

## **6 Anwendungen von CMOS-Transceiver**

Die Einsatzgebiete von CMOS-Transceivern erstrecken sich über ein breites Spektrum von Anwendungen. Über den stark expandierenden Chipkartenmarkt folgen nun immer mehr kontaktlose Kartensysteme bis hin zu Identifikationssystemen im Bereich der Gesundheitsüberwachung, Landwirtschaft und Logistik. So können heute schon Proben im Labor, Bäume und Tiere sowie Paletten drahtlos identifiziert werden. Der Fortschritt durch wiederbeschreibbare Systeme macht deutlich, was für ein Potential in solchen RFID-Systemen steckt. So werden in der Automobilindustrie schon länger RFID-Systeme verwendet, die ein Fahrzeug während der ganzen Produktion begleiten. In den Transceivern werden Daten über Bauart, Motor, Farbe usw. gespeichert und können an vielen Punkten der Produktionsstätten ausgelesen werden und vermeiden dadurch Verwechslungen und viel Papier. Noch modernere Systeme beziehen Sensoren ein, so daß die Erfassung von Meßdaten aus sehr schwer zugänglichen Bereichen durch die drahtlose Übertragung ermöglicht wird. So lassen solche RFIDS-Systeme eine Überprüfung des Reifendrucks in einem Kraftfahrzeug zu [10], [108] oder es können verschiedene Betriebsgrößen zur Maschinendiagnose erfaßt werden [18]. Die Besonderheit liegt in der Kombination von Mikroelektronik und Mikrosystemtechnik, denn durch die Integration von Sensoren und Auswerteelektronik werden kleinste Aufbaugrößen möglich. Deutlich macht dies kein anderer Bereich wie die Medizintechnik. Aus diesem Grund wird auf medizinische Anwendungen etwas genauer eingegangen. Die beiden folgenden Anwendungen machen die Komplexität solcher Systeme deutlich, aber zeigen gleichzeitig die heutigen Möglichkeiten auf.

### **6.1 Medizinische Anwendungen**

Durch die immer kleiner werdenden Baugrößen sind den Anwendungen von Transceiver-Systemen kaum Grenzen gesetzt, so daß Implantationen bei Menschen und Tieren problemlos möglich sind. Einer der ersten RFIDS-Systeme ist der Tiertransceiver, der im Bereich der Tierhaltung in landwirtschaftlichen Betrieben angewendet wird. Neben der Identifizierung der

einzelnen Tieren wird die Körpertemperatur überwacht. Die Identnummer ist 32 Bit lang und wird beim Wafertest fest in ein PROM programmiert. Bei einer Betriebsspannung von 1,2 V und einer Trägerfrequenz von 134,2 kHz arbeitet der Transceiver in einem Temperaturbereich von 10 °C bis 60 °C. Um ein Aufheizen des Transceiver-ICs durch die Umsetzung überschüssiger Energie in Wärme zu verhindern, ist eine zusätzliche Regelphase vor der Temperaturmessung integriert. Die Basiseinheit regelt dabei die Sendeleistung ihres abgestrahlten Feldes auf der Basis eines von der Betriebsspannung des Transceivers abhängigen Antwortsignals. Das komplette System ist in einem Glasröhrchen untergebracht und wird dem Tier unter die Haut injiziert [9], [60].

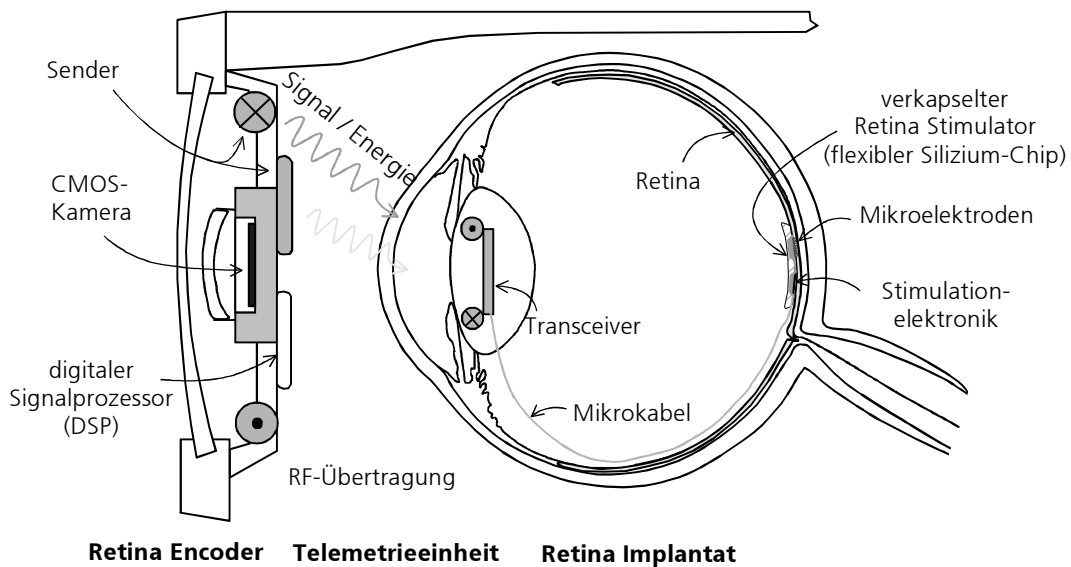
Aus den beim Tier gemachten Erfahrungen ist ein weiteres RFIDS-System entstanden. Dabei handelt es sich um den multifunktionalen Herzkatheter. Er kann neben der Temperaturmessung auch noch den Blutdruck und die Flußgeschwindigkeit des Blutes bestimmen [64].

Das Cochlea-Implantat erfüllt eine andere Aufgabe. Hier geht es nicht um die Übertragung von Meßdaten aus dem menschlichen Körper heraus, sondern tauben Menschen wird das Hörvermögen mit guter Sprachverständlichkeit wiedergegeben. Nach Aufnahme der Sprache und ihrer Verarbeitung in einem batteriebetriebenen Signalprozessormodul erfolgt die drahtlose Übertragung zum Implantatchip, der über angeschlossene Elektroden den Hörnerv stimuliert [12]. Das dafür entwickelte Sprachverarbeitungsmodul kann mit modifizierter Software auch zur Langzeitaufzeichnung akustischer Signale wie Atemgeräusche bei Erkrankungen der Atemorgane (Bronchitissensor) eingesetzt werden. Aufbauend auf die erzielten Ergebnisse wurde damit begonnen mit anderen wissenschaftlichen Einrichtungen aus den unterschiedlichsten Fachgebieten (u.a. Neueinformatik, Ophtalmologie, Neurophysiologie, Mikrosystemtechnik, Biomaterialforschung) nach dem oben schon angesprochenen Prinzip ein Retina-Implantat für Blinde zu entwickeln. Die dabei erreichten Forschungsergebnisse werden im folgenden Abschnitt vorgestellt. Im zweiten Abschnitt wird dann auf ein neues RFIDS-System, der intraokularer Drucksensor, eingegangen.

### **6.1.1 Retina Implantat System zur Netzhautstimulation**

Innerhalb eines vom Bundesministerium für Bildung, Wissenschaft, Forschung und Technologie (BMBF) geförderten Projektes wird der Ansatz untersucht, mit Hilfe einer Telemetrie-Anwendung Daten und Energie über eine Brille in das menschliche Auge zu übertragen (siehe **Bild 6.1**). Rund 30.000 Menschen leiden allein in Deutschland an einer unheilbaren Erkrankung

der Netzhaut, wie Retinitis Pigmentosa oder Makula Degeneration, europaweit sind es sogar 600 000 Menschen [17]. Bei diesen Erkrankungen kommt es zunächst zu einem Verlust an Farb- und Kontrastwahrnehmung, Nachtblindheit, Einengung des Gesichtsfeldes bis zur völligen Erblindung. Ursache dafür ist, daß die lichtempfindlichen Zellen in der obersten Schicht des Netzhautgewebes verkümmern. Sie liefern deshalb immer schlechtere Hell/Dunkel bzw. Farbinformationen an die dahinterliegenden Nervenzellen. Normalerweise werden die Informationen von dort in Form elektrischer Impulse an das Gehirn weitergeleitet und zur Wahrnehmung verarbeitet. Erhalten die Nervenzellen der Netzhaut nun keine sinnvollen Informationen, können sie auch keine Bildinformationen mehr weiterleiten. Die Folge ist die Erblindung des Menschen.

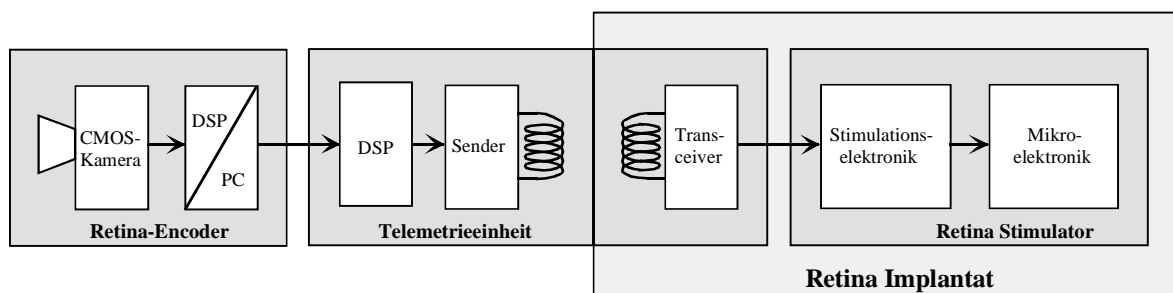


**Bild 6.1:** Architektur des Retina Implantat Systems zur Netzhautstimulation

Einen Ausweg für wenigsten einen Teil der Patienten stellt die Möglichkeit dar, einen Teil der degenerierten Zellen der Netzhaut und deren Funktion, gemeint sind die defekten Photorezeptoren, durch mikroelektronische Prothesen („Retina-Implantat“) zu ersetzen [24], [50]. Sie sollen durch geeignete Reize der noch intakten Netzhaut und des Sehnervs von der Netzhaut zum Gehirn wieder zu einem Seheindruck verhelfen [62]. Basierend auf Forschungsergebnisse von [6], [51], die zeigen das eine elektrische Stimulation der Ganglionzellen auf der Innenseite der menschlichen Netzhaut zu eng lokalisierten Sehnehmungen führen können, wurde mit der Entwicklung eines Systems zur Elektrostimulation der menschlichen Netzhaut begonnen [24], [96]. Da Retinitis Pigmentosa eine genetische Krankheit ist und der Weg zur Blindheit oft sehr lange dauert, besitzen diese Patienten bereits Erfahrungen mit dem Sehen. Diese Kenntnisse und die mikroelektronische Prothesen werden dem Patienten helfen die elektrischen

Stimulationen der Netzhaut als Bilder zu interpretieren. Eine Voraussetzung dafür ist, daß eine nennenswerte Zahl von retinalen Ganglienzellen noch intakt sind, doch das ist bei Blinden mit Retinitis Pigmentosa nach [109] gewährleistet.

Das Systemkonzept in **Bild 6.1** besteht in erster Linie aus drei mikroelektronischen Hauptkomponenten [62]. Außerhalb des Auges befindet sich der Retina Encoder bestehend aus einem CMOS Bildsensor und einem digitalen Signalprozessor (DSP) zur Berechnung der sogenannten rezeptiven Feldfunktionen, welche in grober Näherung die Informationsverarbeitung, die normalerweise die fünf Nervenzellschichten der Retina (Photorezeptoren, Horizontalzellen, Bipolarzellen, Amakine Zellen, Ganglienzellen) übernehmen, leisten soll. Der Retina Encoder wird in einer Brille bzw. in dem Brillengestell untergebracht. Der Bildsensor enthält alle Komponenten zur Bildaufbereitung, sowie zum wahlfreien Auslesen interessanter Bildbereiche, die zur Berechnung der sogenannten rezeptiven Feldfunktionen benötigt werden. Die nächste Hauptkomponente umfaßt die Telemetrieinheit, bestehend aus einem in der Brille untergebrachten Sender und dem im Auge befindlichen Transceiver. Sie sorgt für eine drahtlosen Daten- und Energieübertragung zwischen dem externen Retina Encoder und dem im Retina Implantat untergebrachten Transceiver. Ebenfalls befindet sich im Retina Implantat die letzte Hauptkomponente des Systems, der Retina Stimulator, ganz rechts im **Bild 6.1** zu sehen. Auf den detailliert Aufbau und ihrer Funktionsweise wird in den folgenden Abschnitten ausführlich eingegangen. Zum besseren Verständnis sind die einzelnen Blöcke des Retina Implantat Systems noch einmal schematisch in **Bild 6.2** aufgeführt.



**Bild 6.2:** Blockschaltbild des Retina Implantat Systems

Das später vorgestellte Retina Implantat besteht zum einen aus dem Retina Stimulator und zum anderen greift es auch in die Telemetrieinheit ein, da der Transceiver mit seiner Spule ebenfalls zum Implantat gehört. Zu der Telemetrieinheit gehört neben dem Sender und dem Transceiver auch ein DSP, der die vom Retina-Encoder kommenden Daten an den Übertragungskanal anpaßt und entsprechend kodiert. Der Retina-Encoder besteht in der jetzigen Entwicklungsphase aus einem CMOS-Bildsensor und einem PC, der die Bilder auslieft.

Anschließend finden im PC noch die Berechnungen der rezeptiven Feldfunktionen statt, die dann an den DSP in der Telemetrieinheit weiter geleitet werden. In einer späteren Entwicklungsphase soll der PC entfallen und die Berechnungen in einem DSP implementiert werden.

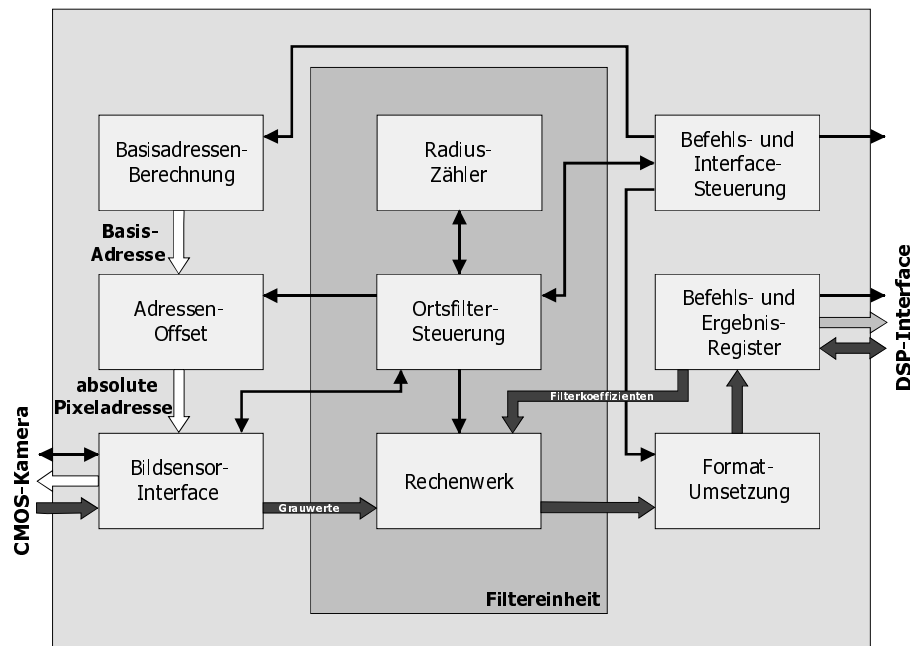
### 6.1.1.1 Retina Encoder

Eine ganze Reihe von rehabilitativen Maßnahmen einschließlich eines intensiven Trainings ermöglicht schon heute dem blinden Patienten eine weitgehend normale Lebensführung. Mit Hilfe der Braille-Schrift, u.a. auf den neuen deutschen Geldscheinen zu finden, eine Vielzahl von Tonträgern und Mikroprozessore-unterstützte Gräten, wie Scanner und Sprachsynthesizer, kann er sich in einem gewohnten Umfeld relativ sicher und frei bewegen. Allerdings ist die selbständige Orientierung in fremder Umgebung sowie das Lesen ohne Hilfsmittel unmöglich und gilt nach gängiger Lehrmeinung als nicht reparabel bzw. heilbar. Zu den wichtigsten Aufgaben der Retina eines Menschen gehören [24]:

- Verstellen des Arbeitsbereiches von jeweils etwa 2 Dekaden über den Gesamtbereich der Leuchtdichte von etwa 10 Dekaden (Hell-Dunkel Adaption).
- Trennen in einerseits farbantagonistische und kontrastverstärkende Kanäle und in andererseits bewegungsempfindliche Kanäle am Ausgang.
- Vorverarbeitung der Signale auf Photorezeptorebene in selektiven Kanälen bezüglich diverser Parameter, wie Ortsfrequenz, Zeitfrequenz, Position relativ zur Fovea, Simultan-Kontrast, Reizgröße.

