleistungen benötigen. Im nachfolgenden Artikel wird eine Einführung in die Funktionsweise dieser Techniken gegeben, und es werden einige Probleme aufgezeigt, welche bei der praktischen Realisierung eines solchen Systems gelöst werden müssen.*

*Pour des systèmes radar on applique de plus en plus souvent des techniques à compression d'impulsions, qui exigent des puissances de pointe d'émission plus faibles pour la même portée. L'article est une introduction au fonctionnement de ces techniques et décrit quelques problèmes à résoudre lors de la réalisation d'un tel système.*

Überarbeitete Version des Vortrages, den der Autor am IEEE Fall Meeting des MTT + AP-Chapter vom 19. November 1986 gehalten hat.

## Adresse des Autors

Andreas Steffen, dipl. El.-Ing. ETH, Siemens-Albis AG, 8047 Zürich.

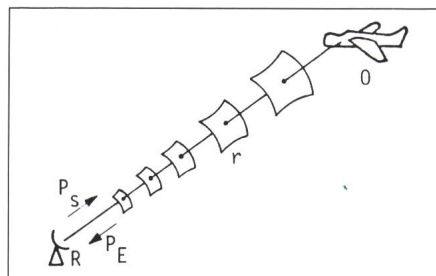
## 1. Anwendung von Pulskompression in modernen Radarsystemen

Da der Anwendungsbereich der Pulskompression fast ausschliesslich im Radargebiet liegt, werden zu Beginn ganz kurz die wichtigsten Parameter eines Radarsystems besprochen. Nehmen wir vereinfachend an, ein Radar R sende eine Kugelwelle aus, d.h. die Wellenfronten werden als konzentrische Kugelschalen dargestellt (Fig. 1). Mit zunehmender Distanz zum Sender nimmt die Oberfläche der Wellenfront quadratisch zu, und aufgrund der Leistungserhaltung nimmt deshalb die Leistungsdichte quadratisch ab. Ein sich im Abstand  $r$  befindliches Objekt O nimmt einen kleinen Teil dieser Leistung auf und strahlt sie wiederum als Kugelwelle ab, so dass die Leistung der vom Radar empfangenen Welle mit zunehmendem Abstand  $r$  vom Objekt mit der vierten Potenz abnimmt. Daraus ergibt sich die bekannte «Radarformel» zu

$$P_E / P_S = K / r^4 \quad (1)$$

mit  $P_E$  als Empfangs- und  $P_S$  als Sendeleistung sowie  $K$  als Systemkonstante.

Um die Reichweite eines Radars zu verdoppeln, müsste also die Sendeleistung versechzehnfacht werden. In realen Radarsystemen ist die maxima-



Figur 1 Radarwellenausbreitung

$$P_E / P_S = k / r^4$$

le Sendeleistung jedoch durch die zulässige Spitzenspannung an der Senderröhre oder bei Flugzeugradars durch das Gewicht und die Leistungsaufnahme des Senders begrenzt. Auch kommen zunehmend Halbleitersender auf, deren Ausgangsleistung relativ klein ist.

Bei gepulsten Radarsystemen lässt sich die Empfindlichkeit oder die Reichweite steigern, indem man durch Verlängern des Sendepulses die verfügbare Energie pro Puls erhöht. Wie die Figur 2 zeigt, leidet allerdings darunter die Distanzauflösung, ein anderer, sehr wichtiger Radarparameter.

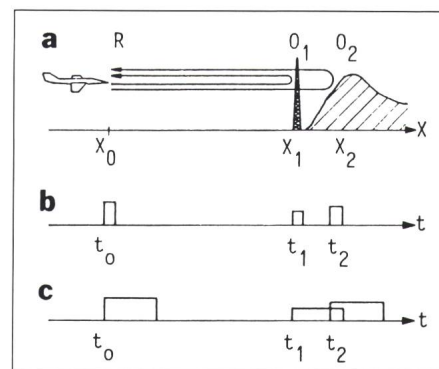
Ein Rechteckimpuls<sup>1</sup>  $r(t)$  der Dauer  $T_P$  besitzt ein (NF-)Spektrum der Form

$$R(f) = \sin \pi f T_P / \pi f T_P \quad (2)$$

und die Bandbreite  $B$  (4-dB-Grenzen) des Spektrums beträgt

$$B = 1 / T_P \quad (3)$$

<sup>1</sup> Rechteckmodulierter Sinusimpuls. Die nachfolgenden Betrachtungen werden im Basisband durchgeführt.



