Tiefenangepaßte Filterung für das Puls-Echo-Verfahren in der Ultraschalldiagnostik

R. Schwann, K. Eck, A. R. Brenner, T. G. Noll

Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik und Datenverarbeitungssysteme
Schinkelstraße 2, 52062 Aachen
Email: schwann@eecs.rwth-aachen.de

Zusammenfassung. Das in der konventionellen Ultraschalldiagnostik verwendete Puls-Echo-Verfahren hängt in seiner Abbildungsqualität maßgeblich vom ausgesendeten Signal ab. Beeinträchtigt wird die Ortsauflösung des Systems vom Übertragungsverhalten des Transducers und des Gewebes. Mit einer geeigneten Filterung der von den Transducerelementen empfangenen Hochfrequenzdaten wird sowohl das Nachschwingen der Wandlerelemente kompensiert, als auch der Einfluß der frequenzabhängigen Dämpfung berücksichtigt. Damit kann die Pulsdauer der aus dem Gewebe empfangenen Echos reduziert werden. Eine Filterimplementierung als zusätzliche Hardwarekomponente ermöglicht den Einsatz bei der Echtzeit-Bildgebung in kommerziellen Ultraschallgeräten. Der erforderliche Aufwand wird für Systeme mit und ohne digitaler Strahlschwenkung abgeschätzt.

Schlüsselwörter: Medizinelektronik, Ultraschall, Dämpfung, FIR-Filterung

1 Einleitung

Die Signalform eines im Puls-Echo-Betriebes empfangenen Ultraschall-Pulses wird im wesentlichen vom mechanischen Verhalten des verwendeten Transducers bestimmt. Bei der Anregung mit einem nadelförmigen elektrischen Signal wird eine hohe Ortsauflösung durch das Aussenden eines breitbandigen, im Zeitbereich kurzen Pulses erzielt. Beim Empfang wird das akustische Echo in ein elektrisches Signal gewandelt und kann als Stoßantwort gemessen werden. Um ein Nachschwingen zu vermeiden, ist die Rückseite der Transducerelemente idealerweise reflexionsfrei abzuschließen [1]. Durch eine mechanische Bedämpfung der Transducerelemente ist es zwar möglich, das Nachschwingen zu reduzieren, ein optimal kurzer Echopuls ist auf diesem Weg jedoch nicht zu realisieren (Abb. 1). Ein dem elektrischen Echosignal nachgeschaltetes Filter kann das Amplitudenspektrum und den Phasenverlauf derart beeinflussen, daß am Filterausgang ein nachschwingungsfreies Echosignal anliegt.

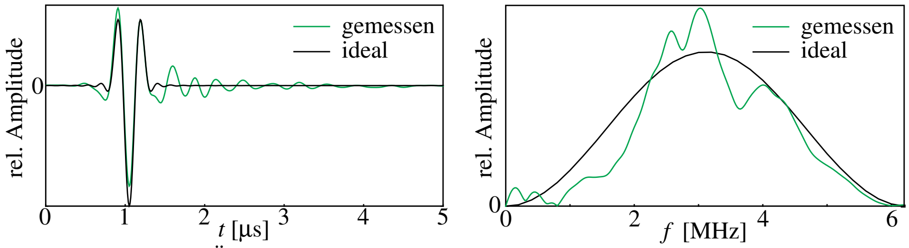

Abb. 1. Elektrisches Übertragungsverhalten eines Transducerelementes: dargestellt sind die Stoßantwort (links) und das Betragsspektrum (rechts).

Die Pulsform der empfangenen Echos wird durch eine tiefen- und frequenzabhängige Dämpfung im biologischen Gewebe beeinträchtigt [2, 3]. Auswirkungen dieser Dämpfung sind eine generelle Verminderung der Echoamplituden und eine asymmetrische Verformung des Amplitudenspektrums. Daraus resultiert eine Reduzierung der Bandbreite sowie eine Senkung der Mittenfrequenz des Echosignals. Die sinkende Bandbreite und die Verformung des Amplitudenspektrums verursachen einen Verlust an Ortsauflösung in den rekonstruierten Ultraschallbildern.