Das heutige Wissen über die Informationsverarbeitung in der Retina schafft die Voraussetzung für die Entwicklung eines entsprechenden adaptiven Encoders, der in grober Näherung die retinale Informationsverarbeitung für selektiv kontaktierte Ganglienzell-Axone oder Zellen leisten soll. In einer längeren Dialogphase zwischen dem Patienten und seinem Retina Implantat (Hier ist die Mitarbeit des Patienten sehr stark gefordert.) sollen die dynamischen Informationsverarbeitungs-Eigenschaften der einzelnen rezeptiven Felder unter Auswertung geeigneter Lichtreizmuster für das Retina Implantat und der korrespondierenden Sehwarnehmungsberichte des Patienten näherungsweise erfaßt werden. Die individuellen rezeptiven Feldfunktionen werden aus technischer Sicht im Retina Encoder als adaptive Ortsfilter realisiert [59], so daß je Stimulations-Elektrode und damit je Ganglienzelle konzentrische rezeptive Felder zur Verfügung stehen. Das **Bild 6.3** zeigt dazu ein Blockdiagramm der möglichen

Algorithmenabläufe des adaptiven Encoders.



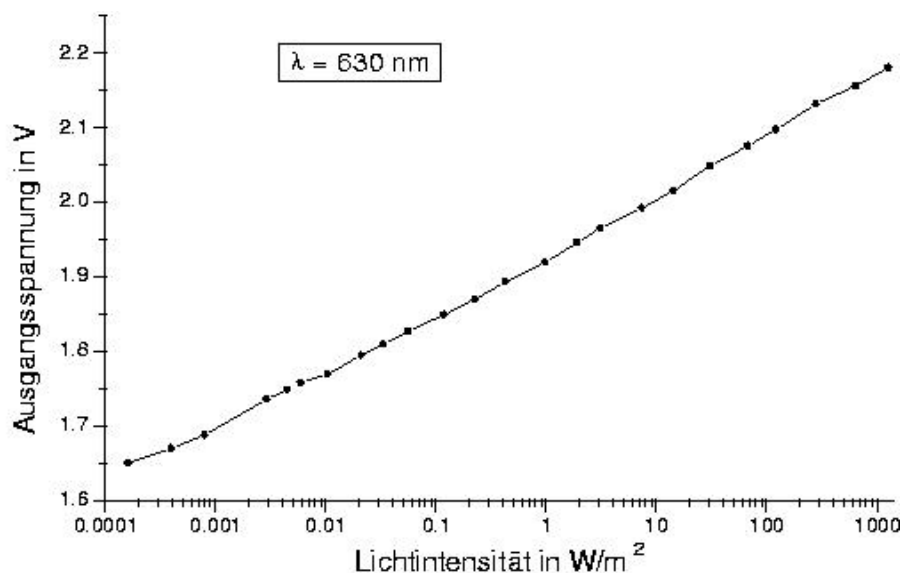
**Bild 6.3:** Blockdiagramm der Algorithmenabläufe zur Generierung der Ortsfilter, die den individuellen rezeptiven Feld-Funktionen entsprechen

Anschließend werden die Berechnungen der den rezeptiven Feld-Funktionen entsprechenden Stimulationssimpulsen über eine parallele Schnittstelle an einen digitalen Signalprozessor (DSP) übergeben. Durch die Verwendung eines Softwareprogramms zur Realisierung der Algorithmenabläufe ist eine sehr hohe Flexibilität während der Programmierung möglich und somit ist eine Vereinfachung bei der Kommunikation zwischen Encoder und Patienten gewährleistet. Später sollen diese Abläufe komplett in einem DSP implementiert werden, damit die Mobilität durch zusätzliche Hardware des Patienten nicht unnötig eingeschränkt wird. Näher wird auf die Funktion des adaptiven Encoders im Rahmen dieser Arbeit nicht eingegangen und es sei hier auf die folgenden Literaturstellen [4], [23] und [52] verwiesen.

Ein sehr wichtiger Bestandteil des Retina Encoders ist der Bildsensor, der am Anfang der Systemkette auf der linken Seite in **Bild 6.1** zu finden ist. Er ist aufgrund der Vorteile der CMOS-Bildsensorik gegenüber der Charge-Coupled-Device (CCD) Technik in einer CMOS-Technologie entwickelt worden. Durch die immer kleiner werdenden Strukturgrößen in der CMOS-Technologie können Abmaße eines einzigen Bildsensorelementes (im weiteren Verlauf als Pixel bezeichnet) erreicht werden, die dem Standard bei CCD's entsprechen. Auch das alte Vorurteil gegenüber den CMOS-Bildsensoren, die Bildqualität erreicht nicht die eines guten CCD-Sensors, gilt nicht mehr. Zusätzlich treten Effekte, wie Blooming (Überlaufen der Potentialtöpfe, das Ausfälle von ganzen Spalten bedeuten kann) oder Smear (Zurückbleibende

Ladungen führen zu Verschmierungen im Bild) bei den CMOS-Bildsensoren nicht auf. Durch die Verwendung von CMOS-Technologien können noch neben dem Bildsensor signalverarbeitende Schaltungskomponenten auf dem Mikrochip integriert werden, so daß ganze Bildverarbeitungssysteme mit flexiblen Ausleseverfahren entstehen. So besteht im Gegensatz zu den CCD-Sensoren die Möglichkeit nur Teile eines Bildes auszulesen, was die Anforderung an die folgende Verarbeitungseinheit reduziert und zu einem geringeren Leistungsverbrauch führt. Denn ein sehr niedriger Leistungsverbrauch ist im Sinne der mobilen Anwendung, da die Energiequelle aus einer Batterie besteht und somit die Lebensdauer vergrößert wird.

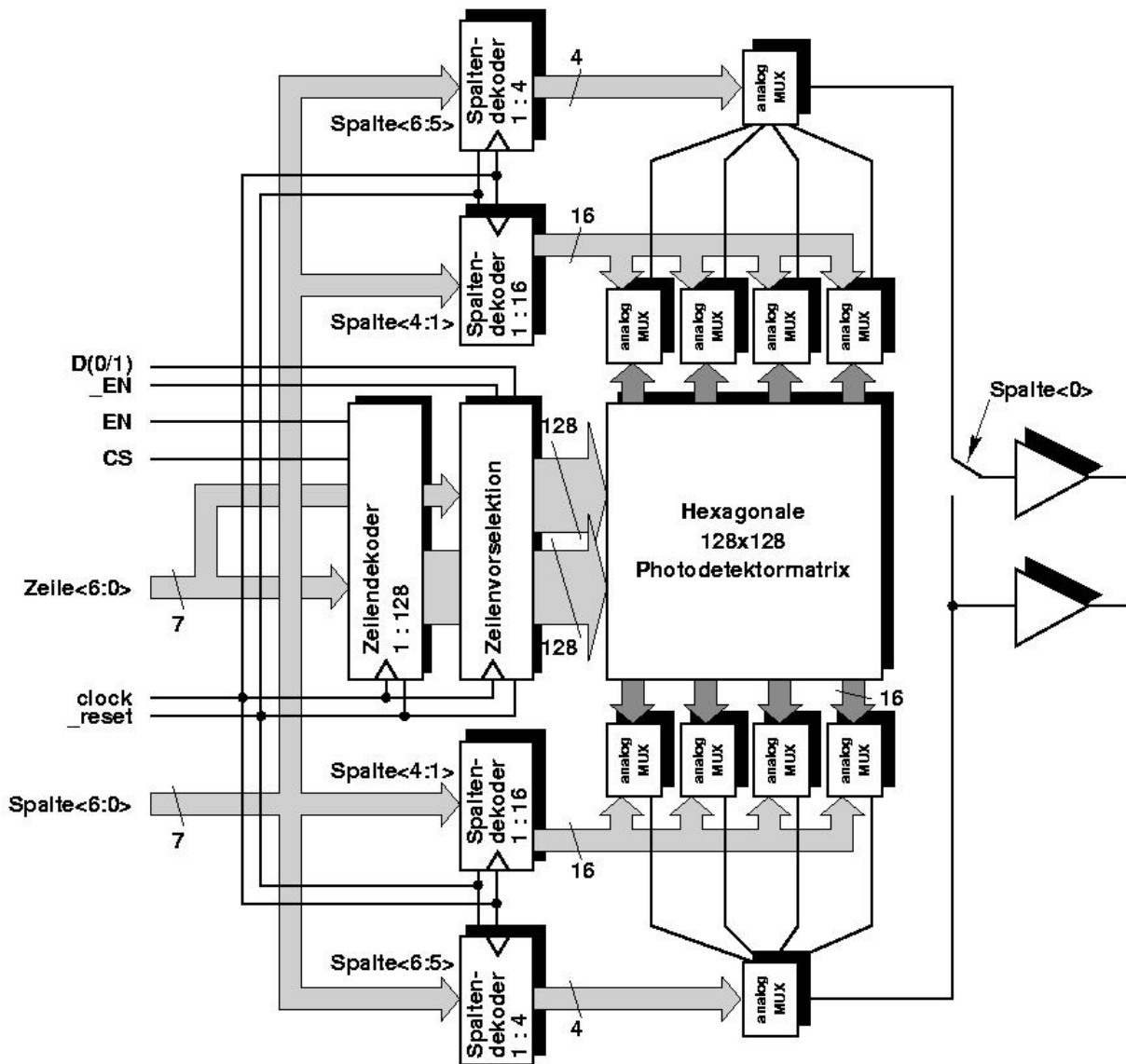
Der wohl wichtigste Vorteil ist der hohe Eingangsdynamik der CMOS-Bildsensorik. Wie das **Bild 6.4** zeigt, erstreckt sich der optische Dynamikbereich der verwendeten Pixel über sieben Dekaden und kommt so dem Adaptionsbereich des menschlichen Auges sehr nahe [53]. Bei einem Einsatz im Retina Implantat System wird mit nichtkontrollierbaren Lichtverhältnissen gerechnet, so daß ein Ausfall von Spalten, wie bei den CCD-Sensoren zu erwarten, nicht tragbar ist. Nach der Bildaufnahme, bzw. Bildausschnittaufnahme, wird in dem adaptiven Encoder mit einer Signalverarbeitung gearbeitet, die sehr viele radialsymmetrischen Filteroperationen umfaßt, so daß hier schon ein Abtastschema mit einem hohen Grad an radialer Symmetrie ausgesucht wurde. Bezüglich der Radialsymmetrie ist das hexagonale Abtastgitter das günstigste periodische Abtastgitter, denn die Zahl der Operationen für die Filterung kann damit um 13% gesenkt werden [72].



**Bild 6.4:** Dynamik der Pixel

Näheres zu der logarithmischen Auslese, die aufgrund der einfachen Aufbauweise zur Erfas-

sung des notwendigen hohen Dynamikbereiches ausgewählt wurde, und der Pixelarchitektur mit Rückkopplung (notwendig, da die Anwendung eine Bildauslese mit Videorate verlangt) kann der Literatur [42], [43], [53], [54] und [93]-[95] entnommen werden. Im Rahmen des Projektes sind mehrere Kamerasysteme entwickelt worden und mit Hilfe der Architektur des logarithmischen Bildsensors mit 128 x 128 Pixeln in **Bild 6.5** soll das Prinzip der CMOS-Bildsensorik näher gebracht werden [53].

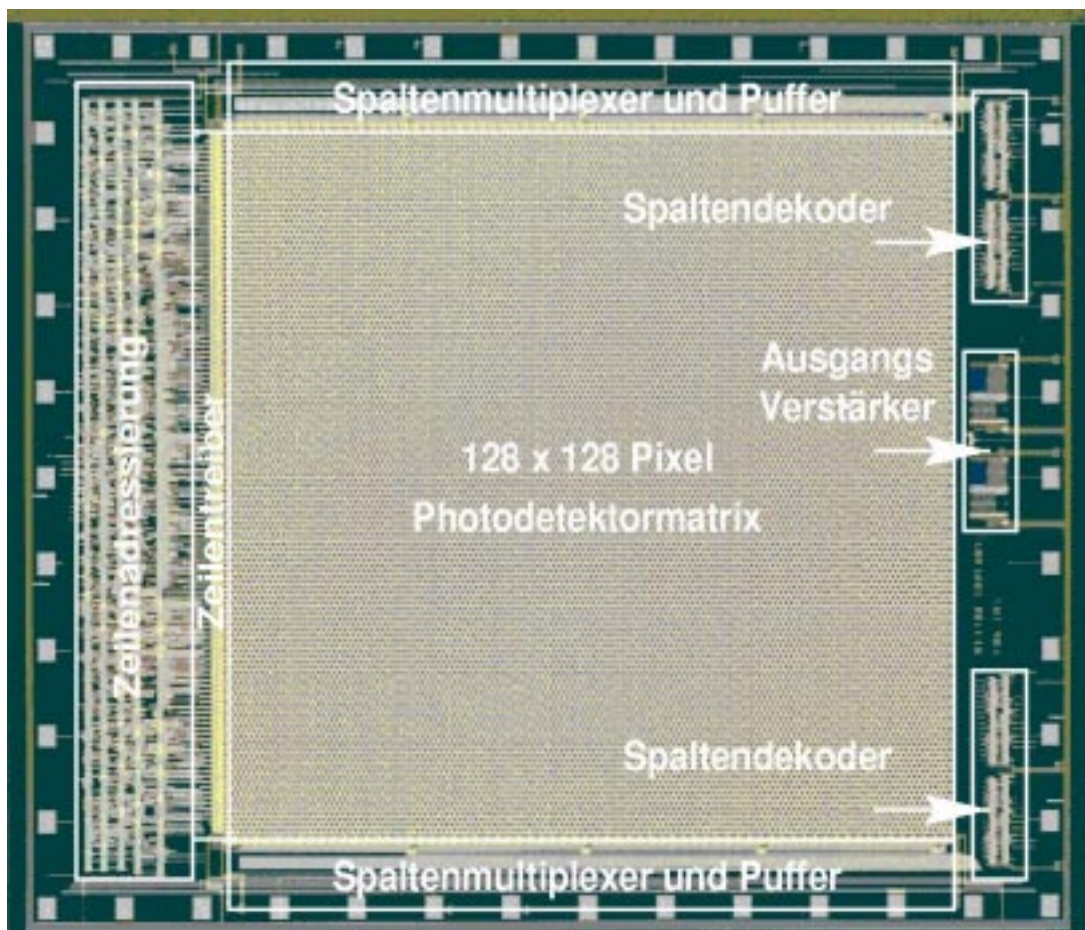


**Bild 6.5:** Architektur des logarithmischen Bildsensors mit 128 x 128 Pixeln

Kernstück des Bildsensors ist die in der Bildmitte angeordnete hexagonale 128 x 128 Photo detektormatrix. Über den Zeilendekoder kann eine der aktiven 128 Zeilen ausgewählt werden. Ein weiterer Dekoder steuert die Vorauswahl und sorgt für ein-, bzw. ausgeschaltete Zeilen, so daß die Stromquellen in den einzelnen Pixeln bei einer Auswahl einen Strom liefern oder eben nicht. Die Pixel der selektierten Zeile legen ihre Ausgangsspannung an die Spaltenleseleitung



und mit Hilfe der als Spannungsfolger beschalteten Spaltenverstärkern lassen sich die Signale regenerieren. Durch eine abwechselnde Anordnung der Spaltenverstärker unter und über der Pixelmatrix kann die doppelte Pixelbreite für den Verstärkerentwurf verwendet werden, so daß der Entwurfsaufwand erheblich reduziert wird. Anschließend müssen die Ausgänge der Spaltenverstärker an den Ausgang des gesamten Chips weitergeleitet werden. Durch baumförmig aufgebaute Multiplexer kann die kapazitive Belastung der Spaltenverstärker im Rahmen gehalten werden. Die erste Stufe faßt jeweils 16 benachbarte Spaltenverstärkerausgänge zusammen, welche dann nochmals über einen Multiplexer zusammengefaßt werden. Über einen Ausgangspuffer können dann die obere und untere Multiplexerbank entweder einzeln ausgelesen werden oder über einen Umschalter auch über einen Puffer. Die einzelnen Komponenten sind in dem Chipphoto in **Bild 6.6** wieder zu finden [53].