Figur 2 Abhängigkeit der Distanzauflösung von der Pulsdauer

a Situation  
b kurzer Impuls  
c langer Impuls

nimmt also mit zunehmender Pulsdauer ab. Die Distanzauflösung hängt demzufolge direkt mit der Bandbreite des Radarpulses zusammen. Die Idee, welche der Pulskompression zugrunde liegt, ist nun, einen langen, modulierten Puls der Dauer

$$T = K T_p, \text{ wobei } K \gg 1 \quad (4)$$

auszusenden, dessen Spektrum jedoch die Bandbreite  $B = 1/T_p$  des kurzen Pulses hat.

## 2. Pulskompressions-techniken

Sendeendstufen verlangen aus Gründen der Leistungseffizienz oft einen Sendepuls mit rechteckförmiger Envelope, so dass die Amplitudenmodulation zur Spektrumsverbreiterung nicht in Frage kommt. Es bleibt die Möglichkeit der Phasen- oder Frequenzmodulation. Als naheliegendste Lösung bietet sich hier die lineare Frequenzmodulation an. Über die Dauer des Sendepulses wird die Momentanfrequenz linear verändert, so dass die benötigte Bandbreite überstrichen wird. Nimmt die Frequenz über die Zeit zu, so spricht man von einem «Up-Chirp», nimmt sie ab, von einem «Down-Chirp».

Das Signal in Figur 3a lässt sich beschreiben als Realteil der komplexen Funktion

$$s(t) = a(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (5)$$

$$\text{mit } \varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(t) dt \quad (6)$$

wobei  $a(t)$  die Amplitudenfunktion (Rechteck) und  $\varphi(t)$  bzw.  $f(t)$  den Zeitverlauf der Phase bzw. der Frequenz darstellen.

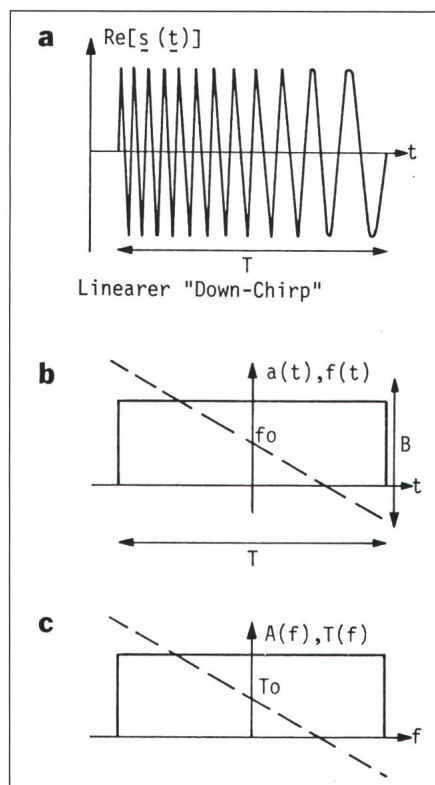
Im Falle des linearen Down-Chirps gilt für die Momentanfrequenz (Fig. 3b)

$$f(t) = f_0 - (B/T)t \quad (7)$$

und somit für die Phase

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t - \pi B t^2 / T \quad (8)$$

In Figur 3c ist das Spektrum, d.h. die Fouriertransformierte der Gl. (5) dargestellt:



Figur 3 Prinzip der linearen Frequenzmodulation

$$s(t) = a(t) e^{j\varphi(t)}$$

a Funktionsverlauf:  $\text{Re}[s(t)]$  für rechteckförmige Amplitude  $a(t)$  und linear abfallende Momentanfrequenz  $f(t)$  (Down Chirp)

b  $\square$  Amplitudenfunktion  $a(t)$   
 $\sim$  Zeitverlauf der Momentanfrequenz  $f(t) = f_0 - (B/T)t$

c Spektrum von  $s(t)$   
 $\square$  Amplitudendichtefunktion  $A(f)$   
 $\sim$  Gruppenlaufzeit  $\tau(f)$

$$S(f) = A(f) \cdot e^{j\Phi(f)} \quad (9)$$

$$\text{mit } \Phi(f) = -2\pi \int_0^f \tau(f) df \quad (10)$$

wobei  $A(f)$  die Amplitudendichtefunktion,  $\Phi(f)$  bzw.  $\tau(f)$  den Frequenzverlauf der Phase bzw. der Gruppenlaufzeit darstellen.

