

RUPRECHT-KARLS-UNIVERSITÄT HEIDELBERG



KIRCHHOFF-INSTITUT FÜR PHYSIK

Fakultät für Physik und Astronomie

Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg

Diplomarbeit
im Studiengang Physik
vorgelegt von
Martin Philipp
aus Hannover
2002

Sensorik mit modengekoppelten Oberflächenwellen-Oszillatoren

Die Diplomarbeit wurde von Martin Philipp ausgeführt am
Kirchhoff-Institut für Physik
unter der Betreuung von
Herrn Prof.Dr. Siegfried Hunklinger

Sensorik mit modengekoppelten Oberflächenwellen-Oszillatoren:

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung eines passiv-modengekoppelten Oberflächenwellen-Oszillators, sowie den benötigten elektronischen Komponenten. Es werden sensorische Messungen zur Bestimmung der Toluolkonzentration in synthetischer Luft vorgestellt und die Ergebnisse mit denen herkömmlichen Oszillatoren verglichen. Der Oszillator wird durch eine Regelung erweitert, wodurch der praktische Gebrauch wesentlich verbessert wird. Auch dieses System wird genauer untersucht.

Modengekoppelte OFW-Oszillatoren erzeugen Pulsfolgen, deren Pulsabstand und Pulsbreite durch die Eigenschaften der OFW-Bauteile vorgegeben sind. Passive Typen, basieren auf der Erweiterung eines einfachen Oszillators mit einem nichtlinearen Element. Im Gegensatz zum CW-Oszillator können hier keine Modensprünge auftreten. Die Messfrequenz liegt durch die Zählung der Pulsfrequenz etwa drei Größenordnungen unter der eines vergleichbaren CW-Oszillators.

Es wird gezeigt, daß die Sensitivität im Vergleich zu gewöhnlichen CW-Oszillatoren um eine Größenordnung höher liegt. Konzentrationsmessungen mit einer Genauigkeit von unter einem ppm werden vorgestellt. Die entwickelte Regelung ermöglicht zusätzlich ein problemloses Anschwingen bei verschiedenen OFW-Bauteilen. Die Frequenzmessung kann durch die Messung der Regelspannung ersetzt werden.

Sensors with mode-locked surface acoustic wave oscillators:

This work describes the development of a mode-locked surface acoustic wave oscillator and the necessary electronic components. Sensor measurements to determinate the toluol concentration in synthetic air will be presented. The results will be compared with those of regular oscillators. The oscillator is going to be advanced with the add of a controller. Therefore, the handling will be improved a lot. Also this system will be investigated.

Mode-coupled SAW-Oscillators produce a pulse train whose pulse distance and pulse width are determined by the characteristics of the SAW devices. Passive ones are based on upgrading simple oscillators with a nonlinear element. In contrast to CW-oscillators no mode-skipping can occur now. Counting the pulse frequency causes the measure frequency to lie three orders of magnitude below a comparable oscillator.

In comparison to an regular oscillator one can show that the sensitivity lies one order of magnitude higher. Measurements of concentration with precisions below one ppm will be presented. In addition the developed controller enables a smooth starting with different SAW devices. The counting of the frequency can be replaced by the measurement of the controller-voltage.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	11
2	Akustische Oberflächenwellen	13
2.1	Grundgleichungen der Elastizitätstheorie	13
2.1.1	Wellengleichung homogener Festkörper	14
2.1.2	Wellengleichung im piezoelektrischen Festkörper	14
2.2	Lösung der Wellengleichungen	15
2.3	Oberflächenwellen isotroper Medien	16
2.4	Oberflächenwellen auf anisotropen Medien	17
3	Erzeugung und Detektion	19
3.1	Interdigitalwandler	19
3.2	Das Deltafunktionsmodell	20
3.3	Reale OFW-Bauteile	22
3.3.1	Elektrisches Übersprechen	22
3.3.2	Reflexionen	24
3.4	Verwendete OFW-Bauteile	25
4	Sensorik mit Oberflächenwellen	27
4.1	Einfluß einer Polymerbeschichtung	27
4.1.1	Verwendete Nachweisreaktion	29
4.2	Messprinzip Netzwerkanalysator	29
4.3	Messprinzip Oszillator	30
5	Modenkopplung	35
5.1	Theorie der Modenkopplung	35
5.2	Modenkopplung in der Sensorik	37
5.3	Erzeugung der Modenkopplung	38
5.3.1	Aktive Modenkopplung	38
5.3.2	Passive Modenkopplung	40
6	Entwicklung der Elektronik	43
6.1	Verstärker	43
6.1.1	MMIC-Verstärker	43

6.1.2	Andere Verstärker	43
6.2	Aktive Modenkopplung	44
6.3	Passive Modenkopplung	46
6.3.1	Expanderschaltungen	46
6.3.2	Grundprinzipien der Anordnung elektronischer Komponenten . . .	50
6.3.3	Ein OFW-Pulsoszillator	53
6.4	Automatische Verstärkungsregelung	56
6.4.1	Diskussion der Regelgröße	56
6.4.2	Variation der Expanderschwelle	57
6.4.3	Variation der Verstärkung	58
6.4.4	Innerer Aufbau der Regelung	60
7	Messungen	63
7.1	Der experimentelle Meßaufbau	63
7.1.1	Die Meßzelle	63
7.1.2	Gasgeneration	64
7.1.3	Sensitive Schicht	65
7.1.4	Verwendete Software	67
7.2	Passive Modenkopplung	67
7.2.1	Messung der Toluolkonzentration	68
7.2.2	Auswertung	69
7.2.3	Sensitivität bei verschiedenen Pulsbreiten	73
7.2.4	Temperatur und Konzentrationsschwankungen	75
7.3	Automatische Verstärkungsregelung	76
7.4	Zusammenfassung	78
8	Ausblick	81

Kapitel 1

Einleitung

Sensoren zur Erfassung der Umgebungsbedingungen gewinnen in einer hochtechnisierten Welt zunehmend an Bedeutung. Wo menschliche Sinne nicht mehr ausreichen, vermögen Sie die entstehende Lücke zu schließen. In den letzten Jahren fand daher eine stetige Weiterentwicklung auf dem Gebiet der Sensorik statt. Besondere Forderungen werden hierbei immer wieder an Größe, Beständigkeit, Vielseitigkeit und eine kostengünstige Fertigung gestellt. Ein Weg hin zu solchen Sensoren besteht in der Verwendung von Oberflächenwellen-Sensoren.

Bei Oberflächenwellen (OFW) handelt es sich um spezielle Formen der Schallwellen, die sich entlang der Oberfläche eines Festkörpers ausbreiten. Da sie nur etwa eine Wellenlänge in den Körper eindringen, reagieren sie sehr empfindlich auf alle Arten der Veränderungen an der Oberfläche. Es liegt also Nahe, diesen Wellentyp für sensorische Zwecke zu benutzen.

In den letzten Jahren konnten in diesem Bereich einige wesentlichen Verbesserungen erzielt werden. Die Methode der induktiven Ankopplung ermöglichte es, die dünnen, empfindlichen Bonddrähte durch Koppelspulen zu ersetzen. Die Filtereigenschaften der OFW-Bauteile wurden ausgenutzt, und es gelang einen Sensor, basierend auf dem Oszillatorprinzip zu konstruieren.

OFW-Sensoren arbeiten bei einer Frequenz von einigen Hundert MHz. Die Laufstrecke der OFW ist hier mit einer sensitiven Schicht versehen, die ihre Eigenschaften unter Anwesenheit des entsprechenden Analyten verändert. Die Sensorreaktion besteht dann in einer Messung der Oszillationsfrequenz, genauer, der Frequenzänderung hervorgerufen durch die Einlagerung des Analyten in die sensitive Schicht. Hieraus können Aussagen über die Konzentration gefolgert werden.

Bei dieser Methode erweist sich vor allem die doch recht hohe zu messende Frequenz als störender Nachteil. Um höchstauflösende Messungen zu erhalten, muß auf einen hochwertigen, und damit kostenintensiven Frequenzzähler zurückgegriffen werden. Ein weiterer sehr störender Nachteil ist das Auftreten von Modensprüngen, womit man bestimmte Wechsel der Oszillationsfrequenz bezeichnet. Tritt ein Modensprung auf, so wird das Sensorsignal vollständig von diesem Effekt überdeckt und die Frequenz läßt keine unmittelbaren Aussagen über die Konzentration des Analyten mehr zu.

An dieser Stelle bietet sich die Verwendung eines modengekoppelten Oszillators an. Dieser Oszillatortyp zeichnet sich dadurch aus, daß eine Schwingung nicht nur auf einer Mode, d.h. auf einer Frequenz erfolgt, sondern daß der Oszillator auf vielen, äquidistanten Moden gleichzeitig schwingt. In diesem Fall ergibt das resultierende Signal eine Pulsfolge, dessen Pulsabstand nun anstelle der Frequenz eines herkömmlichen Oszillators gezählt werden kann. Da die hier verwendeten OFW-Bauteile mit typischen Pulsfrequenzen im kHz-Bereich verbunden sind, hätte dies eine Herabstufung der Frequenz von drei Größenordnungen zur Folge. Als Folge der Modenkopplung, können naturgemäß auch keine Modensprünge mehr auftreten.

Die vorliegende Arbeit widmet sich deshalb der Entwicklung eines modengekoppelten OFW-Oszillators, für sensorische Zwecke. Die speziellen Eigenschaften werden studiert und mit denen eines herkömmlichen Oszillators verglichen. Neue Effekte, in Hinblick auf die Sensitivität eines Sensors werden untersucht.

Der Oszillator wird durch eine effektive Regelung erweitert werden, wodurch eine automatische Anpassung an die verschiedensten OFW-Bauteil ermöglicht wird. Letztendlich kann die Zählung der Frequenz durch einer wesentlich einfacher zu erfassende Meßgröße ersetzt werden.

Kapitel 2

Akustische Oberflächenwellen

Das vorliegende Kapitel bildet einen Überblick über Theorie der akustischen Oberflächenwellen. Für eine umfassende und ausführlichere Darstellung seien auf [1], [2], [3] und [4] verwiesen. Es wird die Einsteinsche Summenkonvention verwendet.

2.1 Grundgleichungen der Elastizitätstheorie

Für die folgende Diskussion soll der Festkörper als homogen vorausgesetzt werden. Des weiteren wird angenommen, daß der interatomare Abstand vernachlässigbar klein gegenüber den betrachteten Wellenlängen ist. Deformationen und Verzerrungen lassen sich dann mit dem Formalismus der elastischen Kontinuumsmechanik beschreiben.

Zunächst wird ein Verschiebungsvektor $\mathbf{u}(\mathbf{x})$ definiert, der die Auslenkung eines infinitesimalen Volumenelements aus seiner Ruhelage angibt.

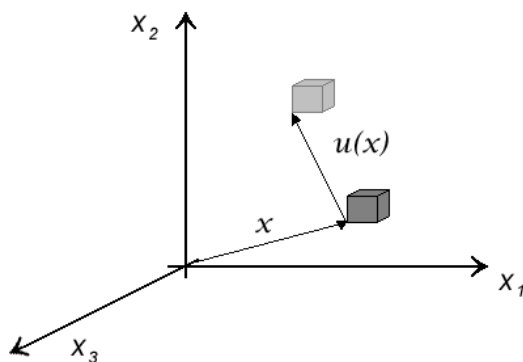


Abbildung 2.1: Auslenkung eines infinitesimalen Volumenelements am Ort \mathbf{x} in Richtung $\mathbf{u}(\mathbf{x})$.

Für kleine Auslenkungen, und unter Vernachlässigung von Torsion der einzelnen Volumenelemente gegeneinander definiert man den Verzerrungstensor

$$S_{ij} := \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right) \quad (2.1)$$

dessen Einträge unabhängig sind, von einer Translation oder Rotation des gesamten Festkörpers.

Die im Falle einer Verzerrung auftretenden Kräfte in seinem Inneren werden mit dem Spannungstensor T_{ij} beschrieben. Hierbei entspricht $T_{ij}(\mathbf{x})$ der i -ten Komponente der Kraft pro Fläche, die am Ort \mathbf{x} in x_j -Richtung angreift.

Analog dem Hookschen Gesetz ergibt sich für kleine Auslenkungen einen linearer Zusammenhang zwischen Verzerrung und resultierender Spannung

$$T_{ij} = c_{ijkl} S_{kl}. \quad (2.2)$$

Durch c_{ijkl} wird der vierstufige Elastizitätstensor definiert. Er enthält maximal 21 unabhängige Konstanten, wobei sich ihre Anzahl, je nach Symmetrie des Festkörpers, bis auf den Wert zwei reduzieren läßt (isotroper Fall).

2.1.1 Wellengleichung homogener Festkörper

Aus der Definition des Spannungstensors gilt zunächst für die i -te Komponente der Kraftdichte

$$f_i = \frac{\partial T_{ij}}{\partial x_j}. \quad (2.3)$$

Mit Hilfe des zweiten Newtonschen Axioms $\mathbf{F} = m\ddot{\mathbf{x}}$, läßt sich dann für kleine Auslenkungen die Bewegungsgleichung eines infinitesimalen Volumenelements im homogenen Festkörper aufstellen

$$\frac{\partial T_{ij}}{\partial x_j} = \rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2}. \quad (2.4)$$

wobei ρ die Massendichte bezeichnet. Man erhält einen Ausdruck, der die Beschleunigung des Volumenelements linear mit der rücktreibenden Kraft verbindet.

Einsetzen von Gleichung (2.2) in Gleichung (2.4) liefert die Wellengleichung eines homogenen Festkörpers

$$c_{ijkl} \frac{\partial^2 u_k}{\partial x_j \partial x_l} = \rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2}. \quad (2.5)$$

2.1.2 Wellengleichung im piezoelektrischen Festkörper

Im piezoelektrischen Festkörper muß zusätzlich noch die Kopplung des elektrischen Feldes an die mechanischen Verzerrungen mit berücksichtigt werden. Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit akustischer Wellen etwa fünf Größenordnungen kleiner als die Lichtgeschwindigkeit ist, kann im Rahmen der sogenannten „quasistatischen Näherung“ das elektrische Feld \mathbf{E} als Gradient eines skalaren Potentials ϕ definiert werden

$$E_i = -\frac{\partial \phi}{\partial x_i}. \quad (2.6)$$

Eine Erweiterung des Hookschen Gesetzes ergibt

$$T_{ij} = c_{ijkl}S_{kl} + e_{kij}\frac{\partial\phi}{x_k}, \quad (2.7)$$

$$D_i = -\varepsilon_{ij}\frac{\partial\phi}{x_j} + e_{ijk}S_{jk}, \quad (2.8)$$

wobei ε der dielektrische Tensor, e der piezoelektrische Tensor und D_i die Komponenten der dielektrischen Verschiebung sind. Gleichung (2.7) beschreibt die zusätzliche Verzerrung des Körpers durch ein elektrisches Feld; den piezoelektrischen Zusammenhang zwischen äußerem Feld \mathbf{D} , innerem Feld \mathbf{E} und einer felderzeugenden Verzerrung liefert Gleichung (2.8).

Unter Berücksichtigung von $\nabla\mathbf{D} = 0$ für ladungsfreie Dielektrika erhält man hieraus die gekoppelten Wellengleichungen im piezoelektrischen Festkörper

$$\rho\frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} - c_{ijkl}\frac{\partial^2 u_k}{\partial x_l\partial x_j} = e_{kij}\frac{\partial^2\phi}{\partial x_k\partial x_j}, \quad (2.9)$$

$$\varepsilon_{ij}\frac{\partial^2\phi}{\partial x_i\partial x_j} = e_{ijk}\frac{\partial^2 u_j}{\partial x_i\partial x_k}. \quad (2.10)$$

2.2 Lösung der Wellengleichungen

Im anisotropen, piezoelektrischen Fall ist es im allgemeinen nicht möglich obige Gleichungen (2.9) und (2.10) auf analytischem Wege zu lösen, so daß auf numerische Methoden zurückgegriffen werden muß.

Im isotropen Fall mit $e_{ijk} = 0$ entkoppeln die Gleichungen, und man erhält als Lösungen drei gewöhnliche, ebene Wellen die sich in beliebiger Weise superpositionieren lassen. Legt man ohne Beschränkung der Allgemeinheit die Ausbreitungsrichtung einer allgemeinen Welle parallel der x_1 -Achse, so folgt

$$u_i(\mathbf{x}, t) = \hat{u}_i e^{i(k_i x_1 - \omega t)}. \quad (2.11)$$

wobei die Auslenkungen u_2, u_3 zwei transversalen und u_1 einem longitudinalen Anteil der Welle entsprechen.

Ihre Phasengeschwindigkeiten ergeben sich zu

$$v_l = \sqrt{\frac{c_{1111}}{\rho}} \quad v_t = \sqrt{\frac{c_{2323}}{\rho}} = \sqrt{\frac{c_{3232}}{\rho}} \quad (2.12)$$

und erfüllen die Ungleichung

$$v_t < \sqrt{1/2} v_l. \quad (2.13)$$

Diese Wellen, die sich ungedämpft im ganzen Medium ausbreiten können werden Volumenwellen genannt.

2.3 Oberflächenwellen isotroper Medien

Die Ausdehnung des Festkörpers soll sich von nun an auf die untere Halbebene beschränken ($x_3 \leq 0$). Die betrachtete Oberflächenwelle breite sich in x_1 -Richtung, auf der durch $x_3 = 0$ definierten Ebene aus. Der Wellenvektor spanne mit der x_3 -Achse die sogenannte *Sagittalebene* auf (siehe Abbildung 2.2).

Um die neuen Randbedingungen zu erfüllen, muß der Ansatz zur Lösung der Wellengleichung modifiziert werden

$$u_i(\mathbf{x}, t) = \hat{u}_i e^{ik(x_1 - vt)} e^{kbx_3} \quad (x_3 \leq 0). \quad (2.14)$$

Der Exponentialterm berücksichtigt eine Abnahme der Amplitude in Richtung negativer x_3 -Achse. Hieraus resultiert die Forderung, daß die Abklingkonstanten b eine reelle Zahl sein muß.

Einsetzen von Ansatz (2.14) in die Wellengleichung (2.5) und lösen des sich ergebenden Gleichungssystems führt auf drei Fundamentallösungen (Partialwellen). Für ihre Abklingkonstanten b_m ergibt sich der Zusammenhang

$$b_1 = \sqrt{1 - \frac{v^2}{v_l^2}} \quad b_{2,3} = \sqrt{1 - \frac{v^2}{v_t^2}}, \quad (2.15)$$

mit v_l und v_t für die longitudinale und transversale Ausbreitungsgeschwindigkeit nach Gleichung (2.12).

Rayleighwellen

Unter Berücksichtigung obiger Randbedingungen erhält man durch Linearkombination der Partialwellen eine Lösung der Wellengleichung

$$u_1 = A[e^{kb_1x_3} - \sqrt{b_1b_2}e^{kb_2x_3}]e^{i(kx_1 - v_Rt)} \quad (2.16)$$

$$u_2 = 0 \quad (2.17)$$

$$u_3 = -ib_1A[b_1e^{kb_1x_3} - \sqrt{b_1/b_2}e^{kb_2x_3}]e^{i(kx_1 - v_Rt)}, \quad (2.18)$$

wobei A ein Maß für die Amplitude der Welle darstellt.

Diese schon 1885 von Lord Rayleigh beschriebenen *Rayleighwellen*[5] besitzen die Eigenschaft, daß ihre Auslenkung in der Sagittalebene liegt. Die Volumenelemente beschreiben Ellipsenbahnen und ändern bei einer Tiefe von etwa $0,2 \lambda$ ihren Umlaufsin.

Die Lösung erfordert außerdem die Erfüllung der impliziten Gleichung

$$\left(2 - \frac{v_R^2}{v_t^2}\right)^2 = 4\sqrt{1 - \frac{v_R^2}{v_l^2}}\sqrt{1 - \frac{v_R^2}{v_t^2}}. \quad (2.19)$$

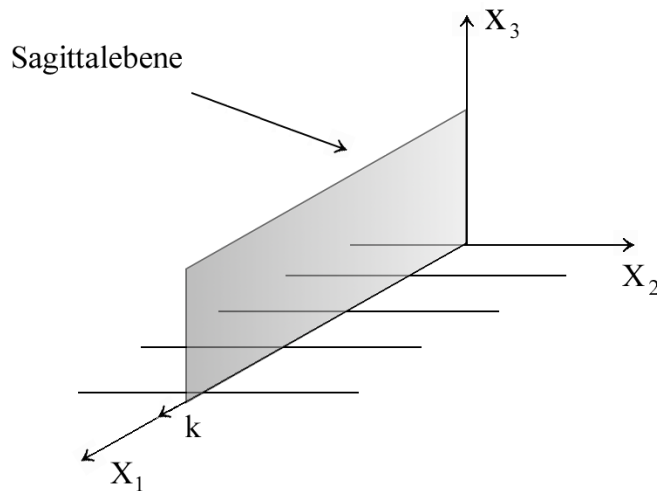


Abbildung 2.2: Veranschaulichung des verwendeten Koordinatensystems: Die Oberflächenwelle breitet sich in x_1 -Richtung aus. Der Wellenvektor k spannt mit der x_3 -Achse die Sagittalebene auf.

Hieraus folgt mit $v_t < v_l$ für den isotropen Körper

$$v_R < v_t < v_l. \quad (2.20)$$

Dies verbietet eine Kopplung der Rayleighwelle an eine Volumenwelle, so daß sie an der Oberfläche konzentriert bleibt. Ihre Eindringtiefe beträgt nur etwa eine Wellenlänge. Rayleighwellen sind deshalb für den Bereich der Oberflächen-Sensorik interessant.

Scherwellen

Die Randbedingungen werden auch noch von einem zweiten Wellentyp erfüllt.

$$u_1 = 0 \quad (2.21)$$

$$u_2 = Ae^{ik(x_1 - vt)} \quad (2.22)$$

$$u_3 = 0 \quad (2.23)$$

Die Auslenkung der Volumenelemente liegt in der x_1 - x_2 -Ebene und nimmt mit steigender Tiefe nicht ab. Sie ist identisch mit der transversalen Volumenwelle und wird als Oberflächen-Scherwelle bezeichnet.

2.4 Oberflächenwellen auf anisotropen Medien

In anisotropen Medien treten zusätzliche unabhängige Konstanten c_{ijkl} auf, so daß die Bewegungsgleichungen in den meisten Fällen nur noch numerisch zu lösen sind. Die

resultierenden Wellentypen unterscheiden sich jedoch nur geringfügig von Oberflächenwellen isotroper Medien[6]. Auch hier beschreiben die Volumenelemente Ellipsenbahnen, die jedoch nicht mehr in der Sagittalebene liegen müssen.

Weitere Unterschiede sind: Die Phasengeschwindigkeit wird von der Ausbreitungsrichtung abhängig; je nach Kristallstruktur und Lage der Symmetrieachsen ergeben sich zusätzliche Wellentypen. Die Abklingkonstanten können komplex werden, wodurch sich ein oszillierendes Abklingverhalten ergibt.

Piezelektrische Festkörper

Im piezelektrischen Festkörper müssen zusätzlich noch die Komponenten des nichtverschwindenden piezelektrischen Tensors e_{ijkl} berücksichtigt werden. Nach Gleichung 2.7 treten zusätzlich Rückstellkräfte auf, die zu einer Versteifung des Mediums und zu einer Vergrößerung der Schallgeschwindigkeit führen. Für den Elastizitätstensor folgt[7]

$$c_{ijkl}^{piezo} = c_{ijkl}(1 + K_{ijkl}^2) \quad (2.24)$$

d.h. es kommt ein durch die Piezoelektrizität verursachter Kopplungsterm hinzu. Aufgrund der Komplexität des Körpers bestimmt man die Konstante K^2 jedoch empirisch für den betreffenden Wellentyp über die Änderung der Schallgeschwindigkeit Δv , nach kurzschließen der Oberfläche durch eine unendlich dünne, masselose, unendlich gute leitende Schicht

$$K_{OFW}^2 = 2 \frac{v - v_{kurz}}{v} = 2 \frac{\Delta v}{v}. \quad (2.25)$$

Sie ist eine wichtige charakteristische Größe für die Stärke des piezelektrischen Effektes. Einige Werte für die am häufigsten verwendeten Materialien finden sich in Tabelle 2.1.[8][4]

	Schnitt	v[m/s]	K^2 [%]
LiNbO ₃	YZ	3488	4,8
LiTaO ₃		4172	4,6
Quarz	ST-X	3158	0,12

Tabelle 2.1: Ausbreitungsgeschwindigkeit der Rayleighwelle und piezelektrische Kopplungskonstante K^2 einiger Kristalle.

Kapitel 3

Erzeugung und Detektion

Nach einer Einführung in die Theorie der Oberflächenwellen soll nun die Frage behandelt werden, wie diese angeregt und empfangen werden können. Zunächst werden Interdigitalwandler und deren theoretische Grundlagen vorgestellt. Weiter folgen einige Beispiele der praktischen Anwendung, wobei die selbst entworfenen Oberflächenwellen-Bauteile und ihre speziellen Eigenschaften erläutert werden.

3.1 Interdigitalwandler

Abbildung 3.1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau zur Erzeugung von Oberflächenwellen, ein OFW-Bauteil. Es besteht aus einem piezoelektrischen Substrat, auf das metallische Strukturen, sogenannte Interdigitaltransducer (IDT), in Form von „ineinandergreifenden Händen“ aufgedampft worden sind. Die jeweils übernächsten Finger sind hierbei durch großflächige „Pads“ verbunden und liegen auf gleichem elektrischen Potential.

Gibt man eine Spannung auf die beiden Pads eines IDT, so herrscht im Zwischenraum zweier benachbarter Finger ein elektrisches Feld und es kommt bei richtiger Lage der piezoelektrischen Achsen zu einer mechanischen Deformation der Oberfläche. Verwendet man ein hochfrequentes Wechselstromsignal, erfolgt auch eine zeitabhängige Veränderung es kommt zur Ausbreitung von Oberflächenwellen senkrecht zur Richtung der Fingerorientierung (siehe Abbildung 3.1b).

Die Detektion der Oberflächenwelle erfolgt mit Hilfe eines zweiten IDTs am gegenüberliegenden Ende des Bauteils. Dort wird über den direkten piezoelektrischen Effekt die mechanische Deformation in ein Wechselstromsignal umgewandelt, welches nun an den beiden Pads abgegriffen werden kann. Aufgrund der (im Vergleich zur Laufzeit elektrischer Signale durch einen Leiter) geringen Schallgeschwindigkeit des Substrats von etwa 3488 m/s für LiNbO_3 erreicht die Welle den zweiten IDT erst nach einer Zeit von einigen μs , weshalb man in diesem Zusammenhang auch von Verzögerungsleitungen spricht.

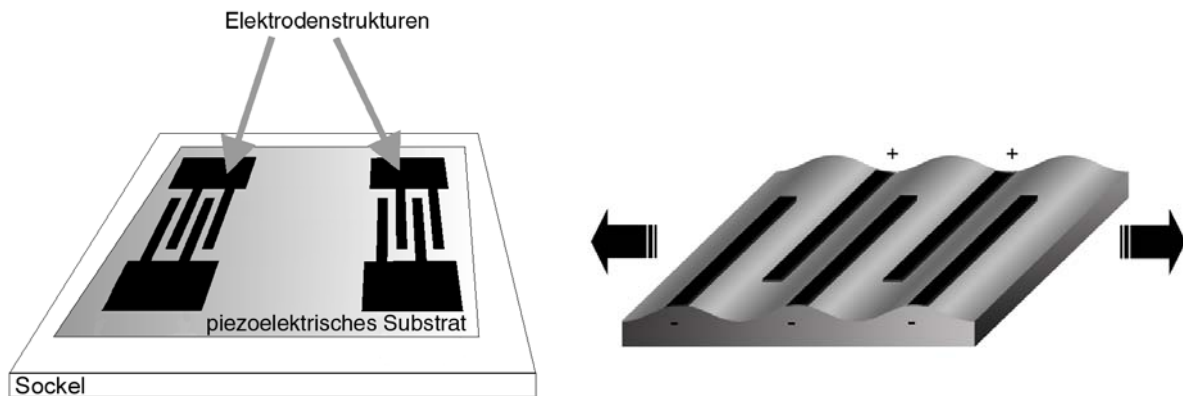


Abbildung 3.1: Grundprinzip zur Erzeugung von Oberflächenwellen. a) Metallische Strukturen werden in Form ineinandergreifender Käme auf die Oberfläche eines piezoelektrischen Kristalls aufgetragen. b) Das elektrische Feld zwischen zwei Fingern führt zu einer mechanischen Deformation der Kristalloberfläche.

3.2 Das Deltafunktionsmodell

Da ein vorgegebener Fingerabstand zusammen mit der Schallgeschwindigkeit des Substrats bestimmte Frequenzen auszeichnet, stellt sich als nächstes die Frage, welches Durchlassverhalten einem IDT zuzuordnen ist.

Eine Überlegung, die eine Antwort auf diese Frage gibt, ist das Deltafunktionsmodell[9]. Hierbei betrachtet man den Zwischenraum zweier benachbarter Finger als Ausgangspunkt einer Elementarwelle

$$\varphi(x, t) = EV_0 e^{i(kx - \omega t)}, \quad (3.1)$$

wobei V_0 die Maximalamplitude der anliegenden Wechselspannung, ω ihre Kreisfrequenz und x die Ausbreitungsrichtung darstellt. Die Größe E wird als der Elementfaktor bezeichnet und berücksichtigt die genauen Eigenschaften des Substrats und der Fingeranordnung; sie wird hier als konstant angenommen.