**Bild 6.6:** Chipphoto des 128 x 128 CMOS-Bildsensors

Besonders deutlich kann in der Pixelmatrix die hexagonale Anordnung der Pixel erkannt werden. Der Chip ist in einer 1  $\mu\text{m}$  Standard-CMOS-Technologie entwickelt worden und hat eine Chipfläche von 24,6 mm<sup>2</sup>. Weitere technische Daten sind in der **Tabelle 6.6** zusammen-

gefaßt worden, wobei auf die Einzelheiten nicht weiter eingegangen wird. Interessierte Leser können in den oben genannten Literaturstellen dazu näheres erfahren.

**Tabelle 6.6:** Technische Daten der 128 x 128 logarithmischen CMOS-Kamera

Pixelzahl	128 x 128
Pixelgröße	29,1 $\mu\text{m}$ x 25,2 $\mu\text{m}$
Füllfaktor	40%
Chipfläche	24,6 mm <sup>2</sup> in 1 $\mu\text{m}$ CMOS
Spannungsversorgung	5 V
Leistungsverbrauch	6 mW/preselected row
Eingangsdynamik	$10^7$
Maximaler Signal-Rausch-Abstand	56 dB
Steigung pro Dekade	86 mV
Minimale Bestrahlungsstärke	$< 10^{-4}$ W/m <sup>2</sup>
Maximaler Pixeltakt	$> 4$ MHz
Bildrate	$> 150$ /s

Zum Abschluß gibt das **Bild 6.7** eine mit dem Bildsensor getätigten Aufnahme wieder.



**Bild 6.7:** Aufnahme der 128 x 128 CMOS-Kamera

Es ist nun eine Auslese von Teilbereichen möglich, die dann später direkt mit Hilfe des adaptiven Encoders über die rezeptiven Feld-Eigenschaften in Stimulationsimpulse übertragen

werden können und somit eine Stimulation der Retina ermöglichen. Im Moment muß noch der Umweg über eine digitale „Framegrabber“-Karte in einem PC gegangen werden, d. h. der Bildsensor wird ausgelesen und die Informationen in einem PC gespeichert, bevor sie dann weiterverarbeitet werden. In Zukunft soll der PC überflüssig und der Bildsensor direkt über den DSP ausgelesen werden.

Zusammengefaßt können die Aufgaben des Retina Encoders auf folgende Weise beschrieben werden [24]:

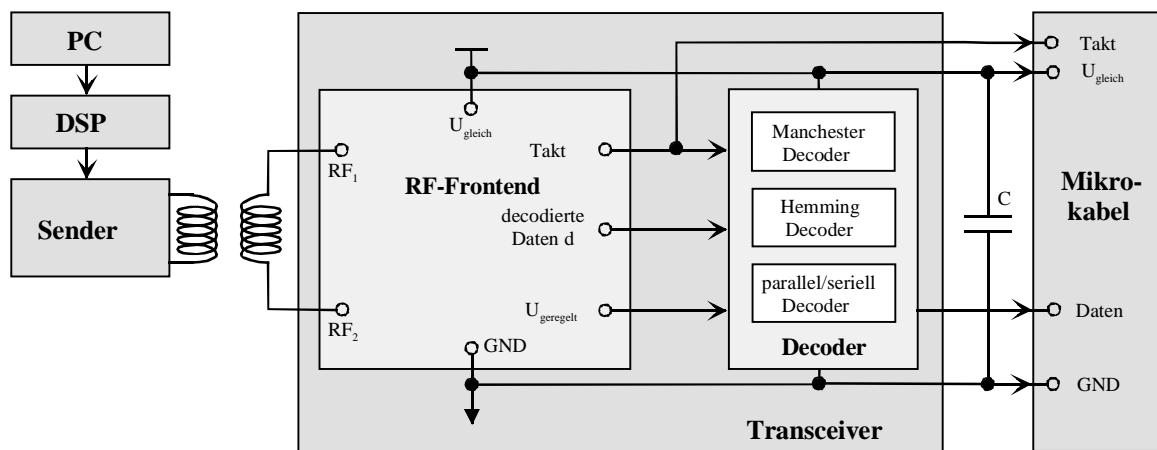
- Umsetzung von Licht-Mustern in der technischen Photosensor-Ebene in Impulsfolgen zur Stimulation einzelner Ganglienzellen durch näherungsweise Simulation von neurophysiologisch bekannten, typischen rezeptiven Feld-Eigenschaften.
- Adaption der rezeptiven Feld-Eigenschaften des lernfähigen neuronalen Netzes für eine gegebene Ganglienzelle durch Auswertung der Seh Wahrnehmung des Patienten bei Stimulation der Ganglienzelle oder des korrespondierenden Axons.

### 6.1.1.2 Telemetrieinheit

Die Aufgabe der Telemetrieinheit besteht im wesentlichen darin, die vom adaptiven Encoder berechneten Daten mit Hilfe eines DSPs zu kodieren und über den Sender für die RF-Übertragung zum Transceiver im Auge aufzubereiten, wobei dabei gleichzeitig die Energie für den Transceiver übertragen wird. Der Informationsgehalt der zu übertragenen Daten erstreckt sich von Pulsdauer, Polarpolarität bis hin zu Adressinformationen, welche der Stimulationselektroden angesprochen werden sollen. Dabei wird eine Datenrate in kodierter Form von bis zu 200 kBit/s erreicht. Die generierten Daten werden In **Bild 6.8** ist die Telemetrieinheit in Form eines Blockschaltbildes dargestellt.

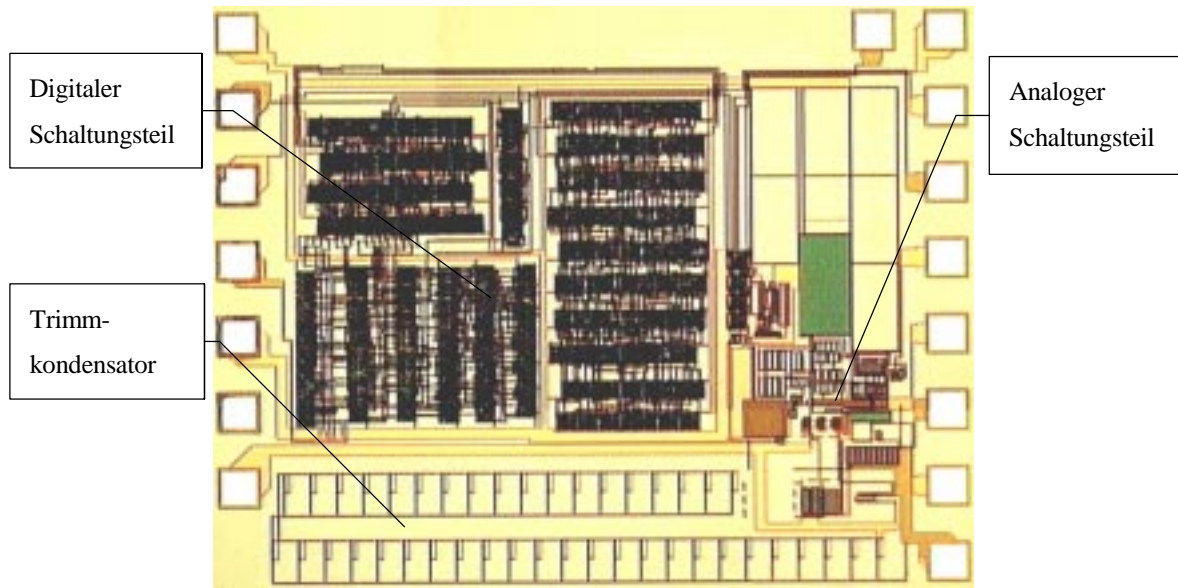
Die diskret realisierten Schaltungskomponenten (links im **Bild 6.8** zu sehen) besteht aus den schon angesprochenen PC und DSP sowie einem Sender. Mit diskret ist gemeint, daß diese Komponenten nur im Laboraufbau existieren und noch nicht miniaturisiert sind, so daß eine Implementation in einer Brille, wie in **Bild 6.1** demonstriert, noch nicht möglich ist. Über eine parallele Schnittstelle können die zuvor berechneten Daten aus dem PC in den DSP eingelesen werden. Nachdem sie Hamming und Manchester kodiert wurden, werden die Daten in einen seriellen Datenstrom umgewandelt und an den Sender weitergeleitet. Der Sender moduliert eine Trägerschwingung, die eine Frequenz von 13,56 MHz hat, nach dem Modulationsverfahren mit Amplitudentastung (ASK). Aufgrund der zu gewährleistenden Energieversorgung wird ein sehr

kleiner Modulationsfaktor von ca. 10% der Trägeramplitude verwendet. Die Energie, die aus der Trägerschwingung gewonnen wird, dient der kompletten Versorgung des Retina Implantats. Die drahtlose Verbindung zwischen den externen Komponenten und dem links im **Bild 6.8** befindlichen Transceiver wird über eine induktive Kopplung zweier LC-Resonanzkreisen erreicht. Der Transceiver ist verantwortlich für die Gleichrichtung der Versorgungsspannung, der Taktextraktion sowie für die Demodulation und Dekodierung der empfangenen Daten. Das dazu benötigte RF-Frontend (siehe **Bild 5.2**) mit den entsprechenden Schaltungen wurde im Kapitel 5 ausführlich beschrieben. Die extrahierten Signale, wie Versorgungsspannung, Daten zur Generierung der Stimulationsimpulse und der Takt werden über ein Mikrokabel, wie am rechten Bildrand in **Bild 6.8** angedeutet, zum Retina Stimulator weitergeleitet.



**Bild 6.8:** Blockschaltbild der Telemetrieinheit

In **Bild 6.9** ist das Chipphoto des Transceivers zu sehen, wobei die Chipfläche  $5 \text{ mm}^2$  beträgt. Der Chip wurde in einer  $1,2 \mu\text{m}$  n-Wannen CMOS Technologie unter Verwendung von einem Standard CMOS Prozeß für den analogen und digitalen Teil des Chips realisiert. Die einzelnen Schaltungsblöcke wurde aus den im letzten Kapitel vorgestellten Schaltungskonzepten realisiert. In der rechten Bildhälfte ist der Analogteil mit Gleichrichtung, Taktextraktion und Demodulation zu finden. Der Digitalteil, der für die Dekodierung und Taktteilung verantwortlich ist, ist in der linken Bildhälfte plazierte. Im unteren Bildbereich ist noch ein Trimmkondensator zu sehen. Er soll mögliche Fertigungstoleranzen bei der Herstellung der Transceiverspule und damit verbundene Induktivitätsschwankungen ausgleichen, so daß der Transceiverschwingkreis optimal auf die Resonanzfrequenz abgestimmt werden kann.



**Bild 6.9:** Chippfoto des integrierten Transceivers

In **Tabelle 6.7** werden noch einmal die technischen Daten des integrierten Transceivers zusammengefasst.

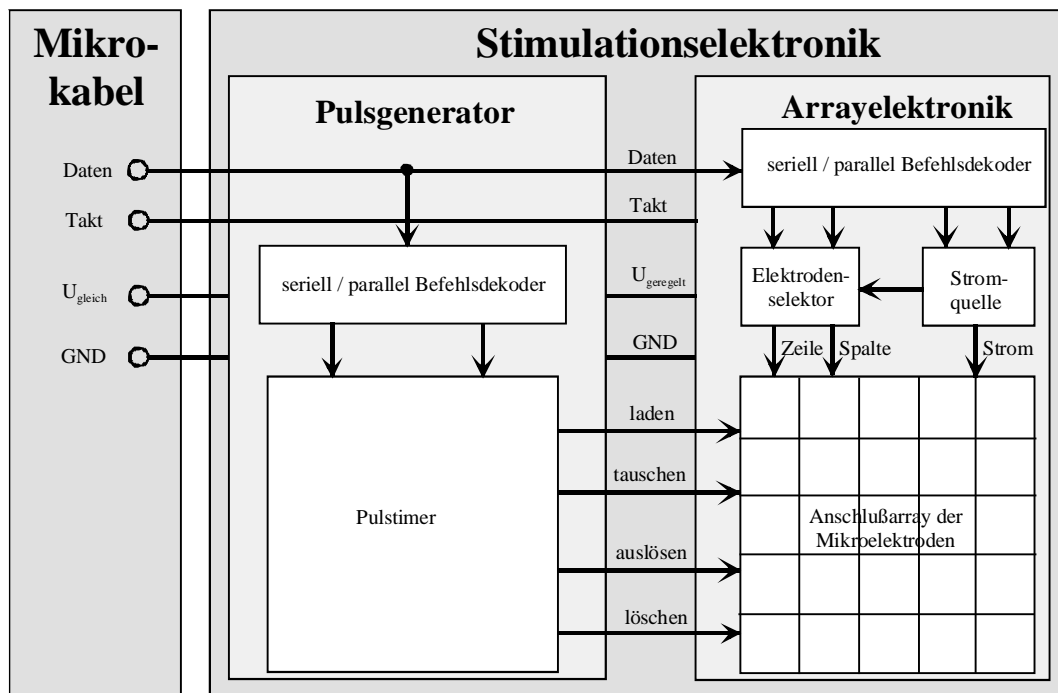
**Tabelle 6.7:** Technische Daten des integrierten Transceivers

gleichgerichtete Versorgungsspannung	10 V
Stromverbrauch	170 $\mu$ A
geregelte Versorgungsspannung	5 V
Chipfläche	5 mm <sup>2</sup> in 1,2 $\mu$ m CMOS-Technologie
kodierte Datenrate	200 kBit/s

### 6.1.1.3 Retina Stimulator

Bei der letzten mikroelektronischen Hauptkomponente handelt es sich um den im Auge befindlichen Retina Stimulator, wie er schon in **Bild 6.1** vorgestellt wurde. Er besteht aus einer Stimulationselektronik und den an ihr angeschlossenen Mikroelektroden. Die Stimulationselektronik wird auf der anderen Seite des schon angesprochenen Mikrokabels angeschlossen und generiert aus den übertragenen Daten die zur Stimulation benötigten Stromimpulse. Über

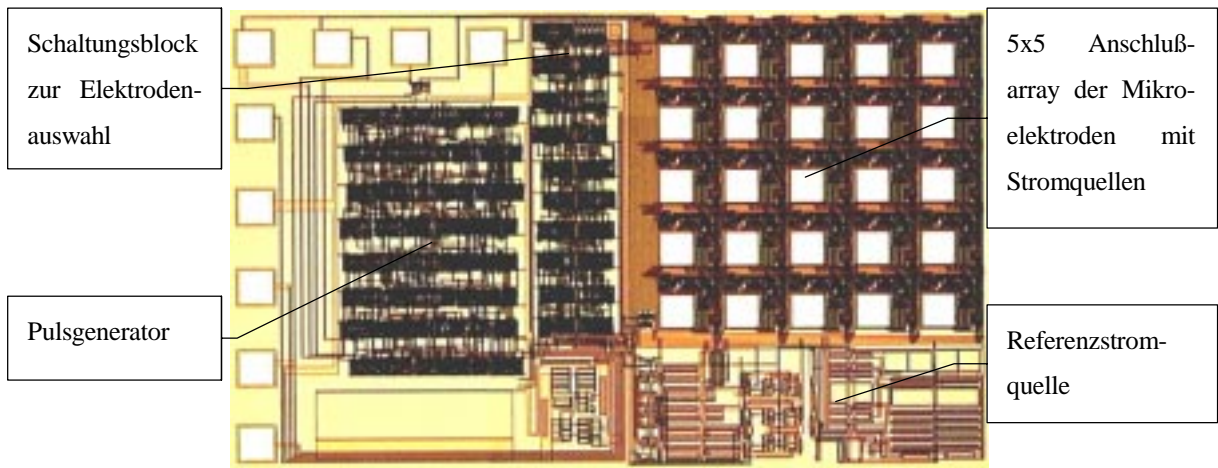
die daran angeschlossenen Mikroelektroden werden dann die Ganglionzellen angeregt ihren Informationsgehalt an die Nerven weiterzuleiten, so daß die Möglichkeit besteht einen Seheindruck vermitteln zu können. Der Aufbau der Stimulationselektronik ist in einem Blockschaltbild in **Bild 6.10** dargestellt und besteht aus den beiden Blöcken Pulsgenerator und Arrayelektronik. Nach einer seriell/parallel Wandlung des Datenstromes generiert der Pulstimer die Steuersignale zur Ansteuerung des Anschlußarrays, welches mit dem Mikroelektroden verbunden wird. Dabei werden die Zeitdauer der positiven und negativen Pulsflanken eines bipolaren Pulses sowie die Pausendauer zwischen den beiden Flanken festgelegt. In der Arrayelektronik wird dann ausgewertet, welche der 25 angeschlossenen Elektroden im 5 x 5 Anschlußarray angesteuert und mit welcher Stromstärke die Kapazität aufgeladen werden soll, so daß beim Auslösen an unterschiedlichen Elektroden verschiedene Stromstärken zur Stimulation vorhanden sind.