Mit Hilfe von Computerprogrammen (z.B. FFT) lässt sich die Fouriertransformation ohne Probleme durchführen.

Eine interessante Symmetrieeigenschaft der linearen Frequenzmodulation lassen die Figuren 3b und 3c erkennen: Die Zeitfunktionen  $a(t)$  und  $f(t)$  weisen einen sehr ähnlichen (allerdings nicht identischen, wie hier gezeichnet) Verlauf wie die Frequenzfunktionen  $A(f)$  und  $\tau(f)$  auf. Diese Ähnlichkeit hängt sehr direkt mit der

geforderten Eigenschaft der Schaltung zusammen.

Der FM-modulierte Puls  $s(t)$  kann aktiv mittels eines spannungsgesteuerten Oszillators erzeugt werden. Weil aber sehr hohe Anforderungen an die Frequenzlinearität gestellt werden, findet diese Methode nur beschränkte Anwendung. Weit häufiger wird eine passive Lösung gewählt. Ein sehr kurzer, breitbandiger Anregungspuls (Fig. 4a) wird auf eine dispersive Leitung, also eine Leitung mit frequenzabhängiger Verzögerungszeit, gegeben (Fig. 4b). Der Puls läuft auseinander auf die Länge  $T$ , wird also expandiert, die Bandbreite bleibt in etwa unverändert (Fig. 4c). Weil die Pulsenergie erhalten bleibt, nimmt die Amplitude des expandierten Pulses um den Faktor