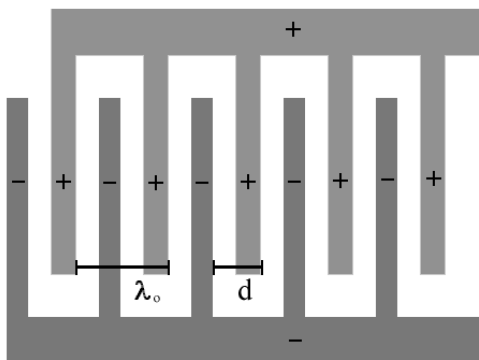


Abbildung 3.2: Beispiel für einen IDT mit 5 Fingerpaaren. Die 9 Fingerzwischenräume stellen Ausgangspunkte ebener Wellen dar. Der Fingerabstand wird mit d bezeichnet; λ_0 bezeichnet die Wellenlänge der „Grundmode“.

Besitzt ein IDT N Fingerpaare, so müssen für die Berechnung der gesamten abgestrahlten Welle alle $M=2N-1$ Partialwellen der Zwischenräume superpositioniert werden, was uns zu

$$\phi(x, t) = EV_0 e^{i(kx - \omega t)} \sum_{m=1}^M (-1)^m e^{-ikmd} = EV_0 e^{i(kx - \omega t)} \sum_{m=1}^M e^{i(\pi - kd)m}, \quad (3.2)$$

führt (siehe auch Abbildung 3.2).

Unter Benutzung der geometrischen Reihe läßt sich dies vereinfachen in einen Ausdruck der Form

$$\phi(x, t) = EV_0 e^{i(kx - \omega t)} A(\omega), \quad (3.3)$$

wobei

$$|A(\omega)| = \left| \frac{\sin[M/2(\pi - kd)]}{\sin[1/2(\pi - kd)]} \right| \quad (3.4)$$

den frequenzabhängigen Teil der Amplitude darstellt und als Feldfaktor bezeichnet wird. Trägt man $|A(\omega)|$ über der Frequenz auf, kann man sich die Durchlasskurve eines IDT veranschaulichen,¹ (siehe Abbildung 3.3).

Interessant sind vor allem die Frequenzen der Hauptmoden, bei denen der Feldfaktor den Wert M annimmt. Sie lassen sich aus Gleichung (3.4) für ein verschwindendes Argument des Sinus zu

$$f_n = (2n + 1) \frac{v}{2d} \quad (3.5)$$

berechnen. Man erkennt, daß offenbar eine Grundmode bei $f_0 = v/2d$ existiert, genau bei der Frequenz deren Wellenlänge dem doppelten Fingerabstand entspricht. Weitere Maxima treten bei ungeradzahigen Vielfachen von f_0 auf. Gerade diese höheren Harmonischen können jedoch nicht, oder nur zum Teil angeregt werden. Eine eingehende Analyse des in Gleichung (3.2) als konstant angenommenen Elementfaktors ergibt einen Zusammenhang mit der Fingergeometrie, genauer, mit dem Metallisierungsverhältnis von Fingerbreite zu Fingerabstand. So zeigt sich, daß z.B. gerade bei dem häufig verwendeten Metallisierungsverhältnis von 50% die dritte Harmonische vollständig unterdrückt wird.[10]

Eine weitere wichtige Größe stellt die sogenannte Bandbreite des IDT dar, womit man den Frequenzabstand der beiden Nullstellen um die Hauptmoden bezeichnet. Aus der Bedingung eines verschwindenden Zählers in Gleichung (3.4) erhält man hierfür den Ausdruck

$$\Delta f_{IDT} = 4 \frac{f_0}{M} \approx 2 \frac{f_0}{N}. \quad (3.6)$$

¹Da für ein OFW-Bauteil mindestens zwei IDTs benötigt werden (Sender, Empfänger), ergibt sich die Durchlasskurve des gesamten OFW-Bauteils als $|A(\omega)|^2$.

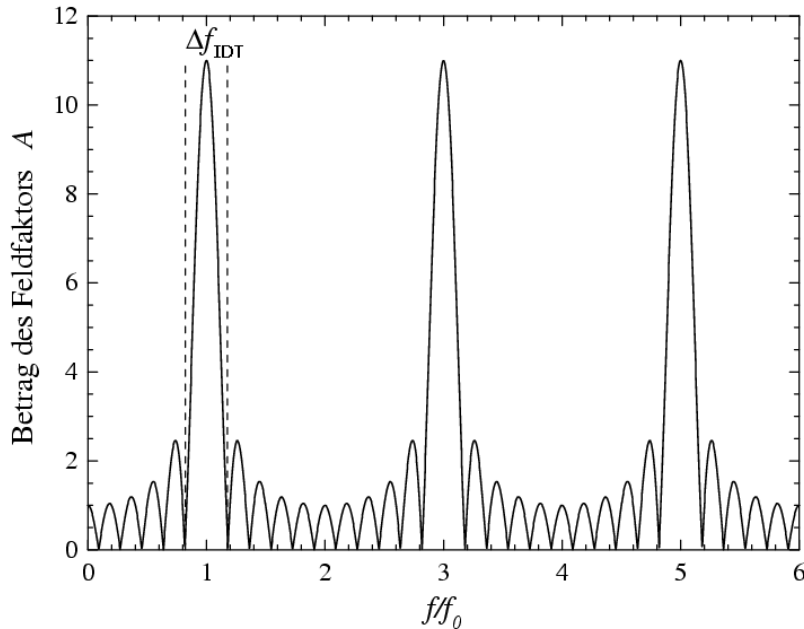


Abbildung 3.3: Theoretische Durchlasskurve eines IDT mit $N=6$ Fingerpaaren. Neben der Grundmode bei f_0 , treten weitere Maxima bei ungradzahligen Vielfachen dieser Frequenz auf. Die Bandbreite wird mit Δf_{IDT} bezeichnet.

welcher sichtlich nur von der Grundfrequenz und der Anzahl der Fingerpaare abhängt. Letztendlich kann festgehalten werden, daß ein OFW-Bauteil einer Verzögerungsleitung mit Frequenzfilter entspricht, dessen genaue Lage und Bandbreite in gewissen Grenzen durch die geometrischen Eigenschaften der IDTs vorgegeben werden kann. Abbildung 3.4 zeigt ein Beispiel einer gemessenen Durchlasskurve.

3.3 Reale OFW-Bauteile

Genauso wie ein falsch gewähltes Metallisierungsverhältnis den Betrieb eines OFW-Bauteils auf einer höheren Harmonischen verhindern kann, gibt es auch noch eine Reihe weiterer störender Einflüsse, auf die hier kurz eingegangen wird.

3.3.1 Elektrisches Übersprechen

Eine der Grundvoraussetzungen für den Betrieb eines Oszillators ist die sogenannte Amplitudenbedingung. Sie besagt, daß die Gesamtverstärkung k im Oszillatorkreis $k \geq 1$ sein muß. Unter Umständen ist jedoch das Signal der OFW nach Durchlaufen des Bauteils *geringer*, als das direkte „elektrische Übersprechen“. In diesem Fall erfüllt auch das Übersprechen die Amplitudenbedingung und der Oszillator wird nicht auf der Durchlassfrequenz des Bauteils schwingen.

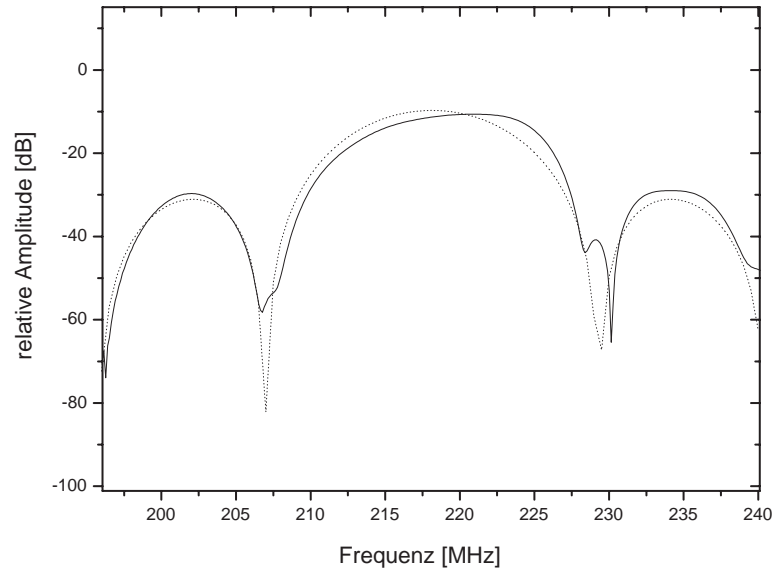


Abbildung 3.4: Durchlasskurve eines OFW-Bauteils mit einer Grundfrequenz von 218 MHz und 20 Fingerpaaren in logarithmischem Maßstab. Die gestrichelte Linie beschreibt den theoretischen Verlauf auf der Grundlage des Deltafunktionsmodells.

Das Übersprechen resultiert aus einer ungenügenden Entkopplung der Bauteil Ein- und Ausgänge. Bei induktiv gekoppelten Bauteilen[11] tritt es auf, da hier die elektrische Energie den IDTs nicht über Bonddrähte sondern über Koppelspulen nach dem Induktionsprinzip zugeführt wird (vgl. Abbildung 3.7b). Bei gebondeten Bauteilen sind Hauptfehlerquellen die einige Millimeter langen Drähte, welche die Pads der IDTs mit der weiteren Elektronik verbinden aber gleichzeitig auch als „Antennen“ wirken können. Letztlich kann das Übersprechen auch stromförmig, d.h. über eine „schlechte“ Masseleitung verursacht worden sein. Hier ist es ganz besonders wichtig, auf möglichst kurze Abstände und gute Massebeziehungen, sowie auf eine möglichst weit voneinander entfernte Signal-Ein- und Auskopplung zu achten.

Nach [12] zeigt sich der Effekt in Form einer überlagerten Oszillation in der Durchlasskurve. Abbildung 3.5 gibt hierfür ein besonders drastisches Beispiel. Die wirkliche Durchlasskurve des Bauteils, basierend auf dem Frequenzverhalten der IDTs, läßt sich mit dem Netzwerkanalysator ermitteln. Er ermöglicht es das Laufzeitsignal der Welle vom elektrischen Übersprechen zu trennen.²

²Der Netzwerkanalysator bietet die Funktion das Durchgangssignal auch zeitlich auflösen zu können (z.B. Abbildung 3.6). Durch Setzen eines Zeitfensters ist es möglich nur den Bereich um das gewünschte Laufzeitsignal zu betrachten und das direkte Übersprechen auszugrenzen.

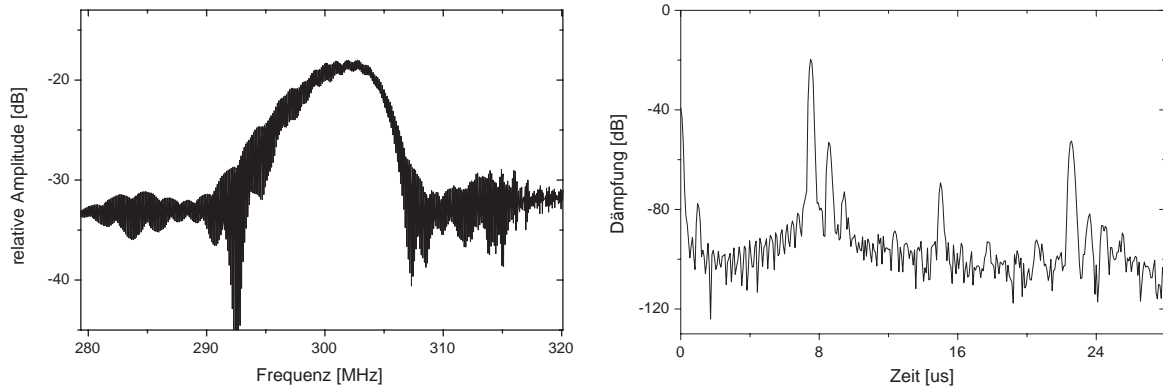


Abbildung 3.5: Frequenz- und Zeitbereich eines gebondeten 30 Fingerpaar LiNbO_3 Bauteils mit schlechter Massebeziehung. a) Das elektrische Übersprechen bewirkt eine periodischen Überlagerung der Durchlasskurve. b) Im Zeitbereich erkennt man es durch das Maximum bei $0 \mu\text{s}$. Man kann ablesen, daß Bauteil Ein- und Ausgang nur über 40 dB voneinander entkoppelt sind. Dies führt neben dem Signal bei $7,5 \mu\text{s}$, zu einem weiteren Maximum nach der doppelten Laufzeit, welches auf das gleichzeitige Aussenden einer Welle am Sende-IDT(!) zurückzuführen ist. Die kleineren Maxima resultieren ebenso wie das Signal der dreifachen Laufzeit bei $22,5 \mu\text{s}$ aus Reflexionen an den Bauteilkanten bzw. IDTs.

3.3.2 Reflexionen

Nicht nur eine fehlerhafte elektrische Impedanzanpassung des IDT an den üblichen Standard von 50 Ohm für Meßgeräte und Kabel, auch Unstetigkeitsstellen auf der Lauffläche der OFW-Bauteile können zu unerwünschten Signalreflexionen führen. Hierbei spielen neben den Bauteilkanten, auch Impedanzsprünge hervorgerufen durch die Masse der metallisierten Fingerstrukturen eine Rolle. Zusätzlich führen sie, aufgrund der piezoelektrischen Eigenschaften des Substrats, zu einer Verringerung der Ausbreitungsgeschwindigkeit, worauf ein Teil der Welle reflektiert wird[13]. Zwischen den Fingern eines IDT Hin- und Herlaufende OFW können so zu einer erheblichen Verbreiterung des Zeitsignals führen und dessen Amplitude deutlich herabsetzen.

Während die Reflexionen an den Bauteilenden durch Abschrägung der Kanten oder einen Tropfen Vakuumfett auf der Oberfläche (Dämpfung) leicht beseitigt werden können, muß man zur Unterdrückung der Mehrfachreflexionen auf spezielle Techniken wie die Verwendung von Mehrfachfingerstrukturen (Splitfinger, 5/6-Strukturen) zurückgreifen[14]. Auf eine genauere Erläuterung wird an dieser Stelle verzichtet, da die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Bauteile nur sehr wenig Fingerpaare enthielten und somit dieser Effekt nur von untergeordneter Bedeutung ist.

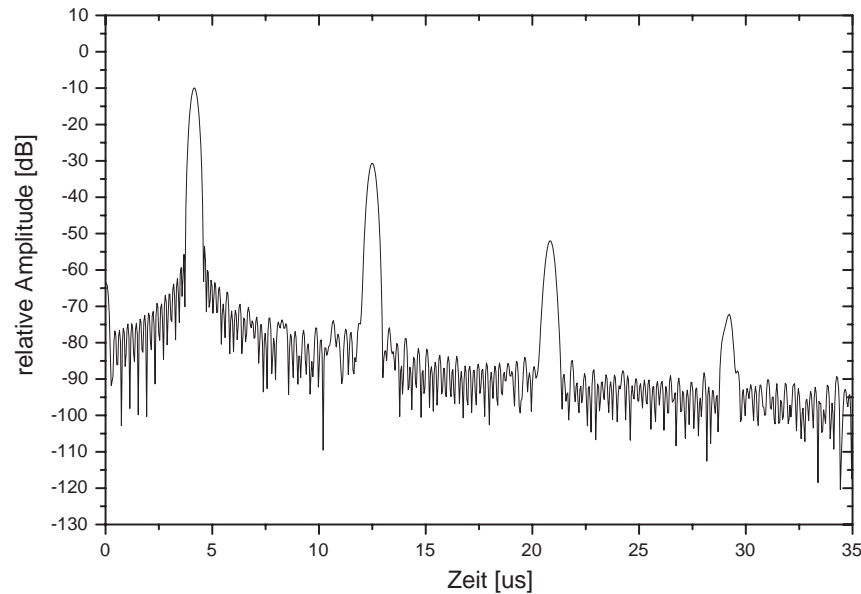


Abbildung 3.6: *Sehr schönes Beispiel für reflektierte Oberflächenwellen an den beiden IDTs eines 20 Fingerpaar Bauteils. Pro Richtungswechsel erfolgt ein Verlust von etwa 90%. Noch nach der fünffachen Laufzeit ist das verbleibende Signal größer als das elektrische Übersprechen.*

3.4 Verwendete OFW-Bauteile

Ist man bestrebt, einen frequenzstabilen Oszillator zu entwerfen, setzt dies im allgemeinen die Verwendung möglichst schmalbandiger Filter voraus. In Kapitel 5 wird jedoch ausführlich gezeigt werden, daß im Gegensatz zum CW-Oszillator (engl. **continuous wave**, hochfrequentes Sinussignal) für den Aufbau eines modengekoppelten Oszillators möglichst breitbandige Filter nötig sind. Aus diesem Grund wurden spezielle OFW-Bauteile mit nur sehr wenig Fingerpaaren entwickelt, die genau diese Bedingung erfüllen. Da die Amplitude der angeregten OFW gleichfalls mit der Fingeranzahl zurückgeht (vgl. Gleichung (3.4)), muß auf ein piezoelektrisches Substrat mit einer möglichst großen Kopplungskonstante K^2 zurückgegriffen werden, weshalb ausschließlich LiNbO_3 verwendet wurde.

Eine Zusammenstellung der verwendeten Bauteile gibt Abbildung 3.7. Im Gegensatz zu allen übrigen, ist das Exemplar im rechten Bild nicht im institutseigenen Reinraum gefertigt worden, sondern wurde von der Firma Epcos für ein Forschungsprojekt zur Verfügung gestellt. Abbildung 3.8 zeigt eine photographische Aufnahme.


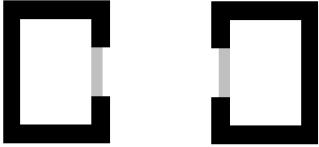

		
Fingerpaarzahl: 20,30,40	Fingerpaarzahl: 20	Fingerpaarzahl: 30
Frequenz: 218 MHz	Frequenz: 218 MHz	Frequenz: 300 MHz
Wellenlänge: 16 μm	Wellenlänge: 16 μm	Wellenlänge: 11,6 μm
Anordnung: 1/1	Anordnung: 1/1	Anordnung: ein IDT Split
Laufstrecke: 1,5 cm	Laufstrecke: 1,5 cm	Laufstrecke: 2,6 cm
Kopplung: Bonddrähte	Kopplung: Induktiv	Kopplung: Bonddrähte

Abbildung 3.7: Skizze und Tabelle der wichtigsten Daten verwendeter Bauteile. Graue Flächen geben die Lage der IDT-Finger an; schwarze Flächen kennzeichnen Pads bzw. Koppelpulen. a) Breitbandiges Standard-Bauteil in drei verschiedenen Fingerpaarzahlen. b) Wie a), jedoch wird hier die elektrische Energie dem IDT nicht durch Bonddrähte sondern induktiv über Koppelpulen zugeführt. c) Besonders lange Laufstrecke; bei diesem Bauteil ist ein IDT mit Splitfingern ausgestattet.

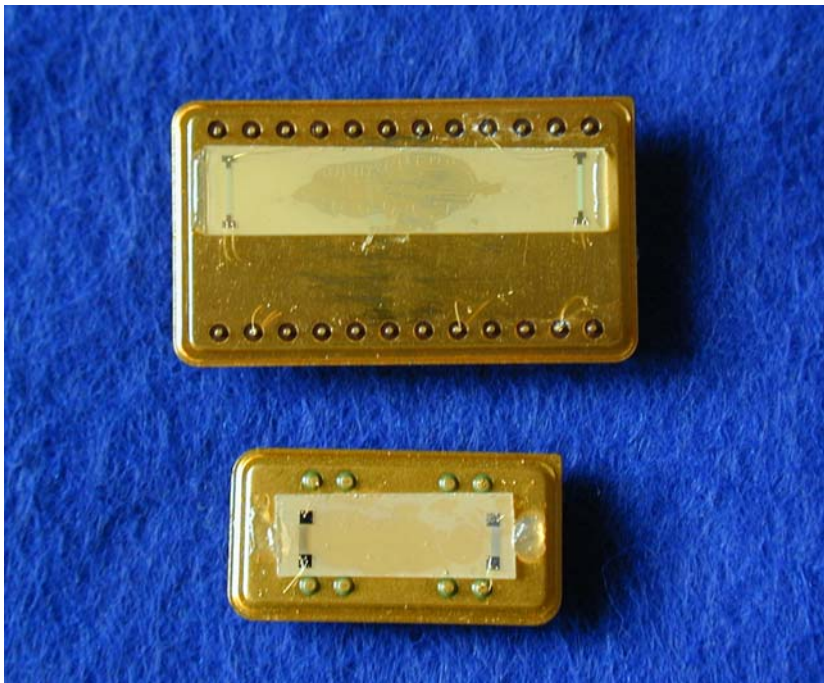


Abbildung 3.8: Aufnahme zweier Bauteile (Abbildung 3.7a,c): Man erkennt die Bonddrähte, sowie das zur Vermeidung von Kantenreflexionen aufgetragene Dämpfungsmittel am Rande des Substrats. In der Mitte der Bauteile scheint die Fixierung durch.

Kapitel 4

Sensorik mit Oberflächenwellen

Die in Kapitel 2.3 beschriebenen Wellen besitzen die Eigenschaft, daß ihre Energie nur wenige Wellenlängen in den Kristall eindringt und hauptsächlich an der Substratoberfläche konzentriert ist. Aus diesem Grund reagieren sie dort sehr empfindlich auf Veränderungen, weshalb sie für den sensorischen Bereich interessant sind. Plaziert man auf die Laufstrecke der Oberflächenwelle eine sensitive Schicht, so hat dies, je nach Anwesenheit des entsprechenden Analyten, eine Störung der Wellenausbreitung zur Folge, welche als Sensorsignal ausgewertet werden kann.

Nach einer kurzen Einführung in das speziell in dieser Arbeit verwendete Prinzip der Sensorik mit Polymerfilmen, werden verschiedene elektronische Meßverfahren vorgestellt und ihre jeweiligen Vor- und Nachteile diskutiert.

4.1 Einfluß einer Polymerbeschichtung

Konkret läßt sich eine in x-Richtung fortschreitende Welle beschreiben als

$$u(x, t) = u_0 e^{i(\omega t - kx)} e^{-\alpha x}, \quad (4.1)$$

wobei α die Dämpfungskonstante und $k = \omega/v$ die Wellenzahl darstellt.

Ersichtlich können sich Veränderungen der Substratoberfläche auf die Phasengeschwindigkeit Δv und die (normierte) Dämpfungskonstante $\Delta\alpha/k$ der Welle auswirken.

Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen basieren allesamt auf dem Nachweis geringer Konzentrationen des Lösungsmittels Toluol, wobei verschiedene Polymere als Sensorbeschichtung verwendet wurden. Kommt es hier zu einer Nachweisreaktion, diffundiert das Lösungsmittel in die sensitive Schicht, was einerseits zu einer Vergrößerung der Masse und andererseits zu einer Aufweichung des Polymers, zu einer Änderung der mechanischen Eigenschaften führt.¹

¹Genaugenommen wären auch noch die Temperatur und die Leitfähigkeit der Oberfläche zu beachten [15], dies ist hier jedoch von untergeordneter Bedeutung, da einerseits eine Temperaturabhängigkeit leicht durch Stabilisierung zu beseitigen ist, und andererseits ein Einfluß der Leitfähigkeit nur in ei-

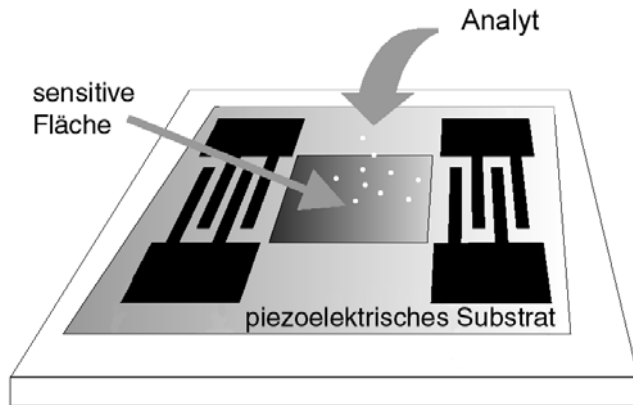


Abbildung 4.1: *Sensorprinzip der akustischen Oberflächenwellen: Je nach Einlagerungsmenge des Analyten erfährt die Welle eine unterschiedlich starke Störung.*

Die genaue Auswirkung auf $\Delta v/v_0$ und $\Delta\alpha/k_0$ erhält man in diesem Fall über die Betrachtung des komplexen Schermoduls $G(\omega)$, welcher neben der Schersteifigkeit der Schicht (Realteil G') auch die bei einer Verformung entstehenden Verluste (Imaginärteil) mit berücksichtigt. Eine eingehende Betrachtung mittels Störungsrechnung ergibt für die hier verwendeten Materialien und Schichtdicken [16]

$$\frac{\Delta v}{v_0} \simeq -\rho_F \omega c_1 + \frac{\omega h}{v_0^2} c_2 G' \quad (4.2)$$

$$\frac{\Delta\alpha}{k_0} \simeq \frac{\omega h}{v_0^2} c_2 G'' \quad (4.3)$$

wobei die Größen c_1 und c_2 Materialkonstanten des Piezosubstrats, sowie k_0 und v_0 Wellenzahl und Geschwindigkeit der ungestörten Welle darstellen.

Der erste Term von Gleichung (4.2) beschreibt den sogenannten Masseneffekt, wonach eine Belegung der Oberfläche ($\rho_F = \rho h =$ Flächendichte) eine proportionale Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit zur Folge hat. Da eine Einlagerung des Lösungsmittels in die sensitive Schicht mit einer Massenzunahme verbunden ist, können somit Aussagen über die Toluolkonzentration des Meßgases gemacht werden. Die relative Änderung $\Delta v/v_0$ ist zusätzlich von der Frequenz ω der Welle abhängig, so daß es mit Blick auf die Sensitivität vorteilhaft ist, bei nicht zu kleinen Frequenzen zu messen. Der zweite Term beschreibt den Einfluß der elastischen Schichteigenschaften und verdeutlicht, daß Strukturveränderungen auch Auswirkungen auf die Schallgeschwindigkeit haben.

Nach Gleichung (4.3) hat die Polymerschicht zusätzlich eine Dämpfung der Welle zu Folge, die unabhängig von der Schichtmasse von den viskosen Eigenschaften, sowie ihrer Dicke abhängt. Aus diesem Grund, und im Hinblick auf die Ansprechzeit des Sensors, sollten sehr dicke Schichten vermieden werden, was einen Gegensatz zu der hierdurch steigenden Sensitivität darstellt, so daß ein Optimum gefunden werden muß.

nem bestimmten Bereich wichtig wird, welcher sicherlich nicht auf die hier ausschließlich verwendeten Polymerschichten zutrifft [3].

4.1.1 Verwendete Nachweisreaktion

Um eine möglichst starke Sensorreaktion auf der Basis des Masseneffekts zu erhalten, ist es nötig eine Polymer/Lösungsmittel Kombination zu verwenden, die eine große Einlagerung ermöglicht. Die beiden Substanzen Polyepichlorhydrin (PECH) und Polyisobutylen (PIB) erfüllen in Bezug auf das Lösungsmittel Toluol genau diese Voraussetzung und wurden deshalb ausschließlich verwendet. Für dünne Schichten im Bereich unter 400 nm bei Zimmertemperatur und nicht zu großer Konzentration (unter einigen Tausend ppm), erhält man dann nach [17] einen *proportionalen* Zusammenhang zwischen der im Polymer eingelagerten Toluolmenge und der im zu untersuchenden Meßgas herrschenden Konzentration c_g . Da ebenfalls die Änderung der Schallgeschwindigkeit proportional zur eingelagerten Masse ist, gilt somit

$$\Delta v \sim c_g \quad (4.4)$$

wodurch eine lineares Sensorverhalten zwischen Ursache und resultierender Meßgröße zu erwarten ist.

Wie in Kapitel 7 noch ausführlich gezeigt wird, bestätigen die dort durchgeführten Messungen diesen Sachverhalt, wobei Schichtdicken von etwa 100 nm verwendet wurden. Für eine ausführliche und fundierte Diskussion des Sensorik mit Polymerfilmen wird auf die Dissertation von Jens Wagner [17] verwiesen.

4.2 Messprinzip Netzwerkanalysator

Eine einfache Möglichkeit um Änderungen der Schallgeschwindigkeit und Dämpfung meßtechnisch zu erfassen besteht in der Verwendung eines Netzwerkanalysators (Hewlett Packard 8752), dessen Funktionsweise als bekannt vorausgesetzt wird.

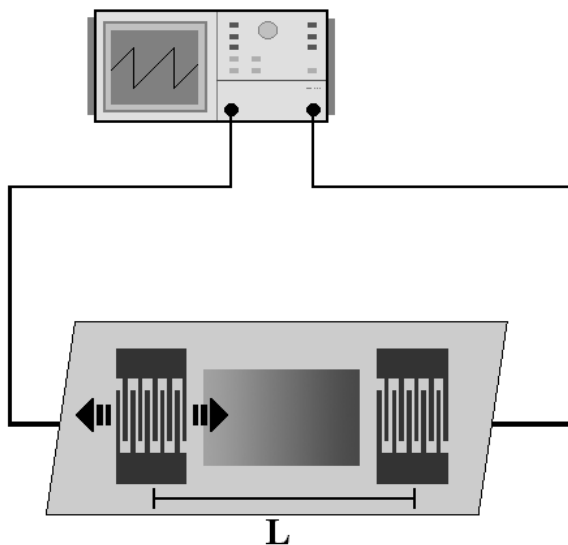


Abbildung 4.2: Zur Messung mit dem Netzwerkanalysator: Das eingespeiste CW-Signal passiert das Bauteil und wird mit dem empfangenen verglichen. Hieraus werden Phasenverschiebung und Dämpfung bestimmt.