**Bild 6.10:** Blockschaltbild der Stimulationselektronik

Es besteht die Möglichkeit programmierbare Stimulationsimpulse mit einer Pulsweite zwischen 10 und 300  $\mu\text{s}$ , einer programmierbare Pulspolaritäten inklusive Bipolarpulse, Pulsstromstärken zwischen 10 und 100  $\mu\text{A}$  sowie einer Pulsrate bis zu 500 Hz zu generieren. Die Stimulationselektronik ist im selben 1,2  $\mu\text{m}$  Standard CMOS-Prozeß hergestellt worden, wie schon der Transceiver. Die Chipfläche der in **Bild 6.11** aufgeführten integrierten Stimulationselektronik beträgt 4  $\text{mm}^2$ . Der Pulsgenerator ist auf der linken Bildseite, der Block zur Elektrodenauswahl in der Mitte und das 5 x 5 Anschlußarray der Mikroelektroden mit den

Stromquellen sowie die Referenzstromquelle auf der rechten Seite zu sehen.



**Bild 6.11:** Chippfoto der integrierten Stimulationselektronik

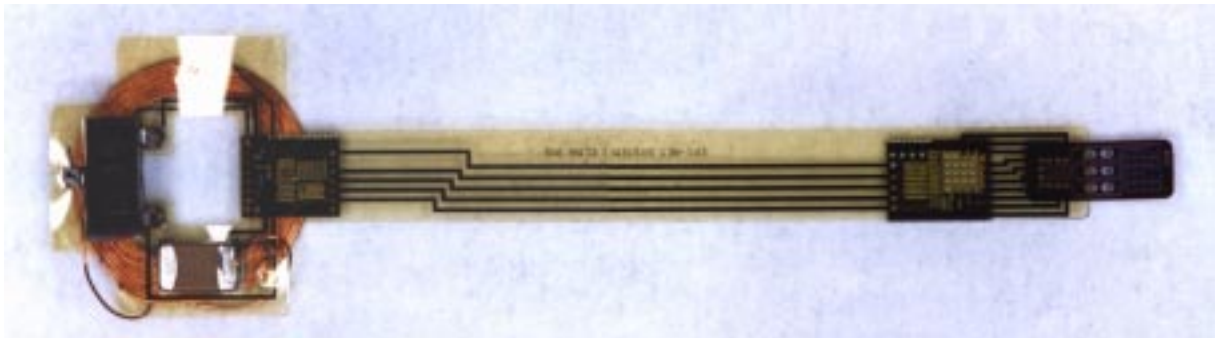
Auch hier werden die technischen Daten der integrierten Stimulationselektronik in einer **Tabelle 6.8** noch einmal zusammengefaßt.

**Tabelle 6.8:** Technische Daten der integrierten Stimulationselektronik

Versorgungsspannung der Elektroden	10 V
Stromverbrauch bei maximal programmierter Amplitude	330 $\mu$ A
geregelte Versorgungsspannung für den Digitalteil	5 V
Chipfläche	4 mm <sup>2</sup> in 1,2 $\mu$ m CMOS-Technologie
programmierbare Amplitude	10-100 $\mu$ A
programmierbare Pulsweiten	10-300 $\mu$ s
Pulsrate	bis zu 500 Hz
Anzahl der möglichen anzuschließenden Elektroden	25

### 6.1.1.4 Retina Implantat

Der Chip des Transceivers und der Chip der Stimulationselektronik arbeiten beide mit einer 10 V gleichgerichteten Versorgungsspannung. Aufgrund von Substrateffekten konnte der integrierte als Diode geschaltete Gleichrichtstransistor nicht den vollen benötigten Spannungshub erreichen, so daß zusätzlich zu dem externen Stabilisationskondensator noch eine Gleichrichterdiode benötigt wurde. Der Gesamtverbrauch des in **Bild 6.12** präsentierten und sich aus Transceiver und Retina Stimulator zusammengesetzten Retina Implantates liegt bei 5 mW. Auf der linken Seite befindet sich der Transceiver und die diskreten Bauelemente, wie Diode, Kondensator und Spule. Die Spule hat einen Durchmesser von 6 mm und 30 Windungen. Alle Komponenten sind auf einer flexiblen Polyimidfolie befestigt worden. In ihr ist auch das Mikrokabel über strukturierte Metallbahnen realisiert worden.

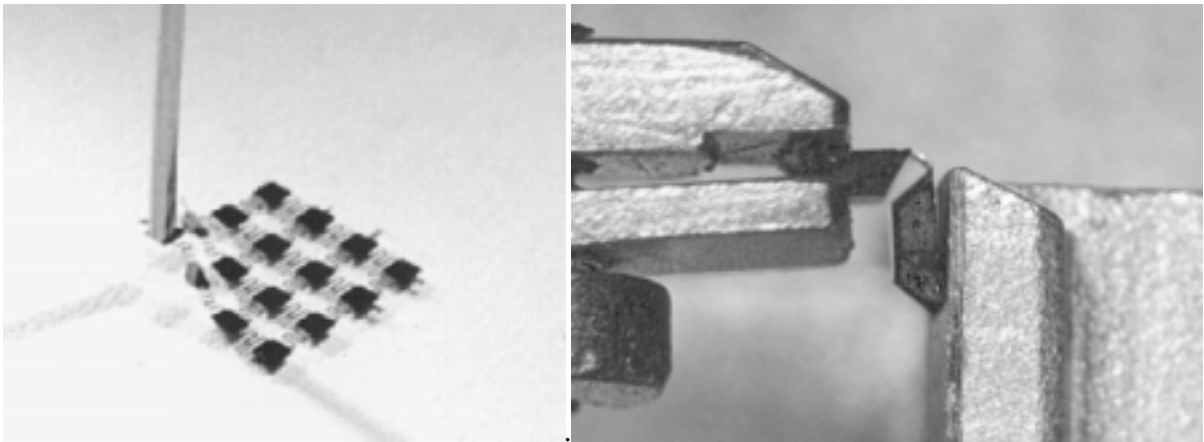


**Bild 6.12:** Darstellung des aufgebauten Retina-Implantates

Auf der rechten Seite befindet sich die Stimulationselektronik mit den angeschlossenen mechanisch flexiblen Mikroelektroden. Diese mechanische Flexibilität wird über einen naßchemischen anisotropen Ätzungsprozeß von der Rückseite der Siliziumwafer aus erreicht [112]. Damit können Dicken von wenigen Mikrometern erzielt werden, so daß eine hohe Flexibilität der Mikroelektroden gewährleistet werden kann, wie auch die Bilder in **Bild 6.13** zeigen [112]. Dies ist eine gute Voraussetzung für eine Anpassung der Mikroelektroden an die Netzhaut im Auge. Die Folge ist ein optimales flexibles Substrat aus biegeunempfindlichen Bereichen in Form von kompaktem Silizium, den sogenannten Siliziuminseln, die über mechanisch flexible Verbindungen aneinander gekoppelt sind. Damit die Verbiegung auf die Verbindungselemente beschränkt bleibt, muß das Verhältnis in der Biegesteifigkeit ausreichend groß gewählt werden. Ihrem Aufbau nach werden diese membran-elastisch gekoppelte Siliziumanordnungen als flexibles Substrat MESAflex-Substrat genannt [112], [113]. Ein konventionell großer, starrer Chip muß dann in viele kleine Funktionsblöcke aufgeteilt werden, die sich jeweils auf einem der zahlreichen kompakten Siliziumgebiete



befinden und elektrisch über die Verbindungselemente mit Hilfe von Leiterbahnen verbunden werden müssen.

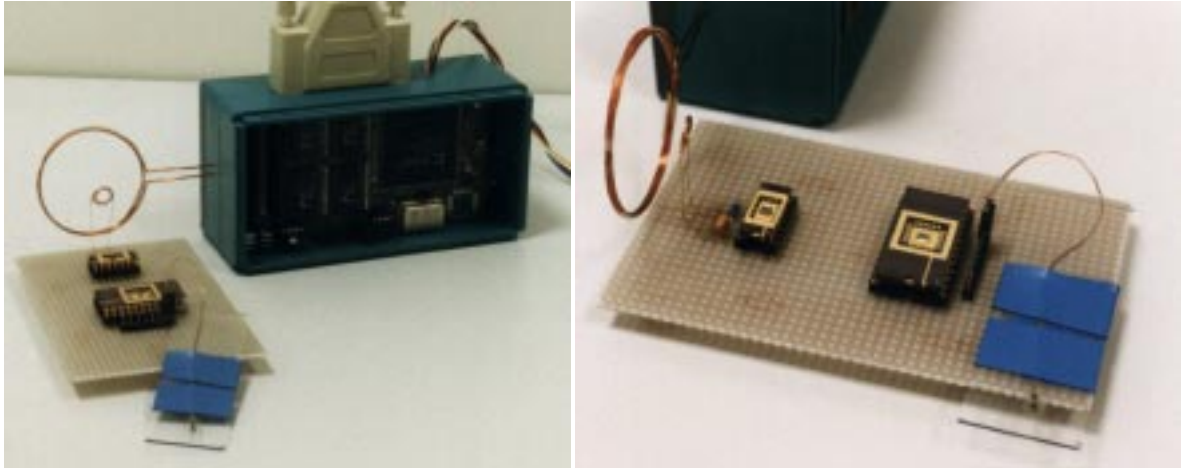


**Bild 6.13:** Hohe flexible Siliziumteststrukturen (links eine mit einer Vakuumpinzette angehobene Struktur und rechts ein um 90° gebogener Siliziumchip)

Nach einer Verkapselung des Retina-Implantats kann dieses in ein Auge eingesetzt werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurde der Status eines implantierten Systems noch nicht erreicht und deshalb werden hier an Hand von diskreten Aufbauten zunächst nur die Funktion der integrierten Schaltungselemente und anschließen des komplett aufgebauten Retina-Implantats nachgewiesen.

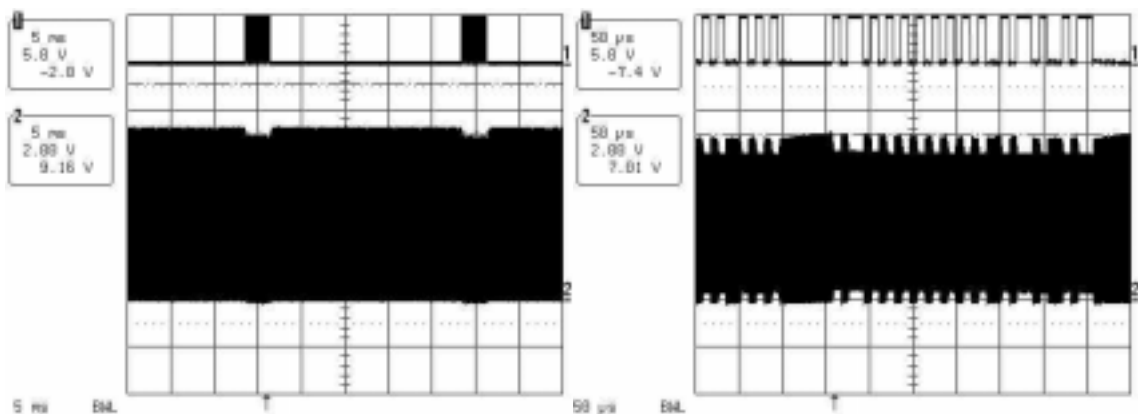
### 6.1.1.5 Messungen der diskret aufgebauten Übertragungsstrecke

Um den Nachweis zu erbringen, daß die Funktionskette von PC über die Telemetrieinheit mit Sender und Transceiver bis hin zu den Mikroelektroden funktioniert, wurde ein diskreter Testaufbau, wie er auch in **Bild 6.14** zu sehen ist, realisiert. Im hinteren Bildbereich des linken Bildes ist der anfangs erwähnte digitale Signalprozessor (DSP) mit der parallelen Schnittstelle zum Anschluß an den PC zur Berechnung der für die Generierung der Stimulationimpulse wichtigen Daten. Ebenfalls ist dort der Sender, der die Amplitudentastung der hochfrequenten Trägerschwingung übernimmt, untergebracht. Gut zu erkennen ist die im Durchmesser 4 cm breite Sendespule. Sie hat zwei Windungen und ist aus einem 0,8 mm dicken Kupferlackdraht gewickelt worden.



**Bild 6.14:** Aufbau der diskreten Übertragungsstrecke

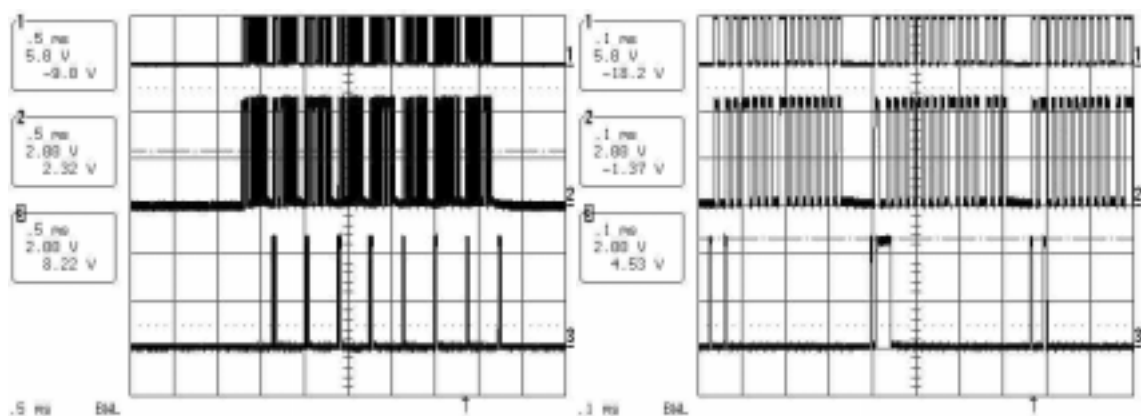
Die Transceiverspule hingegen hat 10 Windungen aus einem 0,15 mm dicken Kupferlackdraht und ihr Durchmesser beträgt 7 mm. Die rechte Seite in **Bild 6.14** zeigt die Komponenten, die später in dem Implantat zusammengefaßt werden und in ein Auge eingesetzt werden können. Der Transceiver ist in einem kleineren Gehäuse untergebracht, weil bei der Stimulations-elektronik wesentlich mehr Anschlüsse herausgeführt werden müssen, damit möglichst viele der 25 Elektroden kontaktiert werden können. Auf dem Objektträger sind die Mikroelektroden aufgeklebt worden. Der Testaufbau läßt eine genaue Verfolgung der einzelnen Signalverläufe zu. Das **Bild 6.15** zeigt die mit den Daten modulierte Trägerschwingung bei zwei unterschiedlichen Zeitauflösungen auf der Seite des Transceivers direkt am Schwingkreis gemessen.



**Bild 6.15:** Messung der mit den Daten modulierten Trägerschwingung bei unterschiedlicher Zeitauflösung auf der Seite des Transceivers

Aus diesem Grund stimmt auch die Amplitude der zweiten Messung nicht mit der tatsächlichen über ein, denn durch die Tastkopfspitze des Oszilloskops kommt es zu einer Verstimmung des Schwingkreises. Im linken unteren Bild sind deutlich zwei Einbrüche der Trägerschwingung zu

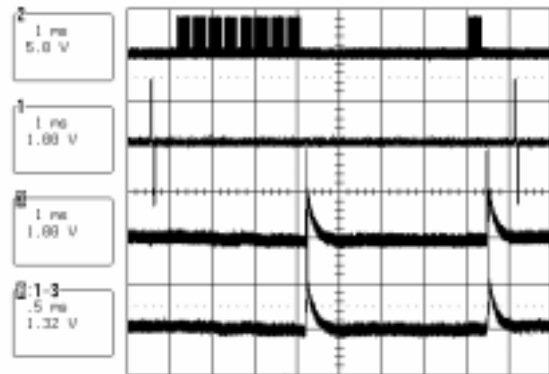
erkennen. Sie kommen durch die Modulation der beiden Datenpakete (Kurve 1), abgegriffen am Ausgang des DSPs, zustande. Auf der rechten Seite in **Bild 6.15** ist die Modulation noch deutlich zu erfassen. Eine logische „1“ hat einen Einbruch der Trägerschwingung zur Folge, dabei ist der Modulationsfaktor kleiner 10% gut abzulesen. Durch den im letzten Kapitel vorgestellten Hüllkurvendemodulator werden aus der amplitudengetasteten Trägerschwingung die benötigten Daten gewonnen. Anschließend werden sie im Digitalteil des Transceivers Manchester und Hamming dekodiert. Beide Signale lassen sich an der Testschaltung abgreifen und sind in **Bild 6.16** dargestellt. Auch hier wurden zum besseren Verständnis wieder zwei unterschiedliche Zeitauflösungen gewählt. Die erste Kurve dient zur Orientierung und zeigt wieder die am DSP abgegriffenen Sendedaten. Um einen Stimulationsimpuls programmieren zu können, werden acht Datenblöcke benötigt: Positive und negative Impulsdauer sowie die Pausendauer dazwischen, positive und negative Stromamplitude, welche Elektrode für die positive Impulsdauer und welche für die negative und zum Schluß der Auslöseblock. Die zweite Kurve in **Bild 6.16** gibt die demodulierten Daten des Transceivers wieder.