2 Modellbildung

Die Strecke vom elektrischen Sendesignal bis hin zum elektrischen Echosignal läßt sich als linear zeitinvariantes System darstellen, wenn man die dämpfende Eigenschaft des Gewebes als Eigenschaft der darin enthaltenen Reflektoren auffaßt (Abb. 2). Bei festem Sendesignal ist die elektrisch-akustische Wandlung und damit der in die Echostrecke eingebrachte Anregungspuls bei jedem Meßvorgang gleich. Bei der akustisch-elektrischen Empfangswandlung wird davon ausgegangen, daß das Übertragungsverhalten nicht von der Echoamplitude abhängt.

$$\text{Sendesignal} \rightarrow \boxed{\text{Wandlung}} \rightarrow \boxed{\text{Echostrecke}} \rightarrow \boxed{\text{Wandlung}} \rightarrow \boxed{\text{Filterung}} \rightarrow \text{Echosignal}$$

Abb. 2. Meßstrecke als linear zeitinvariante Übertragungskette

Für den Entwurf des Empfangsfilters wird eine Messung vorgenommen, bei der die Echostrecke ein reines Verzögerungsglied darstellt. Dazu wird in einem Wassertank das Echo eines einzelnen, möglichst punktförmigen Reflektors aufgenommen. Nach der A/D-Wandlung steht für den Filterentwurf ein zeitdiskretes Signal $s(n)$ zur Verfügung. Üblicherweise wird als Empfangsfilter ein an den Transducer angepaßter Bandpaß verwendet, der den Rauschanteil im Nutzsignal auf den Frequenzbereich des Echos beschränkt. Das beste Signal-Rauschverhältnis zum Zeitpunkt des Echomaximums bietet dabei das konjugierte Filter mit der Stoßantwort $h(n) = s(-n)$. Damit liegt das Faltungsergebnis $w(n)$ der Empfangsfilterung und die Abbildungseigenschaft des Systems fest. Ein schmales Hauptmaximum bei hoher Bilddynamik wird normalerweise nicht erreicht. Eine inverse Filterung wie die Wiener-Filterung kann bei sichtbarer Auflösungserhöhung in der Ultraschallanwendung nicht gleichzeitig eine hohe Bilddynamik und ein hohes Signal-Rauschverhältnis erreichen.

Ein optimaler Kompromiß zwischen dem Empfangsrauschen, der Bilddynamik und der Echopulsbreite läßt sich mit der Vorgabe von $w(n)$ als diskrete Fouriertransformierte einer reell symmetrischen Fensterfunktion $W(k)$ nach [4] erzielen. Die Anpassung der Bandbreite B und der Mittenfrequenz f_0 der Fensterfunktion ergibt sich aus der Maximierung des Signal-Rauschverhältnisses am Filterausgang [5]. Mit den kontinuierlichen Spektren $S(f)$ und $W(f)$ gilt:

$$\frac{1}{B^2} \cdot \int_{f_0 - B/2}^{f_0 + B/2} \frac{\left| W\left(\frac{f - f_0}{B}\right)\right|^2}{|S(f)|^2} df \overset{!}{=} \min \qquad (1)$$

2.1 Filtersynthese

Mit der Vorgabe der diskreten Zeitfunktion $w(n)$ als Faltungsergebnis wird ein Empfangsfilter $h(n)$ der Länge $n = 1 \ldots N$ gesucht, dessen Faltung mit einem gegebenen Signal $s(n)$ die Vorgabe annähert:

$$s(n) * h(n) \overset{!}{=} w(n) \tag{2}$$

Sei $a_k(n)$ ein Satz orthogonaler Musterfunktionen der Länge N, dann ist $b_k(n) = s(n) * a_k(n)$ die jeweilige Faltung mit $s(n)$. Für skalare Konstanten λ_k gilt mit der Superposition der Faltung:

$$s(n) * [\lambda_1 a_1(n) + \ldots + \lambda_N a_N(n)] = \lambda_1 b_1(n) + \ldots + \lambda_N b_N(n) \tag{3}$$

Wählt man zeitverschobene Einheitsimpulse $a_k(n) = \delta(n-k)$ als Musterfunktionen, dann ist $b_k(n) = s(n-k)$. Für $k = 1 \ldots N$ ist die Anzahl der Freiheitsgrade beim Filterentwurf gleich N. Die λ_k entsprechen hierbei den Abtastpunkten von $h(n)$.