Zweckmäßigerweise mißt man jedoch nicht die Schallgeschwindigkeit der Oberflächenwelle direkt über die *Laufzeit* des Signals, sondern wegen

$$v = \frac{\omega_0 L}{\phi} \quad (4.5)$$

und somit

$$\frac{\Delta v}{v} = -\frac{\Delta \phi}{\phi} \quad (4.6)$$

ist es günstiger die Änderung der *Phase* bei der Durchlassfrequenz $f_0 = \omega_0/2\pi$ des Bauteils zu messen, da dies vom Netzwerkanalysator wesentlich besser aufgelöst werden kann. Durch einfach Umformung erhält man dann

$$\frac{\Delta v}{v_0} = \frac{\Delta \phi}{360L} \lambda_0, \quad (4.7)$$

wobei L die Länge der Laufstrecke, λ_0 die Grundwellenlänge des Bauteils und $\Delta \phi$ die vom Netzwerkanalysator ausgegebene Phase (im Gradmaß) bezeichnen. Zusätzlich besteht die Möglichkeit die Dämpfung des Bauteils zu bestimmen. Der gemessene Wert wird in Dezibel ausgegeben.

Ein Vorteil dieser Meßmethode besteht in der Möglichkeit, auch stark übersprechende Bauteile (z.B. Bauteile mit induktiver Ankopplung) zu untersuchen und die verschiedenen Sensorreaktionen studieren zu können. Das Auflösungsvermögen erreicht zwar nicht ganz den Wert später vorgestellter Meßmethoden (eine Übersicht erfolgt in Kapitel 7.3), besitzt jedoch die gleiche Größenordnung.

Nachteilig wirkt sich vor allem der mit der Anschaffung des Gerätes nicht zu unterschätzende Kostenaufwand aus. Auch macht es Größe, Gewicht und benötigte Netzspannung für den handlichen Gebrauch gänzlich ungeeignet.

4.3 Messprinzip Oszillator

Wesentlich eleganter kann die Änderung der Schallgeschwindigkeit bestimmt werden, indem man sich die Filter- und Laufzeiteigenschaften der OFW-Bauteile für den Betrieb einer Oszillatorschaltung zu Nutze macht [18].

Abbildung 4.3 verdeutlicht das Prinzip. Das am Empfangs-IDT aufgenommene Signal wird verstärkt und wieder auf den Sende-IDT zurückgeführt. Übertrifft die Verstärkung $G(\omega)$ die Dämpfung des Bauteils $A(\omega)$, d.h. beträgt die Gesamtverstärkung im Oszillatorkreis

$$A(\omega)D(\omega) \geq 1, \quad (\text{Amplitudenbedingung}) \quad (4.8)$$

so genügt bereits ein (immer vorhandenes) Rauschen um dessen Amplitude bis zur Sättigung des Verstärkers anwachsen zu lassen.

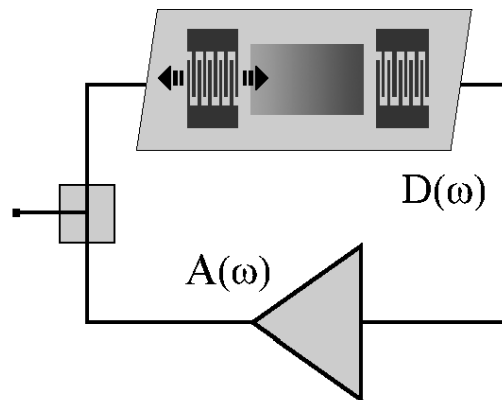


Abbildung 4.3: Oszillatorkreis, bestehend aus einem Verstärker und einem OFW-Bauteil als frequenzbestimmendem Glied. Die Verstärkung $A(\omega)$ muß groß genug sein die Dämpfung der Welle $D(\omega)$ bei der Oszillationsfrequenz auszugleichen.

Eine Oszillation kann sich jedoch nur für solche Frequenzen ausbilden, deren Amplituden sich beim Umlauf im Oszillator durch konstruktive Interferenz überlagert, d.h. deren Phasenänderung bei einem Umlauf ein vielfaches von 2π beträgt

$$\Delta\phi = \omega\tau + \phi_0 = 2\pi m \quad (\text{Phasenbedingung}), \quad (4.9)$$

wobei τ die Verzögerungszeit des OFW-Bauteils und ϕ_0 die Phasenverschiebung der Kabel und des Verstärkers bezeichnen. Durch Umformung erhält man hieraus die möglichen Oszillatormoden

$$f_m = \frac{1}{\tau} \left(m - \frac{\phi_0}{2\pi} \right), \quad (4.10)$$

welche alle den jeweils gleiche Modenabstand

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} \quad (4.11)$$

besitzen. Amplituden- und Phasenbedingung beschränken die möglichen Oszillationsfrequenzen auf diskrete Werte (Abbildung 4.4).

Aufgrund von

$$\tau = \frac{L}{v} \quad (4.12)$$

hat eine Änderung der Phasengeschwindigkeit der Welle, Auswirkungen auf ihre Laufzeit τ . Es kommt im Falle einer Sensorreaktion folglich zu einer Verschiebung Δf der Oszillationsfrequenz f , die nun als Meßgröße ausgewertet werden kann.

$$f_m = \frac{v_0}{L} \left(m - \frac{\phi_0}{2\pi} \right) \quad \Leftrightarrow \quad \frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta v}{v} \quad (4.13)$$

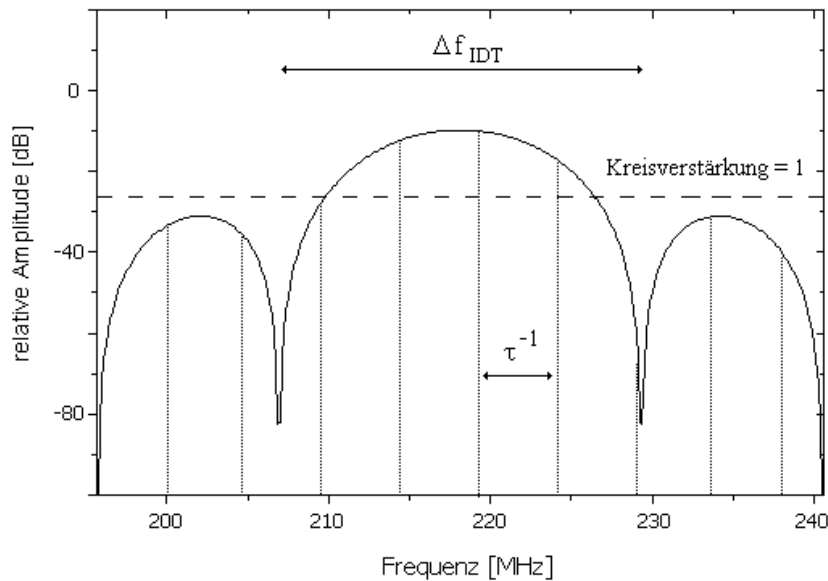


Abbildung 4.4: Theoretischer Durchlassbereich eines OFW-Bauteils und eingezeichnete Oszilatormoden (senkrechte Linien). Auf allen Moden mit einer Kreisverstärkung ≥ 1 kann sich eine Oszillation ausbilden.

Im praktischen Betrieb zeigen solche OFW-Oszillatoren sehr gute Frequenzstabilitäten, so daß mit ihnen sensorische Messungen höchster Auflösung durchgeführt werden können (vgl. Gegenüberstellung verschiedener Meßmethoden in Kapitel 7.3). Da es dann nötig wird, die typisch im Bereich von 100 MHz bis 500 MHz liegende Oszillationsfrequenz bis zu einer Genauigkeit von $\Delta f/f \approx 10^{-9}$ zu erfassen, führt dies wiederum zur Anschaffung eines hochwertigen und nicht unbedingt billigen Frequenzzählers.

Eine weitere, sehr störende Eigenschaft dieser Oszillatoren ist das mögliche Auftreten von „Modensprüngen“. Hierunter versteht man einen plötzlichen Wechsel der Oszillationsfrequenz zu einer benachbarten Schwingungsmode, wie dies z.B. durch eine Erschütterung des Meßaufbaus ausgelöst werden kann. Die damit verbundene extreme Frequenzänderung beträgt etwa für ein typische Bauteil nach Abbildung 3.7a ganze 240 kHz und ist so groß, daß sämtliche sensorisch bedingten Frequenzänderungen vollständig überdeckt werden (siehe Abbildung 4.5).

Möchte man Modensprüngen vorbeugen, so muß dafür gesorgt werden daß die Amplitudenbedingung nur von einer einzigen Oszilatormode erfüllt werden kann. Idealerweise bedeutet dies, den Modenabstand Δf durch Variation der Bauteilparameter bis auf die halbe Bandbreite Δf_{IDT} des Bauteils zu vergrößern, da aufgrund von Gleichung (3.4) und (3.5) in diesem Falle sämtliche Nachbarmoden der Grundfrequenz $f_0 = v/\lambda_0$ genau die Minima der Durchlasskurve treffen und somit keinesfalls angeregt werden könnten. Aufgrund von

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} = \frac{v}{L} \quad (4.14)$$

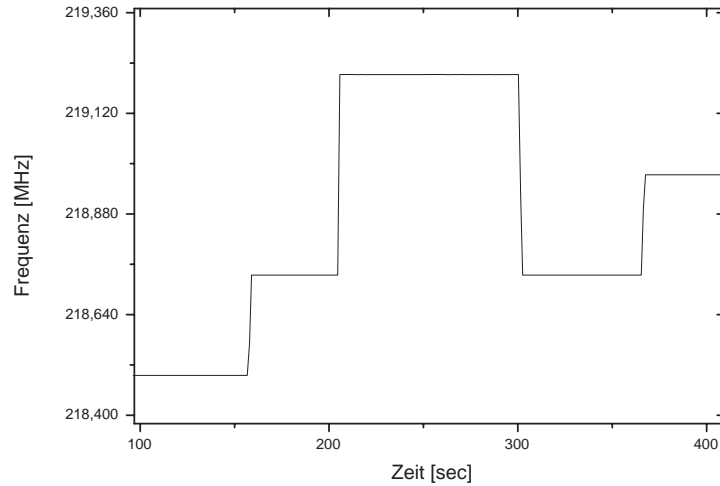


Abbildung 4.5: Mehrere Modensprünge eines OFW-Oszillators, verursacht durch Erschütterungen der Meßapparatur (Handschläge auf den tragenden Tisch). Die einzelnen Stufen betragen jeweils ein Vielfaches des Modenabstands von 240 kHz und liegen damit sechs Größenordnungen über dem für die Auflösung des Sensors relevanten Eigenrauschen der Oszillationsfrequenz.

und Gleichung (3.6)

$$\Delta f_{IDT} \approx 2 \frac{f_0}{N} \quad (4.15)$$

führt die Forderung

$$\Delta f = \frac{1}{2} \Delta f_{IDT} \quad (4.16)$$

jedoch zur Erfüllung der Bedingung

$$L \approx N \frac{v}{f_0} = N \lambda_0 = L_{IDT}, \quad (4.17)$$

oder in Worten, die Länge der Laufstrecke L muß dann gerade der IDT-Länge entsprechen! Ausgehend von einem effektiven Detektionsschwerpunkt in der IDT-Mitte ist dies jedoch nicht erfüllbar, da dann überhaupt keine fingerfreie Laufstrecke mehr vorliegt und das elektrische Übersprechen der angrenzenden Pads einen Oszillatorbetrieb unmöglich machen würde.

In der Praxis wird folglich die Anzahl der Oszillatormoden in der Bandbreite des Bauteils kaum einen Wert von etwa fünf unterschreiten können, so daß die Gefahr von Modensprüngen ein fester Bestandteil dieses Meßprinzips bleibt. Die zudem hohe Anforderung an den Frequenzzähler, die Arbeitsfrequenz von einigen Hundert MHz extrem genau zu erfassen, stellt eine weitere Hürde dar, die es im nächsten Kapitel 5 zu nehmen heist.

Kapitel 5

Modenkopplung

Wie im vorigen Kapitel erläutert wurde, gibt es für einen OFW-Oszillator aufgrund der nicht beliebig verkleinerbaren Bandbreite des Bauteils die Möglichkeit, auf verschiedenen Oszillatormoden zu schwingen. Ein Betrieb auf einer immer gleichen, fest vorgegebenen Frequenz kann deshalb nicht garantiert werden.

Eine andere Situation erhält man, wenn eine große Zahl von Schwingungsmoden, mit fester Phasenbeziehung untereinander *simultan* zur Oszillation angeregt werden [19]. Dieses Verfahren wird auf dem Gebiet der Laserphysik zur Erzeugung ultrakurzer Pulse verwendet [20], und trägt den Begriff der Modensynchronisation, oder Modenkopplung (engl. mode-locking).

5.1 Theorie der Modenkopplung

Betrachten wir zunächst die resultierende Amplitude $B(t)$ einer Überlagerung äquidistanter Moden mit Abstand $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ und fester Phasenbeziehung Φ_n um die Durchlassfrequenz des OFW-Bauteils f_0

$$B(t) = \sum_n a_n e^{i[(\omega_0 + n\Delta\omega)t + \phi_n]}. \quad (5.1)$$

Unter der Annahme gleicher Amplituden $a_n = 1$, und Phasen $\Phi_n = 0$, läßt sich die Summation analytisch ausführen, und man erhält für m Moden

$$B(t) = \sum_{n=-(m-1)/2}^{(m-1)/2} e^{i(\omega_0 + n\Delta\omega)t} = e^{i\omega_0 t} A(t) \quad (5.2)$$

d.h. es ergibt sich eine sinusförmige Trägerwelle der Trägerfrequenz f_0 , mit einer zeitabhängigen Amplitude

$$A(t) = \frac{\sin[m\Delta\omega t/2]}{\sin[\Delta\omega t/2]}. \quad (5.3)$$

Den Abstand der Hauptmaxima Δt , den Zeitpunkte maximal konstruktiver Interferenz aller Moden des Wellenpaketes¹, erhält man durch Nullsetzen des Nenners in obiger Gleichung

$$\sin[\Delta\omega\Delta t/2] = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \Delta t = \frac{1}{\Delta f}. \quad (5.4)$$

Offenbar handelt es sich bei $B(t)$ um eine Pulsfolge, deren Pulsabstand T_{Puls} aufgrund Gleichung (4.11) gerade durch die Laufzeit der Oberflächenwelle gegeben ist, und dessen Pulsfrequenz einfach dem Modenabstand entspricht

$$T_{Puls} = \tau \quad f_{Puls} = \Delta f \quad (5.5)$$

Die maximale Pulsamplitude, ergibt sich nach Gleichung (5.3) zu

$$|A(n\tau)| = m, \quad (5.6)$$

wobei n eine ganze Zahl darstellt (siehe Abbildung 5.1). Im Bereich der Laserphysik werden derartige Pulsfolgen deshalb zur Erzeugung extremer Spitzenleistungen genutzt, da z.B. für einen Farbstofflaser $m = 10^3 - 10^4$ betragen kann, ohne die Durchschnittsleistung des Lasers wesentlich zu erhöhen [24]. Da allerdings im Oszillatorkreis ein Anwachsen durch die Sättigung des Verstärkers begrenzt wird, bedeutet dies vielmehr, daß die Amplituden der Nebenmaxima im Vergleich zur kontinuierlichen CW-Oszillation bis auf den $1/m$ -ten Teil reduziert werden.

Interessant ist auch die Breite der Hauptmaxima, welche sich ebenfalls aus Gleichung (5.3) zu

$$T_{PB} = 2\frac{\tau}{m} \quad (5.7)$$

bestimmen läßt und natürlich direkt mit der Anzahl der Schwingungsmoden zusammenhängt. Je breiter die Durchlasskurve des OFW-Bauteils ausgelegt ist, d.h. je mehr Moden die Amplitudenbedingung erfüllen können, desto schärfere Pulse werden durch die kohärente Überlagerung erzeugt. Unter der Annahme, daß dies genau für alle m_{IDT} Moden im Durchlassbereich Δf_{IDT} der Fall ist, kann die Pulsbreite auch direkt mit Hilfe von Gleichung (3.6) durch die Design-Parameter des Bauteils ausgedrückt werden

$$\frac{\Delta f_{IDT}}{\Delta f} = m_{IDT} \quad \Leftrightarrow \quad T_{PB} \approx \frac{N}{f_0}, \quad (5.8)$$

wobei N wie immer die Anzahl der Fingerpaare und f_0 die Grundfrequenz $f_0 = v/\lambda_0$ des IDTs bezeichnen.

¹Die Dispersion kann innerhalb der Bandbreite des Bauteils vernachlässigt werden

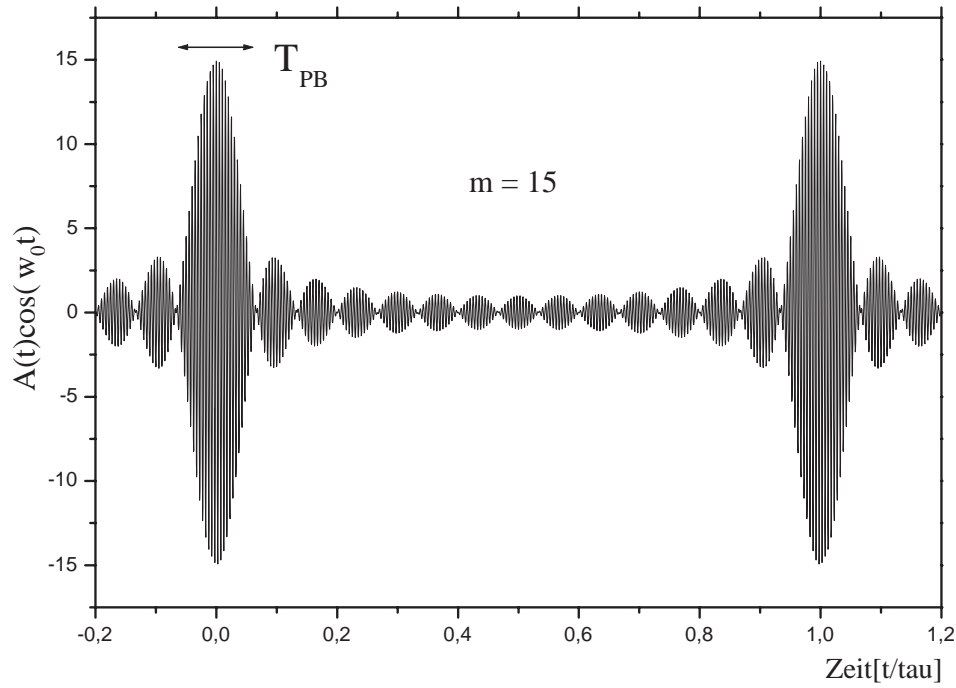


Abbildung 5.1: Beispiel einer Überlagerung von 15 äquidistanten Moden, gleicher Amplitude und Phasendifferenz. Zur besseren Veranschaulichung wurde $\omega_0/\Delta\omega = 200$ gesetzt.

5.2 Modenkopplung in der Sensorik

Mit Hilfe eines Vergleichs soll nun gezeigt werden, daß das Prinzip des modengekoppelten OFW-Oszillators ebenfalls für sensorische Zwecke herangezogen werden kann.

Aus Kapitel 4.1 ist bekannt, daß im Falle einer Nachweisreaktion der Masseneffekt mit einer Änderung der Schallgeschwindigkeit verbunden ist. Die daraus resultierende Änderung der Laufzeit der Oberflächenwelle, hat nach Gleichung (4.10) eine unmittelbare Frequenzverschiebung der Oszillatormoden zur Folge.

$$f_m \propto \frac{1}{\tau} \quad (5.9)$$

Die Pulsfrequenz f_{Puls} eines modengekoppelten Oszillators ist jedoch, wie eben gezeigt wurde, ebenfalls direkt mit der Laufzeit der Welle verknüpft, so daß nach Gleichung (5.5) der Zusammenhang

$$f_{Puls} = \frac{1}{\tau} \quad (5.10)$$

besteht. Dies verdeutlicht, daß sich auch hier die Zählung zur Bestimmung der Schallge-

schwindigkeit eignet, wobei die gleiche relative Änderung der Meßgröße, der jeweiligen Frequenz, zu erwarten ist,

$$\frac{\Delta f_m}{f_m} = \frac{\Delta f_{Puls}}{f_{Puls}} = \frac{\Delta v}{v}. \quad (5.11)$$

Der große Vorteil der Puls-Oszillation, manifestiert sich durch einen Blick auf das bestehende Frequenzverhältnis zum CW-Oszillator

$$\frac{f_{Puls}}{f_m} = \frac{1}{\tau f_m} = \frac{\lambda_m}{L} \approx \frac{1}{1000}, \quad (5.12)$$

für die hier typischerweise verwendeten Bauteile mit $\lambda_m \approx \lambda_0 = 16 \mu m$ und $L = 1,5 \text{ cm}$. Es zeigt, daß der Einsatz eines modengekoppelten Oszillators eine Transformation der Messfrequenz von ursprünglich einigen Hundert MHz, in den bequemen kHz Bereich zur Folge hat. Dies ist eine ganz wichtige Eigenschaft, da hiermit eine erhebliche Senkung der Anforderungen (und auch Kosten!) an den verwendeten Zähler verbunden ist. Da dessen Abmessungen, im Vergleich zu denen der eigentlichen Meßzelle, ausschlaggebend für den benötigten Platzbedarf des Sensors sind, bedeutet seine Ersetzung durch einfache integrierte Schaltungen einen weiteren Schritt in Richtung praxisnahen Einsatz. Zusätzlich dazu, sind auch die störenden Modensprünge der CW-Oszillatoren nicht mehr möglich, da der Puls-Oszillator bereits von Grund auf auf allen anregbaren Moden schwingt.

5.3 Erzeugung der Modenkopplung

Möchte man den Zustand der Modenkopplung herbeiführen, so stellt sich die Aufgabe, möglichst viele Oszillatormoden mit *konstanter* Phasendifferenz anzuregen. Hierfür stehen mehrere Methoden zur Verfügung, von denen nur die beiden wichtigsten vorgestellt werden. Zum einen ist es möglich, die Synchronisation der Moden durch äußere Einwirkung zu erzwingen (aktive Modenkopplung), weitaus eleganten wäre jedoch der Fall, wenn sie durch Modifikation des Oszillators von selbst zustandekommen würde (passive Modenkopplung).

5.3.1 Aktive Modenkopplung

Von aktiver Modenkopplung spricht man, wenn die Amplitude einer Schwingung durch ein externes Signal moduliert wird (auf dem Gebiet der Laserphysik z.B. mit Hilfe akustooptischer Modulatoren oder Kerr-Zellen [21]). Beim OFW-Oszillator, kann dies etwa durch eine Variation der Verstärkung oder durch ein steuerbares Dämpfungsglied bewirkt werden. Als Folge ergeben sich nun im Frequenzraum Seitenbänder, d.h. es werden zusätzliche Oszillatormoden angeregt. Das resultierende Signal wird nun wiederum moduliert und erzeugt weitere Nebenmoden u.s.w. (siehe Abbildung 5.2). Genaugenommen handelt es sich folglich nicht um eine Modenkopplung, sondern mehr um eine „Modenanregung“, da ständig Energie von der Hauptmode auf benachbarte transferiert wird.

Die Filtereigenschaft des Bauteils, wird dies jedoch auf den Durchlassbereich begrenzen. Stimmt die Frequenz des externen Modulators mit der Pulsfrequenz überein, so erhält man als Ergebnis eine Pulsfolge, deren Pulsabstand wie diskutiert von der Laufzeit der Welle, bzw. dessen Pulsbreite von der Anzahl der Moden d.h. von der Bandbreite des Bauteils bestimmt wird.

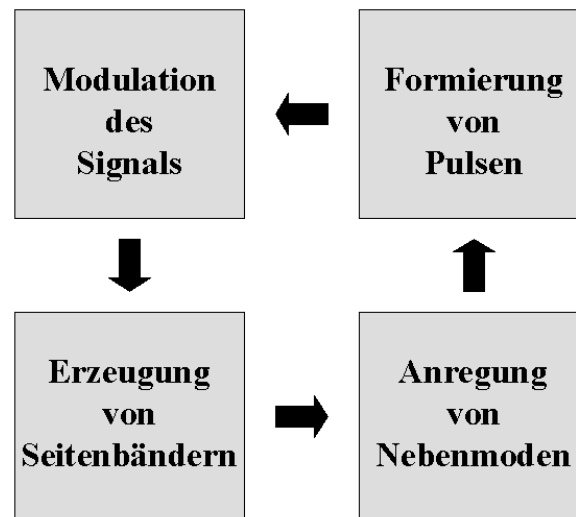


Abbildung 5.2: Blockschema des resultierenden Kreisprozesses bei der Modensynchronisation. Die Schärfung der Pulse wird erst durch die Bandbreite des verwendeten OFW-Bauteils begrenzt.

Im Extremfall wäre es auch möglich, einen HF-Schalter bzw. Unterbrecher in den Oszillatorkreis einzufügen. Da nun eine kontinuierliche CW-Schwingung nicht mehr möglich ist, bleibt als einziger stabiler Zustand nur die Modenkopplung übrig². Die steilen Schaltflanken würden dann Seitenbänder verursachen, und durch das „Zurechtschneiden“ der Pulse eine Phasenwanderung verhindern. In der Praxis zeigt sich jedoch, daß dies mit einiger Schwierigkeit verbunden ist, da dann die Unterbrechungsfrequenz sehr genau der Umlaufzeit des Pulses entsprechen müßte!

Unter aktiver Modenkopplung könnte man außerdem verstehen, einen Puls zu generieren und in den Oszillatorkreis einzukoppeln. Nach einem vollständigen Umlauf bräuchte man nur seine Ankunft abzufangen um erneut einen Puls auszusenden u.s.w. Diesem Verfahren wird in [22], [23] beschrieben und bezeichnet einen selbsttriggernden Pulsgenerator. Hierbei handelt es sich jedoch nicht um *wahre* Modenkopplung, da es zu keiner Zeit zur Ausbildung kontinuierlich schwingender Moden kommt. Es wurde deshalb nicht untersucht.

²Ein umlaufender Puls würde im Falle richtig gewählter Unterbrechungsfrequenz den Schalter nicht „bemerken“.

5.3.2 Passive Modenkopplung

Bei der Methode der passiven Modenkopplung wird eine Nichtlinearität in den Oszilatorkreis eingebracht³. Auf diese Weise werden kleinere Amplituden fast vollständig unterdrückt, während größere ungehindert passieren, oder im Spezialfall noch verstärkt werden können (Abbildung 5.3). Genauso wie bei der aktiven Modenkopplung, hat dies die Anregung von Nachbarmoden, eine Modulation der Schwingung und letztlich die Ausbildung von Pulsen zur Folge⁴. Da das System nicht in der Lage ist von selbst anzuschwingen, muß für eine ausreichend große Amplitude zu Beginn der Oszillation gesorgt werden.

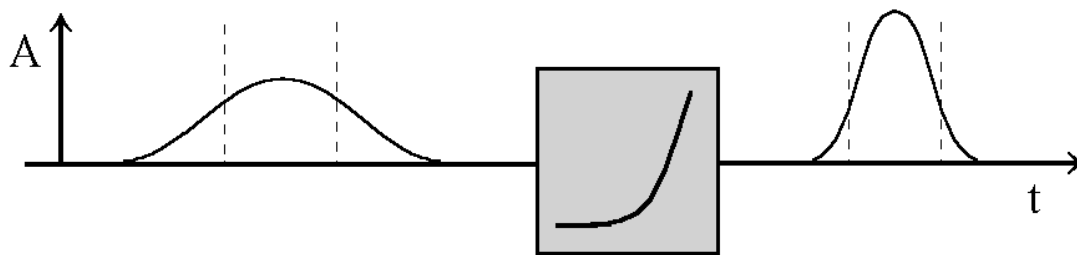


Abbildung 5.3: Ein Puls beim Passieren einer Nichtlinearität. Er geht aus dem Prozess geschärft hervor (die senkrechten Linien kennzeichnen die Stellen gleichbleibender Amplitude).

Der große Vorteil dieser Methode besteht darin, daß Pulse die sich einmal ausgebildet haben mit jedem Umlauf neu geschärft werden, und das System demzufolge *eigenstabil* ist. Das Prinzip der passiven Modenkopplung ist deshalb in der vorliegenden Arbeit fast ausschließlich verwendet worden.

Ein Beispiel zum zeitlichen Verlauf einer realisierten Pulsoszillation liefert Abbildung 5.4. Abbildung 5.5 zeigt ein erzeugtes Spektrum. Als Resultat der Modenkopplung sind Moden angeregt, obwohl die Einhaltung der Amplitudenbedingung (4.8) dies beim einfachen OFW-Oszillator streng verbieten würde!⁵ Das nächste Kapitel wird sich dem konkreten Aufbau verschiedener Puls-Oszillatoren widmen.