**Bild 6.16:** Meßergebnisse der demodulierten und dekodierten Daten des Transceivers bei unterschiedlichen Zeitauflösungen

Es ist eine deutliche Übereinstimmung zwischen den gesendeten und den demodulierten Daten zu erkennen. Bei der dritten Kurve handelt es sich schließlich um die dekodierten Daten, die dann über das Mikrokabel an die Stimulationselektronik weiter geleitet wird. Dort werden sie dann in Strompulse mit den programmierten Stromstärken umgewandelt, wie die beiden unteren Kurven in **Bild 6.17** zeigen. Dabei handelt es sich um die abgegriffenen Spannungen über einen  $27\text{ k}\Omega$  Widerstand, da sich Stromstärken nur indirekt auf einem Oszilloskop darstellen lassen. Durch Differenzbildung der beiden Kurven können die erwarteten bipolaren Stimulationsimpulse (zweite Kurve von oben im **Bild 6.17**) erzeugt werden. Die erste Kurve stellt die gesendeten Daten dar und es ist zu erkennen, daß, wenn die Daten in der Stimulationselektronik

einmal programmiert worden sind, es ausreicht nur noch den Auslöseblock zu übertragen. So können Übertragungszeiten gespart werden und damit wird gleichzeitig der maximalen Hub zur Energieübertragung gewährt. Im anderen Fall sind sogenannte Burstpulse möglich, das heißt an einem Punkt auf der Netzhaut können mehrere Stimulationsimpulse unmittelbar hintereinander ausgelöst werden.

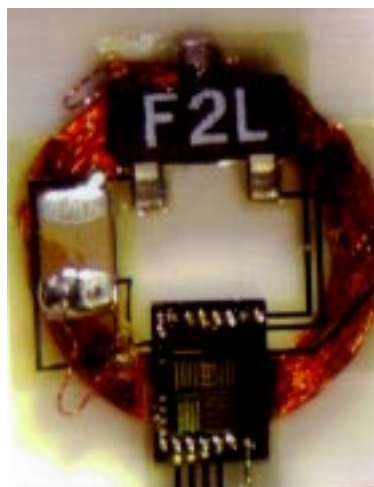


**Bild 6.17:** Ausgangssignale an zwei Elektroden der Stimulationselektronik über einem  $27\text{ k}\Omega$  Widerstand abgegriffen

Nachdem nachgewiesen werden konnte, daß die einzelnen Systemkomponenten auch miteinander funktionierten, wurde das Retina-Implantat aufgebaut. Auch hier galt es durch einen Funktionstest die Erwartungen an das System zu erfüllen.

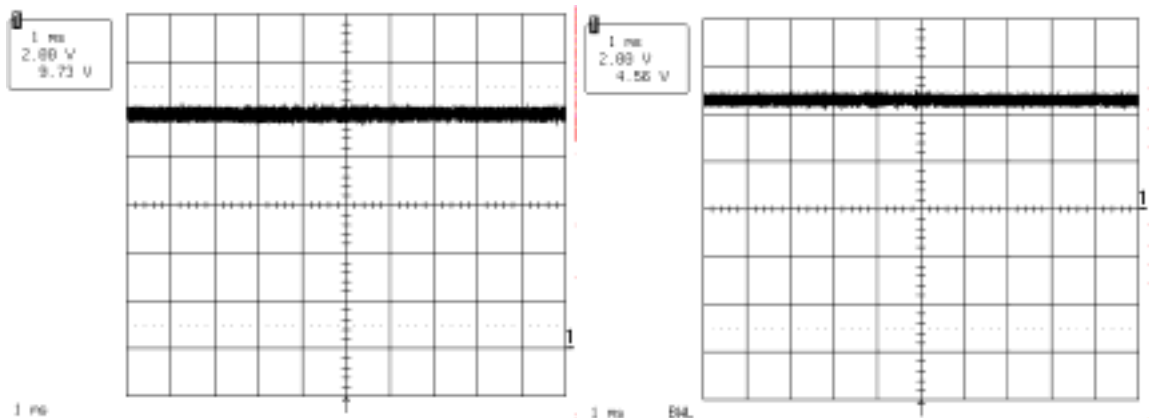
### 6.1.1.6 Meßergebnisse an einem Retina-Implantat

Das Retina-Implantat wurde schon im vorherigen Abschnitt vorgestellt, in **Bild 6.18** ist noch einmal ein Ausschnitt zu sehen.



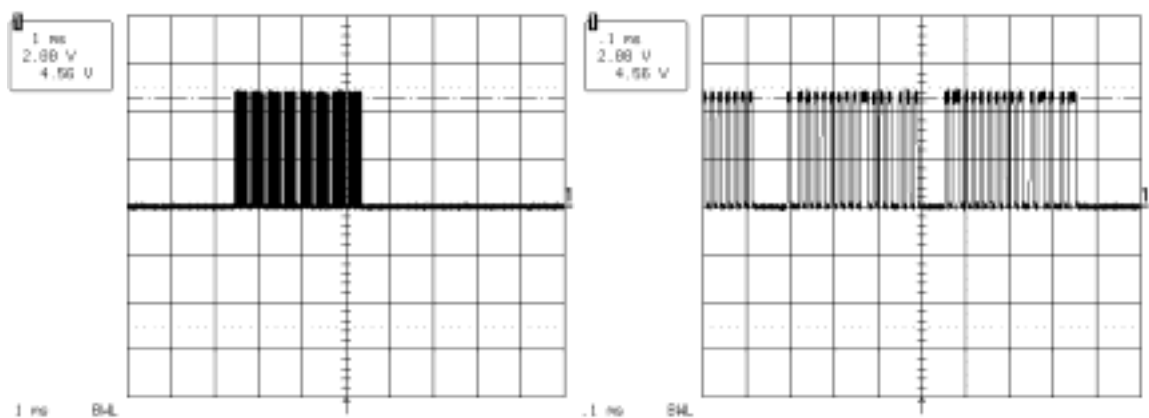
**Bild 6.18:** Darstellung des angeschlossenen Transceivers im Retina-Implantat

Dabei handelt es sich um den vorderen Teil des Implantats, welcher später mal in der Augenlinse untergebracht wird. Im unteren Bereich ist der Mikrochip des Transceivers zu erkennen, links der Stabilitätskondensator, oben die Gleichrichtdiode und im Hintergrund die im Durchmesser 6 mm große Spule. Durch einen speziellen Meßaufbau konnten auch hier einige Testsignale abgegriffen werden. Auf der linken Seite in **Bild 6.19** kann die Höhe der gleichgerichteten Versorgungsspannung abgelesen werden. Mit 9,73 V wurde der spezifizierten Wert von 10 V so gut wie erreicht. Aufgrund von Technologieschwankungen kann es sein, daß bei der geregelten digitalen Versorgungsspannung die vorgegebenen 5 V nicht erreicht wurden, wie die rechte Seite in **Bild 6.19** zeigt. Doch die erzielten 4,56 V reichen zur vollständigen Funktion des Digitalteiles aus.



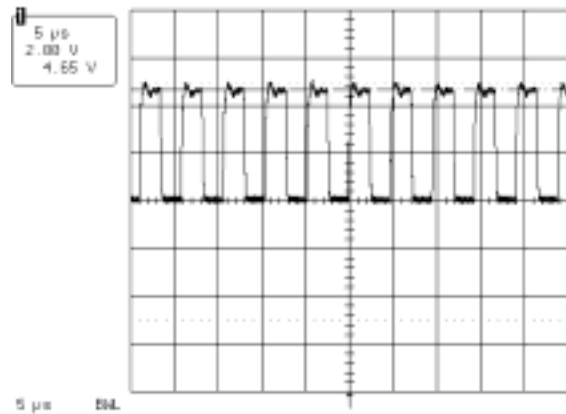
**Bild 6.19:** Messung der mit einer externen Gleichrichtdiode gewonnenen Versorgungsspannung (linke Seite) und der anschließend auf dem Chip geregelten digitalen Versorgungsspannung (rechte Seite)

Die beiden Messungen zu unterschiedlicher Zeitauflösung in **Bild 6.20** stellen die demodulierten Daten am Hüllkurvendemodulatorausgang dar.



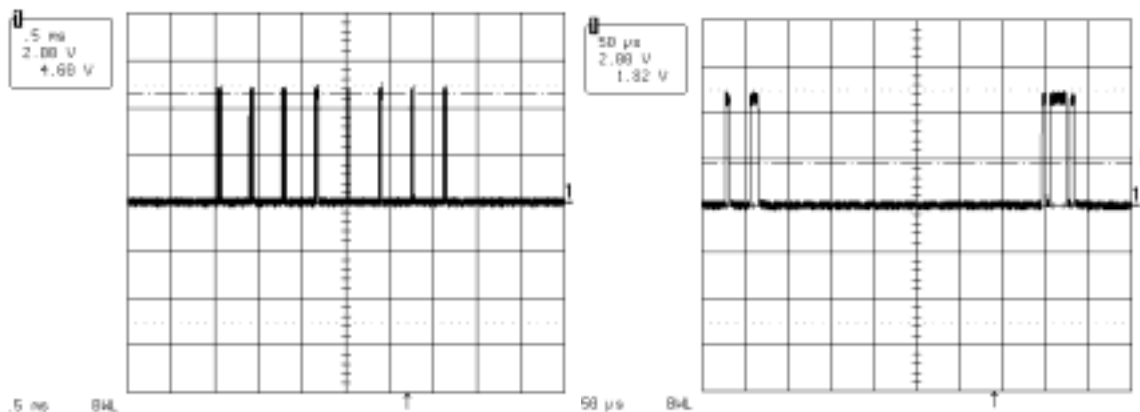
**Bild 6.20:** Messung der demodulierten Daten im Transceiver bei unterschiedlicher Zeitauflösung

Aus der hochfrequenten Trägerschwingung (13,56 MHz) wird vom Analogteil des Transceivers der Systemtakt für den Digitalteil extrahiert. Dort wird er dann auf den Datentakt von ca. 200 kHz heruntergeteilt. Das **Bild 6.21** zeigt den über das Mikrokabel an die Stimulations-elektronik weitergeleiteten Takt.



**Bild 6.21:** Messung des extrahierten und anschließend durch den Digitalteil heruntergeteilten Taktes

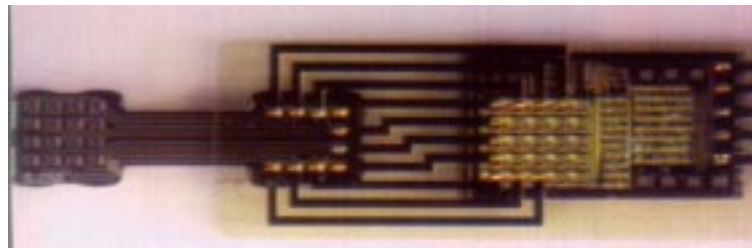
Mit dem extrahierten Takt können die demodulierten Daten im Digitalteil dann wieder dekodiert werden, wie die beiden Messungen in **Bild 6.22** bei unterschiedlichen Zeitauf-lösungen wiedergeben. Diese dekodierten Daten werden dann ebenfalls über das Mikrokabel an die Stimulations-elektronik weitergeleitet.



**Bild 6.22:** Messung der dekodierten Daten im Transceiver bei unterschiedlicher Zeitauf-lösung

Auf der anderen Seite des Mikrokabels befindet sich dann die Stimulationselektronik mit den angeschlossenen Elektroden. Dieser Teil ist auch noch einmal vergrößert in **Bild 6.23** dargestellt. Auf der rechten Seite kommen die fünf Signale über das Mikrokabel an und werden in der Stimulationselektronik verarbeitet. Anschließend wird die MESAflex-Struktur mit den Mikroelektroden über eine Zwischeninsel an das Anschlußarray der Stimulationselektronik

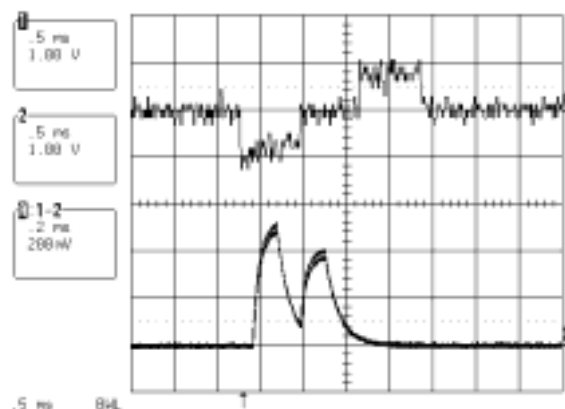
angeschlossen. Diese Doppelinselstruktur stellt im Moment nur eine Zwischenlösung dar, auf die später, insbesondere bei der Erhöhung der Elektrodenanzahl, verzichtet werden soll.



**Bild 6.23:** Darstellung der angeschlossenen Stimulationselektronik

In **Bild 6.24** ist noch einmal eine Messung des aus den Daten umgesetzten Stromes, der indirekt über zwei Elektroden an einem 27 k $\Omega$  Widerstand abgegriffen wurde, zu sehen. Die Differenz der beiden Spannungen ergibt den in der oberen Bildhälfte zu erkennenden bipolaren Impuls.

Somit konnte die komplette Funktion des Retina-Implantats nachgewiesen werden.



**Bild 6.24:** Messung des aus den Daten in der Stimulationselektronik umgesetzten Stromes über zwei Elektroden an einem 27 k $\Omega$  Widerstand

An dieser Stelle sollte noch erwähnt werden, daß, parallel zur technischen Realisierung des Retina-Implantats, intensivste Entwicklungen bezüglich der Bioverträglichkeit, der Verkapselung des Retina-Implantats und der Optimierung der ophthalmologischen Implantationstechniken durch biomedizinischen und medizinischen Partner innerhalb dieses Projektes getätigt wurden. So konnte zum Beispiel festgestellt werden, daß durch an der Netzhaut befestigte Dummy-Implantate, z.B. aus Silikon und Hydrogel, nach mehr als einjähriger Implantation keine meßbaren Gewebereaktionen seitens der Netzhaut ausgelöst werden [124]. Außerdem wurden unterschiedliche Befestigungsmethoden ausprobiert.