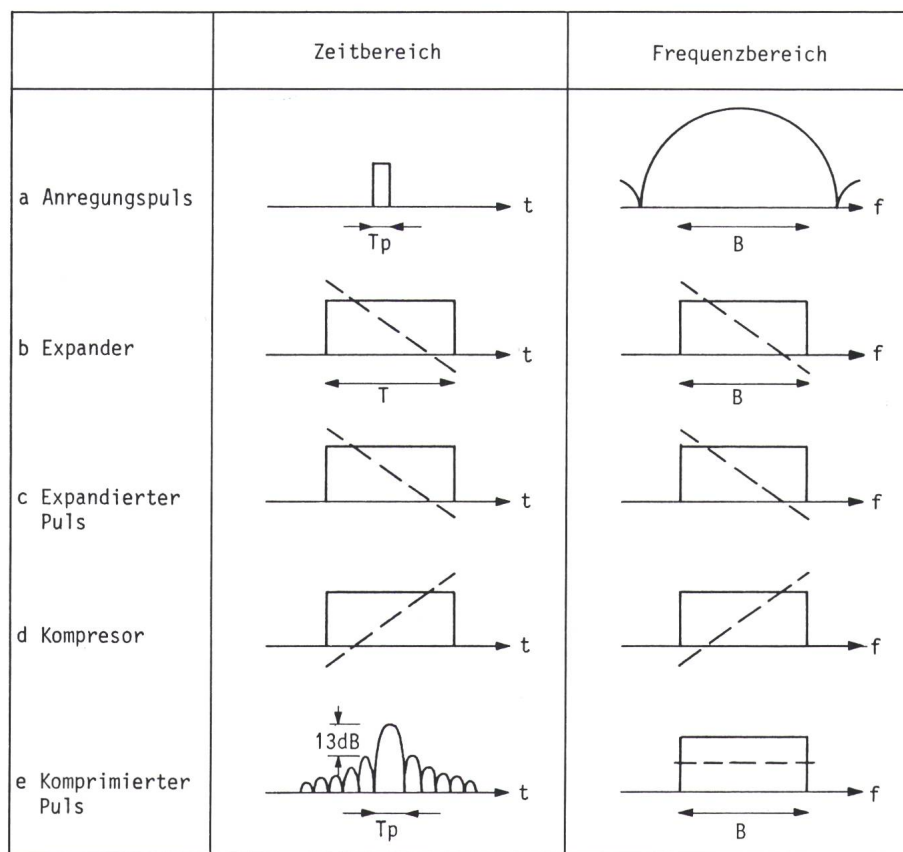
$$K = T/T_p = BT \quad (11)$$

ab. Gibt man den expandierten Puls auf eine Leitung mit umgekehrter Dispersion (Fig. 4d), wird er wieder auf die ursprüngliche Länge  $T_p$  komprimiert (Fig. 4e), und die Pulsamplitude steigt wieder um das Zeit-Bandbreite-Produkt  $BT$ . Den Faktor  $BT$  nennt man deshalb Expansionsverlust bzw. Kompressionsgewinn und stellt eine charakteristische Größe für ein Pulskompressionssystem dar.  $BT$ -Produkte von 50 bis 300 sind zurzeit üblich, doch geht die Tendenz zu Systemen mit Kompressionsfaktoren bis zu 1000.

Als Kompressor (Fig. 4c) wurde eine Schaltung mit konjugiert-komplexer Übertragungsfunktion zum expandierten Impuls (Fig. 4d) gewählt. Er ist also das optimale oder entspricht dem Matched-Filter zum expandierten Puls und empfängt diesen mit maximalem Signal-zu-Rausch-Verhältnis. Das Spektrum des komprimierten Pulses (Fig. 4e), gebildet als Produkt der Spektren von Expander und Kompressor, hat einen annähernd rechteckförmigen Amplitudenverlauf. Die Phasen von Expander und Kompressor heben sich bis auf einen linearen Anteil, der nur eine Grundverzögerung des komprimierten Pulses bewirkt, auf. Der komprimierte Puls hat demzufolge einen Verlauf der Form

$$p(t) = \sin(\pi t B) / \pi t B \quad (12)$$

mit Nebenzipfeln oder englisch «Side lobes», die etwa 13 dB unter dem Ma-



**Figur 4 Lineare Frequenzmodulation ohne Wichtung**

Zeitbereich Amplitudenfunktion  
 Zeitverlauf der Momentanfrequenz  
 Frequenzbereich Amplitudendichtefunktion  
 Frequenzverlauf der Gruppenlaufzeit

ximum des Hauptzipfels liegen. Diese Antwort des Matched-Filters gibt zwar die höchste Pulsamplitude bei minimaler Rauschbandbreite, doch können

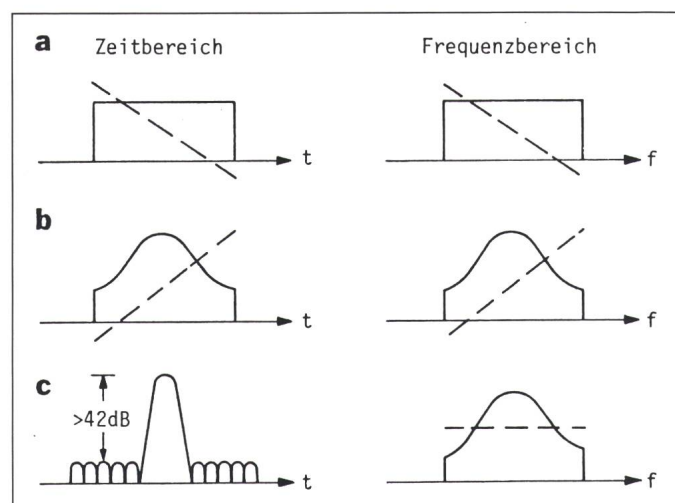
Nebenzipfel eines starken Signals ein schwaches, benachbartes Signal vollständig überdecken. Multipliziert man die Übertragungsfunktion des Kom-

pressors mit einer Hamming- oder einer anderen, aus der Digitalfiltertheorie bekannten Wichtung (Fig. 5b), so können die Nebenzipfel um 40 dB oder mehr unterdrückt werden.