³Die Laserphysik verwendet für die passive Modenkopplung einen Sättigbaren Absorber [24]

⁴Ein Beispiel für einen passiv-modengekoppelten Pulsgenerator mit externer („aktiver“) PLL-Stabilisierung findet sich in [25]

⁵Für eine theoretische Untersuchung des Multimoden-Betriebs von Oszillatoren, siehe [26]

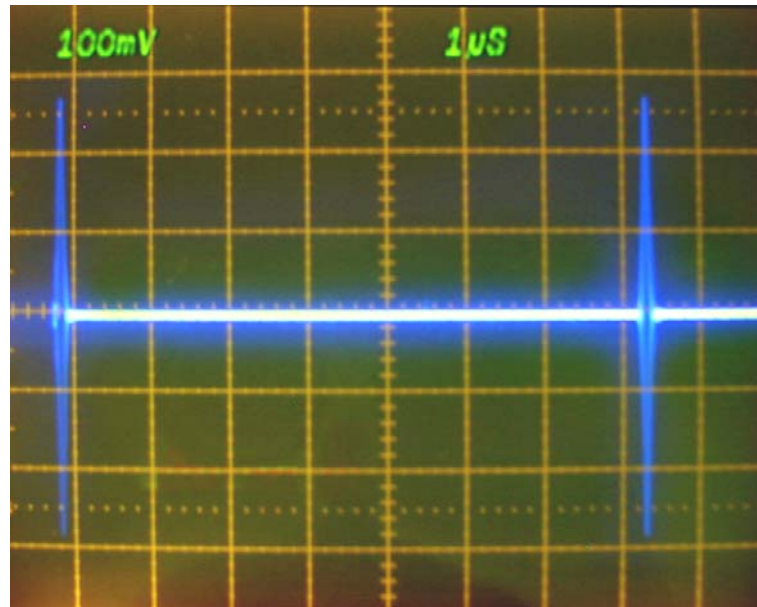


Abbildung 5.4: Ausschnitt einer erzeugten Pulsfolge (Bauteil: Abbildung 3.7c). Die phasengleiche Überlagerung einer großen Zahl von angeregten Oszillatormoden führt zur Ausbildung eines scharf fokussierten Wellenpaketes.

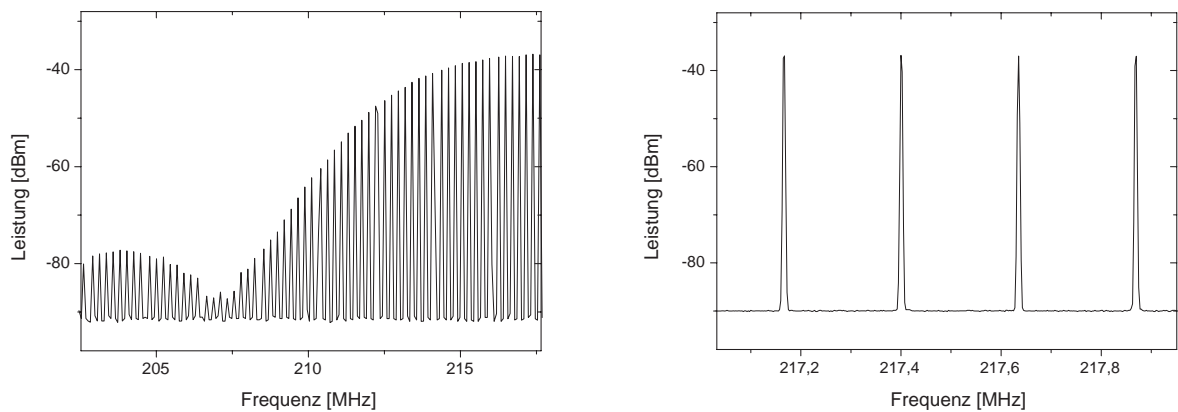


Abbildung 5.5: Spektrum eines passiv-modengekoppelten OFW-Oszillators (Bauteil: Abbildung 3.7b). Links: Bereich um das erste Minimum der Durchlasskurve; sämtliche Moden sind angeregt (man beachte die Leistungsskala). Rechts: Vergrößerter Ausschnitt des Hauptmaximums; der Oszillator schwingt ausschließlich bei den Frequenzen die die Phasenbedingung erfüllen.

Kapitel 6

Entwicklung der Elektronik

Es wurde beschrieben, daß eine Kopplung mehrerer Oszillatormoden durch verschiedene Mechanismen erreicht werden kann. Für die praktische Realisierung muß man sich nun überlegen, durch welche elektronischen Bauelemente und Schaltungen die gewünschten Effekte tatsächlich auch verwirklicht werden können. Das folgende Kapitel widmet sich diesem Thema und dient vor allem auch der Dokumentation.

6.1 Verstärker

Als wichtige Komponente wird zunächst ein Verstärker benötigt. Er sollte in der Lage sein, bei den für OFW-Oszillatoren typischen Frequenzen von einigen hundert MHz noch eine genügend große Verstärkung bei geringem Rauschen aufzuweisen. Da nach [27] das Frequenzrauschen eines Ein-Moden-Oszillators mit steigender Oszillatorleistung sinkt, sollte außerdem die maximale Ausgangsleistung des Verstärkers nicht zu klein sein (besser +10 dBm).

6.1.1 MMIC-Verstärker

Alle diese Bedingungen erfüllen bestimmte Typen der Klasse der MMIC-Verstärker (englisch: **M**icrowave **M**onolithic **I**ntegrated **C**ircuit), bei denen es sich um kleine, beschaltungsarme Bauelemente handelt, welche die Möglichkeit bieten die Verstärkung in geringem Maße über den Betriebsstrom zu variieren (siehe Abbildung 6.1). Es gibt sie in einer breiten Vielfalt zu kaufen, bei Preisen von typisch unter 5 Euro, weshalb bei dem Design eigener Schaltungen ausschließlich auf diese Art zurückgegriffen wurde. Auf speziell zu achtende Dinge bei der Entwicklung HF-tauglicher Schaltungen (stabile Massebeziehung, HF-dichtes Gehäuse,...) soll hier nicht weiter eingegangen werden.

6.1.2 Andere Verstärker

Zusätzlich zu obigen MMICs wurde außerdem noch ein laboreigenes kommerzielles Gerät der Firma Watkins (Typ: Watkins-Johnson 6203-443) verwendet, bei dem es sich um

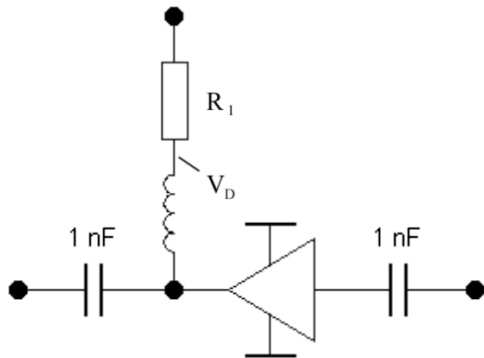


Abbildung 6.1: *Typische Beschaltung eines MMIC Verstärkers [28]; der benötigte Strom wird dem Verstärker über R_1 zugeführt. V_D kennzeichnet den Meßpunkt der sich daraus ergebenden Betriebsspannung. Eine Induktivität von etwa 100 nH sorgt außerdem dafür, daß keine Hochfrequenz die Stromversorgung erreichen kann.*

einen HF-Verstärker mit 17 dB Verstärkung bei einer maximalen Ausgangsleistung von etwa 22 dBm handelt. Die Grenzfrequenz des Verstärkers liegt über 1300 MHz.

6.2 Aktive Modenkopplung

Möchte man bei einem Oszillator eine aktive Kopplung der einzelnen Moden nach Kapitel 5.3.1 erreichen, so ist es nötig die Amplitude der Schwingung mit Hilfe eines externen Modulators periodisch zu variieren. Zu diesem Zweck wurde ein schneller HF-Schalter verwendet.

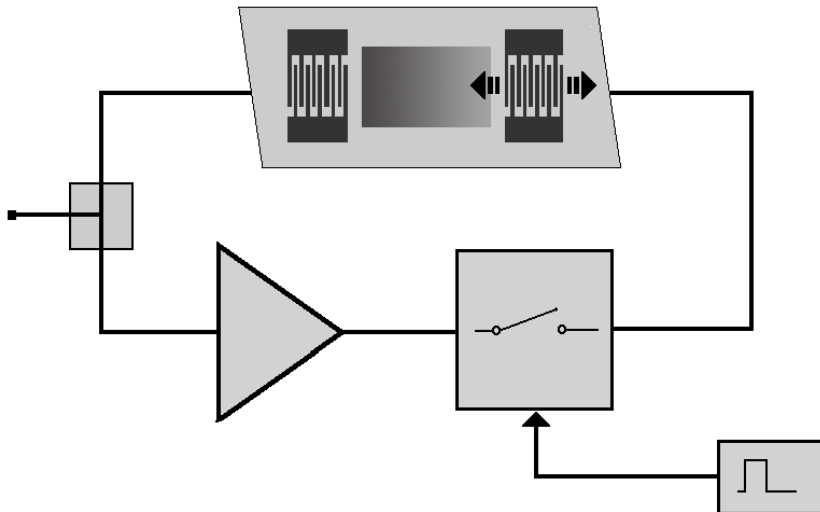


Abbildung 6.2: *Anordnung zur Realisierung der aktiven Modenkopplung. OFW-Bauteil und Verstärker (Typ: INA-02186) bilden den Oszillatorkreis; ein Funktionsgenerator liefert dem Schalter (General Microwave, Typ: MOD-DM864) das benötigte Steuersignal. Die Auskopplung der Pulse erfolgt durch einen Leistungsteiler (Typ: Anzac T-1000).*

Den kompletten Aufbau zeigt Abbildung 6.2. Nach Inbetriebnahme der Anordnung muß zunächst die Schaltfrequenz fein auf die Umlaufzeit im Oszillatorkreis abgestimmt werden. Die periodische Unterbrechung des Oszillatorkreises führt dann zur Ausbildung

einer Folge scharf begrenzter Wellenpakete, deren Abstand genau der Laufzeit der Oberflächenwelle entspricht¹ (Abbildung 6.3).

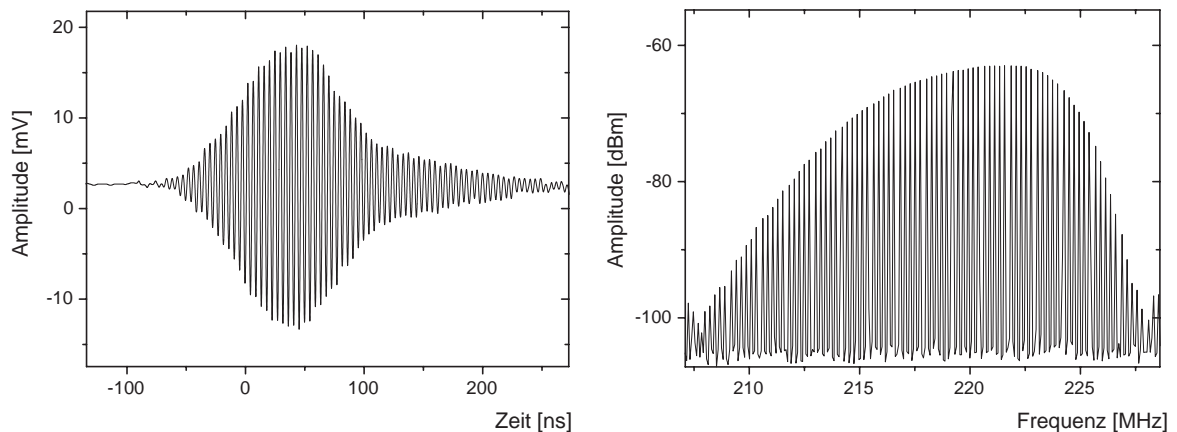


Abbildung 6.3: Pulsform und Spektrum eines aktiv-modengekoppelten Oszillators (Bauteil, Abbildung 3.7a, 20 Fingerpaare). Links: Im Zeitbereich um den Puls wird die zugrundeliegende Hochfrequenz von 218 MHz erkennbar. Rechts: Im Durchlassbereich sind sämtliche Moden angeregt.

Das rechte Bild zeigt das zugehörige Spektrum. Es enthält der Voraussage nach eine große Zahl angeregter Oszillatormoden und entspricht mit etwa 20 MHz Breite gut dem theoretischen Wert für die Durchlasskurve des verwendeten OFW-Bauteils von 21.8 MHz (Gleichung (3.6)).

Allerdings muß hinzugefügt werden, daß die Ausbildung der Pulsfolge nicht nur von der richtigen Schaltfrequenz, sondern auch empfindlich von dem *Tastverhältnis* des zur Steuerung des Schalters verwendeten Rechtecksignals abhängt. Bereits geringe Abweichungen, von dem experimentell ermittelten Wert von 20 %, führen hier zu einem Zusammenbruch der Pulsoszillation oder zu starken Verfremdungen von Pulsform und Spektrum.

Ein weiterer Nachteil besteht darin, daß die Pulsfrequenz dem System notwendigerweise *aufgezwungen* wird. Sensorische Messungen, die zu einer Veränderung der Schallgeschwindigkeit und damit zu einer Verschiebung der Frequenz führen sollen sind folglich nicht möglich. Er ließe sich jedoch enorm verbessern, wenn es gelänge die ausgekoppelten Pulse direkt in Steuersignale für den Schalter zu konvertieren. Der Oszillator würde sich dann selbst triggern, und lediglich einen Startpuls zum Anschwingen benötigen.

Weitere Experimente in diese Richtung wurden jedoch beendet, und sich im restlichen Teil der vorliegenden Arbeit ausschließlich auf die *passive* Modenkopplung konzentriert.

¹Von der Laufzeit des Signals durch die benötigten Kabel soll abgesehen werden.

6.3 Passive Modenkopplung

Der Schwerpunkt dieser Arbeit lag in der Entwicklung eines OFW-Pulsoszillators, auf dem Prinzip der passiven Modenkopplung. Da zu diesem Thema nur wenig Literatur vorhanden ist, mußte ein Großteil der Elektronik selbst entwickelt werden. Im folgenden werden die hierfür benötigten Einzelkomponenten näher beschrieben.

6.3.1 Expanderschaltungen

Zunächst soll nochmals der Fall betrachtet werden, bei dem ein beliebiges Signal eine Nichtlinearität passiert. Diese Nichtlinearität sollte dabei so geartet sein, daß vergleichsweise kleine Signalamplituden stets mehr gedämpft werden als größere, so daß es bildlich gesprochen zu einer „Streckung“ (englisch: expand) des Signals kommt (vgl. Abb 5.3). In der Praxis existieren die verschiedensten Möglichkeiten obengenannten Effekt elektronisch zu realisieren [29] [30], von denen auch viele ausprobiert und analysiert wurden. An dieser Stelle nur der Teil der Schaltungen erwähnt werden, welche sich als am zweckmäßigsten herausgestellt haben.

Diodenexpander

Offenbar weist z.B. die uns wohlbekannte Kennlinie eines pn-Halbleiterübergangs, die einer Halbleiterdiode, in einem bestimmten Kennlinienbereich genau das gewünschte Signalverhalten auf (siehe Abbildung 6.4). Es liegt folglich nahe, beim Design eines sogenannten „Signal-Expanders“ eine Diode als Herzstück zu verwenden.

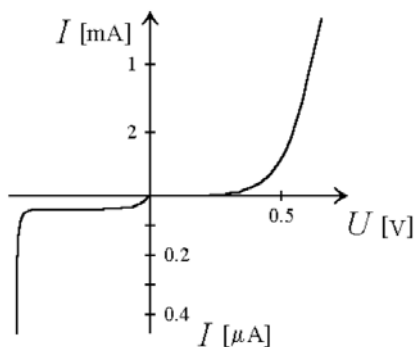


Abbildung 6.4: *Strom-Spannungskennlinie einer Kleinsignaldiode. Man beachte die verschiedenen Maßstäbe (der Zener-Durchbruchbereich bei negativen Spannungen soll hier nicht diskutiert werden, da er erst bei bedeutend größeren Amplituden als den hier typisch verwendeten relevant wird).*

Die Kennlinie läßt sich in dem für uns wichtigem Bereich mathematisch beschreiben durch

$$I(U) = I_S(e^{eU/kT} - 1) \quad (6.1)$$

wobei $I_S \approx 10^{-12} \dots 10^{-6}$ den (vernachlässigbaren) Sättigungsstrom in Sperrichtung darstellt. Im Durchlassbereich fließt je nach Diodentyp erst ab einer Durchlassspannung von $U \approx 0,3 \dots 0,4$ V (Schottky) bzw. $U \approx 0,6 \dots 0,7$ V (Siliziumdiode) ein nennenswerter

Strom, wobei alle Bereiche oberhalb der Schwellspannung weitgehend ungehindert passieren, während alle Signale unterhalb unterdrückt werden. Dies entspricht genau dem gewünschten Effekt.

Einen ersten Ansatz zeigt die Schaltung nach Abbildung 6.5. Das Signal wird durch die beiden Kondensatoren C_1 und C_2 ein- und ausgekoppelt. Die beiden Widerstände R_1 und R_2 sorgen für feste Potentialverhältnisse an der Diode und legen die Ein- und Ausgangsimpedanz auf etwa 50 Ohm fest.

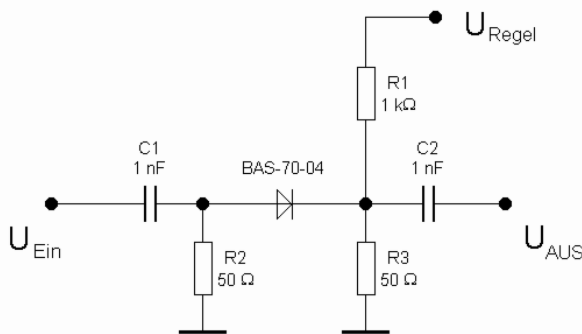


Abbildung 6.5: Einfacher Diodenexpander mit regelbarer Durchlasschwelle.

Zusätzlich dazu kann das Gleichspannungspotential an der Kathode über eine Regelspannung an R_3 variiert werden, wodurch es möglich ist, die Durchlasschwelle für das eingekoppelte Signal zu verändern und auf verschiedene Signalhöhen anzupassen. Insgesamt stellt die Schaltung somit einen regelbaren Signal-Expander dar.

Abbildung 6.6 zeigt die zugehörige Kennlinie der Schaltung für ein CW-Signal von 220 MHz, bei verschiedenen Regelspannungen U_{Regel} . Man erkennt das Ansteigen der Ausgangsamplitude für größere Eingangsleistungen².

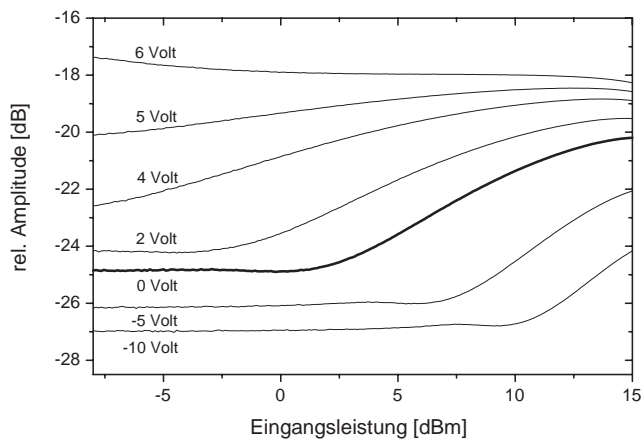


Abbildung 6.6: Verhältnis Ausgangs/Eingangsleistung der Schaltung nach Abbildung 6.5 für $f_{CW} = 220 \text{ MHz}$ und verschiedenen Regelspannungen U_{Regel} . Für größere Signale verringert sich die Dämpfung der Schaltung.

²Die Kennlinie einer vollkommen linearen Schaltung würde in dieser Auftragung einfach einer waagerechten Linie entsprechen

In der Praxis zeigte sich jedoch, daß sowohl der Anstieg des Signals (max 1 dB pro 1 dBm Leistungszunahme im Durchlassbereich), als auch die Regeldynamik im Vergleich zu späteren Schaltungen relativ schwach sind, so daß sich diese Schaltung bei der Konstruktion eines Pulsgenerators nicht als zufriedenstellend erwiesen hat.

Der Grund dafür liegt in den Eigenschaften der Diode selbst, wie man sich durch einen Blick auf das Wechselstromersatzschaltbild[31] klarmachen kann (Abbildung 6.7). Es zeigt, daß man zusätzlich zu den eigentlichen Diodeneigenschaften auch noch ihre Sperrschichtkapazität C_{SP} sowie ihren pn-Bahn-Widerstand R_B (einige pF bzw. einige Ohm, je nach Typ) beachten muß. Für Frequenzen ab einigen hundert MHz, wandeln sich folglich die Eigenschaften einer Diode immer mehr in Richtung eines Ohmschen Widerstandes und zeigen somit ein lineares Verhalten in Bezug auf Eingangs-/Ausgangsleistung bei einer bestimmten Frequenz.

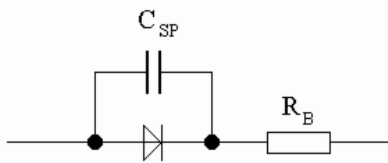


Abbildung 6.7: Vereinfachtes Wechselstromersatzschaltbild einer Diode. Die Kapazität der Sperrschicht und der endliche Bahnwiderstand des pn-Übergangs müssen berücksichtigt werden.

Diesen störenden Effekt kann man recht einfach umgehen, indem das „Nebensignal“ phasen- und amplitudenrichtig kompensiert wird. Dazu muß man nur einen Teil des Eingangssignals *nicht* durch die Diode, sondern um 180 Grad phasenverschoben durch ein RC-Glied leiten, welches genau die Eigenschaften des „RC-Gliedes“ der reellen Diode wiedergibt. Dieses Verfahren wurde beim Design der Schaltung in Abbildung 6.8 benutzt, welches auf [29] zurück geht. Bei richtiger Wahl von R_1 und C_1 ist es möglich, kleine Eingangssignale fast vollständig zu unterdrücken. Außerdem kann auch hier wieder über eine Regelspannung das Potential an der Kathode variiert werden, um so die Durchlasschwelle individuell zu verschieben.

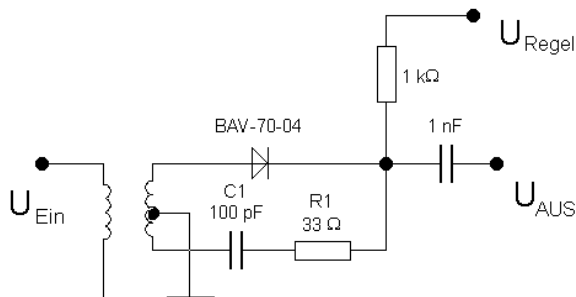


Abbildung 6.8: Diodenexpander mit Fehlerkompensation; man beachte, daß die Mitte der Spule auf Masse liegt! R_1 und C_1 müssen auf die Diodenfehler abgeglichen werden.

Vergleicht man die Durchlasskurve der Schaltung (Abbildung 6.9) mit der des Expanders ohne Kompensation, so fällt sofort die größere Dämpfung für kleine Signale und der wesentlich steilere Verlauf der Kennlinie im Durchlassbereich auf (max 4 dB pro 1 dBm

Leistungszunahme). Abbildung 6.10 zeigt einen Vergleich zweier CW-Signale, jeweils nach Durchlaufen der beiden Schaltungen im Bereich der Durchlasschwelle.

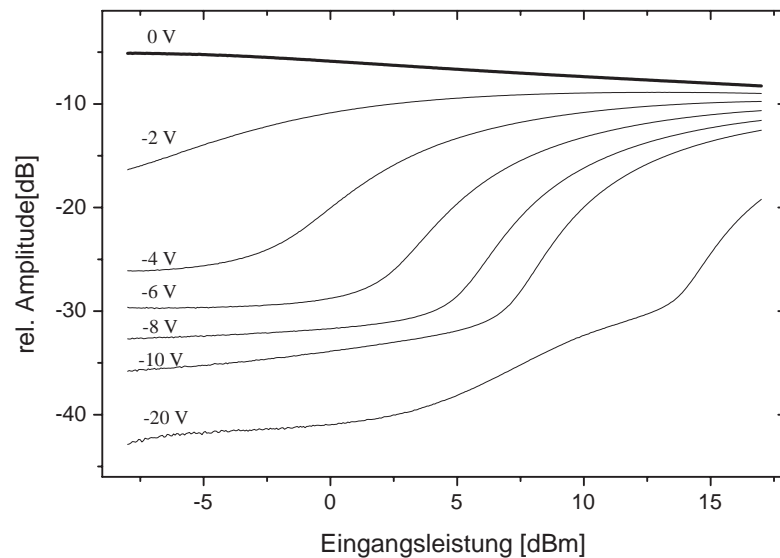


Abbildung 6.9: Durchlasskennlinien der Schaltung nach Abbildung 6.8 für $f_{CW} = 220\text{MHz}$ und verschiedenen Regelspannungen U_{Regel} . Kleinere Eingangssignale werden deutlich unterdrückt.

Aufgrund der vielen Vorteile des kompensierten Diodenexpanders gegenüber der einfachen Schaltung wurden auch die meisten Experimente mit dieser Version gemacht. Im folgenden bezieht sich „Diodenexpander“ stets auf die kompensierte Schaltung.

Nichtlineare Verstärker

Eine weitere Möglichkeit, sehr einfach ein stark nichtlineares Signalverhalten zu erreichen wird durch das Betreiben eines Verstärkers bei sehr geringer Betriebsspannung möglich. Betrachtet man die in Kapitel 6.1 vorgestellten MMICs näher, so zeigen fast alle Verstärker genau dieses Verhalten. In Abbildung 6.11 ist die Kennlinie des Types INA-02186 der Firma „Agilent Technologies“ aufgetragen, bei dem dieser Effekt besonders ausgeprägt ist. Mit sinkender Betriebsspannung verringert sich die Verstärkung, so daß es sogar zur *Dämpfung* (von etwa 20 dB) kleinerer Eingangssignale kommen kann. In diesem Zustand erkennt man für größere Eingangsleistungen eine Zunahme der relativen Amplitude, bis die maximal mögliche Verstärkung von etwa 5 dB erreicht wird (für $V_D = 1,8\text{V}$). Das gesamte Signalverhalten ist somit stark nichtlinear und hängt zudem von der Betriebsspannung ab, wodurch sich die Möglichkeit ergibt, die Schwellenspannung geringfügig zu variieren.

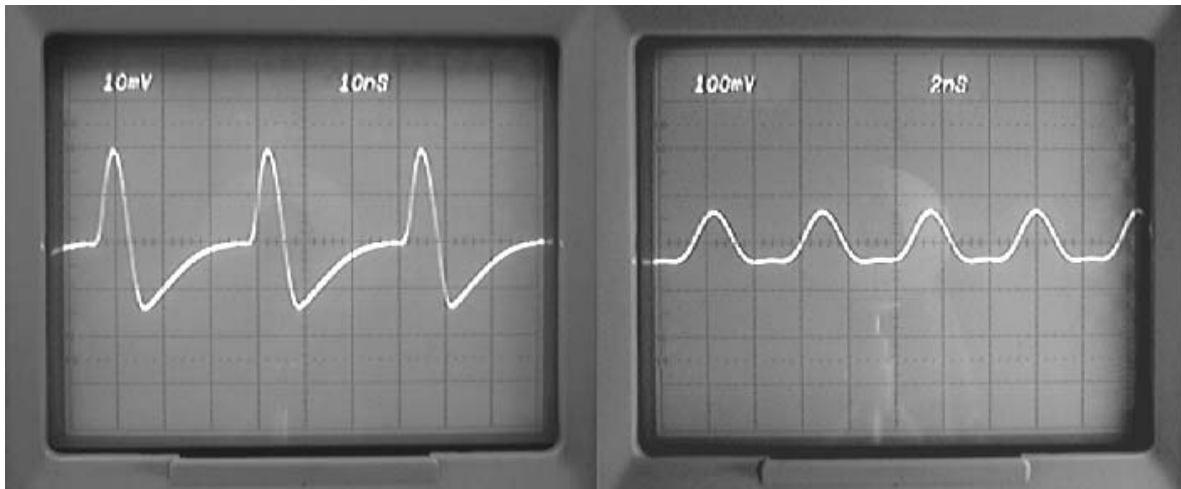


Abbildung 6.10: *Unterschiedliche Formen eines CW-Signals, nach dem Durchlaufen einer Expanderschaltung im Bereich der Durchlasschwelle. Links: Diodenexpander ohne Kompensation; bei nur 30 MHz ist das unterliegende CW-Signal deutlich zu erkennen (bei 200 MHz dominiert es völlig). Rechts: mit Kompensation (220 MHz); es werden nur die Signalspitzen übertragen.*

Da auch die Steigung der Kennlinie vergleichbar mit den Werten der Schaltung nach Abbildung 6.8 ist, hat man folglich durch die Verwendung eines solchen Verstärkers mit wenig Aufwand einen äußerst wirksamen Expander zur Hand, welcher noch eine wichtige Rolle bei der automatischen Regelung in Kapitel 6.4 spielen wird.

6.3.2 Grundprinzipien der Anordnung elektronischer Komponenten

Der Titel dieses Abschnitts mag etwas verwirren im Hinblick auf die Entwicklung einfacher Oszillatorschaltungen nach Abschnitt 4.3. Bei der Realisierung der passiven Modenkopplung muß jedoch beachtet werden, daß kennzeichnend für Verstärker und Expander nicht alleine die entsprechende Verstärkung bzw. Dämpfung eines Signals ist, sondern dazu auch noch die Abhängigkeit dieser Werte von der Signalamplitude hinzu kommt (Verstärkersättigung, Expanderschwelle). Für die Entwicklung eines Pulsengenerators auf dem Grundprinzip der passiven Modenkopplung müssen folglich mehrere Dinge beachtet werden, auf die hier kurz eingegangen wird.