## 6.1.2 Intraokulares Drucksensorsystem

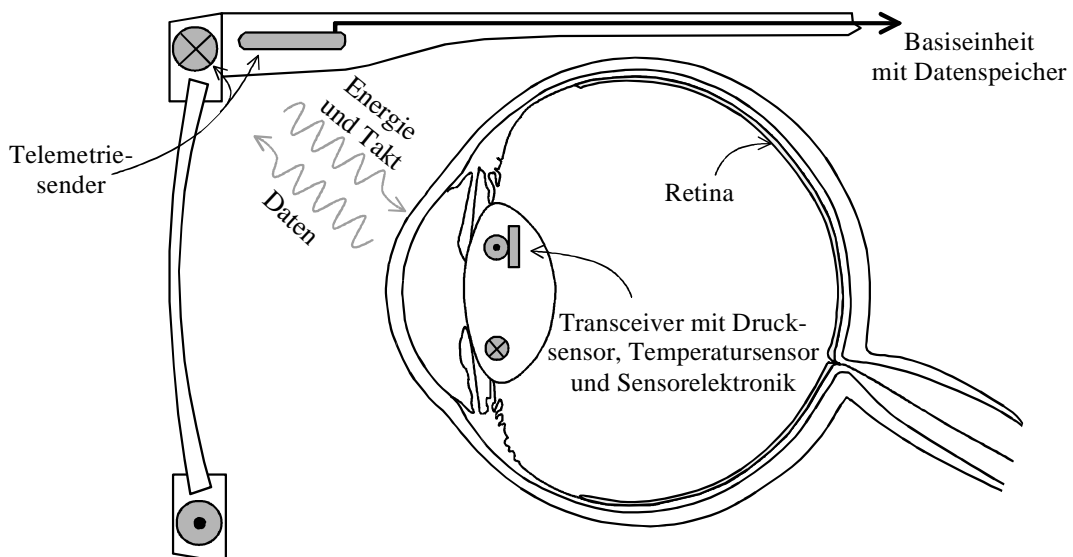
Bei dieser Anwendung handelt es sich ebenfalls um ein Augenimplantat, ein programmierbares intraokulares Drucksensorsystem [63], [104]. In diesem Fall können die zuvor gemachten Forschungsergebnisse direkt mit einfließen und es besteht in absehbarer Zeit die Möglichkeit Patienten, die unter erhöhtem Augeninnendruck leiden, mit Hilfe der dauerhaften Überprüfung des Augeninnendrucks eine bestmögliche Medikamenteneinstellung zu gewährleisten. So könnten die Folgeerkrankungen, wie Glaukom oder Grüner Star, stark eingeschränkt werden und es kommt nicht mehr zu Gesichtsfeldausfälle oder gar zur Erblindung. Ein erhöhter Augeninnendruck kommt oft zustande, wenn die Flüssigkeit, das sogenannte Kammerwasser, nicht mehr ungehindert abfließen kann, es sich also staut, was dann den Druck im Auge erhöht. Eine rechtzeitige Behandlung durch Medikamente hat eine wirksame Senkung des Augeninnendrucks und damit Schutz vor Schäden an Sehnerv und Gesichtsfeld zur Folge [31]. Bis jetzt werden zwei Meßmethoden verwendet, die nur ein Augenarzt durchführen kann. Entweder wird der Druck mit einem feinen Luftstrahl oder mit einem sogenannten Tonometer gemessen. Das Tonometer ist ein kleines Meßgerät, das vom Augenarzt sanft auf das Auge gedrückt wird. Der Nachteil ist, daß nur sehr selten gemessen werden kann, denn es ist jedesmal ein Arztbesuch erforderlich und damit ist eine ständige Kontrolle nicht möglich. Die ersten Entwicklungen für ein implantierbares System wurden von [89] durchgeführt.

Im Gegensatz zu früheren Entwicklungen [79], [90] handelt es sich bei dem hier vorgestellten System um einen einzigen Mikrochip, der für seinen Betrieb nur noch die Antennenspule als externes Bauelement benötigt. Alle anderen Komponenten, wie ein mikromechanisch hergestellter Drucksensor, ein Temperatursensor, eine  $\mu\text{C}$ -basierende digitale Kontrolleinheit und RF-Transceiver zur Übertragung der gemessenen Daten, sind auf einem CMOS-Chip entwickelt worden. Die beiden Komponenten, Mikrochip und Antennenspule, passen in eine Kunstlinse, die den Patienten dann anstelle ihrer Linse eingesetzt werden kann (siehe **Bild 6.25**). Bei den heutigen Glaukom-Patienten ist diese Operation schon Standard, denn diese Patienten bekommen heute schon eine Kunstlinse eingesetzt. Der Transceiver arbeitet passiv und bezieht seine Energie aus der hochfrequenten Trägerschwingung der Basiseinheit, so daß es keine Lebensdauereinschränkungen durch eine Batterie gibt.

Das ganze System ist in **Bild 6.25** einmal aufgeführt und besteht in erster Linie aus zwei Hauptkomponenten. Außerhalb des Auges wird der Telemetriesender in einer Brille untergebracht und ist über ein Kabel mit einer Basiseinheit verbunden, die am Gürtel getragen werden



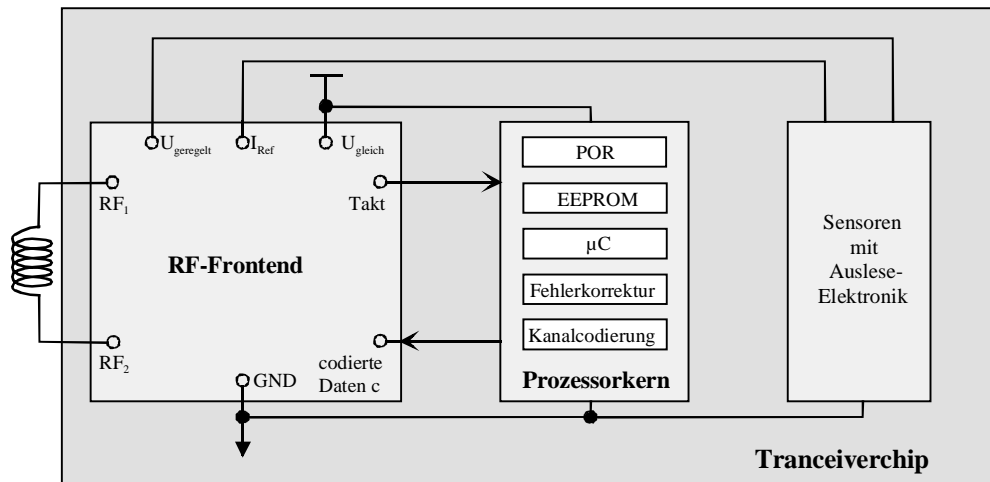
kann und in erster Linie die Meßdaten aufnimmt und speichert, bis sie von einem Augenarzt ausgelesen werden. Die zweite Hauptkomponente ist der schon angesprochene Chip mit einem RF-Transceiver mit einem integrierten Drucksensor, einem Temperatursensor und der dazugehörigen Sensorelektronik. Beide Komponenten sind induktiv über eine Trägerschwingung mit einer Frequenz von 13,56 MHz miteinander gekoppelt, wobei die Energie und der Systemtakt „down-stream“ zum Implantat übertragen werden und die Meßdaten „up-stream“ zu der externen Basiseinheit. Sobald das Implantat genug Energie aus der hochfrequenten Trägerschwingung aufgenommen hat, beginnt es mit seinen Messungen und überträgt anschließend die Meßdaten zur Basiseinheit. Die Übertragung wird durch den im letzten Kapitel vorgestellten ASK-Modulator realisiert, wobei die Trägerschwingung mit einer geschalteten Last moduliert wird.



**Bild 6.25:** Architektur des intraokularen Drucksensorsystems

### 6.1.2.1 Aufbau des implantierbarem Transceiverchips mit Drucksensor, Temperatursensor und Sensorelektronik

Der Transceiverchip, wie ihn das Blockschaltbild in **Bild 6.26** zeigt, besteht im wesentlichen aus vier Hauptkomponenten, die zum Teil schon detailliert im letzten Kapitel vorgestellt wurden, auf die aber hier noch einmal kurz eingegangen werden soll.



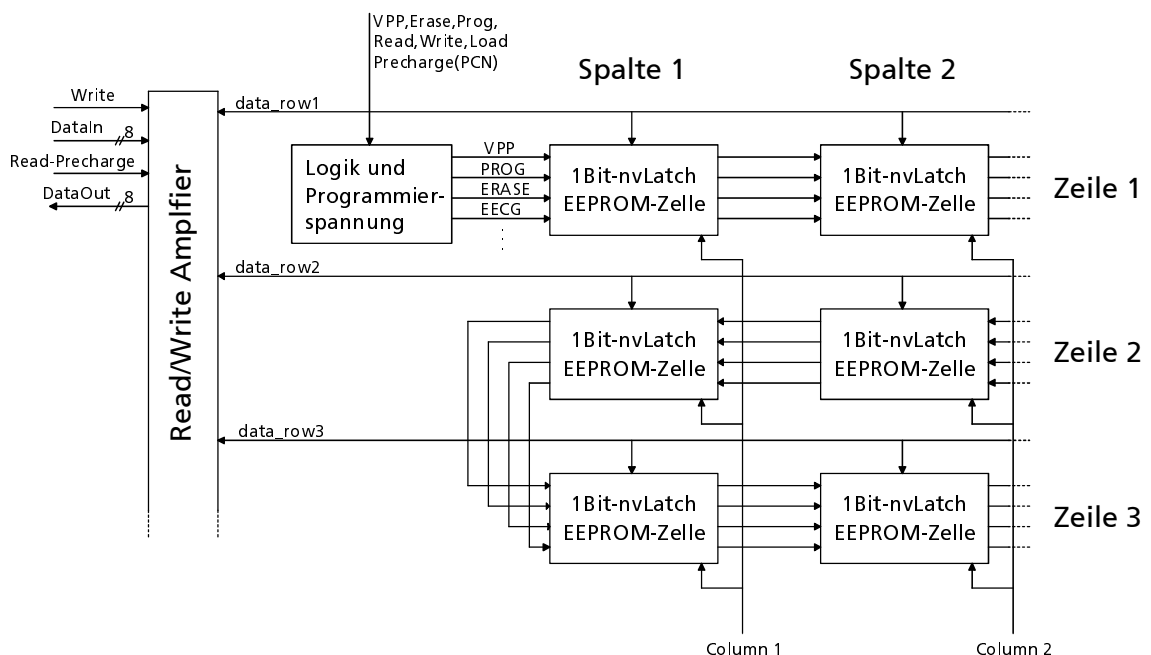
**Bild 6.26:** Blockschaltbild des Transceiverchips mit einer externen Antennenspule

- Das RF-Frontend wurde bereits im Kapitel 5 beschrieben und besteht aus einer externen Antennenspule, einer auf dem Chip integrierten Trimmkapazität zur Abstimmung des Schwingkreises, dem als Diode geschalteten Transistor zur Gleichrichtung der Versorgungsspannung und der dafür benötigten Stabilitätskapazität. Sobald der Modulationstransistor die von der digitalen Kontrolleinheit kodierte Meßdaten bekommt, beginnt er die Versorgungsspannung über einen Lastwiderstand und damit dann den Schwingkreis zu belasten. Zusätzlich beinhaltet das RF-Frontend noch einen Schmitt-Trigger zur Taktextraktion aus der hochfrequenten Trägerschwingung. Außerdem versorgt ein Spannungsregler die Sensoren sowie ihrer Ausleseelektronik mit einer stabilen analogen Versorgungsspannung und einem konstanten Biasstrom. Das RF-Frontend schützt auch noch den kompletten Chip mit einer Spannungsbegrenzung und einem ESD-Schutz. Alle Schaltungskomponenten wurden im Kapitel 5 vorgestellt.
- Die Meßwerte des Druck- und Temperatursensors werden über eine Ausleseelektronik in digitale Werte umgewandelt und an den Prozessorkern übergeben (Darauf wird später noch näher eingegangen).
- Über eine PowerOnReset-Schaltung (POR) wird sowohl die Ausleseelektronik der Sensoren als auch der  $\mu\text{C}$ -basierende Prozessorkern initialisiert. Der Prozessorkern empfängt die digitalisierten Meßwerte der Sensorausleseelektronik und generiert zusätzlich eine zyklische Redundanz Checksumme (CRC: cyclic redundanz check). Dieser Kode kann zur Überprüfung der Datenintegrität verwendet werden oder, abhängig von der Komplexität des Kodes, zur Fehlerkorrektur nach der Übertragung. Die nachfolgende Kanalkodierung fügt einen Anfangs- und Schlußsequenz ein sowie

eine Konvertierung jedes einzelnen Bits zur Rückgewinnung abhängig vom Übertragungskanal entweder Manchester oder Pseudonoise kodiert. Zum Schluß wird das EEPROM ausgelesen und alles zusammen über das RF-Frontend an die Basiseinheit übertragen.

### 6.1.2.2 EEPROM zur Speicherung des ID-Kodes

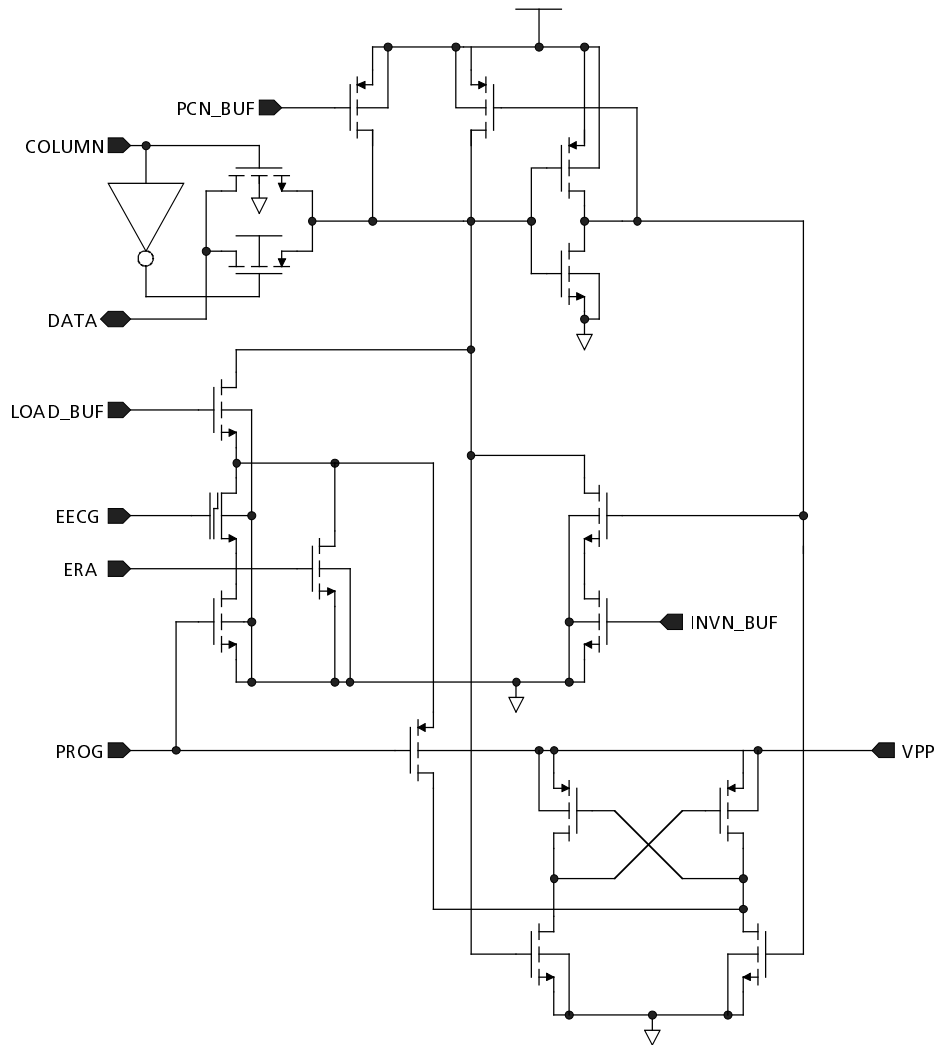
Auf dem Transceiverchip ist ein 40 Bit EEPROM mit sehr geringem Energieverbrauch (low-power) integriert. In ihm sind die Chipidentifikationsnummer (ID-Kode) und die entsprechenden CRC-Daten gespeichert. Über den ID-Kode, der beim Wafertest einprogrammiert wird, findet später die Zuordnung der in einer Datenbank abgespeicherten Kalibrationsdaten statt. Das Blockschaltbild in **Bild 6.27** wird die Struktur des EEPROMs angedeutet. Sie ist beliebig erweiterbar und besteht aus einem Schreib/Lese Verstärker, mehreren Logikgattern zur Generierung der Ansteuersignale der einzelnen 1 Bit-nvLatch EEPROM-Zellen und schließlich das aus den Zellen aufgebaute Array. Für die hier vorgestellte Anwendung wurde ein 5 x 8 Bit Array gewählt.



**Bild 6.27:** Blockschaltbild der Struktur des EEPROMs

Die EEPROM-Zellen werden durch Fowler-Nordheim-Effekt mit einem dünnen Tunneloxid beschrieben oder gelöscht. Die Anzahl der Programmierzyklen ist begrenzt, wobei erreichbare Werte zwischen  $10^4$ - $10^6$  Programmiervorgängen liegen [34]. Um sicher zu stellen, daß die einzelnen Zellen auch bei der minimalen Versorgungsspannung auszulesen sind, wurden nicht

flüchtige Speichertypen (non-volatile latch: nv-latch) ausgewählt. Diese Speichertypen halten immer ihre digitale Information, so daß ihr Speicherinhalt nicht regeneriert werden muß. Das **Bild 6.28** gibt den Aufbau einer einzelnen EEPROM-Zelle wieder. In jeder Zelle besteht aus dem angesprochenen nv-Latch, einem Pegelwandler, der eigentlichen Speicherzelle sowie einem Schaltungsblock zum Vorladen bzw. anschließendem Laden des Datenzuganges.