Durch eine Wichtung wird allerdings die Bandbreite des Kompressors verkleinert. Diese Abweichung vom Matched-Filter wird durch die Verschlechterung des Signal-zu-Rausch-Abstandes charakterisiert und Mismatch Loss genannt. Der Mismatch Loss beträgt bei den üblichen Wichtungen etwa 1,7 dB.

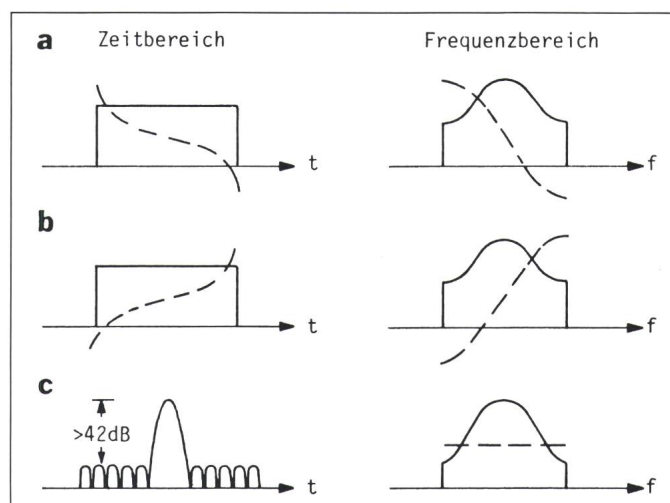
Eine elegante Lösung, einen gewichteten Kompressor als Matched-Filter zu einem expandierten Puls mit rechteckförmigem Amplitudenverlauf im Zeitbereich zu entwerfen, besteht darin, die lineare FM zu verlassen, um dem Momentanfrequenzverlauf eine gekrümmte Form zu geben (Fig. 6a-c). Man spricht dann von nichtlinearer FM. Je flacher die Steigung der Momentanfrequenz, desto länger verweilt der Chirp bei einer gewissen Frequenz, und desto höher wird die Leistungsdichte bei dieser Frequenz im Pulsspektrum.

Der Hauptnachteil der nichtlinearen FM besteht in der erhöhten Empfindlichkeit auf Dopplerverschiebungen. Wird das Spektrum des expandierten Pulses gegenüber der Kompressorübertragungsfunktion frequenzverschoben, so kompensieren sich die Phasengänge wegen des nichtlinearen Verlaufes nicht mehr. Der Hauptpuls wird verbreitert, und es entstehen Seitenzipfel.



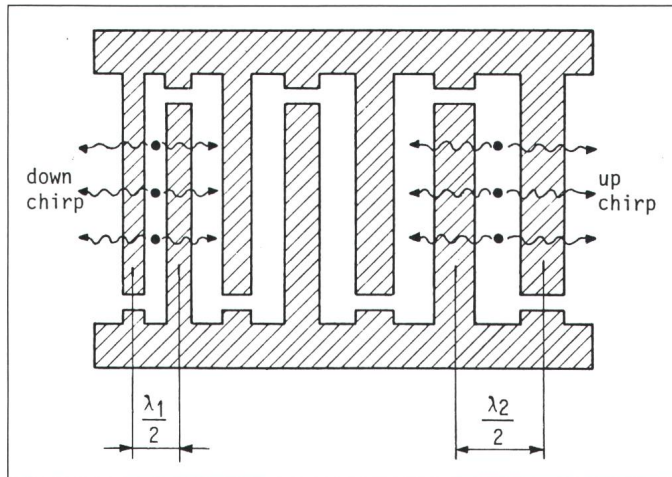
**Figur 5 Lineare Frequenzmodulation mit Hamming- oder Taylorwichtung**