Prinzip der Sättigung

Zunächst einmal gilt für einen Oszillator (und auch für einen Puls-Oszillator) die Amplitudenbedingung (4.8). Sie wird im allgemeinen dadurch erreicht, daß für die Kreisverstärkung V der Anordnung zunächst $V > 1$ gilt. Durch stetiges Anwachsen der Signalamplitude bis zum Sättigungsbereich des Verstärkers (mit dort verringerten Verstärkung), wird sie schließlich auf den Wert $V = 1$ erniedrigt. Ohne eine spezielle Verstärkungsregelung wird folglich einer der beteiligten Verstärker im Sättigungsbereich betrieben. Da

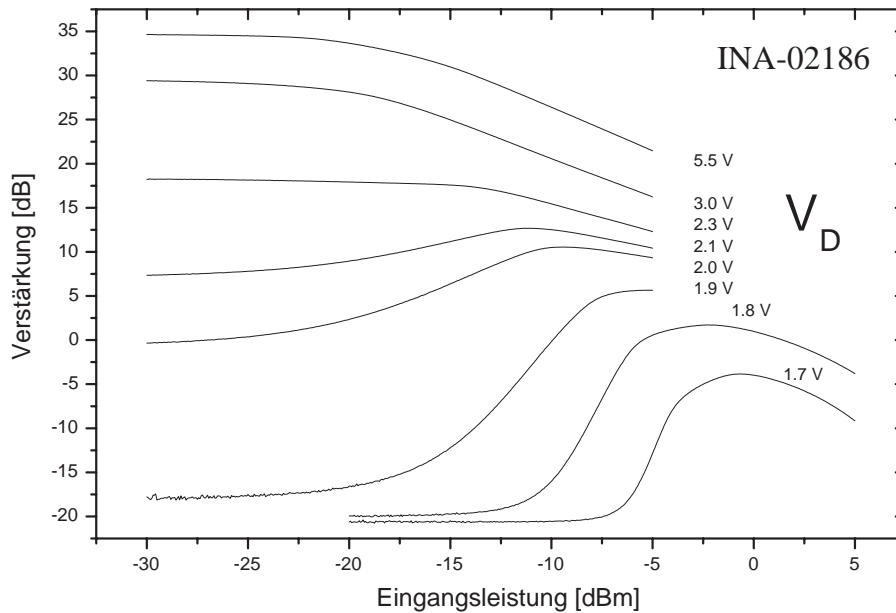


Abbildung 6.11: Kennlinien des MMIC Typ INA-02186 für $f_{CW} = 220 \text{ MHz}$ bei verschiedenen Betriebsspannungen V_D .

an seinem Ausgang jetzt ein Signal bestimmter Amplitude anliegt, sind somit auch die übrigen Signalpegel an den anderen beteiligten Elementen vorbestimmt.

Expanderschwelle

Nützlich ist obiger Effekt vor allem in Hinblick auf den verwendeten Expander. Damit er in der Lage ist einen Übergang von einer kontinuierlichen CW-Oszillation in ein periodisches Pulssignal zu bewirken, ist es notwendig das Eingangssignal mit einer ganz bestimmten Signalhöhe (leicht über der Schwelle) passieren zu lassen. Es ist somit günstig, den Expander *nach* einem Verstärker geeignet großer Sättigungsleistung zu betreiben, um so den optimalen Arbeitsbereich um die Expanderschwelle zu nutzen, Abbildung 6.12. Die Möglichkeit alle in Abschnitt 6.3.1 vorgestellten Expander in ihrer Durchlasschwelle zu variieren, erleichtert die Erfüllung dieser Bedingung.

Leistungsverstärker

Neben einem Verstärker und einem Expander wird natürlich noch das eigentliche OFW-Bauteil benötigt. Dieses kann, je nach Schicht, zusammen mit dem Expander zu einer beträchtlichen Dämpfung im Oszillatorkreis führen. In den meisten Fällen ist es daher nötig, einen zweiten Verstärker mit in die Schaltung aufzunehmen. Nach [27] würde sich

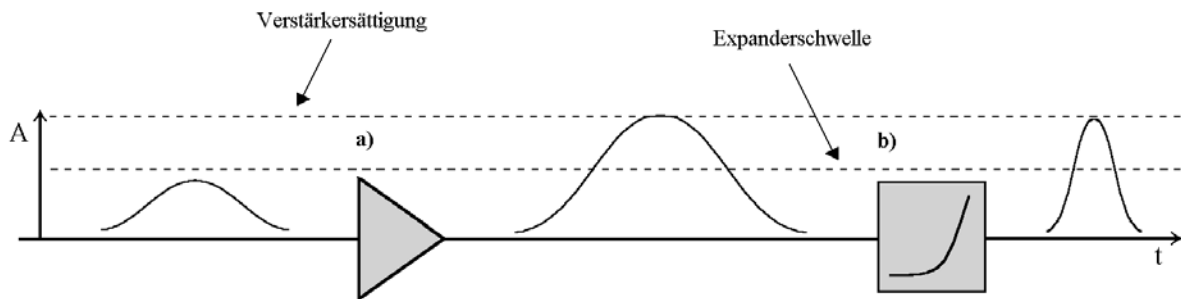


Abbildung 6.12: Ein Puls beim passieren eines Verstärkers und Expanders; er geht aus dem Prozess insgesamt geschärft hervor. a) Die Verstärkung erfolgt bis zur Sättigung des Verstärkers. b) Bei richtiger Lage der Schwelle verringert sich die Breite des Pulses.

eine sehr geringe Amplitude negativ auf das Frequenzrauschen der einzelnen Oszillatormoden, und damit sicherlich auch auf die Stabilität der Pulsfrequenz auswirken. Aus diesem Grund wird der zusätzliche Verstärker zweckmäßigerweise zwischen Expander und OFW-Bauteil geschaltet um sozusagen als „Signal-Treiber“ ein sehr starkes Absinken der Pulsamplitude zu verhindern.

Auskopplung

Um nun die Frequenz der erhaltenen Pulse genau zählen zu können, muß die amplitudenmodulierten Schwingung (denn darum handelt es sich ja, Abschnitt 5.1) noch gleichgerichtet und evtl. nachverstärkt werden. Hierbei ist auf eine möglichst steile Anstiegsflanke zu achten, so daß die Triggerschwelle des Zählers rasch durchfahren wird.

Um auf eine immer gleiche *Stelle* zu triggern, ist es außerdem von Vorteil, daß die Pulse den Oszillator mit einer möglichst „idealen“ Form wie z.B. die einer Gaußkurve verlassen. Aufgrund der Nichtlinearität der Schaltung ist dies für die Einhüllende der Schwingung allerdings nicht ohne weiteres zu erwarten.

Man kann sich jedoch die Filtereigenschaften des OFW-Bauteils sehr elegant zu Nutze machen, um die erhaltene Pulsform deutlich zu verbessern. Dazu ist es nur nötig, die Auskopplung der Pulse direkt *nach* dem OFW-Bauteil vorzunehmen. Der Puls enthält dann nur Frequenzen innerhalb der Durchlasskurve, und deren Überlagerung ergibt einen fast gaußförmigen Puls³.

Letztendlich muß das generierte Pulssignal noch aus dem Oszillator herausgeführt werden. Es sollte möglichst ohne eine direkte Beeinflussung der Schwingung, abgesehen von einer Dämpfung, erfolgen. Zu diesem Zweck haben sich Mikrowellen-Richtkoppler als vorteilhaft erwiesen, da ihre Ein- und Ausgänge sehr gut elektrisch entkoppelt sind und sich kein unnötiges Übersprechen oder Signalreflexion ergibt. Sehr praktisch wäre wohl auch ein Verstärker mit zwei Ausgängen. Eine einfachere, aber weniger wirkungsvolle Al-

³Zwar ergibt sich aus der Fouriertransformierten der Durchlasskurve zweier IDT-Strukturen mit konstantem Finger-Überlapp eine dreieckige Pulsform, in der Realität sind die erhaltenen Pulse jedoch nahezu gaußförmig

ternative stellt ein 50 Ohm Teiler, bestehend aus drei sternförmig verschalteten 17 Ohm Widerständen, dar.

Fazit

Die hier vorgestellten Prinzipien sollten einen Einblick in die Vorgehensweise bei der Entwicklung eines passiv modengekoppelten Pulsoszillators geben. Wie sich gezeigt hat, kommt es z.B. auch durchaus auf die *Reihenfolge* der verwendeten elektronischen Komponenten an. Zur besseren Übersicht ist dies nochmals in Abbildung 6.13 als Blockschaltbild dargestellt. Wie im einzelnen verfahren werden muß, hängt sicherlich auch von den speziellen Eigenschaften des verwendeten OFW-Bauteils ab. Der nächste Abschnitt wird sich der konkreten Entwicklung eines Fertiggerätes widmen.

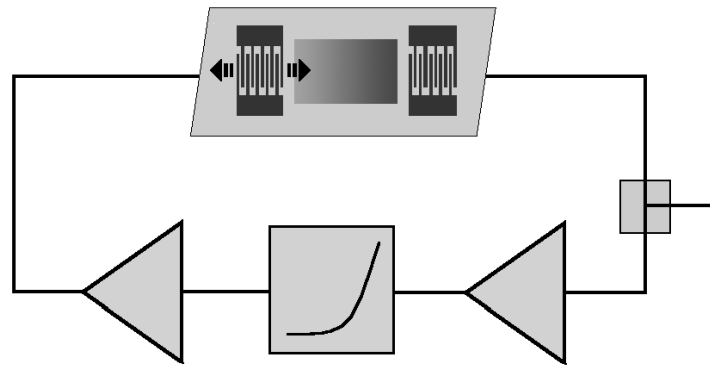


Abbildung 6.13: Mögliche Anordnung der einzelnen Komponenten eines passiv modengekoppelten Pulsoszillators.

6.3.3 Ein OFW-Pulsoszillator

Möchte man stabile und vor allem reproduzierbare Messungen durchführen, so ist der Einbau einer Schaltung in ein Gehäuse unumgänglich. Basierend auf obigen Prinzipien, wurde deshalb ein kompaktes Gerät zur Pulserzeugung entwickelt, welches hier vorgestellt wird⁴.

Aufbau

Der grundsätzliche Aufbau ist in Abbildung 6.14 dargestellt. Er erinnert stark an das Blockschema aus Abbildung 6.13 mit dem Unterschied, daß die Auskopplung des Signals nicht nach dem OFW-Bauteil, sondern bereits nach dem Expander erfolgt und mit einem einfachen 50 Ohm Teiler realisiert ist. Dies ging ursprünglich aus einem Experiment hervor, bei dem es nötig war den Ausgang des Expanders gleichzeitig mit 50 Ohm abzuschließen, wurde aber so belassen da mit dieser Schaltung sehr gute Ergebnisse erzielt

⁴Die Diskussion der mit diesem Gerät vorgenommenen Messungen wird erst in Kapitel 7 erfolgen.

wurden. Neu ist außerdem ein sogenannter „Startknopf“ durch den die Pulsoszillation in Gang gebracht werden kann.

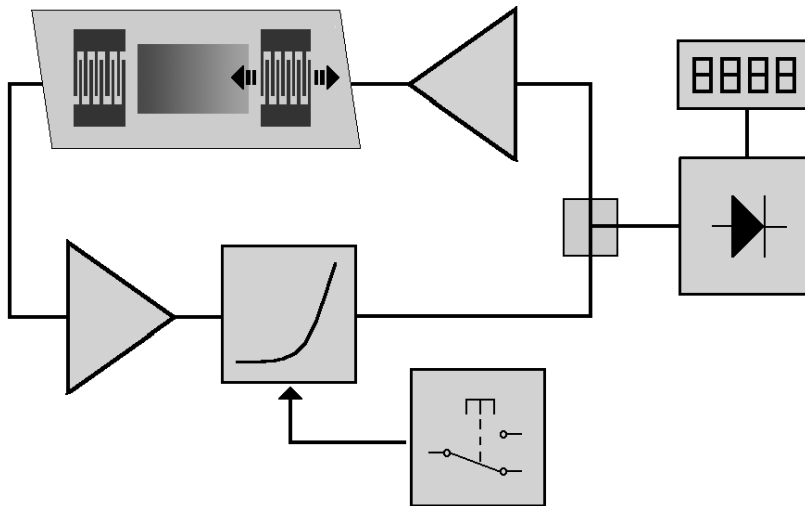


Abbildung 6.14: Blockschema des entworfenen Pulsgenerators nach dem Prinzip eines passiv modengekoppelten OFW-Oszillators.

Justierung

Obiger Startknopf bedeutet vor allem in Hinblick auf die praktische Meß-Anwendung einen deutlichen Vorteil, und zwar aus folgendem Grund:

Jedes OFW-Bauteil hat, je nach Bauart, eine unterschiedliche Einfügdämpfung, die sich auch mit Art und Dicke der sensitiven Schicht noch ändert. Verstärker und Expanderschwelle müssen auf die verschiedenen OFW-Bauteile speziell eingestellt werden. In der Praxis geht man so vor, daß zunächst die Expanderschwelle sehr niedrig gesetzt wird, ein einkommendes Signal nur wenig Dämpfung erfährt. Da jetzt nur die beiden Verstärker wirksam sind, wird sich bei genügend großer Verstärkung eine normale CW-Oszillation ausbilden. Jetzt drosselt man die Verstärkung so weit, daß die Oszillation gerade nicht abreißt. Erhöht man nun die Expanderschwelle bis an einen kritischen Punkt, wird die CW-Oszillation in eine periodische Pulsfolge übergehen. Über die Höhe der Expanderschwelle kann die Breite der Pulse geringfügig beeinflußt werden.

Problematisch ist nun, daß es bei insgesamt zu geringer Verstärkung (oder bei einer äußeren Störung der Oszillation) zu einem Abriß der Pulsfolge kommen kann, wodurch eine Teil der obigen Justierungs-Prozedur wieder von vorne beginnt.

Mit dem Startknopf ist es dagegen möglich, kurzzeitig die Kreisverstärkung stark zu erhöhen, wodurch die Pulsoszillation wieder neu in Gang gebracht wird. Sind für ein bestimmtes OFW-Bauteil die richtigen Einstellungen ermittelt, brauchen diese nun nicht mehr vor jedem Betrieb neu justiert werden, sondern können bestehen bleiben. Durch

einen einfachen Druck auf den Startknopf erhält man nun die Möglichkeit sofort mit den Messungen zu beginnen.

Schaltplan

Der vollständige Schaltplan ist in Abbildung 6.15 dargestellt. Man erkennt im unteren Bereich den Oszillatorkreis, bestehend aus den beiden MMIC-Verstärkern, der 50 Ohm Auskopplung sowie dem Diodenexpander in leicht modifizierter Form. Der obere Bereich der Schaltung dient ausschließlich der Spannungsversorgung. Das OFW-Bauteil ist nicht im Gerät enthalten, sondern befindet sich außerhalb.

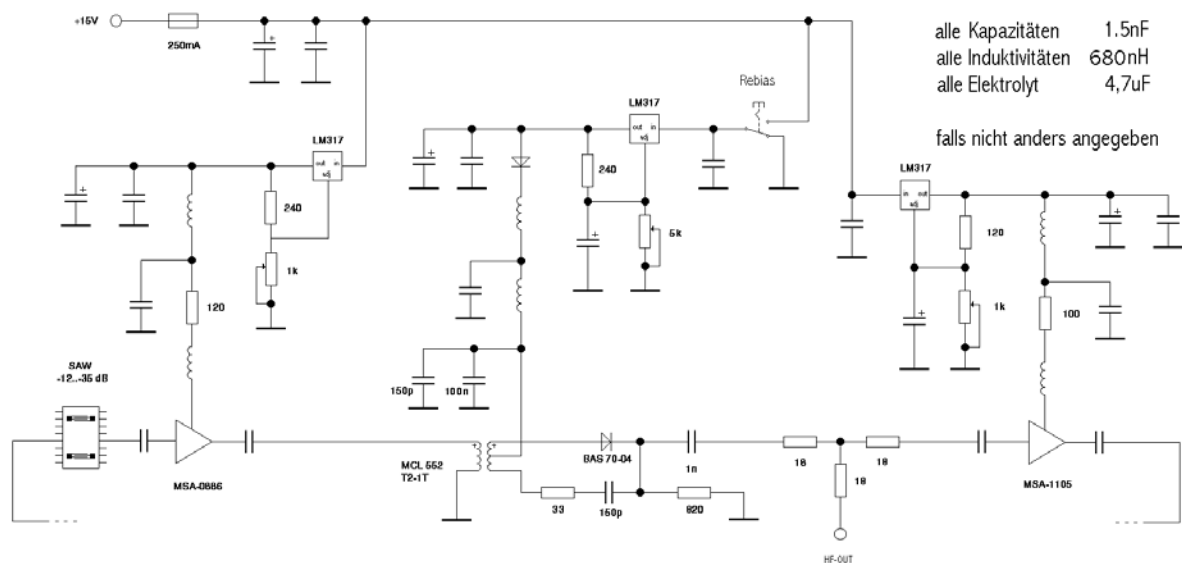


Abbildung 6.15: Vollständiger Schaltplan des entwickelten OFW-Pulsoszillators.

Position der Meßzelle

Natürlich denkt man bei „fertigen“ Geräten als erstes immer an möglichst *kleine* Dimensionen. Wünschenswert wäre es, das OFW-Bauteil gleich mit in den Pulsgenerator *hinein* zu integrieren. Bei diesem Gerät befindet es sich jedoch auf einem externen Sockel, der über SMA-Stecker fest mit dem Generator verschraubt ist. Dies bietet einige Vorteile: Zum Einen besteht nun eine wesentlich bessere Entkopplung des Bauteils von der sich erwärmenden Elektronik. Zum Anderen bietet eine externe Meßzelle außerdem den Vorteil einer *gasdichten* Trennung, wodurch die Elektronik vor evtl. aggressiven nachzuweisenden Substanzen (z.B. Lösungsmitteldämpfen) besser geschützt ist. Zu guter Letzt ist es gerade auch in der Experimentierphase im Labor günstiger, flexibel zu bleiben, denn die verschiedenen OFW-Bauteile können nun sehr einfach mit ihrer spezifischen Meßzelle ausgetauscht werden.

Ein Bild des fertig montierten Pulsgenerators liefert Abbildung 6.16. Abbildung 6.17 zeigt ein besonders eindrucksvolles Beispiel einer generierten Pulsfolge.

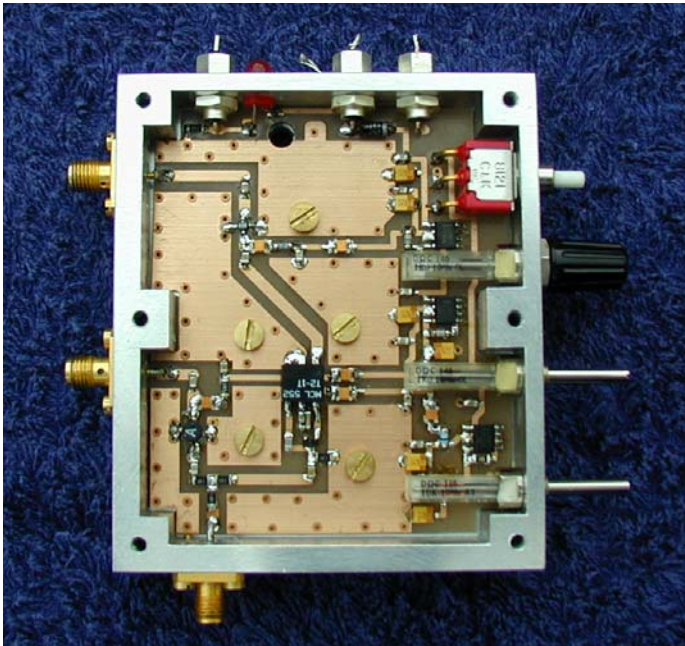


Abbildung 6.16: Blick in den geöffneten Pulsgenerator. Man erkennt links die Anschlüsse für den Bauteilsockel, rechts die verschiedenen Regler für Verstärkung und Expander-schwelle und oben die Spannungsanschlüsse. Das Ausgangssignal kann an der Buchse am unteren Rand des Generators abgegriffen werden.

6.4 Automatische Verstärkungsregelung

Im vorigen Abschnitt konnte ein fertig entwickelter Pulsgenerator vorgestellt werden. Wie gezeigt wurde, ist jedoch vor Beginn der Messungen die Abstimmung der Verstärker und des Expanders auf die verschiedenen OFW-Bauelemente notwendig. Ein Startknopf hatte hier gute Dienste geleistet, da es nun möglich war die Oszillation bei bereits richtiger Verstärkung sozusagen durch einen „Schubs“ in Gang zu bringen.

Wünschenswert wäre es nun, überhaupt keine Einstellungen mehr vornehmen zu müssen, sondern über ein Gerät zu verfügen, welches sich bei einem Wechsel des OFW-Bauteils selbst kalibriert und sofort die Pulsoszillation startet. Die Entwicklung einer solchen Automatik ist Ziel dieses Abschnitts.

6.4.1 Diskussion der Regelgröße

Um zunächst die Frage zu klären, was am zweckmäßigsten als Regelgröße verwendet werden kann, soll kurz die eigentliche Zählung der Pulsfrequenz betrachtet werden. In Abschnitt 6.3.2 wurde erwähnt, daß die Pulse aus dem Generator vor ihrer genauen Zählung noch gleichgerichtet und durch einen Tiefpass geführt werden müssen. Dies befreit die amplitudenmodulierte Oszillation von dem hochfrequenten Träger und liefert ein niederfrequentes Signal (im folgenden als Video-Signal bezeichnet) mit einem zeitlichen Verlauf nach Abbildung 6.18.

Ist jedoch der Generator nicht optimal eingestellt, erhält man im Falle zu *großer* Verstärkung zunächst sehr breite HF-Pulse, welche ein größeres Video-Signal zur Folge haben. Im Extremfall einer kontinuierlichen CW-Oszillation endet das Video-Signal in einer konstanten positiven Spannung. Im Falle zu *kleiner* Verstärkung reißt die Pulsfolge abrupt

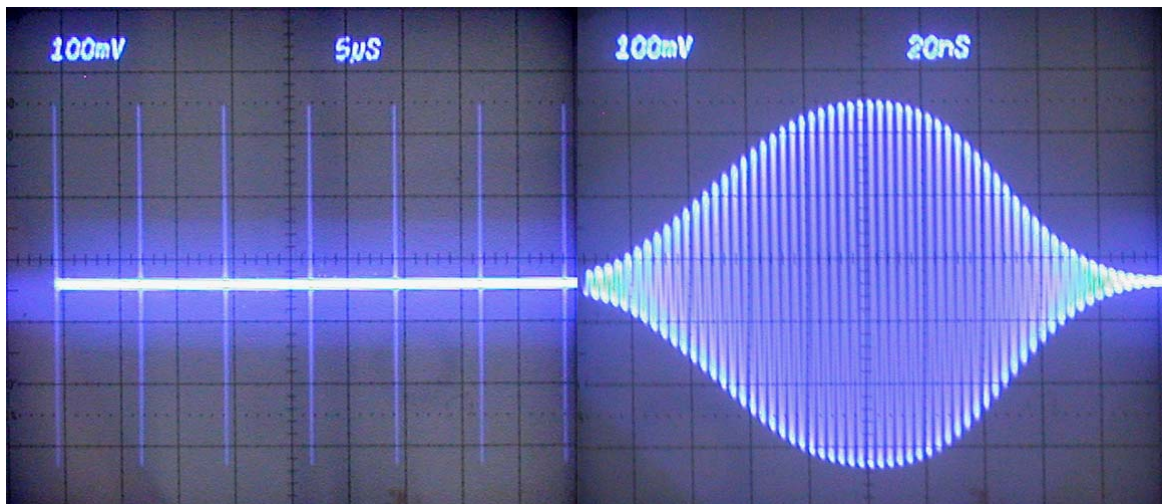


Abbildung 6.17: Pulsfolge und vergrößerter Einzelpuls eines Bauteils vom Typ Abbildung 3.7c, erzeugt mit dem OFW-Pulsoszillator. Links: Um die kurzzeitigen Signalspitzen noch darstellen zu können mußte die Leuchtstärke des Oszilloskopes stark erhöht werden, wodurch der helle Schimmer im Bereich der Nulllinie erklärt werden kann. Rechts: Zeitlich vergrößerter Ausschnitt, die zugrundeliegende CW-Oszillation von 300 MHz wird erkennbar.

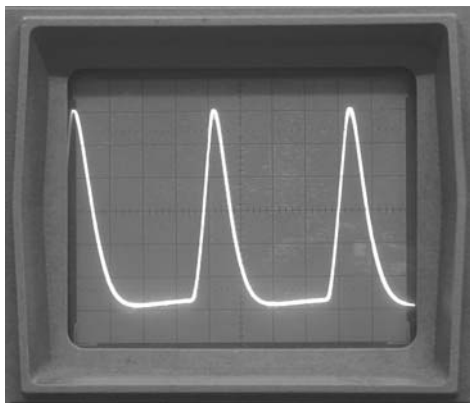


Abbildung 6.18: Verlauf des Pulssignals, gemessen nach dem HF-Gleichrichter mit integriertem Tiefpass. Bei optimaler Einstellung des Pulsgenerators erhält man saubere Signalspitzen, deren Wiederholrate nun vom Frequenzzähler gemessen werden kann.

ab, und man erhält einfach eine Nulllinie.

Wichtig ist nun, daß im Verlauf des Übergangs von CW-Oszillation über Puls-Oszillation zur Nulllinie, das *zeitliche Mittel* einfach eine monoton fallende Funktion darstellt. Ihr Wert gibt Aufschluß über die Frage, ob der Oszillator im Pulsbetrieb arbeitet oder nicht! Das Video-Signal muß folglich durch einen zweiten Tiefpass genügend großer Zeitkonstante gegeben werden, um den Mittelwert, die Durchschnittsspannung, zu erhalten und kann dann als Regelgröße für die Elektronik verwendet werden.

6.4.2 Variation der Expanderschwelle

In einem ersten Versuch sollte zunächst probiert werden, die Expanderschwelle zu regulieren. Dies würde zumindest einen Druck auf den Startknopf ersparen, wenn auch die

Verstärker immer noch auf das jeweilige OFW-Bauteil abgestimmt werden müßten. Zu diesem Zweck wurde ein Aufbau nach Abbildung 6.19 entwickelt und getestet. Er enthält im wesentlichen den bekannten Pulsoszillator, zuzüglich den für die Frequenzzählung notwendigen HF-Gleichrichter und die eigentlichen Regelung „R“, auf deren inneren Aufbau in Abschnitt 6.4.4 ausführlich eingegangen wird.

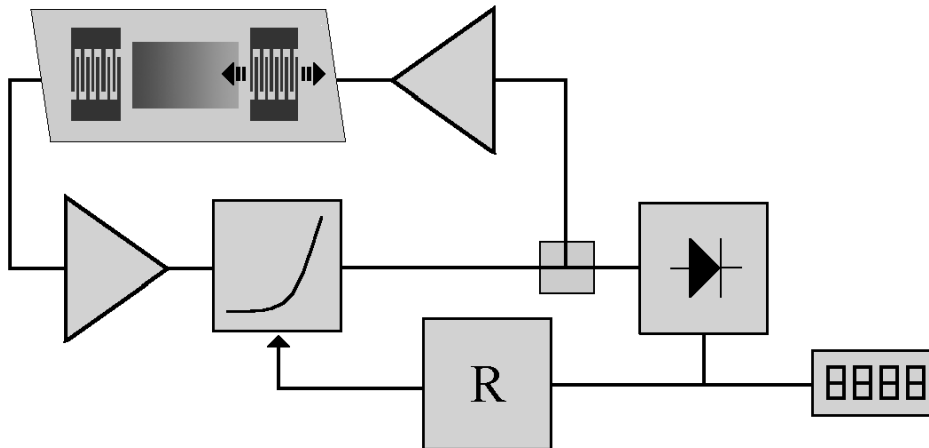


Abbildung 6.19: Aufbau des geregelten Pulsoszillators. Es wird die Expanderschwelle anhand des gleichgerichteten HF-Signals reguliert.

Das am Ausgang des Gleichrichters anliegende Signal wird dazu benutzt, den optimalen Pulsbetrieb durch Regelung der Expanderschwelle zu erreichen. Beim Einschalten der Schaltung sollte sich somit die Pulsoszillation automatisch ausbilden.

In der Praxis wurde mit diesem Aufbau jedoch kein zufriedenstellendes Ergebnis erzielt. Zum einen neigt er stark zu unkontrollierten Schwingungen, was aus Tatsache resultiert, daß über die Schleife: Expander-Auskopplung-Gleichrichter-Regelung eine zusätzliche Möglichkeit der Rückkopplung besteht. Zum anderen erweist sich die notwendige Sättigung eines Verstärkers als sehr störend, da dies genau dem entgegengesetzten Verhalten eines Signal-Expanders entspricht. Aufgrund der vergleichsweise komplexen Struktur der Schaltung wurde auf eine Optimierung verzichtet.

6.4.3 Variation der Verstärkung

Bei den weiteren Überlegungen zur Konstruktion einer Automatisierung wurde schnell klar, daß ein Erfolg nur in Aussicht stehen kann, wenn das gesamte System wesentlich vereinfacht wird.

Grundsätzlicher Aufbau

Zu diesem Zweck wurde auf die Eigenschaft der MMIC-Verstärker zurückgegriffen, bei sehr geringer Betriebsspannung ein nichtlineares Signalverhalten zu zeigen (siehe Ab-

bildung 6.11). Es liegt deshalb nahe, Verstärker und Expander gleich in einem einzigen elektronischen Bauteil zu integrieren.