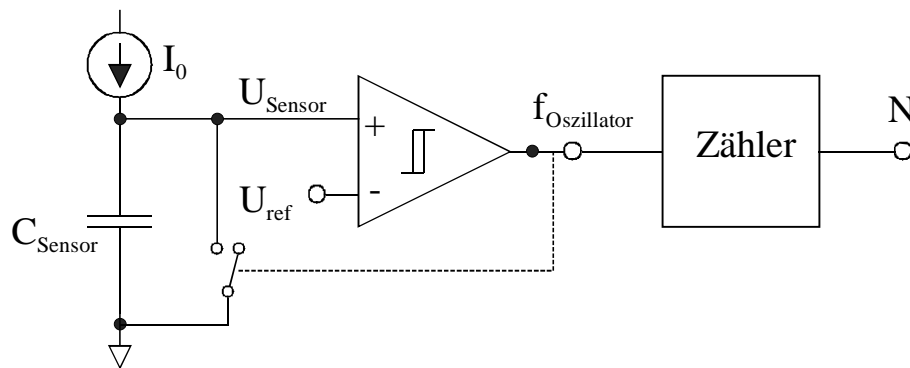
**Bild 6.28:** Aufbau einer EEPROM-Zelle

### 6.1.2.3 Druck- und Temperatursensor mit ihren Sensorausleseschaltungen

Es gibt eine ganze Reihe von Ausleseschaltungen für Sensoren, doch beim Einsatz in einem Transceiversystem spielt der Energieverbrauch eine entscheidene Rolle. Konventionelle A/D-Wandler kommen deshalb oftmals nicht in Frage und Wandler mit analogen Schalter-Kondensator (SC)-Schaltungen sind zu aufwendig, bzw. verbrauchen zuviel Chipfläche. Da der

anliegende Druck mit den schon im Kapitel 2.3.1 vorgestellten Drucksensoren auf der Basis mikromechanischer Bauelemente in Form von drucksensitiven Kapazitäten ausgelesen werden soll, kann die Auslese durch einen Oszillator, der die Aufladung bzw. Entladung der Kapazität in eine Frequenz umsetzt, realisiert werden (siehe **Bild 6.29**). Die daraus resultierende Oszillatorfrequenz  $f_{\text{Oszillator}}$  muß in einem zum anliegenden Druck äquivalenten Zählwert umgewandelt werden. Das Ausgangssignal des Oszillators wird an einen Zähler angeschlossen, der die Pulse über eine feste Zeitdauer  $T_{\text{fest}} = 20 \text{ ms}$  zählt. Für die Oszillatorfrequenz  $f_{\text{Oszillator}}$ , bzw. den Zählwert  $N$  gilt dann:

$$f_{\text{Oszillator}} = \frac{1}{T_{\text{Oszillator}}} = \frac{N}{T_{\text{fest}}} \quad \Leftrightarrow \quad N = f_{\text{Oszillator}} \cdot T_{\text{fest}} \quad (6.1)$$



**Bild 6.29:** Das Prinzip der Sensorausleseschaltung

Der Zählerstand  $N$  berechnet sich dann aus

$$\begin{aligned} I_0 &= C_{\text{Sensor}} \cdot \frac{dU}{dt} = C_{\text{Sensor}} \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t} = C_{\text{Sensor}} \cdot \frac{U_{\text{Sensor}} - U_{\text{ref}}}{T_{\text{Oszillator}}} \\ &= C_{\text{Sensor}} \cdot (U_{\text{Sensor}} - U_{\text{ref}}) \cdot f_{\text{Oszillator}} \end{aligned} \quad (6.2)$$

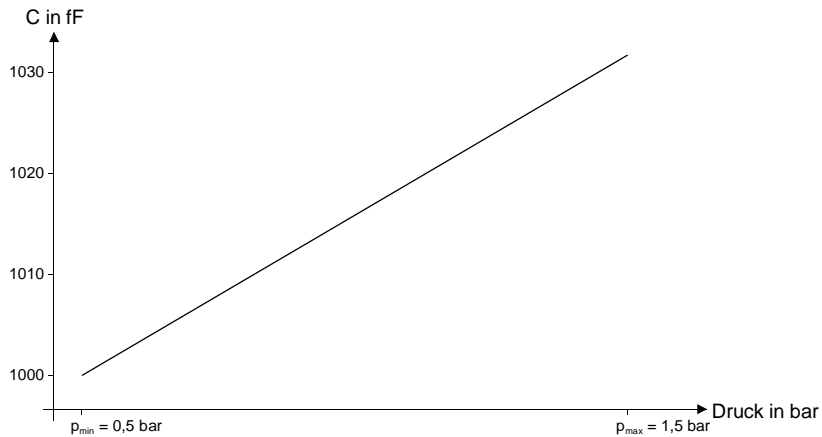
und mit Gleichung (6.1) zu

$$N = \frac{I_0}{C_{\text{Sensor}} \cdot (U_{\text{Sensor}} - U_{\text{ref}})} \cdot T_{\text{fest}} \quad (6.3)$$

Da das intraokulare Drucksensorsystem zwei Sensoren beinhaltet, einen Drucksensor und einen Temperatursensor, müssen zwei Zählerstände  $N_{\text{Druck}}$  und  $N_{\text{Temp}}$  ausgelesen werden.

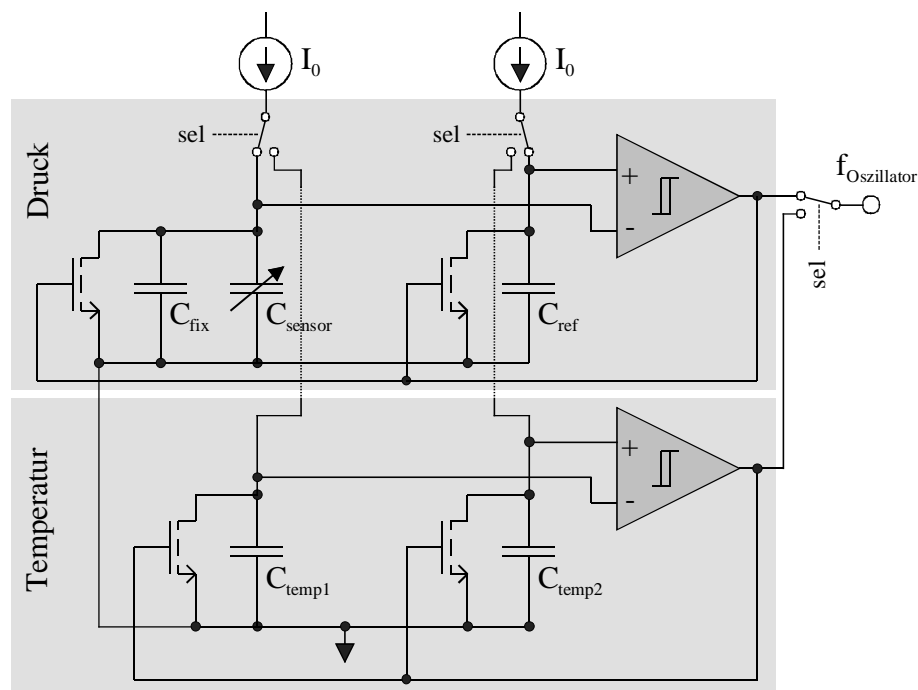
In Kapitel 2.3.1 wurde der Aufbau des Drucksensors schon beschrieben. Da das Verhältnis von

der Kapazitätsänderung von ca. 30 fF zur Grundkapazität des Sensorelementes von ca. 1 pF bei einem Druckbereich von  $p_{\min} = 0,5$  bar bis  $p_{\max} = 1,5$  bar sehr gering ist, in **Bild 6.30** ist dazu einmal die zu erwartende Kapazitätsänderung des Sensors in Abhängigkeit des Drucks aufgeführt, muß das Konzept auf eine differentielle Sensorauslese zwischen druckempfindlichen Sensor und druckunempfindlichen Referenzsensor beruhen.



**Bild 6.30:** Änderung der Sensorkapazität in Abhängigkeit des Drucks

Die schaltungstechnische Realisierung dieses Ansatzes ist in **Bild 6.31** dargestellt. Für die Ausleseschaltung des Drucksensors (im oberen Bildbereich in **Bild 6.31** zu sehen) und des Temperatursensors (im unteren Bildbereich in **Bild 6.31** zu sehen) ist jeweils ein Oszillator verwendet worden.



**Bild 6.31:** Schaltungstechnische Realisierung der Sensorausleseschaltungen

Der Temperatursensor ist durch eine temperaturabhängige in „weak-inversion“ arbeitende Stromquelle realisiert worden. Diese sorgt für eine Biasspannung zur Realisierung des Stromspiegels um damit die beiden unterschiedlichen Kapazitäten  $C_{\text{temp}1/2}$  aufladen zu können. Dieser temperaturabhängige Strom  $I_0$  wird ebenfalls über einen Stromspiegel zum Aufladen des aus mehreren Druckelementen bestehenden Arrays, im Bild mit  $C_{\text{sensor}}$  abgekürzt, sowie dem aus der gleichen Anzahl bestehenden Referenzarrays, im Bild mit  $C_{\text{ref}}$  abgekürzt, genutzt. Das Steuersignal „sel“ kontrolliert den Modus der Messung, also entweder Druckmessung oder Temperaturmessung. Um sicher zu stellen, daß die Differenz der beiden Anstiegskurven bei der Druckmessung auch exakt detektiert werden können, wurde parallel zu der druckempfindlichen Kapazität  $C_{\text{sensor}}$  noch eine feste Kapazität  $C_{\text{fix}}$  hinzugeschaltet, so daß sich die Kapazität  $C_{\text{sensor+fix}}$  folgendermaßen zusammensetzt und damit in Gleichung (6.3) die Kapazität  $C_{\text{Sensor}}$  ersetzt:

$$C_{\text{sensor+fix}} = C_{\text{sensor}} + C_{\text{fix}} = n \cdot (C_0 + \Delta C) + C_{\text{fix}}, \quad (6.4)$$

wobei es sich bei  $n$  um die Anzahl der verwendeten Druckelementen, bei  $C_0$  um die Sensorgrundkapazität eines Elements und bei  $\Delta C$  um den Kapazitätshub eines Elements handelt. Für die druckunempfindliche Referenzkapazität gilt dann:

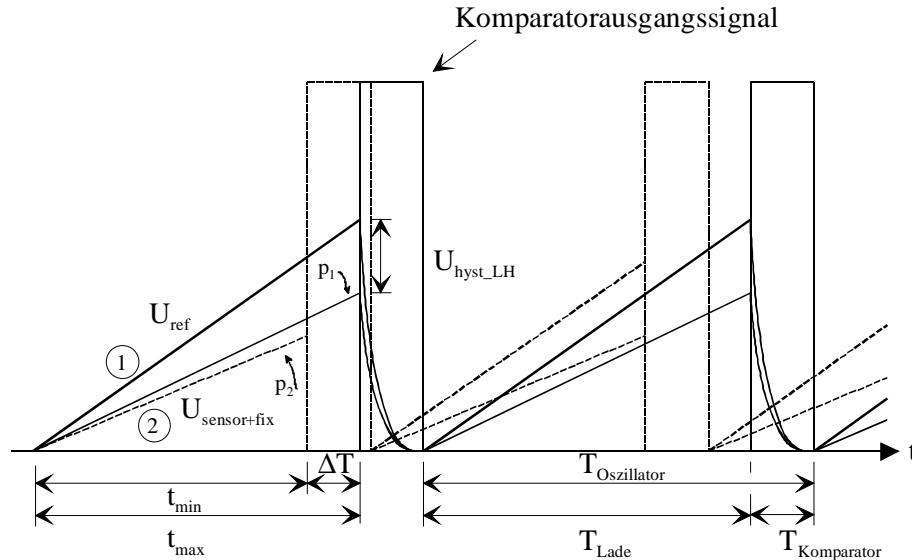
$$C_{\text{ref}} = n \cdot C_0 \quad (6.5)$$

und sie sorgt für eine ansteigende Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  am Eingang des Komparators, wie sie schon in **Bild 6.29** angedeutet wurde. Die Spannungen der Sensor- und Referenzkapazität werden einem Komparator mit eingestellter Hysterese zugeführt. Wird nun die Differenz

$$U_{\text{hyst\_LH}} = U_{\text{ref}} - U_{\text{sensor+fix}} \quad (6.6)$$

der Kapazitätsspannungen erreicht, so reagiert der Komparator mit einer Zustandsänderung an seinem Ausgang. Der High-Pegel am Ausgang schaltet zwei NMOS-Transistoren, so daß die beiden Kapazitäten kurzgeschlossen werden und sich vollständig entladen können. Während des Entladevorgangs wird die Differenz der Kapazitätsspannung kleiner und wenn die Schwellenspannung des Komparators erreicht wird, nimmt der Komparator seinen Anfangszustand wieder ein. Damit sind die Kapazitäten entladen und der Aufladevorgang beginnt erneut. Dieser Ablauf wiederholt sich innerhalb eines festgelegten Zeitfenster  $T_{\text{fest}}$  immer wieder und die daraus resultierende Oszillatorfrequenz  $f_{\text{Oszillator}}$  wird in einem Zähler in einen zum anliegenden Druck äquivalenten Zählwert  $N_{\text{Druck}}$  in Analogie zu Gleichung (6.3) umgewandelt. In **Bild 6.32** werden

die zeitlichen Abläufe der Auf- und Entladevorgänge etwas genauer dargestellt. Die aus der Oszillatorfrequenz  $f_{\text{Oszillator}}$  resultierende Periodendauer  $T_{\text{Oszillator}}$  setzt sich aus der Ladezeit  $T_{\text{Lade}}$  der Kapazitäten und der Zeit  $T_{\text{Komparator}}$ , die der Komparator für das Rücksetzen benötigt, zusammen.



**Bild 6.32:** Zeitdiagramm der Auflade- und Entladevorgänge des Oszillators

Die Kurve 1 entspricht dem Spannungsverlauf  $U_{\text{ref}}$  an der Referenzkapazität und Kurve 2 dem Spannungsverlauf an den beiden Kapazitäten  $C_{\text{sensor}}$  und  $C_{\text{fix}}$ . Die Kurve 2 ist bei unterschiedlichen Drücken aufgeführt. Die gestrichelt dargestellte Spannung ist bei einem Druck  $p_2$  aufgenommen, der größer ist, als der Druck  $p_1$ , dessen Spannung mit einer durchgezogenen Linie dargestellt wurde. Da das Konzept der differentiellen Sensorauslese auf dem integrierendem Verhalten der Kapazitäten beruht, folgt aus

$$\int I \cdot dt = C \cdot \int dU \quad (6.7)$$

mit einem konstanten Strom  $I_0$  über eine Zeit  $t$  für eine Spannung an einer Kapazität  $C$

$$\Delta U = \frac{I_0}{C} \cdot t. \quad (6.8)$$

Damit läßt sich für die Gleichung (6.6) auch schreiben:



$$\begin{aligned}
U_{hyst\_LH} &= U_{ref} - U_{sensor+fix} \\
&= \frac{I_0}{C_{ref}} \cdot t - \frac{I_0}{C_{sensor+fix}} \cdot t \\
&= I_0 \cdot t \cdot \frac{C_{sensor+fix} - C_{ref}}{C_{sensor+fix} \cdot C_{ref}}.
\end{aligned} \tag{6.9}$$

Ein steigender Druck hat eine Vergrößerung der Kapazität  $C_{sensor+fix}$  zur Folge, was gleichbedeutend ist mit einer kleineren Spannung über der Sensorkapazität, so daß die Umschaltsschwelle des Komparators von seinem „low“-Zustand zu seinem „high“-Zustand schneller erreicht wird. Diesen Zusammenhang erläutert die gestrichelt dargestellten Zustände in **Bild 6.32**. Die minimale Ladezeit  $t_{min}$  stellt sich bei maximalem ausgelegten Druck ein und berechnet sich aus Gleichung (6.9) zu:

$$t_{min} = \frac{U_{hyst\_LH}}{I_0} \cdot \frac{C_{sensor+fix} \cdot C_{ref}}{C_{sensor+fix} - C_{ref}} \tag{6.10}$$

und mit Gleichung (6.4) bei maximalem Hub sowie Gleichung (6.5) gilt dann:

$$t_{min} = \frac{U_{hyst\_LH}}{I_0} \cdot \frac{n^2 \cdot C_0^2 + n^2 \cdot C_0 \cdot \Delta C + n \cdot C_0 \cdot C_{fix}}{n \cdot \Delta C + C_{fix}}. \tag{6.11}$$

Die in **Bild 6.32** angegebene maximale zeitliche Differenz  $\Delta T$  bestimmt sich durch die Differenz der minimalen und maximalen Ladezeiten bei einem vorgegeben Druckbereich

$$\Delta T = t_{max} - t_{min}, \tag{6.12}$$

wobei sich die maximale Ladezeit  $t_{max}$  bei minimalen vorgegebenen Druck, also  $\Delta C = 0$ , einstellt. Für die maximale zeitliche Differenz  $\Delta T$  kann dann nach einigen Vereinfachungen geschrieben werden:

$$\Delta T = \frac{U_{hyst\_LH} \cdot C_0}{I_0} \cdot \frac{n^3 \cdot \Delta C}{C_{fix} \cdot (C_{fix} + n \cdot \Delta C)}. \tag{6.13}$$

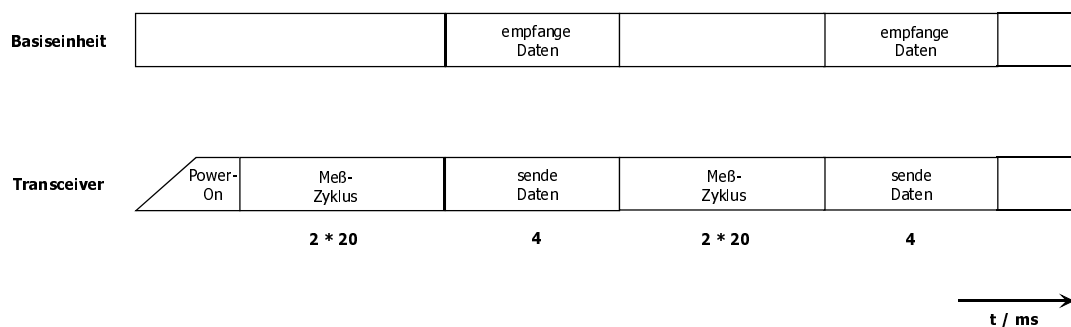
Um eine hohe Druckauflösung zu bekommen, muß die maximale zeitliche Differenz  $\Delta T$  möglichst groß sein. Somit kann an Hand von Gleichung (6.13) festgestellt werden, daß bei fest vorgegebenen Technologiegrößen der einzelnen Druckelemente, also  $C_0$  und  $\Delta C$ , mit einer möglichst kleinen festen Kapazität  $C_{fix}$  und mit möglichst vielen Druckelementen  $n$  gearbeitet

werden soll.