a Expandierter Puls  
 b Kompressor gewichtet  
 c Komprimierter Puls

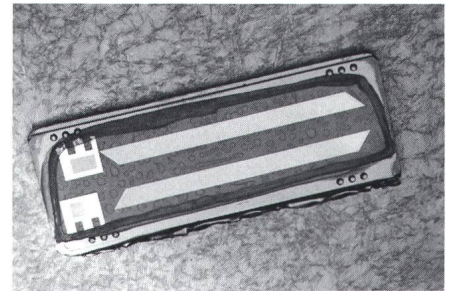


**Figur 6 Nichtlineare Frequenzmodulation mit Hamming- oder Taylorwichtung**

a Expandierter Puls  
 b Kompressor  
 c Komprimierter Puls



Figur 7  
Geometrie eines  
Interdigitalwandlers



Figur 9 Ansicht einer RAC-Leitung

### 3. Erzeugung komplexer Wellenformen mit SAW-Leitungen

#### 3.1 Interdigitalwandler

Werden auf einem piezoelektrischen Substrat, wie z. B. Quarz oder Lithiumniobat, Aluminiumelektroden aufgebracht, so kann durch Anlegen einer elektrischen Spannung an den Elektroden eine akustische Welle auf der Substratoberfläche angeregt werden, welche sich, senkrecht zu den Elektroden, auf beide Seiten ausbreitet (Fig. 7). Eine solche Elektrodenanordnung nennt man wegen der ineinandergreifenden Fingerstruktur *Interdigitalwandler* (engl. Inter Digital Transducer, IDT).

Da die Umwandlung von elektrischer in akustische Energie maximal ist, wenn der Elektrodenabstand der Hälfte der Wellenlänge der anregenden Frequenz entspricht, kann durch die Veränderung der Elektrodenab-

stände der Ort auf dem Substrat festgelegt werden, wo eine bestimmte Frequenz angeregt werden soll. Durch kontinuierliche Veränderung der Elektrodenabstände lässt sich eine disperseive Leitung, d.h. eine Leitung mit frequenzabhängiger Laufzeit, erzeugen (Fig. 8a).

Durch die Größe der Überlappung von positiven und negativen Elektroden lässt sich die Stärke der an dieser Stelle angeregten, akustischen Oberflächenwelle steuern, so dass sich ein beliebiger zeitlicher Amplitudenverlauf realisieren lässt.

#### 3.2 RAC-Leitung

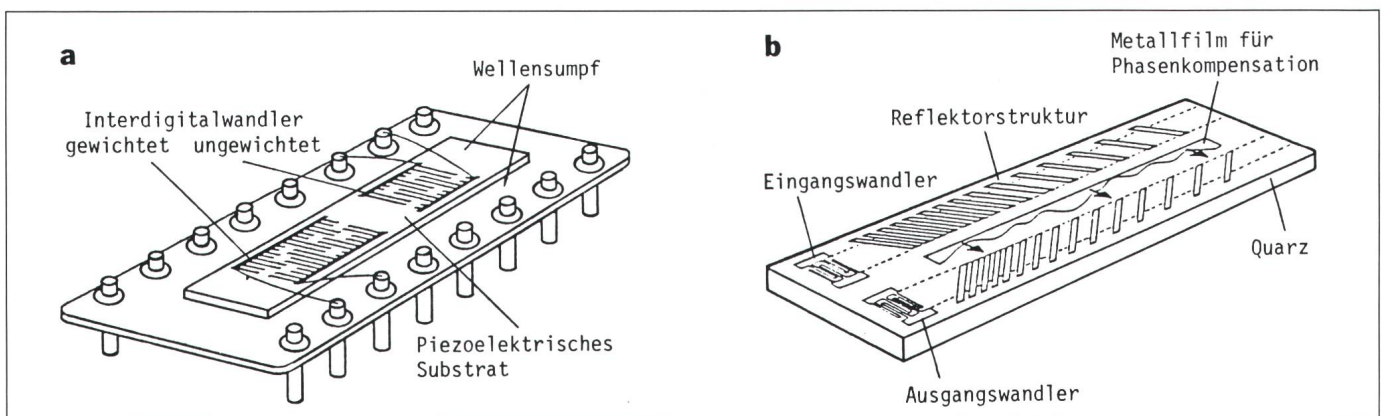
Bei sehr langen dispersiven Leitungen bietet sich eine andere Bauform an, der sogenannte *Reflective Array Compressor* (RAC). Durch Reflexion an schräggestellten Aluminiumstreifen oder geätzten Gruben wird die Oberflächenwelle umgelenkt (Fig. 8b). Der Reflexionsort für eine bestimmte Fre-

quenz wird durch die Veränderung des Streifen- oder Grubenabstands über das Substrat festgelegt. Der Vorteil der RAC-Leitungen liegt im Vergleich zu den IDT-Leitungen in der doppelten Signallaufzeit, erzielt durch die Umlenkung, bei gleicher Substratlänge. Als Nachteil erweist sich, dass die Reflektorstruktur durch sehr breitbandige Wandler angeregt werden muss und diese meist sehr schwer elektrisch anzupassen sind.