Der Aufbau nach Abbildung 6.20 folgt genau diesem Prinzip. Ein einziger MMIC von Typ INA-02186 übernimmt hier beide Aufgaben. Dies ist möglich, da das nichtlineare Verhalten bereits bei einer Betriebsspannung einsetzt, bei der der MMIC seine verstärkende Eigenschaft noch nicht ganz verloren hat. Die Regelstrecke zum Erreichen des Pulsbetriebes ist diesmal als Rückkopplung des Ausgangssignals, auf die Betriebsspannung des Verstärkers realisiert.

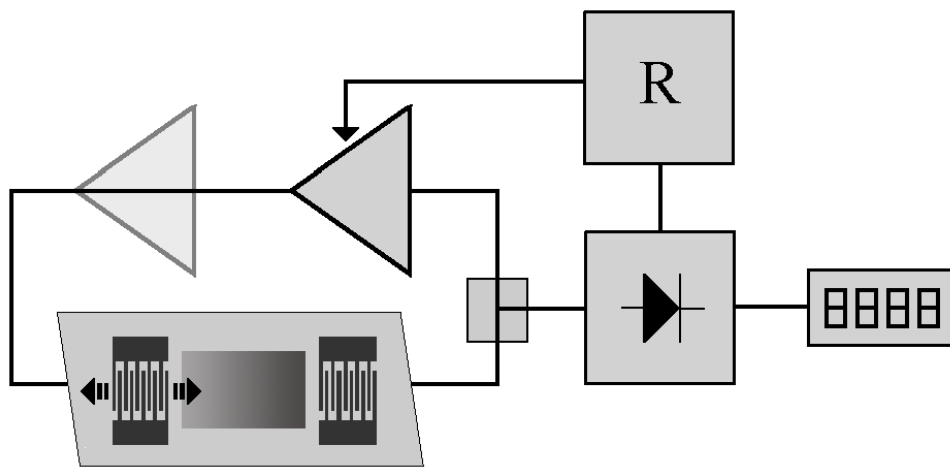


Abbildung 6.20: *Geregelter Pulsoszillator. Hier wirkt ein MMIC-Verstärker gleichzeitig als Expander. Schwach angedeutet: Bei zu großer Dämpfung muß ein zweiter Verstärker unterstützend hinzugezogen werden.*

Möchte man auch OFW-Bauteile mit sehr großer Dämpfung betreiben, ist es unumgänglich noch einen zweiten Verstärker genügend großer Ausgangsleistung als Treiber zu verwenden, wie dies bereits in Abbildung 6.20 schwach angedeutet ist. Er übernimmt dann völlig die Aufgabe der Verstärkung, und sichert einen Betrieb des MMIC-Expanders im nichtlinearen Bereich. Die Dimensionierung dieses zweiten Verstärkers ist aufgrund der Dynamik des Expanders vergleichsweise unkritisch.

Ergebnis

In der Praxis haben wir jetzt eine sehr flexible Schaltung vorliegen. Tatsächlich ist sie in der Lage, mit allen(!) im Labor verwendeten OFW-Bauteilen unmittelbar nach Inbetriebnahme eine Pulsoszillation auszubilden⁵. Störungen, wie z.B. schwere Stöße an das Bauteil oder Wackelkontakte an den Kabeln die sonst zu einem Abriß geführt hätten, können mit Hilfe der Regelung überbrückt werden. Der große Dynamikbereich

⁵Es können jedoch nur solche OFW-Bauteile zu Oszillatorzwecken benutzt werden, bei denen das elektrische Übersprechen geringer als das Signal der OFW-Welle ist!

des MMIC-Expanders ermöglicht es, zusammen mit einem zusätzlichen Verstärker, Unterschiede in der Dämpfung der verschiedenen OFW-Bauteile (oder ihrer Beschichtung) von bis zu 30 dB(!) ohne Abriß der Pulsfolge aufzufangen.

Das Ziel, eine flexible Regelungsschaltung zu finden welche ohne einen Abgleich der Verstärker und Expander auf die verschiedenen OFW-Bauteile auskommt, ist hiermit erreicht.

6.4.4 Innerer Aufbau der Regelung

Zuletzt soll noch einen Blick auf den inneren Aufbau der eigentlichen Regelung „R“ geworfen werden (Abbildung 6.21).

Beginnen wir mit dem gleichgerichteten Ausgangssignal des Oszillators: Es gelangt zunächst in einen Tiefpass, wodurch der zeitliche Mittelwert gebildet wird. Dieser „Istwert“ wird durch einen Differenzverstärker mit dem eingestellten Sollwert verglichen, welcher dem „richtigen“ Wert im Pulsbetrieb entspricht. Ein nachstehender PI-Regler sorgt über eine direkte Regelung der Versorgungsspannung des MMIC für eine verschwindende Abweichung. Der eigentliche Aufbau besteht somit aus drei wesentlichen Teilen: Tiefpass, Differenzverstärker und PI-Regler.

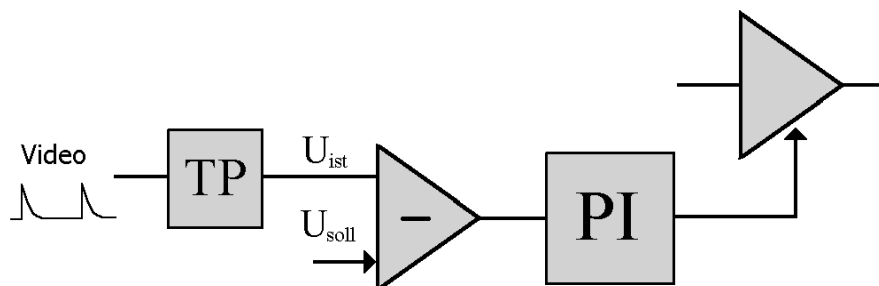


Abbildung 6.21: Aufbau der Regelung: Ein Differenzverstärker mit nachgeschaltetem PI-Regler reguliert das zeitliche Mittel des Video-Signals auf einen vorgegebenen Wert.

Der tatsächliche Schaltplan ist in Abbildung 6.23 dargestellt und mag auf den ersten Blick etwas kompliziert erscheinen. In Wahrheit sind jedoch durch den sehr modularen Aufbau die einzelnen Regelstufen klar voneinander getrennt, und somit individuell optimierbar [32]. Dies ist notwendig, da in der Experimentierphase zunächst noch unklar war, mit welcher Schaltung das beste Ergebnis erreicht wird.

Im linken Teil erkennt man zunächst den Eingangstiefpass als einfaches RC-Glied realisiert. Ihm, und auch der einstellbaren Sollspannung, folgen zwei Impedanzwandler OP_1 und OP_2 die der Entkopplung von der übrigen Schaltung dienen. Der nachstehende OP_3 stellt einen Differenzverstärker dar, gefolgt vom P-Anteil (OP_4) und I-Anteil (OP_5) des eigentlichen PI-Reglers. Beide Zweige werden dann mit Hilfe von OP_6 addiert und ergeben das Steuersignal für die Versorgungsspannung des MMIC. Diesem kann noch ein Gleichspannungspegel hinzugefügt werden, wodurch die Regelung unterstützt wird. Der abschließende Transistor dient lediglich als leistungsstarker Treiber.

Über die Potentiometer P_2 - P_5 können zusätzlich die genauen Eigenschaften der Regelung bestimmt werden. Als Richtwerte haben sich für alle verwendeten OFW-Bauteile bewährt: P-Anteil 10%, I-Zeitkonstante 0 (kleinste Zeit), I-Anteil 40%, Spannungsoffset 30% (jeweils vom Poti-Vollausschlag, siehe Abbildung 6.22).

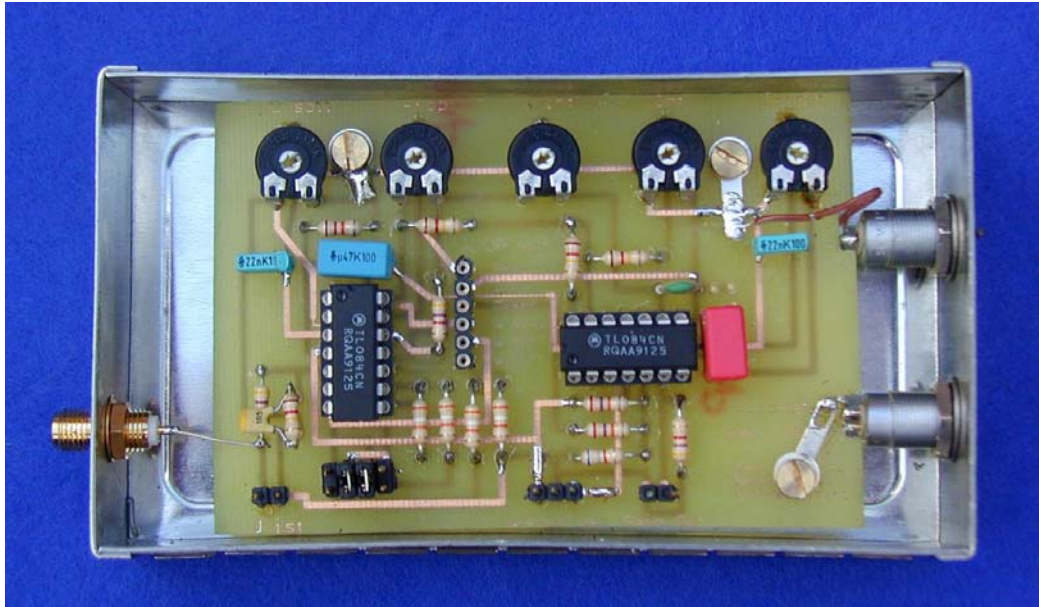


Abbildung 6.22: Blick in die geöffnete Regelung; man erkennt fünf Potentiometer im oberen Bildbereich. Die Sollspannung wird an Poti 1 eingestellt. Potis 2-4 dienen der Variation der Regeleigenschaften.

Sind erst einmal „die“ Einstellungen für beste Regeldynamik ermittelt worden, sollte es möglich sein mehrere Funktionen zusammenzufassen, und die ganze Schaltung mit einem Minimum an Elektronik neu zu konstruieren.

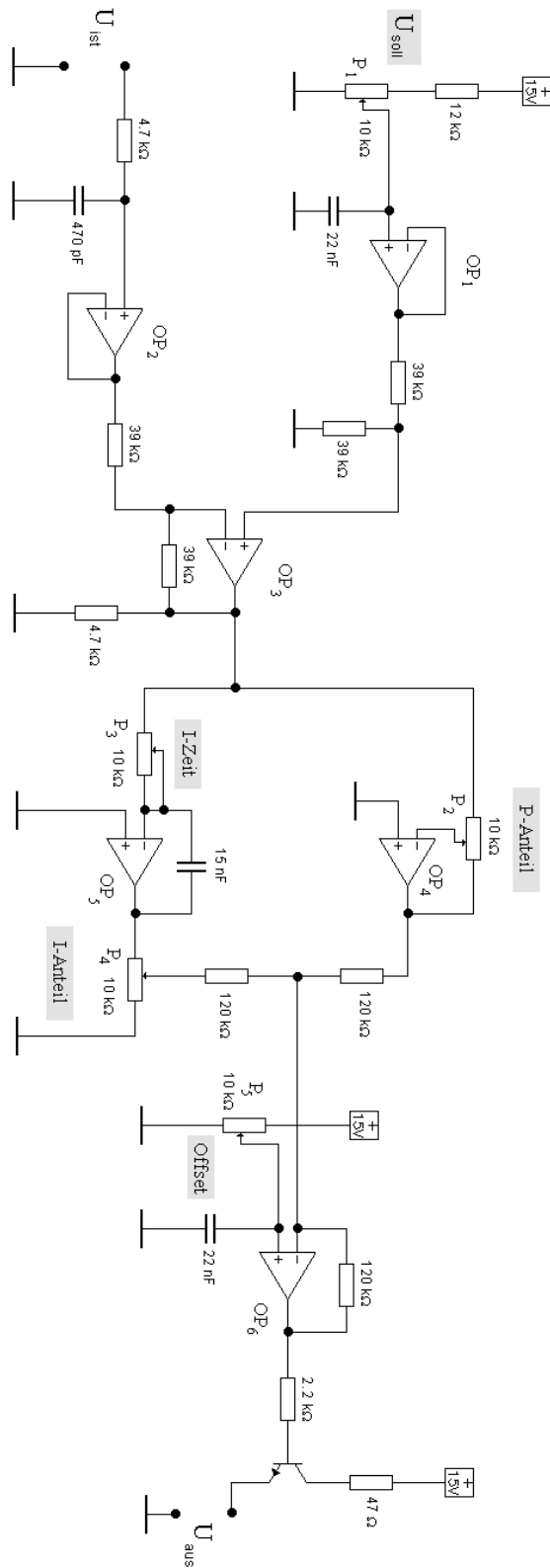


Abbildung 6.23: Schaltplan der kompletten Regelung, bestehend aus den Teilen: Tiefpass, Differenzverstärker und PI-Regler (genauere Erläuterungen im Text).

Kapitel 7

Messungen

In den vorigen Kapiteln wurden ausführlich Theorie und elektronische Verwirklichung der Modenkopplung diskutiert. Dieses Kapitel widmet sich den durchgeführten Messungen. Beginnend mit dem experimentellen Aufbau, wird zunächst die Konstruktion der Meßzelle, sowie die Generation des Testgases beschrieben, wie sie für die hier verwendete Sensorreaktion nötig ist. Danach folgen einige Erläuterungen zur Wahl der sensitiven Schicht. Als letztes werden die mit den verschiedenen Aufbauten durchgeführten Messungen vorgestellt und die Ergebnisse diskutiert. Aufgrund ihrer Vielzahl ist es hierbei notwendig, sich stichpunktartig auf die absolut Wichtigsten zu beschränken. Die Reihenfolge der Präsentation ist nicht meßtechnisch chronologisch, sondern richtet sich nach Art und Bedeutung der Erkenntnisse.

7.1 Der experimentelle Meßaufbau

Alle im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen basieren auf dem Nachweis geringer Konzentrationen des Lösungsmittels Toluol in synthetischer Luft. Als sensitive Schicht dienen verschiedene Polymerfilme. Wird nun der Sensor den Lösungsmitteldämpfen ausgesetzt, so kann ein Teil des Gases in die sensitive Schicht eindringen, was einerseits zu einer Massenzunahme führt, andererseits aber auch eine Änderung der viskoelastischen Eigenschaften des Films bewirkt.

7.1.1 Die Meßzelle

Obige Sensorreaktion hat den Vorteil, daß der gesamte Meßvorgang bei Raumtemperatur durchgeführt werden kann und kein Heizen der Meßapparatur erforderlich ist (wie z.B. über 300°C bei dem Nachweis von Methan durch Zinnoxid [33]). Als eigentliche Meßzelle genügt es folglich, Sockel und Sensor durch einen einfachen Aluminiumdeckel mit zwei Löchern an den Enden zu umschließen. Das eingeleitete Testgas strömt über das Bauteil, wodurch für gute Konvektion und damit schnelle Reaktion an der Sensoroberfläche gesorgt ist.

Um beste elektronische Massebeziehungen zu ermöglichen ist der eigentliche Sockel, d.h. die Fassung des Sensor-Trägers, direkt in einen Messingblock eingelassen. Dessen Boden gewährleistet zusätzlich einen sehr guten Wärmekontakt zu einem Peltierelement, wodurch eine effektive Temperaturstabilisierung der gesamten Meßzelle ermöglicht wird.

7.1.2 Gasgeneration

Die Zusammenstellung des eigentlichen Testgases erfolgt nach dem Prinzip der Sättigung. Hierbei wird ausgenutzt, daß der Dampfdruck einer Flüssigkeit, welche sich im Gleichgewicht mit ihrer kondensierten Phase befindet, nur von der Temperatur und vom Druck abhängt [34]. Abbildung 7.1 verdeutlicht dieses Verfahren:

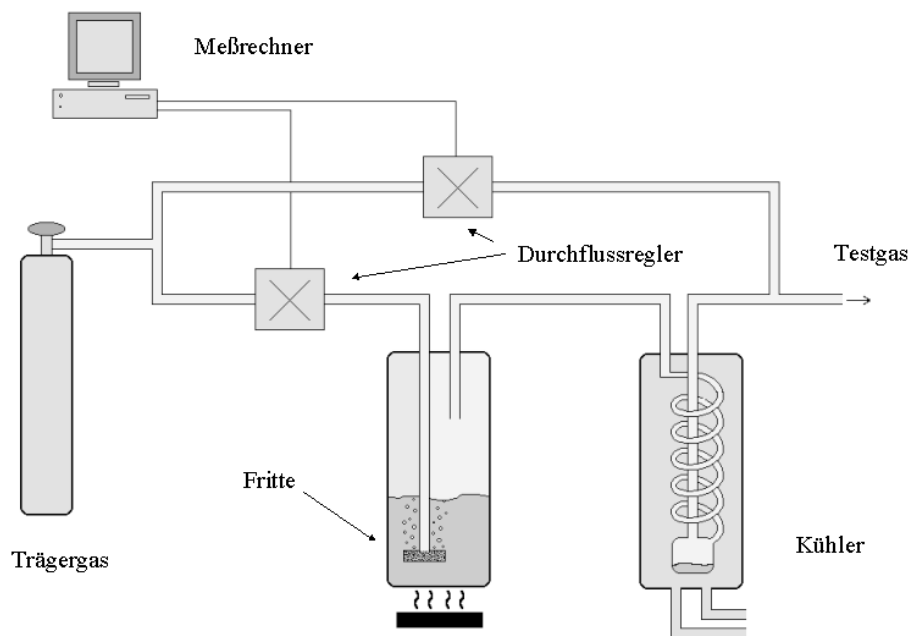


Abbildung 7.1: Verwendeter Aufbau zur Testgasgeneration nach der Sättigungsmethode. Mit Hilfe von Durchflussreglern kann die genaue Konzentration computergesteuert eingestellt werden.

Das Trärgas (typischerweise synthetische Luft) wird zunächst in eine Waschflasche geleitet und mit Hilfe einer Fritte durch leicht erwärmtes Toluol gesprudelt (30-60°C). Auf diese Weise wird erreicht, daß es fast vollständig mit Toluol gesättigt ist. Anschließend gelangt es zu einem Kondensator, der es auf eine genau definierte Temperatur, unterhalb der Kondensationstemperatur des Lösungsmittels, abkühlt. Da sich im Kühler kondensierte und gasförmige Phase im Gleichgewicht befinden, hängt nach der Clausius-Clapeyronschen Gleichung der Dampfdruck des Lösungsmittels nur von der dort herrschenden Temperatur ab. Kennt man auch den Druck im Kühler (bei geringem Gasdurchfluß einfach der äußere Atmosphärendruck) so kann man mit Kenntnis des Toluol-Dampfdrucks den Volumenanteil von Toluol im Trärgas berechnen. Die so hergestellte

Basis-Konzentration läßt sich durch kontrolliertes Nachverdünnen mit reiner synthetischer Luft auf die gewünschte Lösungsmittelkonzentration einstellen.

Die im Rahmen dieser Arbeit verwendete Gasmischanlage geht auf eine Entwicklung von [17] zurück. Sie erreicht eine Konzentrationsgenauigkeit von etwa 6%. Größte Fehlerquelle sind die Durchflussregler, deren verschiedene Ungenauigkeiten sich direkt in den gemessenen Daten widerspiegeln (für genauere Informationen zur Gasgeneration oder zum Fehle der Durchflussregler, siehe Abschnitt 7.2.4).

7.1.3 Sensitive Schicht

Im Rahmen dieser Arbeit wurden ausschließlich Experimente zur Detektion von Toluoldämpfen mit Hilfe der Polymere Polyisobutylen und Polyepichlorhydrin durchgeführt. Da sie zur Klasse der nicht vernetzten Polymere gehören, können sie leicht in verschiedenen Lösungsmitteln gelöst werden. Dies ist notwendig, da die verwendeten Beschichtungsmethoden auf einer Auftragung der Lösung auf der Laufstrecke des OFW-Bauteils und anschließender Verdunstung des Lösungsmittels beruhen, so daß das Polymer als sensitive Schicht zurückbleibt.

In Kapitel 4 wurde bereits besprochen, daß im Falle einer Sensorreaktion nur für hinreichend dünnen Filme der Masseneffekt zu einer linearen Änderung der Schallgeschwindigkeit, und auch der Oszillationsfrequenz führt. Aus diesem Grund bewegen sich die typisch verwendeten Filmdicken nur in einem Bereich bis etwa 100 nm.

Die Nachweisreaktion fällt außerdem in den Bereich der Gassensorik¹ und hat den Vorteil, daß das Polymer *direkt* auf die Laufstrecke des OFW-Bauteils aufgebracht werden kann. Abgesehen von einer vorausgehenden Bauteilreinigung sind keine weiteren Arbeitsschritte nötig. Die im Falle einer Nachweisreaktion eintretende Vergrößerung der Schichtdämpfung durch die Anlagerung des Toluols, liegt hier im Bereich unter zwei Dezibel. Dies ist wichtig, da sich bei sehr großer Änderung die Arbeitspunkte von Verstärker und Expander verschieben und es zu einem Abriß der Pulsoszillation kommen kann.

Auftragung in Schleudertechnik

Zur Auftragung nach dem sogenannten „Spin-Coating-Verfahren“ wird das zu beschichtende Bauteil sorgfältig gereinigt, und nach Befestigung auf dem Drehteller mit der Polymerlösung betreufelt. Durch den anschließenden Schleuderprozess verteilt sich die Flüssigkeit über die Oberfläche worauf das Lösungsmittel verdunstet. Zurück verbleibt ein homogener Polymerfilm, dessen Dicke über die Drehgeschwindigkeit eingestellt werden kann.

Tests haben ergeben, das die Güte des Filmes weder von dem Substrat des Bauteils, noch von seinen Abmessungen, sondern in erster Linie von dem verwendeten Lösungsmittel abhängt. Verdunstet es zu schnell, wird eine gleichmäßige Verteilung des Polymers

¹Im Bereich der Flüssigkeitssensorik muß unter der eigentlichen sensitiven Schicht noch eine dünne Glasschicht aufgetragen werden, um so die dort verwendeten Scherwellen besser an der Oberfläche halten zu können [35].

gestört, und es ergeben sich keine homogenen Filme. Die Qualität der Reinigung des Bauteils vor der Beschichtung hat vor allem Auswirkungen auf die Haltbarkeit der Filme. Bei ungenügender Vorbehandlung können mit der Zeit Risse und netzartige Strukturen entstehen, welche die Sensitivität stark herabsetzen. Abbildung 7.2 zeigt zwei verschiedene Ergebnisse der Beschichtung eines OFW-Bauteils mit PIB. Zur besseren Darstellung wurde der Film mit einem Kratzer versehen.

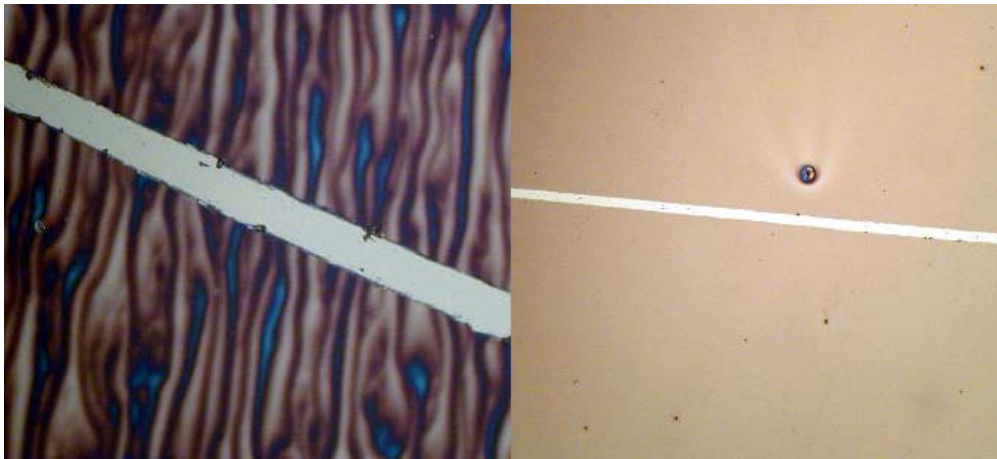


Abbildung 7.2: Verschiedene Ergebnisse der Beschichtung eines OFW-Bauteils mit PIB durch das Schleuderverfahren. Links: PIB gelöst in Chloroform; man erkennt Unebenheiten der Schicht (Durchmesser der „Wellen“ etwa $20\mu\text{m}$). Rechts: PIB gelöst in Toluol; die Beschaffenheit der Schicht ist deutlich homogener.

Nachteilig ist dieses Verfahren vor allem bei den hier fast ausschließlich verwendeten gebondeten Bauteilen, da im Falle einer Erneuerung der Schicht das Bauteil zunächst vom Sockel gelöst, beschichtet und anschließend wieder neu gebondet werden muß. Im Laufe der Entwicklung des Pulsoszillators wurde deswegen zur Sprühbeschichtung übergegangen.

Auftragung durch Sprühbeschichtung

Bei diesem Verfahren wird die Polymerlösung fein verteilt auf die Sensoroberfläche gesprüht. Die Beschaffenheit des sich dort bildenden Polymerfilmes ist jedoch keinesfalls homogen, sondern geprägt von den runden „Verdunstungsflecken“ der Lösungsmitteltröpfchen. Abbildung 7.3 zeigt das Ergebnis einer Sprühbeschichtung, die mit einem handelsüblichen „Air-Brush“ der Firma CONRAD-Elektronik durchgeführt wurde. Da sich die Abmessungen der Flecken im Bereich von $5\mu\text{m}$ - $50\mu\text{m}$ bewegen, wirken sie vor allem als Streuzentren und führen somit zu einer zusätzlichen, unerwünschten Dämpfung der Oberflächenwelle.

Trotz der Tatsache, daß mit Hilfe der Sprühbeschichtung kaum reproduzierbare Ergebnisse erzielt werden können, bietet dieses Verfahren für den praktischen Gebrauch im Labor viele Vorteile. Zum einen ist diese Technik besonders gut für die hier hauptsächlich

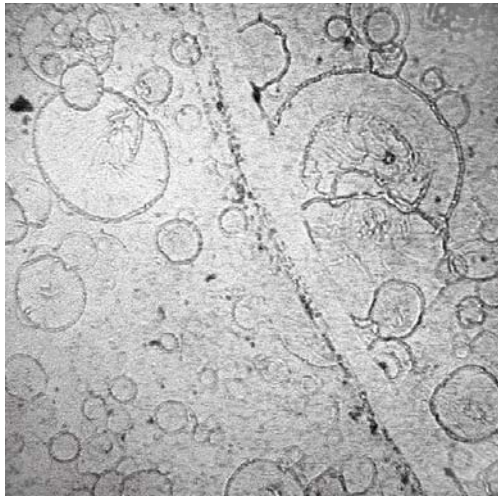


Abbildung 7.3: *Beispiel eines sprühbeschichteten Sensors in 200-facher Vergrößerung. Bei der Polymerlösung handelte es sich um PECH, gelöst in Tetrahydrofuran.*

verwendeten gebondeten OFW-Bauteile geeignet, da das Bauteil während des Sprühvorgangs auf dem Sockel verbleiben kann. Zum Anderen wird für den Betrieb des Air-Brushs lediglich Druckluft benötigt, so daß es möglich ist die Beschichtung (und auch eine evtl. Reinigung und Neubeschichtung des Bauteils) direkt im Labor vorzunehmen.

7.1.4 Verwendete Software

Um den gesamten Meßprozess zu automatisieren, ist es nötig die Durchflussregler der Gasmischanlage sowie den eigentlichen Frequenzzähler computergesteuert auszulesen bzw. zu programmieren. All diese Aufgaben werden von einer Software geleistet, welche mit der Entwicklungsumgebung Lab-View programmiert wurde und bereits zur Verfügung stand [17].

Die Software ermöglicht es, eine vorgegebene Abfolge von Toluolkonzentrationen im Testgas automatisch zu generieren. Die aus dem Frequenzzähler gelesenen Daten werden in eine Textdatei geschrieben und für die weitere Auswertung der Messung mit dem Programm Origin weiter verarbeitet.

7.2 Passive Modenkopplung

Die im Folgenden diskutierten Messungen wurden mit dem passiv-modengekoppeltem Oszillator nach Abschnitt 6.3.3 durchgeführt. Zur Verwendung kam hier ein OFW-Bauteil aus LiNbO_3 mit 20 Fingerpaaren und einer Laufstrecke von 1,5 cm (Abbildung 3.7 links). Die Beschichtung bestand aus dem Polymer PECH, welches in Tetrahydrofuran gelöst nach dem Sprüh-Verfahren aufgetragen wurde. Die sich dadurch ergebende zusätzliche Dämpfung der OFW durch diese Schicht betrug 7,1 dB.

7.2.1 Messung der Toluolkonzentration

Abbildung 7.4 zeigt die Reaktion der Pulsfrequenz auf die Zugabe verschiedener Konzentrationen von Toluol im Meßgas. Man erkennt die nach Kapitel 4.1 vorhergesagte Frequenzabnahme durch den Masseneffekt und die Veränderung der visko-elastischen Eigenschaften. Ersichtlich nimmt mit sinkender Toluolkonzentration die Stärke der negativen Ausschläge ab.