Um bei der Berechnung von $h(n)$ eine Kontrolle über die untere und obere Grenzfrequenz zu haben, werden die Musterfunktionen $a_k(n)$ als diskrete Fouriertransformierte der Stützstellen im diskreten Spektrum $H(k)$ von $h(n)$ gewählt (N gerade):

$$\begin{aligned} a_k(n) &= \cos\left(2\pi n \frac{k-1}{N}\right) \qquad 1 \le k \le N/2 \\ a_k(n) &= \sin\left(2\pi n \frac{k-N/2}{N}\right) \qquad N/2+1 \le k \le N \end{aligned} \tag{4}$$

Der Frequenzbereich von $h(n)$ wird eingeschränkt, indem nur diejenigen Musterfunktionen $a_k(n)$ verwendet werden, die den Frequenzbereich von $w(n)$ abdecken. Eine Apodisierung der Ränder der Musterfunktionen verbessert die Übereinstimmung von $H(k)$ mit der kontinuierlichen, aperiodischen Fouriertransformierten $H(f)$. Als Abweichung von der Vorgabe $w(n)$ wird die Summe der Quadrate des Differenzsignals zwischen dem Faltungsergebnis und der Vorgabefunktion definiert:

$$Q = \left|\lambda_1 b_1(n) + \ldots + \lambda_N b_N(n) - w(n)\right|^2 \tag{5}$$

Mit der Distributivität des Skalarproduktes ($\bullet$) folgt für das Minimum von Q:

$$\frac{\partial Q}{\partial \lambda_k} = -2w(n) \bullet b_k(n) + 2 \sum_{m=1}^{N} \lambda_m \cdot b_k(n) \bullet b_m(n) \overset{!}{=} 0 \tag{6}$$

Da $w(n)$ und die Faltungen $b_k(n)$ bekannt sind, kann mit (6) ein lineares Gleichungssystem zur Bestimmung der λ_k aufgestellt werden. Mit den Gleichungen (2, 3) geben die λ_k das gesuchte Filter $h(n)$ als Stoßantwort des FIR-Empfangsfilters.

2.2 Dämpfung

Beim Empfang des Echos eines Reflektors in der Tiefe z bewirkt die frequenzabhängige Gewebedämpfung eine Filterung des Echosignals $s_d(n)$, die sich näherungsweise als nullphasige Multiplikation des Amplitudenspektrums in der Form

$$S_d(f) = S(f) \cdot e^{-2z \cdot \alpha_0 \cdot f} \tag{7}$$

darstellen läßt. Die exponentielle Dämpfungsfunktion nimmt einen konstanten Dämpfungskoeffizienten α_0 an, der üblicherweise in dB / (cm MHz) angegeben wird. Mit größerer Tiefe z sinken nach (7) die Mittenfrequenz und die Bandbreite von $S_d(f)$. Entsprechend Gleichung (1) ändert sich damit die optimale Vorgabefunktion $w(n)$ für die Filterberechnung. Bei der Konstruktion einer gedämpften Stoßantwort wird der gemessene Phasenverlauf von $s(n)$ beibehalten.

3 Experiment

Abb. 3 zeigt links einen Schnitt durch den äußeren schrägen, inneren schrägen und den queren Bauchmuskel beim Schwein. Es sind als Gefäßimitation zwei wassergefüllte Plastikröhrchen eingebracht worden. Die Datenaufnahme erfolgte mit einem Scanner vom Typ Color Flow 350 der Fa. Pie Medical und einem Linear-Array mit einer Mittenfrequenz von 7.5 MHz. Zur Schätzung der frequenz- und tiefenabhängigen Dämpfung wurde das Betragsspektrum über 114 Einzellinien des Ultraschallbildes für Abschnitte von je 4 mm Tiefe gemittelt. Um aus den Betragsspektren die gedämpften Stoßantworten zu bestimmen, wurden diese als minimalphasig angenommen [6].

Das Ergebnis einer tiefenangepaßten Filterung ist in Abb. 3 auf der rechten Seite dargestellt. Die Erhöhung der Ortsauflösung und des Signal-Rausch- bzw. des Kontrastverhältnisses ist mit zunehmender Tiefe gut zu erkennen.