Eine realisierte RAC-Leitung zeigt die Figur 9. Man beachte, dass in Wirklichkeit die Wandler- und Reflektorstrukturen aus einigen 100 bis zu einigen 1000 Streifen bestehen.

### 4. Praktische Realisierung eines Pulskompressionssystems

Ein Pulskompressionssystem besteht aus zwei Blöcken:

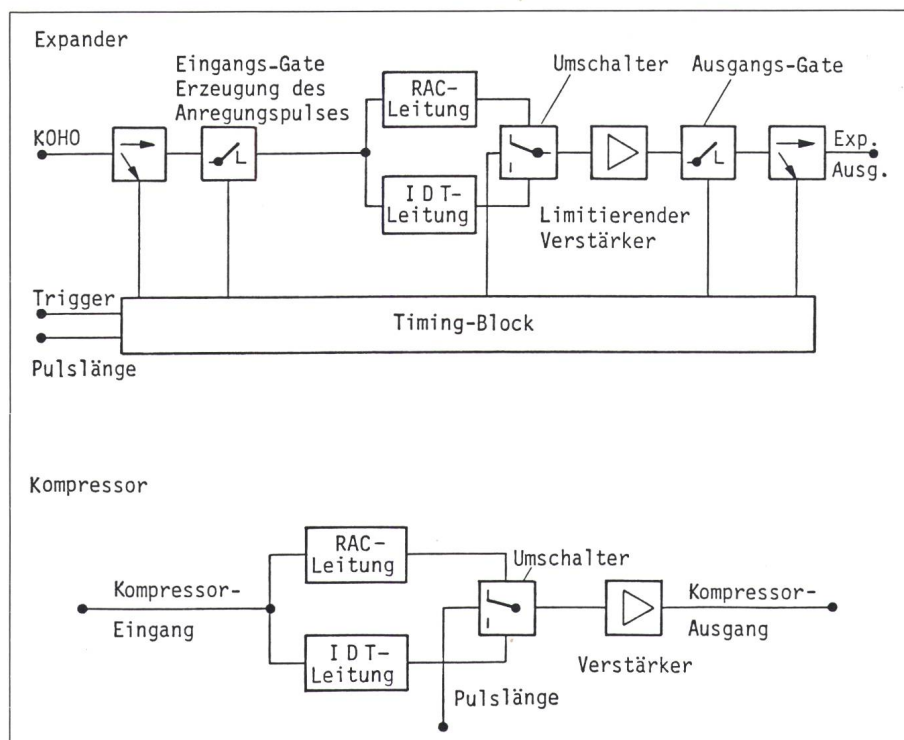


Figur 8 SAW-Leitungen

Man beachte, dass in Wirklichkeit die Wandler und Reflektorstrukturen aus einigen 100 bis zu einigen 1000 Streifen bestehen.

a IDT-Leitung

b RAC-Leitung



Figur 10 Blockschaltbild eines Pulskompressionssystems

KOHO Kohärenter Oszillator (ZF-Trägerfrequenz)  
Exp. Expander

- aus einem *Expander*, der auf ein externes Triggersignal hin einen expandierten Puls liefert, welcher dann extern zum Sendesignal aufbereitet wird.
- aus einem oder (bei mehrkanaligen Systemen) mehreren Kompressoren, welche die ankommenden Signale zu kurzen Pulsen komprimieren.

Im folgenden sollen einige Probleme erwähnt werden, mit denen man bei der Realisierung eines Pulskompressionssystems konfrontiert wird.