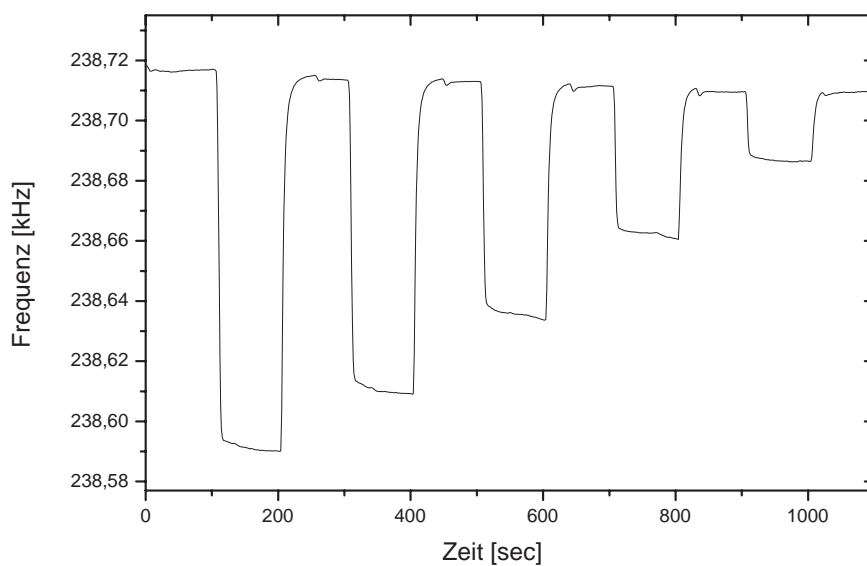


Abbildung 7.4: Reaktion der Pulsfrequenz auf Zugabe von 1500 ppm bis 300 ppm Toluol in synthetischer Luft, in Schritten von 300 ppm. Die Dauer der Meßzyklen betrug jeweils 100 Sekunden, gefolgt von einem ebenso langen Spülschritt mit toluolfreiem Gas (Anm: Einige Feinheiten der Meßkurve beruhen auf Fehlern der Durchflussregler und werden später in Abschnitt 7.2.4 erläutert).

Für eine quantitative Analyse dieses Zusammenhangs betrachtet man zweckmäßigerweise die Frequenzänderung der *steigenden* Signalflanke, d.h. nach Unterbrechung der Toluolbeimischung.² Abbildung 7.5 zeigt die entsprechende Auftragung. Wie sich erkennen läßt liegen fast alle Meßpunkte sehr gut auf einer Geraden. Dies bestätigt den nach Abschnitt 4.1 erwarteten linearen Zusammenhang und beweist, daß über die Messung der niederfrequenten Pulsfrequenz eines modengekoppelten OFW-Oszillators Aussagen über den relativen Anteil von Toluol im Testgas möglich sind³.

²Die Durchflussregler können die Zufuhr des Toluols augenblicklich stoppen. Es tritt somit keine Regelverzögerung auf.

³Die Abweichung des letzten Wertes ist auf die zunächst noch unbenetzten Innenwände der Gas-schläuche zurückzuführen. Durch zweimaliges messen dieses zeitlich erstgelegenen Wertes, kann dieser Fehler leicht behoben werden. Der Schnittpunkt der Geraden mit der x-Achse ergibt einen ständigen

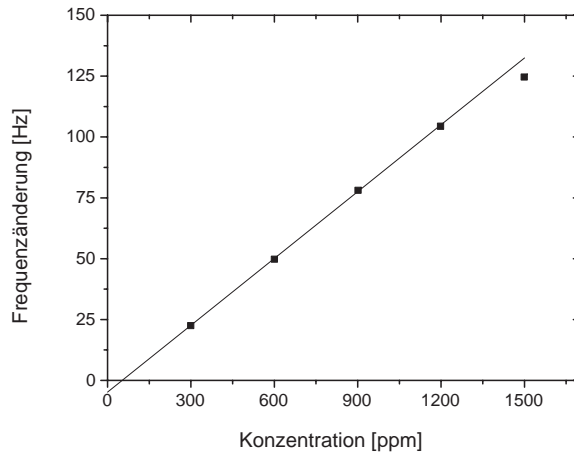


Abbildung 7.5: Absolute Änderung der Pulsfrequenz nach Beimischung verschiedener Konzentrationen Toluol im Meßgas. Es zeigt sich ein linearer Zusammenhang. Für die Punkte 300 ppm bis 1200 ppm ergibt sich ein Regressionskoeffizient von $R = 0,99991$.

Die sich als nächstes stellende Frage, welches Detektionslimit mit dieser Meßmethode erreicht werden kann, soll in direkter Gegenüberstellung mit einer unter völlig gleichen Bedingungen durchgeführten CW-Messung diskutiert werden. Zu diesem Zweck wurde der Expander aus seinem Arbeitsbereich genommen, indem die Schwelle auf einen unbedeutend kleinen Wert reduziert wurde. Die verbleibenden Verstärker bewirken nun die Ausbildung einer „normalen“ CW-Oszillation. Entfernt man den Gleichrichter am Ausgang des Oszillators, kann die Auswirkung der Toluoldämpfe auf die Frequenz der HF-Oszillation in völlig analoger Weise gemessen werden (Abbildung 7.6).

7.2.2 Auswertung

Beide Messungen zeigen ein ähnliches Verhalten. Dies ist nicht verwunderlich, begründen sich doch beide Effekte, Verringerung der Pulsfrequenz/Erniedrigung der CW-Frequenz, auf den gleichen physikalischen Sachverhalt. Wichtigstes Unterscheidungsmerkmal stellt hierbei der Wert der gemessenen (Puls-)Frequenz dar. Offensichtlich besteht ein Unterschied von etwa drei(!) Größenordnungen. Tabelle 7.1 zeigt eine Übersicht der entnommenen Meßdaten.

Vergleich der Sensitivitäten

Zunächst soll eine Blick auf die gemessenen Sensitivitäten, d.h. auf die relativen Frequenzänderungen pro 1 ppm Toluol im Meßgas, geworfen werden.

Die Anlagerung in der sensitiven Schicht, sollte in erster Linie eine Auswirkung auf die Schallgeschwindigkeit der OFW haben, und nach Abschnitt 4.1 die gleiche rel. Änderung der Meßgrößen, in diesem Falle der gemessenen Frequenzen, bewirken. Wie man jedoch erkennen kann, stehen die hier errechneten Sensitivitäten in einem Verhältnis von

Offset von 53 ppm Toluol und ist durch die später erwähnte Fehlfunktion der Durchflussregler zu erklären.

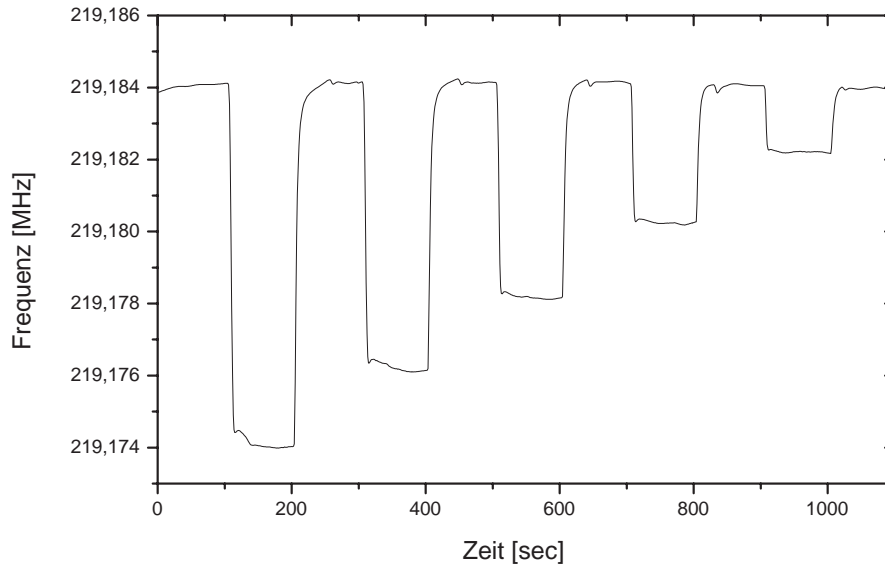


Abbildung 7.6: Verschiebung der CW-Oszillationsfrequenz nach Zugabe einer Konzentration von 1500 ppm bis 300 ppm Toluol im Meßgas.

$$S_{Puls}/S_{CW} \approx 12. \quad (7.1)$$

Dies ist erstaunlich, da es im Rahmen der zuvor dargelegten Theorie der Modenkopplung nicht einzusehen ist, warum sich die Werte um mehr als das Zehnfache unterscheiden sollten. Auch mit anderen OFW-Bauteilen, Beschichtungen und diversen elektronischen Aufbauten wurden die verschiedensten Messungen durchgeführt, und immer der gleiche Effekt festgestellt: *Die gemessenen Sensitivitäten des modengekoppelten Oszillators unterscheiden sich von denen des CW-Oszillators etwa um eine Größenordnung.*

Wie läßt sich nun dieser sonderbare Effekt erklären? Da die Sensitivität in direktem Zusammenhang mit der Änderung der Pulsfrequenz steht, rufen wir uns in Erinnerung, daß sie aufgrund von

$$f_{Puls} = \frac{1}{\tau} = \frac{v}{L} \quad (7.2)$$

außer von der Schallgeschwindigkeit v der Oberflächenwelle, auch noch von der Länge L der Laufstrecke abhängt. Mit Ausnahme von thermischen Effekten sollte dieser Wert jedoch fest vorgegeben sein, da er alleine durch das Design des Bauteils festgelegt ist. Eine Variation ließe sich jedoch erklären, wenn sich mit einer Veränderung der *Form* der Pulse auch ihr Detektionsschwerpunkt am IDT geringfügig verschieben würde. Dies hätte eine direkte Auswirkung auf die effektive Länge der Laufstrecke, und somit auch auf die Pulsfrequenz.

	Puls	CW		Bemerkung
Frequenz	238,7	219180	[kHz]	f_0
Sensitivität	$3,8 \cdot 10^{-7}$	$3,2 \cdot 10^{-8}$	[1/ppm]	$\frac{\Delta f_t}{f_0 \cdot \text{ppm}}$
Rel. Rauschen	$3 \cdot 10^{-7}$	$9 \cdot 10^{-9}$		$\Delta f_r / f_0$
Detektionslimit	2	0,8	[ppm]	3σ -Umgebung

Tabelle 7.1: Vergleich der Meßdaten, aufgenommen im Puls- und CW-Betrieb des Oszillators. Δf_t gibt die absolute Frequenzänderung an und wurde aus einem linearen Fit an die jeweiligen Signale bei 300 ppm bis 1200 ppm Toluol im Pulsbetrieb, und 300 ppm bis 1500 ppm im CW-Betrieb gewonnen; Δf_r stellt die Standardabweichung für 30 Meßpunkte der Grundlinie dar; als Detektionslimit bezeichnet man die Konzentration an Toluol, dessen Frequenzänderung sich um mehr als das dreifache Rauschen von der Grundfrequenz abhebt.

Betrachten wir dies nun genauer. Mit Gleichung (5.7) fand sich für die Breite der Pulse der Zusammenhang

$$T_{PB} \approx \frac{2\tau}{m} = \frac{2L}{mv}, \quad (7.3)$$

wobei m die Anzahl der überlagerten Oszillatormoden darstellt. Durch Erweiterung mit der Schallgeschwindigkeit v ergibt sich hieraus für ihre Ausdehnung die Länge

$$L_{PB} \approx \frac{2L}{m}. \quad (7.4)$$

Unter Benutzung von Gleichung (5.8) und (3.6) kann dies umgeformt werden in einen Zusammenhang der Form

$$L_{PB} \approx \frac{Nv}{f_0}, \quad (7.5)$$

mit N für die Anzahl der Fingerpaare des IDT. Da für die physikalische Länge des IDT ebenfalls gilt

$$L_{IDT} = N\lambda = \frac{Nv}{f_0}, \quad (7.6)$$

erhält man hieraus die einfache Relation

$$L_{PB} \approx L_{IDT}, \quad (7.7)$$

d.h. die Ausdehnung der Pulse ist vergleichbar mit der Länge des IDT! Offenbar kann folglich eine Deformation der Pulse eine direkte Auswirkung auf ihren Detektionsschwerpunkt am IDT zur Folge haben, und somit eine Frequenzverschiebung verursachen.

Möchte man diesen Sachverhalt auf die hier vorgestellte Messung anwenden, hilft ein Blick auf Abbildung 7.5. Dort kann man entnehmen, daß sich die Frequenz bei einer Zugabe von 1200 ppm Toluol im Meßgas um etwa 110 Hz absenkt. Dies entspricht einer relativen Änderung von $\Delta f/f_0 \approx 4,6 \cdot 10^{-4}$ und würde sich nach Gleichung (7.2) durch eine Verlängerung der 1,5 cm langen Laufstrecke um nur etwa $6,9 \mu\text{m}$ erklären lassen. Bezieht man dies nun auf die Ausdehnung des am IDT einlaufenden Pulses (und auch auf die Länge des IDT selbst), so ergibt sich eine relative Verschiebung des Empfangspunktes von lediglich 2%. Unter der Voraussetzung, daß mit der Anlagerung der Toluoldämpfe in der sensitiven Schicht gleichzeitig auch eine geringe Änderung der Pulsform, und damit eine Verschiebung der Detektion am IDT verbunden ist, ist es möglich die unerwartet große Absenkung der Frequenz, und folglich auch die Vergrößerung der Sensitivität um den gemessenen Wert, zu erklären.

In der Praxis konnte ein solcher Zusammenhang auch tatsächlich beobachtet werden. Verfolgt man in Laufe der Messung die Pulsform aufmerksam auf dem Bild eines Oszillographen, so läßt sich jeweils mit Beginn und Ende der 100 Sekunden dauernden Meßzyklen eine leichte Variation erkennen. Offenbar genügt die Dämpfungsänderung der toluolbehafteten Schicht, um im Zusammenspiel mit der Elektronik die entsprechende Deformation zu bewirken! Dies ist nicht verwunderlich, da mit Verweis auf Kapitel 6.3.3 sogar eine genaue Justierung von Verstärker und Expander nötig war, um eine Pulsoszillation zu erzeugen.

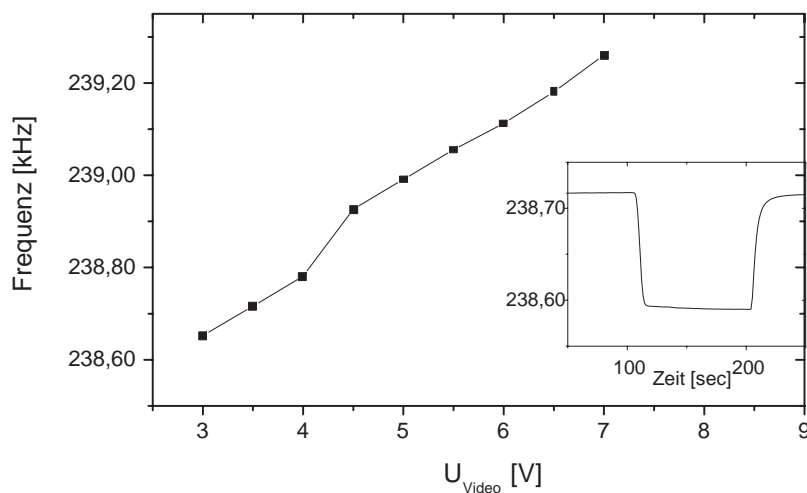


Abbildung 7.7: Abhängigkeit der Pulsfrequenz von der Pulsbreite (Maximalwert des Video-Signals). Es wurde die Expanderschwelle variiert. Zum Vergleich ist die Frequenzänderung für 1500 ppm Toluol maßstabsgetreu beigelegt (bei einer bestimmten Breite werden die Pulse instabil, und es tritt eine Änderung der Pulsform auf, so läßt sich der „Knick“ in der Kurve erklären).

Für die weitere Analyse wurde die Expanderschwelle leicht verschoben, um die Pulsform *manuell* zu beeinflussen. Als zugeordnete Meßgröße diente hierbei die Maximalamplitude des Video-Signals nach dem Gleichrichter, da dieses Signal immer die gleiche Form besitzt (vgl. Abbildung 6.18). Der gemessene Verlauf ist in Abbildung 7.7 dargestellt. Mit zunehmender Signalspannung (Vergrößerung der Pulsbreite), läßt sich ein erheblicher Anstieg der Frequenz erkennen. Zur besseren Verdeutlichung der Größe des Effekts, wurde in gleichem Maßstab der Frequenzverlauf im Falle einer Konzentrationsänderung von 1500 ppm Toluol hinzugefügt. Der Vergleich zeigt, daß sich dieses Signal nicht nur auf den reinen Masseneffekt, sondern durchaus auch auf die *Dämpfungsänderung* der sensitiven Schicht zurückführen lassen kann. Zwei Aufnahmen verschieden breiter Pulse zeigt Abbildung 7.9.

7.2.3 Sensitivität bei verschiedenen Pulsbreiten

Zu guter Letzt bleibt noch zu klären, ob die im Eingang dieses Abschnitts ermittelte Sensitivität bei verschiedenen Pulsbreiten den gleichen Wert besitzt. Zu diesem Zweck wurde erneut die Expanderschwelle variiert und die Frequenzreaktion auf eine Konzentration von jeweils 900 ppm Toluol im Testgas bei verschiedenen Pulsbreiten ermittelt. Den Verlauf der sich daraus ergebenden Frequenzänderungen zeigt Abbildung 7.8. Man erkennt, daß die gemessenen Werte offenbar um den Faktor Zwei variieren, und für eine bestimmte Breite ein Maximalwert erreicht wird.

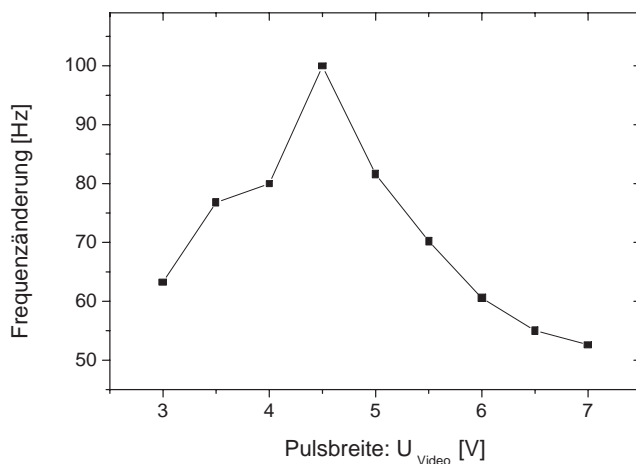


Abbildung 7.8: Pulsfrequenzänderung nach Zugabe von 900 ppm Toluol zum Meßgas bei unterschiedlichen Pulsbreiten.

Dieser Effekt läßt sich gleichfalls für die verschiedensten Meßaufbauten beschreiben, wobei jedoch der genaue Verlauf der Kurve stark von der zum Einsatz kommenden Elektronik und von den genauen Eigenschaften der verwendeten OFW-Bauteile abhängt. In welcher Weise eine Variation der Expanderschwelle den Verlauf der Pulsform und somit eine Verlagerung des Schwerpunkts bestimmt, muß im Einzelfall nachgeprüft werden.

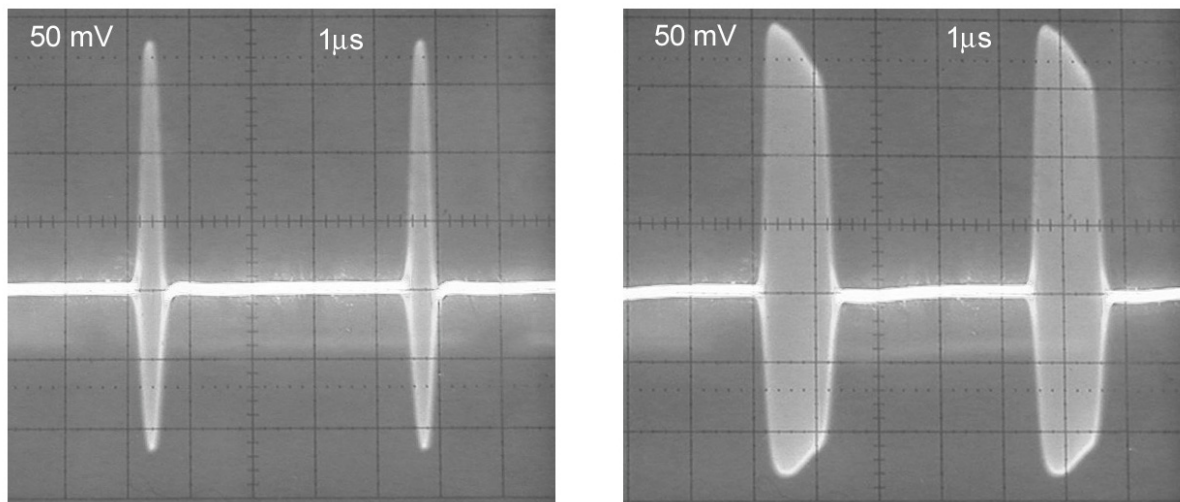


Abbildung 7.9: Zwei Beispiele der erzeugten Pulse, abgegriffen am Ausgang des Generators. Das linke Bild zeigt den Puls der Messung 7.4 mit einem Maximalwert des Video-Signals von 4,0 V. Im rechten Bild wurde die Expanderschwelle leicht erniedrigt. Die Spannung beträgt hier 6,5 V.

Rauschen und Auflösungsvermögen

Es wurde gezeigt, daß Messungen im Pulsbetrieb sensitiver sind, d.h. es ergibt sich eine größere relative Änderung der Frequenz. Ein Blick auf Tabelle 7.1 zeigt hingegen, daß das erreichte Auflösungsvermögen sogar schlechter ist als bei der CW-Messung. Dies wird erklärt durch das dort auftretende viel stärkere relative Rauschen R , wobei sich ein Verhältnis ergibt von

$$R_{Puls}/R_{CW} \approx 30. \quad (7.8)$$

Warum jedoch Messungen im Pulsbetrieb sehr viel verrauschter erscheinen ist noch nicht völlig geklärt. Möglicherweise begründen sich die gemessenen Schwankungen aber nicht auf elektronische oder physikalische Effekte, sondern resultieren aus Temperatur- oder Konzentrationsschwankungen der Gasmischanlage. Auf Grund der vergrößerten Sensitivität würden sie sich deutlicher auswirken, und folglich mit einem verstärkten Toluolsignal auch das erzeugt Rauschen anheben.

Insgesamt zeigt bereits diese erste hier vorgestellte Messung, daß sich mit der Methode der passiven Modenkopplung, im Vergleich zum herkömmlichen CW-Oszillator, ein Auflösungsvermögen vergleichbarer Größenordnung für die Detektion geringer Konzentrationen Toluol in synthetischer Luft erreichen läßt. Zusätzlich dazu, führt die um etwa drei Größenordnungen verringerte Frequenz, sowie die Vergrößerung der Sensitivität zu einer erheblichen Reduzierung der Anforderungen an den verwendeten Frequenzzähler, und stellt einen weiteren Schritt zur Konstruktion eines kommerziellen Sensorgerätes dar.

7.2.4 Temperatur und Konzentrationsschwankungen

Zum Schluß der Diskussion soll noch kurz auf den genauen Verlauf der aufgenommenen Meßdaten der Puls- und CW-Messung eingegangen werden.

Ein Blick auf Abbildung 7.4 läßt zunächst einen gleichmäßigen Drift der Messung hin zu kleineren Frequenzen erkennen, der sich am sinken der oberen Grundlinie, der Frequenz für toluolfreies Gas, äußert. Dieser Effekt ist thermischer Natur und resultiert aus einer noch nicht optimal eingeschwungenen Temperaturregelung der Meßzelle. Weitere „Unschönheiten“ bestehen zum einen in den „Nasen“, welche sich ebenfalls in der Grundlinie befinden, und zum anderen in der Tatsache, daß das Meßsignal im Falle einer Toluoleinwirkung nicht konstant ist, sondern besonders bei großen Konzentrationen zunehmend weiter sinkt. Auch diese beiden Effekte haben allerdings nicht direkt etwas mit der Pulsoszillation zu tun, sondern resultieren aus einer ungenügenden Arbeitsweise der Durchflussregler der Gasmischanlage. Im ersten Fall sind diese nicht in der Lage die Toluolzufuhr restlos zu stoppen und öffnen nach wenigen Sekunden den Gasfluß. Dadurch gelangt immer ein kleiner Anteil Toluol in das Meßgas, der sich dann in einem geringer Offset der Nulllinie und dadurch in den oben erwähnten Nasen äußert. Im Zweiten Fall sind die Durchflussregler nicht in der Lage die angeforderte Konzentration unmittelbar einzustellen, so daß sich erst eine allmähliche Absenkung auf den genauen Wert des Signals ergibt.

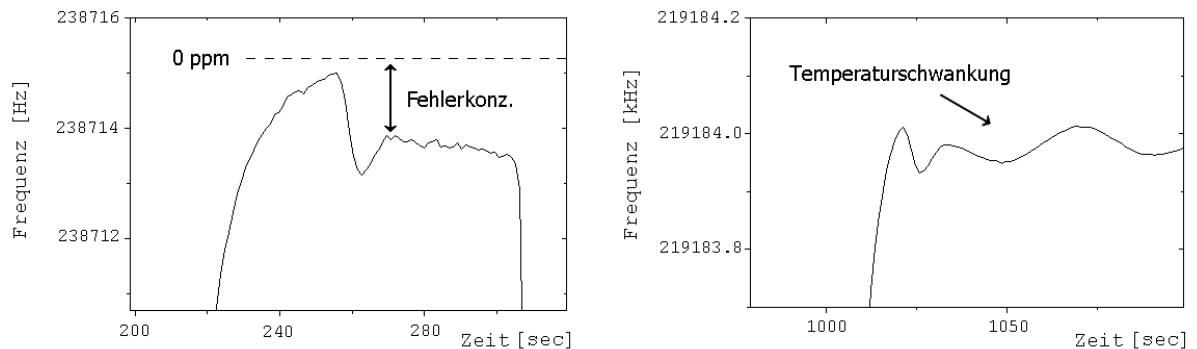


Abbildung 7.10: Ausschnitte der Puls- und CW-Messungen in Abbildung 7.4 und 7.6 um in 25-facher Vergrößerung. a) Pulsmessung: Der Durchflussregler ist nicht im Stande vollständig zu schließen und erzeugt so eine Fehlerkonzentration von einigen ppm Toluol. b) CW-Messung: Man erkennt eine periodische Schwankung der Frequenz, verursacht durch die Temperaturregelung

Besonders im Ausschnitt der CW-Messung in Abbildung 7.10 erkennt man zudem die Überlagerung eines ungewöhnlichen periodischen Signals. Letztlich kann jedoch auch dieses Phänomen auf Schwankungen der Temperaturregelung zurückgeführt werden, wie sich leicht mit einer Messung ohne Gasstrom zeigen läßt.

7.3 Automatische Verstärkungsregelung

In Abschnitt 6.4.3 ist ausführlich das Prinzip der verwendeten automatischen Verstärkungsregelung vorgestellt worden. Dieser Stelle widmet sich den durchgeführten Messungen.

Im ersten Beispiel handelt es sich um einen elektronischen Aufbau nach Abbildung 6.20. Zum Einsatz kam hier erneut ein LiNbO_3 Bauteil, mit diesmal 30 Fingerpaaren und einer Laufstrecke von 1,5 cm. Zur Beschichtung wurden 400 mg des Polymers PECH in 50 ml Tetrahydrofuran gelöst und im Schleuderverfahren bei 2000 U/min auf das Bauteil aufgetragen. Durch die vergleichsweise geringe zusätzliche Dämpfung der Schicht von 4 dB konnte auf die Verwendung eines zweiten leistungsstarken Verstärkers als Signaltreiber verzichtet werden. Die Auskopplung aus dem Oszillatorkreis erfolgt mit einem Leistungsteiler vom Typ Anzac T-1000.

Abbildung 7.11 zeigt ein Beispiel für eine aufgenommene Messung. Deutlich erkennt man das gewohnte Signal, ein Absinken der Frequenz während der toluolhaltigen Gaszyklen. Die Messung erscheint hier jedoch mit einem deutlich schlechteren Signal zu Rausch Verhältnis, was aber zum großen Teil mit der Güte der verwendeten Schicht und einer zu diesem Zeitpunkt noch ungenügenden Temperaturstabilisierung zusammenhängt. Die Nachweisgrenze lag bei einer Konzentration von etwa 10 ppm.

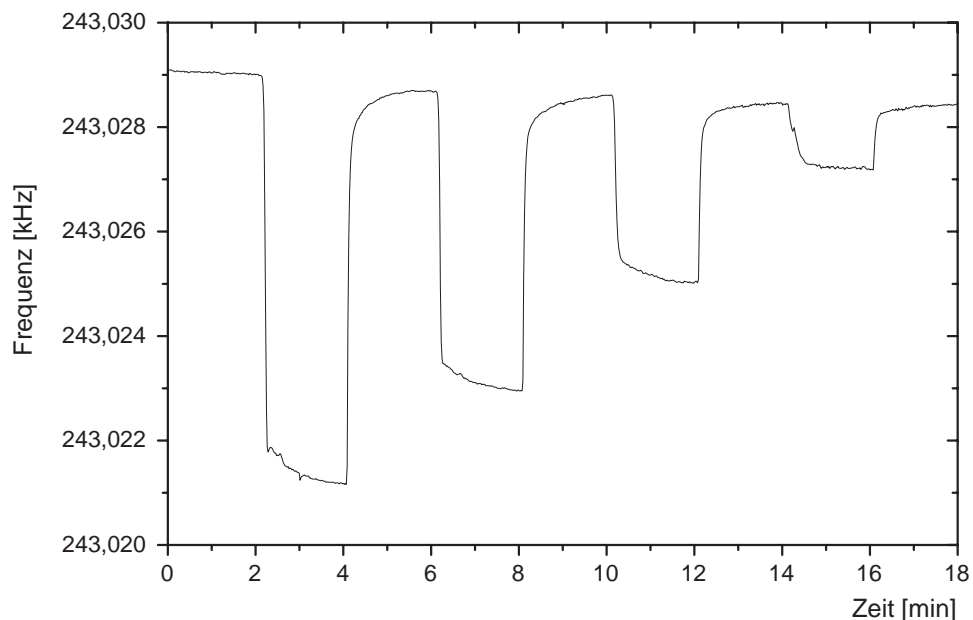


Abbildung 7.11: Sensorreaktion eines geregelten Pulsoszillators auf die Zugabe von 2000 ppm bis 500 ppm Toluol im Meßgas. Mit steigender Konzentration ist eine lineare Abnahme der Frequenz zu beobachten.