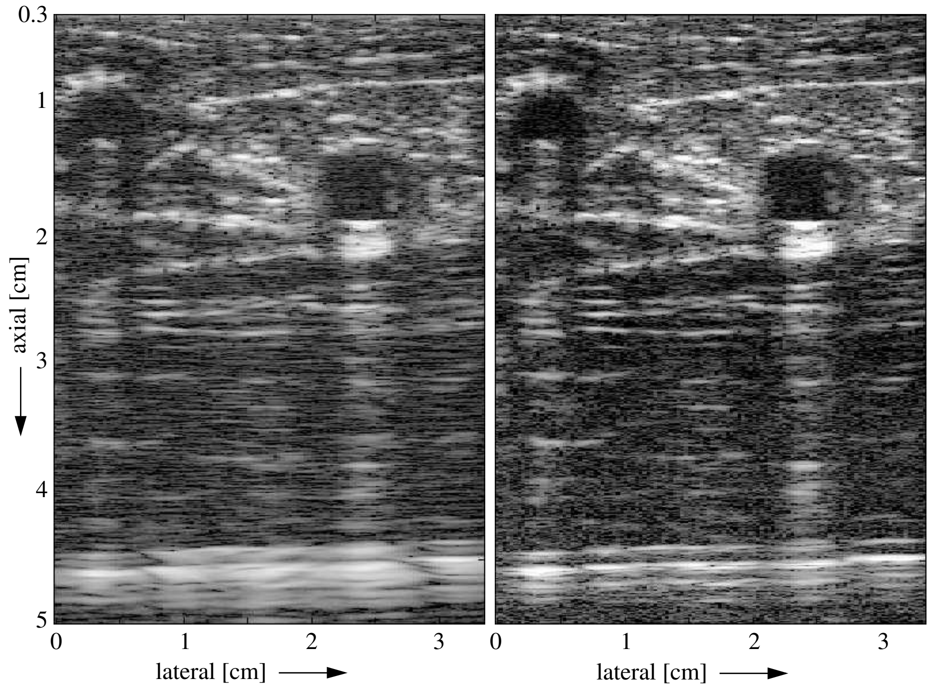

Abb. 3. Aufnahme der Bauchmuskulatur beim Schwein:
Links das Bild vor, rechts nach der tiefenangepaßten Filterung.
Der Dynamikbereich der Grauwerte beträgt jeweils 45 dB.

4 Realisierung in Hardware

Die Implementierung in einem Ultraschallgerät setzt die A/D-Wandlung des empfangsverstärkten HF-Signals vor der Demodulation voraus. Dazu ist ein steilflankiger, analoger Tiefpaß vor dem A/D-Wandler erforderlich. Die anschließende FIR-Filterung kann mit der Parallelschaltung moderner, handelsüblicher Signalprozessoren erfolgen. Für die tiefenangepaßte Filterung der Meßdaten werden bei einer Abtastrate von 30 MSa/s von dem in [7] besprochenen Typ neun Stück für ein Filter mit 96 Koeffizienten benötigt.

Bei Systemen mit digitaler Strahlschwenkung sind die HF-Empfangsdaten bereits digital für eine FIR-Filterung verfügbar. Wird für die digitale Strahlschwenkung ein dedizierter Chip entworfen, so kann das FIR-Filter auf dem Chip integriert werden: Mit der in [8] vorgestellten Strategie der Mehrfachnutzung beträgt der zusätzliche Flächenaufwand für ein FIR-Filter mit 96 nachladbaren Koeffizienten bei 30 MSa/s in 0.5 µm CMOS Technologie nur ca. 3.7 mm^2.

5 Zusammenfassung

Die Bildrekonstruktion aus experimentell gewonnenen Daten zeigt den Nutzen eines tiefenabhängig einstellbaren FIR-Filters. Neben anderen Maßnahmen [9] kann dies ein Beitrag zur Steigerung der Bildqualität in der medizinischen Ultraschalldiagnostik sein. Eine Implementierung als zusätzliche Komponente in Ultraschallgeräten mit digitaler Strahlschwenkung ist mit geringem Aufwand realisierbar.

6 Literatur

1. Kuttruff H: Physik und Technik des Ultraschalls. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1988.
2. Rao NAHK: Investigation of a pulse compression technique for medical ultrasound: a simulation study. Medical & Biological Engineering & Computing, 32:181-188, 1994.
3. Macovski A: Medical Imaging Systems. Prentice-Hall, USA, 1983.
4. Adams JW: A new optimal window. IEEE Trans. Sig. Proc., 39(8): 1753-1769, 1991.
5. Brenner AR, Eck K, Wilhelm W, Noll TG: Improved resolution and dynamic range in medical ultrasonic imaging using depth-dependent mismatched filtering. IEEE Proc. UFFC Symp., 1997, in Druck.
6. Jensen JA, Leeman S: Non-Parametric Estimation of Ultrasound Pulses. IEEE Trans. Biomed. Eng., 41(10): 929-936, 1994.
7. Texas Instruments Semiconductors: Digital Signal Processor TMS320C62x Assembly Benchmarks, 1997.
8. Wilhelm W, Noll TG: A new mapping technique for automated design of highly efficient multiplexed FIR digital filters. IEEE Proc. ISCAS, 2252-2256, 1997.
9. Eck K, Brenner AR, Wilhelm W, Noll TG: Verbesserung der Ortsauflösung in der Ultraschalldiagnostik durch die Kombination kodierter Anregung und tiefenangepaßter Mismatched-Filterung. Bildverarbeitung für die Medizin, Klinikum der RWTH Aachen, 1998, in diesem Tagungsband.