#### 4.1 Anpassnetzwerke

Die Impedanzen von Interdigitalwandlern besitzen oft einen sehr hohen Realteil von 10 k $\Omega$  oder höher, parallel zu einer grossen, niederohmigen Kapazität, was zu einer fast rein kapazitiven Last führt. Durch diese starke Fehlanpassung ergeben sich in einem 50- $\Omega$ -System Einfügungsdämpfungen bis zu 75 dB. Mit optimierten Anpassnetzwerken lässt sich die Einfügungsdämpfung um etwa 20 dB reduzieren, ohne dass die Bandbreite wesentlich beschnitten wird oder gravierende Phasenverzerrungen erzeugt werden.

#### 4.2 Signal-zu-Rausch-Verhältnis

Speziell beim Expander wirkt sich eine hohe Einfügungsdämpfung negativ aus, da die Amplitude des kurzen Anregungspulses noch zusätzlich um den Expansionsverlust, der dem BT-Produkt entspricht und bis zu 30 dB betragen kann, verkleinert wird, so dass der Pegel des expandierten Signals bis zu 80 dB unter den Anregungspegel zu liegen kommt. Wünscht man 50 dB Dynamik, so muss der Rauschpegel 130 dB Abstand zum Anregungspegel haben. Es muss deshalb eine möglichst hohe Spannung auf den Eingang des Expanders gegeben werden. Da die Elektrodenabstände aber nur einige Mikrometer betragen, ergeben sich beim Anlegen einer Spannung von einigen Volt bereits Feldstärken in der Grössenordnung von kV/cm. Will man eine vorzeitige Alterung der SAW-Leitungen vermeiden, so darf deshalb die Amplitude des Anregungspulses nicht zu hoch gewählt werden.

#### 4.3 Übersprechen

Die hohe Einfügungsdämpfung von dispersiven Leitungen erzeugt ein weiteres Problem, dem grosse Beachtung geschenkt werden muss. Das direkte Übersprechen von Signalen vom Ein-

gang einer SAW-Leitung auf den Ausgang. Bei der Montage der SAW-Bau-elemente auf die Printplatte und beim Entwurf des Gehäuses muss auf gute Erdverhältnisse geachtet werden.

#### 4.4 Timing

Spezielle Aufmerksamkeit verdient auch der Timing-Block, der den Anregungsimpuls auslöst und die Gates steuert. Da bei einem Radar ein instabiler Triggerzeitpunkt feste Objekte als bewegte erscheinen lässt, muss der Jitter im Pikosekundenbereich liegen. Diese Forderung ist nicht einfach zu erfüllen, wird doch der Impuls um bis zu 100  $\mu$ s verzögert.

#### 4.5 Messtechnik

Das Austesten von Pulskompressionssystemen verlangt eine anspruchsvolle Messtechnik. Für Messungen von Übertragungsfunktionen im Frequenzbereich benötigt man einen vektoriellen Netzwerkanalyzer mit hervorragender Phasengenauigkeit und grosser Dynamik, für das Ausmessen von Pulsen im Zeitbereich ein Digitaloszilloskop mit grosser Bandbreite und genauer Zeitbasis. Da bis zu 2000 Messpunkte im Frequenz- oder Zeitbereich zu verarbeiten sind, ist ein rechnergesteuerter Messablauf unerlässlich.

### 5. Digitale Pulskompression

Die Signalverarbeitung in SAW-Pulskompressionssystemen geschieht rein analog. In Betracht der rasanten Fortschritte in der Digitaltechnik stellt sich die Frage, ob die Pulskompression ganz oder teilweise digital verwirklicht werden könnte.

In nächster Zukunft wird der expandierte Puls sicher digital erzeugt werden können; dabei wird man den (beliebigen) Signalverlauf des Sendepulses in einem EPROM punktweise abspeichern und über einen DA-Wandler auslesen.

Aber es wird wohl noch etwa 5 bis 10 Jahre dauern, bis genügend Rechenleistung platzsparend und preisgünstig zur Verfügung stehen wird, um die ungeheure Menge von Rechenoperationen, welche bei der Korrelation des Empfangssignals mit der Kompressorfilterantwort anfällt, zu bewältigen. Vor allem in Systemen mit grossen BT-Produkten wird die kompakte SAW-Leitung ihren Platz noch über viele Jahre hinweg behaupten können.