Das Funktionsprinzip der Regelung bringt es nun mit sich, daß die Breite der Pulse in weitem Bereich vorgegeben werden kann⁴. Hierbei können Werte, beginnend mit der unteren Grenze des Bauteils von 130 ns bis hin zum halben Pulsabstand von etwa $2\mu\text{s}$ (!) erreicht werden. Die äußere Erscheinung der Folge ähnelt dann eher der Form eines Rechtecksignals.

Eine Messung die mit solch breiten Pulsen durchgeführt worden ist, zeigt Abbildung 7.12a. Wieder erkennt man die typische Frequenzverschiebung, doch zur großen Überraschung ergibt sich hier eine Reaktion hin zu *positiven* Werten. Eine genauere Nachforschung zeigt sogar einen direkten Zusammenhang zwischen eingestellter Pulsbreite und Stärke, sowie Richtung der Frequenzreaktion auf. Jedoch skaliert für alle Messungen das absolute Maß der Verschiebung stets linear mit der eingestellten Konzentration (Abbildung 7.12b). Die genaue Wahl der eingestellten Regelparameter (P-Anteil, I-Anteil) hat auf dieses Verhalten keinen Einfluß.

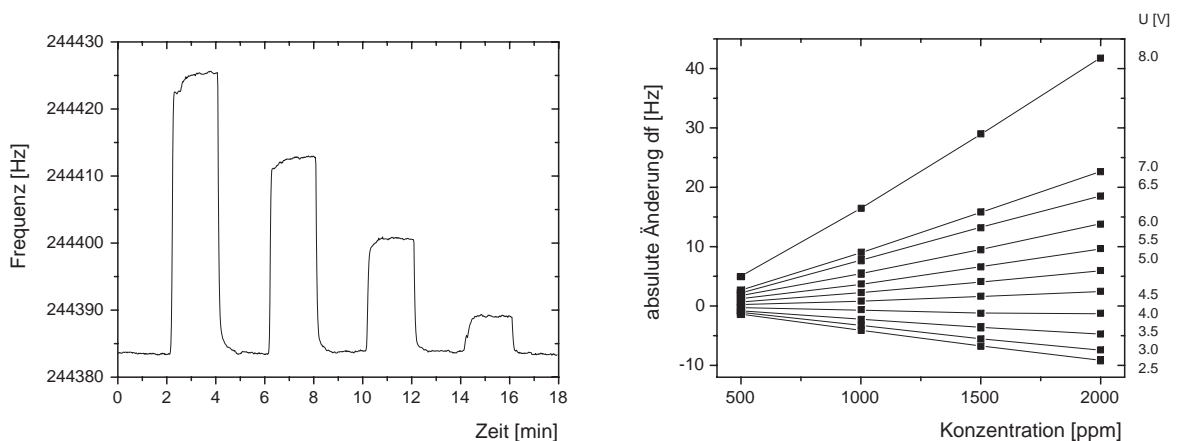


Abbildung 7.12: *Frequenzverschiebung bei verschiedenen Pulsbreiten. a) Sehr breite Pulse ($U_{\text{Regel}}=8\text{ V}$): Eine Vergrößerung der Toluolkonzentration im Meßgas führt zu einem Anstieg der Frequenz. b) Man erkennt einen linearen Zusammenhang zwischen Konzentration und Stärke der Reaktion. Die zugehörige Regelspannung ist am Rand aufgetragen.*

Zur Erklärung dieses Effektes wurde zunächst der Regelbetrieb des Oszillators verlassen und der hier immer verwendete INA-Verstärker mit *konstanter* Spannung betrieben. Wiederholt man nun die Messung, zeigt sich im Ergebnis bei allen Pulsbreiten die gewohnte Absenkung der Frequenz. Somit ist klar, daß obiger Effekt wenig neue Physik beinhaltet sondern rein auf das Prinzip der Regelung zurückzuführen ist.

Zur weiteren Analyse sollen die einzelnen Vorgänge der Reihenfolge nach betrachtet werden. Eine OFW bestimmter Amplitude wird zunächst vom Sende-IDT emittiert und erreicht die sensitive Schicht. Kommt es dort zu einer Anlagerung des Toluols, bewirkt

⁴Denn dieser Wert, oder vielmehr die Durchschnittsspannung des gleichgerichteten HF-Signals, ergab ja gerade die Regelgröße.

dies neben einer Änderung der Schallgeschwindigkeit auch eine Vergrößerung der Dämpfung, d.h. die Amplitude der Welle sinkt zum Teil beträchtlich⁵. Dies wird jedoch durch die vorhandene Regelung mit einer sofortigen Anhebung der Verstärkung korrigiert. Da eine Vergrößerung der in das OFW-Bauteil eingekoppelten Pulse, genau wie im Falle des unregulierten Oszillator eine direkte Verschiebung der Pulsfrequenz bewirkt (Abbildung 7.13), ergibt sich somit ein *Anstieg*, der den sinkenden Effekt durch die Änderung der Schallgeschwindigkeit noch deutlich übersteigt. Somit wird verständlich, daß Abbildung 7.12a im wesentlichen eine Messung der *Dämpfung* darstellt.

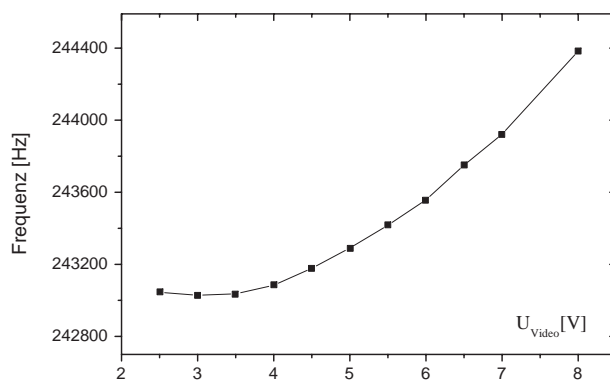


Abbildung 7.13: Geregelter Pulsoszillator: Auch hier ergibt sich eine Vergrößerung der Frequenz mit steigender Breite der Pulse (es wurde die Spannung am Verstärker variiert).

Interessanterweise gibt es in diesem Zusammenhang auch noch eine weitere Meßgröße, die es ermöglicht die Toluolkonzentration in der sensitiven Schicht zu erfassen. Da hiermit eine direkte Änderung der Dämpfung verbunden ist, genügt bereits die einfache Messung der Regelspannung des Verstärkers. Ein Beispiel hierfür gibt Abbildung 7.14. Wie sich erkennen läßt, besteht ein durchaus vergleichbares Signal zu Rausch Verhältnis zur Messung der Frequenz. Im betrachteten Bereich ist die gemessenen Reaktion außerdem linear zur eingestellten Konzentration (Abbildung 7.15). Zum Einsatz kam in dieser Meßreihe erneut ein OFW-Bauteil mit 20 Fingerpaaren und einer Mittenfrequenz von 218 MHz. Die sensitive Schicht bestand aus dem Polymer PECH und wurde im Sprühverfahren aufgetragen.

7.4 Zusammenfassung

Fassen wir nun die verschiedenen Möglichkeiten zusammen die uns eine Bestimmung der Toluolkonzentration im Meßgas ermöglichen:

Begonnen wird mit der Messung der Änderung von Phase oder Dämpfung des Signals, nach Durchgang durch das beschichtete OFW-Bauteil. Beide Messungen werden mit dem Netzwerkanalysator vorgenommen, besitzen jedoch nur ein geringes Auflösungsvermögen

⁵Genaue Messungen haben ergeben, daß eine Konzentration von 2000 ppm Toluol in synthetischer Luft eine zusätzliche Dämpfung der Schicht von bis zu 1,5 dB bewirken kann!

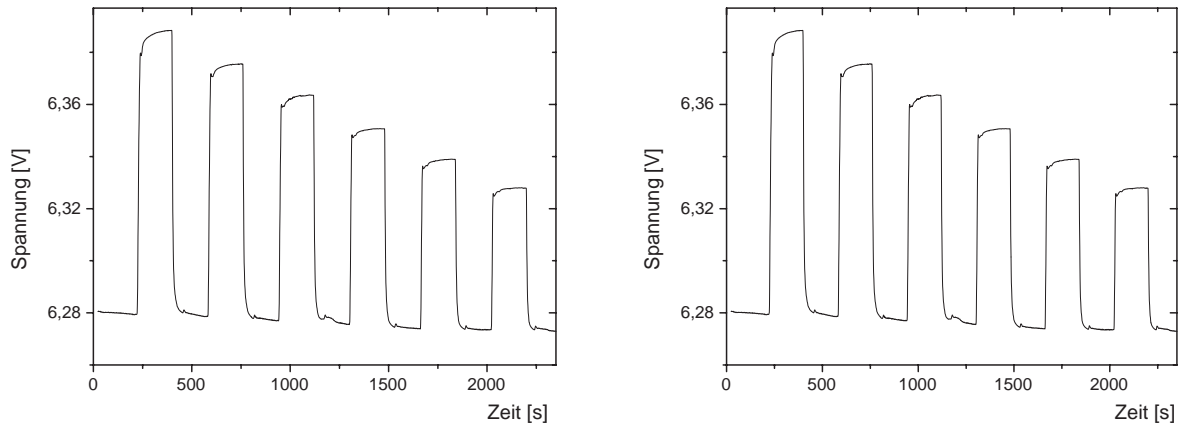


Abbildung 7.14: *Sensorreaktion des geregelten Pulsoszillators auf Zugabe von 2000 ppm bis 1000 ppm Toluol, in Schritten von 200 ppm. a) Messung der Pulsfrequenz. Der durch die Regelung bewirkte Anstieg übertrifft auch hier das Absinken durch die größere Schallgeschwindigkeit. b) Messung der Betriebsspannung des INA-Verstärkers. Es zeigt sich ein direkter Zusammenhang zur Dämpfung der sensitiven Schicht.*

und sind mit hohen Kosten verbunden. Die Messung der CW-Oszillationsfrequenz zeichnet sich hingegen durch eine exzellente Nachweisgrenze aus, wenngleich die Frequenz immer noch im unbequemen MHz-Bereich liegt. Das Auftreten von Modensprüngen macht diese Methode zudem anfällig gegen Stöße des Meßaufbaus. Diesen Nachteil eliminiert die Messung der Pulsfrequenz, welche außerdem mit einer Absenkung der Frequenz um etwa drei Größenordnungen verbunden ist. Im Regelbetrieb ergibt sich hier zusätzlich der Vorteil, auf eine Justierung der Elektronik verzichten zu können, was weitere Zeiterparnis mit sich bringt. Letztendlich entfällt mit der Messung der Regelspannung sogar völlig die eigentliche Zählung der Frequenz, so daß das vorliegende Signal unmittelbar ausgewertet werden kann.

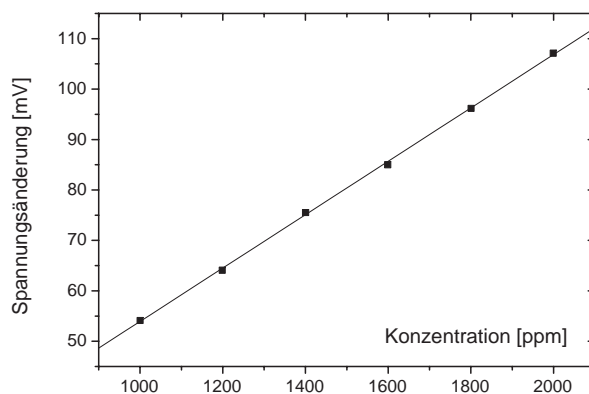


Abbildung 7.15: *Absolute Spannungsänderung des Verstärkers nach Zugabe verschiedener Toluolkonzentrationen im Meßgas. Im Bereich vom 1000 ppm bis 2000 ppm zeigt sich ein linearer Zusammenhang.*

Eine Übersicht über die wichtigsten Daten der verschiedenen Methoden gibt Tabelle 7.2. Bei dieser Versuchsreihe (zu der auch Abbildung 7.14 zu zählen ist) wurden um eine optimale Vergleichsmöglichkeit zu erhalten sämtliche Messungen mit der gleichen Meßzelle durchgeführt (OFW-Bauteil, Temperatur, Gasfluß...). Phase und Dämpfung wurden mit dem Netzwerkanalysator bestimmt, CW-Frequenz und Messung der Pulsfrequenz des unregulierten Oszillators erfolgten mit der Elektronik nach Abbildung 6.16. Für die Messung von Pulsfrequenz und Verstärkerspannung im Regelungsbetrieb wurde ein Aufbau nach Abbildung 6.20 verwendet.

	Sensitivität S/S_{CW}	Auflösungsvermögen [ppm]
CW-Oszillator	1	0,1
Phase	1,2	3
Dämpfung	(550)	8
Modenkopplung	24	0,4
Regelungsbetrieb	10	0,6
Spannungsmessung	(270)	0,7

Tabelle 7.2: Verhältnis der relativen Sensitivitäten und erreichtes Auflösungsvermögen der verschiedenen Meßmethoden. Die Werte aus der Dämpfungs- und Spannungsmessung sind eingeklammert, da Änderungen sehr leicht durch Nachverstärkung beeinflußt werden können.

Ersichtlich ergibt sich für alle Messungen ohne Netzwerkanalysator ein Detektionslimit von besser 1 ppm Toluol in synthetischer Luft. Die Spannungsmessung scheint hierbei zwar das Schlußlicht zu bilden, nur muß man in Betracht ziehen, daß sie meßtechnisch wesentlich einfacher als z.B. eine Frequenzmessung durchzuführen ist. Sehr einfach kann mit Hilfe eines Tiefpasses hochfrequentes Rauschen eliminiert werden, und durch Verwendung eines AD-Wandlers steht diese Signal auch zur digitalen Datenanalyse zur Verfügung. Eventuelle Nichtlinearitäten der Kennlinie können durch einen Mikroprozessor korrigiert werden. Durch Addition einer stabilen Gleichspannung erhält man außerdem die Möglichkeit die relative Signaländerung beliebig zu vergrößern, um so das Signal in Hinblick auf das Auflösungsvermögen der verwendeten Voltmeter oder AD-Wandler zu optimieren.

Kapitel 8

Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein passiv-modengekoppelter OFW-Oszillator entwickelt. Im Gegensatz zum CW-Oszillator erzeugt das Gerät eine Folge kurzer Pulse (etwa 100ns), wobei Pulsabstand und Pulsbreite durch die Geometrie der verwendeten OFW-Bauteile vorgegeben sind. Es wurden sensorische Messungen mit Polyisobutylene- und Polyepichlorhydrin-beschichteten OFW-Bauteilen durchgeführt und die Sensorreaktion auf Zugabe einer Konzentrationen im Bereich von 300 ppm bis 2000 ppm Toluol in synthetischer Luft untersucht. Es wurde gezeigt, daß mit Hilfe dieses Prinzips Auflösungen der Toluolkonzentration unter einem ppm (part per million) möglich sind.

Das Prinzip der Modenkopplung erfordert spezielle *breitbandige* OFW-Bauteile die im institutseigenen Reinraum gefertigt wurden. Aufgrund Schwierigkeiten bei der Belichtung (veralteter Photolack) konnten ausführlichere Messreihen nur mit zwei Bauteiltypen (Abbildung 3.7a,c) durchgeführt werden.

Die Messungen ergaben (im Vergleich zum herkömmlichen CW-Oszillator) eine um etwa eine Größenordnung gesteigerte Sensitivität, die sich nicht auf den Masseneffekt oder auf viskoelastische Effekte in der Polymerschicht zurückführen läßt. Die Toluoleinlagerung in die Schicht führt jedoch zu einer zusätzlichen Signaldämpfung und somit zu einer Deformation der Pulse. Unter der Annahme, daß mit einer Änderung der Pulsform auch eine Verschiebung des Detektionsschwerpunktes am IDT verbunden ist, konnte die gesteigerte Sensitivität erklärt werden. Um die genaue Frequenzabhängigkeit des Puls-Oszillators zu ergründen (Pulsamplitude, Pulsbreite, Pulssymmetrie) sind weitere theoretische Modelle erforderlich.

Zusätzlich zur gesteigerten Sensitivität, zeigten die Messungen auch ein deutlich verstärktes Rauschen, dessen genaue Ursachen noch nicht geklärt sind. Im Vergleich zum CW-Oszillator errechnete sich für das resultierende Auflösungsvermögen ein um den Faktor 4 verminderter Wert.

Die Vorteile der Sensorik mit modengekoppelten OFW-Oszillatoren begründen sich auf der einfacheren Messung der *Pulsfrequenz*. Mit Hilfe der Modenkopplung, erhält man gegenüber einem CW-Oszillator eine Verlagerung der Frequenz um etwa drei Größenordnungen; aus dem MHz-Bereich in den meßtechnisch viel einfacher zu erfassenden kHz-Bereich. Die störenden Modensprünge des CW-Oszillators können aufgrund der Funkti-

onsweise der Modenkopplung nun nicht mehr auftreten. Dies ist ein weiterer wichtiger Vorteil.

Das Prinzip der passiven Modenkopplung konnte durch die Entwicklung einer Regelung noch deutlich verbessert werden (automatische Verstärkungsregelung, AVR). Die AVR ermöglicht eine Anpassung des OFW-Pulsoszillators an die Durchgangsdämpfung der verschiedenen OFW-Bauteile. Hierdurch wird erreicht, daß die Pulsoszillation sofort nach Inbetriebnahme startet und ein „Abgleich“ des Oszillators entfällt. Im Bereich der Flüssigkeitssensorik oder der Sensorik in Ölen, können besonders große Dämpfungsänderungen auftreten. Die große Regeldynamik von 30 dB(!) ermöglicht es auch diese Gebiete mit einzubeziehen.

Die Regelung bietet zudem die Möglichkeit, die gemessene Toluolkonzentration in Form eines Spannungswertes zu erhalten. Eine Frequenzzählung erübrigt sich, und das Signal (zum überwiegenden Teil resultierend aus der Dämpfungsänderung) kann unmittelbar analog ausgewertet oder digital weiterverarbeitet werden. Hieraus ergibt sich eine Unabhängigkeit vom Netzwerkanalysator und Frequenzzähler! Da sich die passive Modenkopplung nicht auf gebondete Bauteile beschränkt, können auch alle Vorteile der *induktiven* Kopplung genutzt werden. Es besteht also die Möglichkeit, die gesamte Elektronik (mit induktivem, „austauschbarem“ OFW-Bauteil), in Form eines kompakten Aufbaus als tragbares Sensorsystem zu realisieren.

In einer Erweiterung der Regelung, könnte ein wesentlicher Fortschritt durch Verwendung der Integrierten Schaltung AD8313 der Firma Analog Devices erreicht werden. Ein Auszug aus dem Datenblatt [36] beschreibt Einsatzmöglichkeiten, die den hier benötigten sehr ähnlich sind (siehe Abbildung 8.1). Auf diesem Wege ließen sich die komplette Pulshöhenerfassung und die Regelung auf kleinstem Raum realisieren.

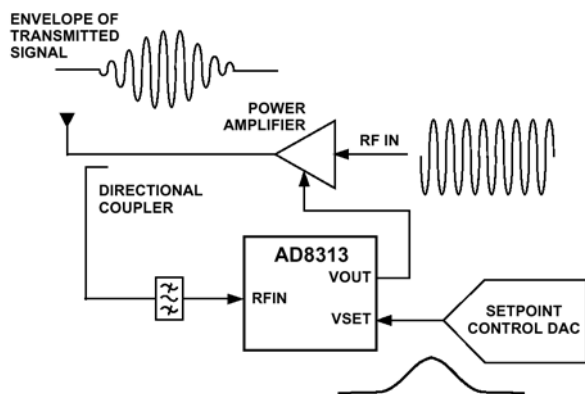


Abbildung 8.1: Abbildung aus dem Datenblatt der Integrierten Schaltung AD8313. Es zeigt eine Leistungsregelung anhand einer vorgegebenen Sollspannung (V_{SET})

Zu guter Letzt, konnte auch die aktive Modenkopplung verwirklicht werden. Der Aufbau verhielt sich jedoch sehr instabil und war aufgrund der Konstruktion noch nicht für sensorische Messungen geeignet. Da auch bei einem aktiv modengekoppelten Pulsoszillator eine gesteigerte Sensorreaktion zu erwarten ist, sollte in der Zukunft auch diese Möglichkeit näher untersucht werden.

Literaturverzeichnis

- [1] L.D. Landau, E.M. Lifschitz: *Lehrbuch der theoretischen Physik. Elastizitätstheorie*, Akademie Verlag, Berlin (1975).
- [2] A. Sommerfeld: *Mechanik der deformierbaren Medien*, Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.G., Leipzig (1957)
- [3] K. Beck: *Induktive Anregung und Detektion von Oberflächenwellen: Entwicklung und Anwendung eines neuen Konzepts für die Gassensorik*, Dissertation am Kirchhoff-Institut für Physik, Heidelberg (1999)
- [4] Richard Stanzel: *Gasdetektion im (sub)-ppm-Bereich mit einem kompakten Oberflächenwellen-Sensorsystem.*, Dissertation am Institut für Angewandte Physik, Heidelberg (1994)
- [5] Lord Rayleigh: *On waves propagated along the plane surface of an elastic solid*, Proceedings of the London Mathematical Society, 17 (1885),4
- [6] R.M.White: *Surface Elastic Waves* Proceedings of the IEEE, 58-1238 (1970)
- [7] G.W. Farnell: *Types and Properties of Surface Waves*, Topics in Appl. Phys., Vol 24, A. A. Oliner (ed.) Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York (1978)
- [8] H.Becker: *Reflektierte Oberflächenwellen: Eine neue Methode in der Sensorik*, Dissertation am Institut für Angewandte Physik, Heidelberg (1994), Shaker Verlag, Aachen (1995)
- [9] D.S. Ballantine, R.M. White, S.J. Martin, A.J. Ricco, E.T. Zellers, G.C. Frye, H. Wohltjen: *Acoustic Wave Sensors, Theory, Design, and Physico-Chemical Applications*, Academic Press Inc., San Diego (1997).
- [10] S. Datta, J. Hunsinger: *Element factor for periodic transducers*, IEEE Trans. Sonics Ultrason., SU-27 (1980) 42 ff.
- [11] K. Beck, T. Kunzelmann, M.v. Schickfus, S. Hunklinger: *Contactless surface acoustic wave gas sensor*, Sens. Actuators, 76 (1999) 103 ff.
- [12] D. Royer, E. Dieulesaint: *Elastic Waves in Solids I*, Springer Verlag, Berlin Heidelberg (2000).

-
- [13] W.R.Smith, H.M.Gerard, J.H.Collins, T.M.Reeder, H.J.Shaw: *Analysis of Interdigital Surface Wave Transducers by Use of an Equivalent Circuit Model*, IEEE Vol. MTT-17, NO.11 (1969)
- [14] C.K. Cambell: *Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communications*, Academic Press Inc. (1998).
- [15] A.J. Ricco, S.J. Martin, T.E. Zipperian: *SAW gas sensor based on film conductivity changes*, Sens. Actuators, 8 (1985) 319 ff.
- [16] S.J.Martin, G.C.Frye: *Surface acoustic wave response to changes in viscoelastic film properties*, Appl. Phys. Lett., 57, (18),(1990) 1867-1869
- [17] J. Wagner: *Sensorik mit polymerbeschichteten Oberflächenwellen-Bauteilen zum Nachweis von organischen Lösungsmitteln in Umgebungsluft*, Dissertation am Kirchhoff-Institut für Physik, Heidelberg (2002).
- [18] J.Wagner,M.v.Schickfus: *Inductively coupled, polymer coated surface acoustic wave sensor for organic vapors*, Sens. Actuators B 76 (2001) 58-63
- [19] C.C.Cuttler: *The Regenerative Pulse Generator*, I.R.E., pp. 140-148 February (1955)
- [20] A.Yariv: *Quantum Electronics*, John Wiley & Sons, New York (1989)
- [21] W. Lange: *Einführung in die Laserphysik*, Wissenschaftliche Buchgesellschaft, Darmstadt (1994).
- [22] L.L.Lee, B.J.Hunsinger, F.Y.Cho: *A SAW-Stabilized Pulse Generator*, IEEE Transactions and Ultrasonics, Vol. SU-22, No. 2, March (1975)
- [23] H.Stab, H.Hofmann: *SAW Pulse Oscillator Sensor with Optimized PSK Waveforms*, Ult. Symp., IEEE, 0-7803-4095-7/98 (1998)
- [24] D.Meschede: *Optik, Licht und Laser*, Teubner, Stuttgart, Leipzig (1999)
- [25] M.Gilden: *Stabilized SAW Comb Spectrum Oszillators*, Ult. Symp., IEEE Cat. 77CH1264-1SU (1977)
- [26] I.Browning, M.F.Lewis: *Theorie of Multimoding in SAW Oszillators*, Ultrasonic Symposium, IEEE Cat. 76 CH1120-5SU (1976)
- [27] M.F. Lewis: *The surface acoustic wave oscillator - A natural and timely development of the quartz crystal oscillator*, Freq. Control Symp. Proc., (1974) 304-314.
- [28] Datenblatt: *INA-02186*, Hewlett-Packard, <http://www.hawlett-packard.com>
<http://rf.rfglobalnet.com/designcenters/hp/products/rfics/pdfs/ina02184.pdf>

-
- [29] M. Gilden, T.M. Reeder, A.J. DeMaria: *The Mode-Locked SAW Oscillator*, IEEE Ultrason. Symp. Proc., 994-4SU (1975) 251-254.
- [30] R.A.Mishkinis, P.F.Rutkovskiy, V.N. Fedorets, G.V. Beleninik: *Surface Acoustic Wave Oscillator in the Mode-Locking Regime*, Radiotekhnika i elektronika, No 3, pp. 646-649 (1989)
- [31] U.Tietze, Ch.Schenk: *Halbleiterschaltungstechnik*, 11. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg (1999)
- [32] D.A.Bell *Operational Amplifiers: Applications, Troubleshooting, and Design*, Prentice-Hall, Inc. (1990)
- [33] C. Mueller: *Oberflächenwellen Sensorik für Schadstoffmessungen: Stickoxid-Nachweis bis in den sup-ppb Bereich mit einer zyklischen Meßmethode*, Dissertation am Kirchhoff-Institut für Physik, Heidelberg (2001).
- [34] C.Gerthsen, H.Vogel: *Physik*, 17. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York (1993)
- [35] J. Freudenberg: *Oberflächenwellen-Immunsensoren für den Betrieb in aggressiven Flüssigkeiten*, Dissertation am Kirchhoff-Institut für Physik, Heidelberg (2000).
- [36] Datenblatt: *AD8313*, Analog Devices, <http://products.analog.com>

Danksagung

Am Ende meiner Diplomarbeit möchte ich gerne denjenigen danken, die maßgeblich zu ihrem Gelingen beigetragen haben:

Herrn Prof. Dr. S. Hunklinger, der mir die Möglichkeit eröffnete dieses außerordentlich interessante Thema zu bearbeiten.

Herrn Dr. M. von Schickfus, für die vielen konstruktiven und kritischen Diskussionen und die aufmerksame Durchsicht meiner Arbeit.

Herrn J.Wagner, „meinem“ Doktoranden, er schaffte es bereits vom ersten Gespräch an mich für dieses Thema zu begeistern und war mir stets ein Vorbild für eine wissenschaftliche Arbeits- und Denkweise.

Den übrigen Mitgliedern der Gruppe Sensorik: Herrn P. von Bülow, Herrn C.P.Luo, Herrn S.Preuss und Herrn S.Rupp für die freundschaftliche Zusammenarbeit, und den schönen Momenten auf dem Balkon.

Herrn Dr. G.Kasper und Herrn D.Weiskat, für die äußerst kompetente Beratung in speziellen HF-Fragen.

Herrn P. Frauenfeld, für das Bonden der Bauteile.

Herrn S.Spiegel, seine Person besitzt einen großen Stellenwert für die gesamte Sensorik-Gruppe.

Meinem Mitbewohner A.Westphal, für die vielen, anregenden Gespräche und Diskussionen.

Einen besonderen Dank möchte ich meinem Bruder Stefan Philipp und meiner Freundin Dominique Eckert aussprechen, sie standen mir stets zur Seite und leisteten einen bedeutsamen, menschlichen Beitrag zum Gelingen dieser Arbeit.

Nicht zuletzt möchte ich meinen Eltern für ihre uneingeschränkte Unterstützung danken. Sie ermöglichten mir dieses Studium und waren mir stets ein großer Rückhalt.

Erklärung:

Ich versichere, daß ich diese Arbeit selbständig verfaßt und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Heidelberg, den

.....

Unterschrift