Nachdem die Druckmessung abgeschlossen ist, beginnt der Zyklus zur Temperaturmessung. Die beiden unterschiedlichen großen festen Kapazitäten  $C_{\text{temp}1/2}$  in **Bild 6.31** werden durch den temperaturabhängigen Strom  $I_0$  aufgeladen. Wenn die Temperatur sich erhöht, hat das eine schnellere Erhöhung der Spannungen über die Kapazitäten zur Folge, so daß die Schaltschwelle des Komparators  $U_{\text{hyst\_LH}}$  schneller erreicht wird, was sich wieder in einer höheren Oszillatorfrequenz auswirkt und damit eine Vergrößerung des Zählwertes  $N_{\text{Temp}}$  erreicht wird.

### 6.1.2.4 Drahtlose Übertragung der Meßergebnisse

Nach den beiden Messungen, einmal 20 ms für die Druckmessung und einmal 20 ms für die Temperaturmessung wird ein Datenübertragungszyklus von 4 ms Dauer gestartet, wie auch im Ablaufdiagramm in **Bild 6.34** zu sehen ist.

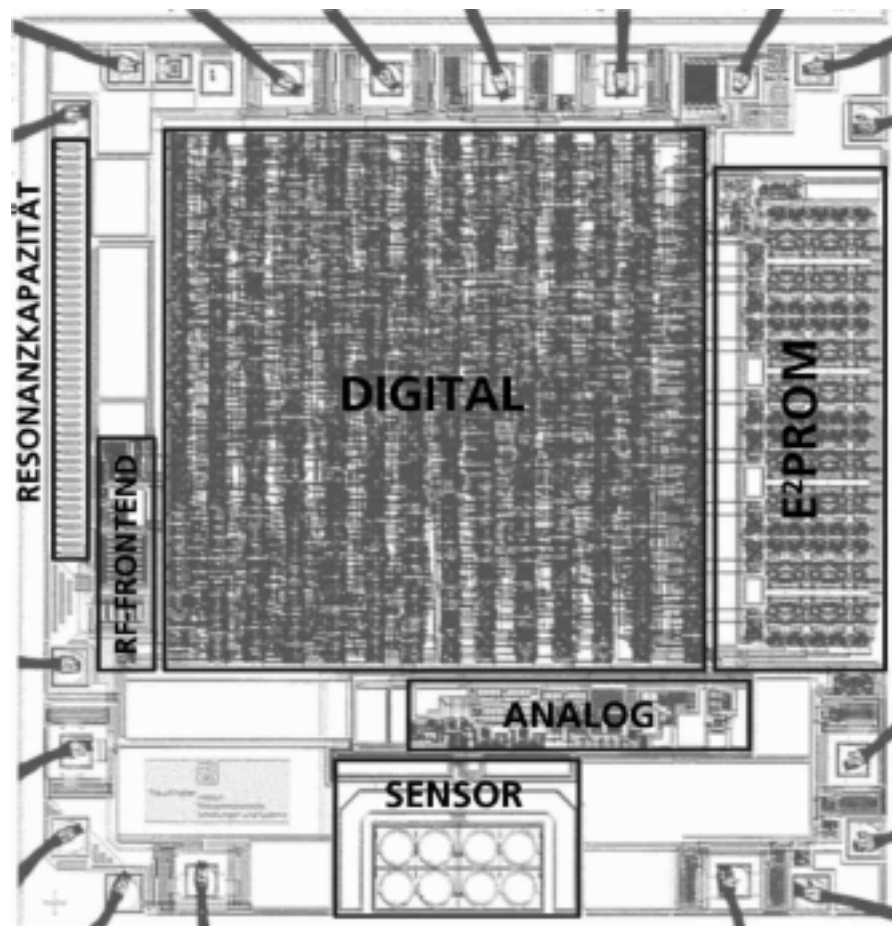


**Bild 6.33:** Zeitdiagramm der Meß- und Übertragungszyklen

Begonnen wird die Übertragung mit einer Anfangssequenz (Header), anschließend werden die aus den Messungen gewonnenen Zählwerte  $N_{\text{Druck}}$  und  $N_{\text{Temp}}$  zusammen mit einem berechneten CRC gesendet, dann folgen die aus dem EEPROM ausgelesenen ID-Daten und CRC-Daten und zum Ende wird noch eine Abschlußsequenz (Trailer) gesendet. Bei der Modulation wird eine Amplitudentastung mit einem Modulationsgrad kleiner 20% gewählt und durch eine Lastmodulation über einen in Abhängigkeit der Daten geschalteten Transistor realisiert. Dadurch wird der Stromverbrauch im Transceiver beeinflusst, was sich auf das Magnetfeld der Sendespule auswirkt und vom Sendemodul detektiert werden kann. Nach einer Digitalisierung der Daten können sie über einem Kabel weitergeleitet in einem Speichermodul abgelegt werden und an einer entsprechenden Verarbeitungseinheit, wahrscheinlich bei einem Arzt, ausgelesen werden.

### 6.1.2.5 Realisierung des intraokularen Drucksensorsystems

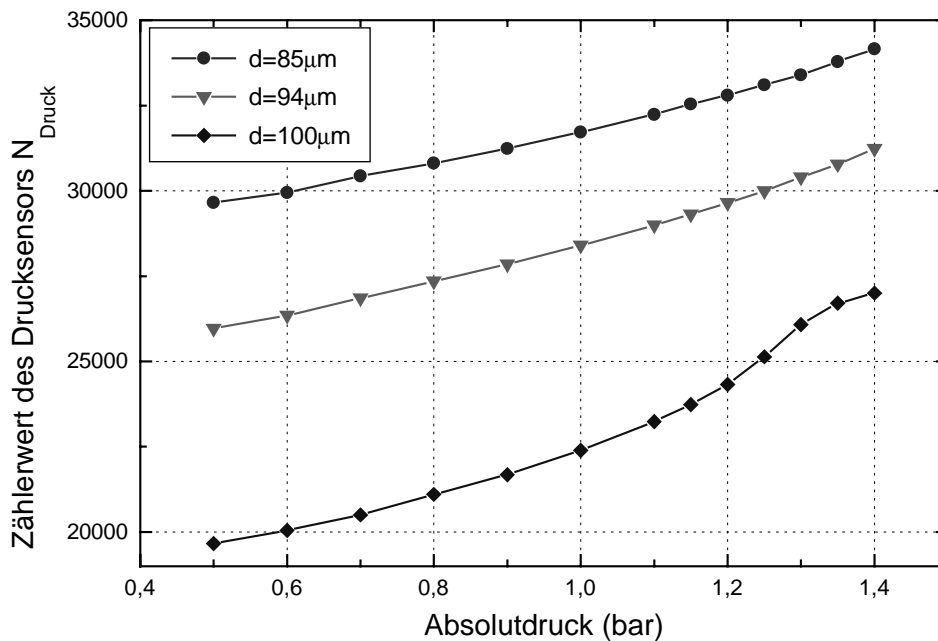
Der implantierbare Transceiver einschließlich Drucksensor, Temperatursensor und Sensor-elektronik wurde mit Ausnahme der Transceiverspule auf einem einzigen Chip in einer  $1,2\ \mu\text{m}$  CMOS-Technologie realisiert (siehe **Bild 6.34**). Nach den Standardprozessen folgten zusätzliche Prozeßschritte zur Fertigung der Drucksensorelemente, zum Lichtschutz sowie für die Aufbau- und Verbindungstechnik. Die Chipfläche beträgt  $6,76\ \text{mm}^2$ . In jeder Chipecke sind zwei Pads zum Fixieren des Chips in der Intraokularlinse vorgesehen und zusätzlich sind noch zwei Pads zum Anschluß der Antennenspule nötig. Die restlichen Pads sind nur Testpads zur Funktionskontrolle oder werden zum Programmieren des EEPROMs beim Wafertest verwendet.



**Bild 6.34:** Chippfoto des intraokularen Drucksensorsystems

Der Drucksensor wurde für einen Druckbereich zwischen  $0,5$  und  $1,5$  bar ausgelegt und arbeitet bei einer Abtastrate von  $2\ \text{MHz}$ , wobei eine digitale Auflösung von ungefähr  $9$  Bit erreicht wird. Das gesamte implantierbare System wird mit einer  $3\ \text{V}$  Spannung im Arbeitsbereich versorgt und hat einen Leistungsverbrauch kleiner als  $250\ \mu\text{W}$ . Das RF-Frontend liefert einen

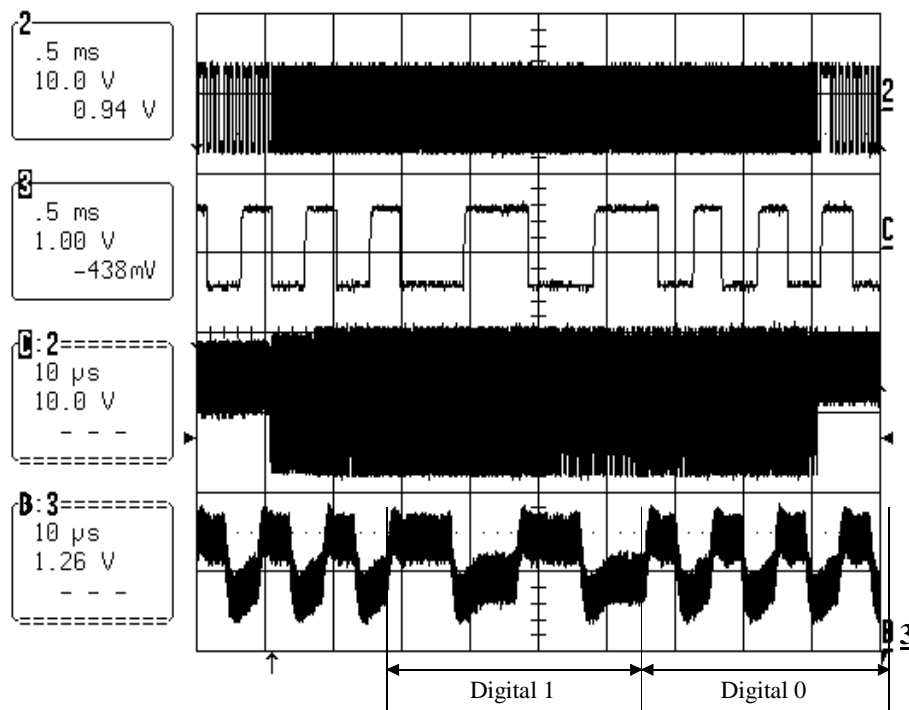
extrahierten Takt von 6,78 MHz und gleichzeitig sorgt es für eine Datenübertragung von 26,5 kBit/s bei einer Trägerschwingung mit einer Frequenz von 13,56 MHz. Der mögliche Temperaturarbeitsbereich erstreckt sich von 0°C bis +85°C. In **Bild 6.35** sind Absolutdruckmessungen des Drucksensors bei Raumtemperatur 27°C aufgenommen worden, wobei unterschiedliche Durchmesser  $d$  der Drucksensorelemente ausgemessen wurden.



**Bild 6.35:** Messung des Drucksensors mit verschiedenen Durchmessern  $d$  der Drucksensorelemente

Zur Berechnung der Offset-Korrektur und der Linearisierung der Kurvencharakteristik müssen die beiden Zählwerte  $N_{\text{Druck}}$  und  $N_{\text{Temp}}$  des aufgebauten Systems einmal über dem gewünschten Druckbereich ausgelesen werden und anschließend werden die Kalibrationsdaten mit Hilfe des Identifikations-Kodes in einer Datenbank abgespeichert. Bei einem späteren Einsatz können die Kalibrationsdaten dann aus der Datenbank in das Basisgerät eingelesen werden. Bei den Messungen in **Bild 6.35** wurden die zu den unterschiedlichen Durchmesser  $d$  der Drucksensorelemente zugehörigen Zählwerte  $N_{\text{Druck}}$  über dem Absolutdruck dargestellt. Dadurch läßt sich erkennen, daß mit unterschiedlichen Durchmessern  $d$  der Drucksensorelemente eine unterschiedliche Druckauflösung erreicht werden kann. Die Kurve mit den Drucksensorelementen, die einen Durchmesser von 100  $\mu\text{m}$  haben, zeigt bei ungefähr 1,3 bar eine für die Drucksensorelemente typische Abhängigkeit. Bei diesem Druck wird der Auflagepunkt der Polysiliziummembran auf das  $n^+$ -Diffusionsgebiet erreicht und bei weiterer Druckerhöhung zeigt der Drucksensor das erwartete lineare Verhalten.

Die Kommunikation zwischen dem implantierbaren Sensorsystem und der externen Basiseinheit zeigt das **Bild 6.36**. Die beiden unteren Signale zeigen das Pseudo-Noise kodierte Datensignal, welches up-stream zur Basiseinheit übertragen werden soll. Dabei ist die untere Kurve mit einer höheren Zeitauflösung aus der anderen entnommen worden, so daß die beiden Sequenzen für eine zu übertragene digitale „1“ und eine digitale „0“ genau zu erkennen sind. Die Signale sehen sehr verrauscht aus, was sich aber durch den Testaufbau nicht verbessern läßt. Gleichzeitig entsprechen diese Signale der modulierten Versorgungsspannung des implantierbaren Systems. Die beiden oberen Signale zeigen die korrespondierende demodulierten Daten auf der Seite der Basiseinheit, wobei sehr deutlich zu erkennen ist, daß zwei weite Pulse eine digitale „1“ und vier schmale Pulse eine digitale „0“ darstellen.



**Bild 6.36:** Kommunikation zwischen dem integrierten Chip und der externen Basiseinheit

Zum Abschluß wird im **Bild 6.37** der erste Prototyp des implantierbaren intraokularen Drucksensorsystems präsentiert. Der Mikrochip wurde mit Hilfe einer Flip-Chip Bondtechnik auf eine Polyimidfolie befestigt und anschließend mit Silikon vergossen. Die Vergußform des Silikons hat die Abmaße einer ursprünglichen künstlichen Linse. In der Mitte ist der optische Bereich der Linse zu erkennen. Das komplette Sensorsystem ist im haptischen Bereich der Linse untergebracht, so daß keine Beeinflussung der eigentlichen Linsenfunktion zu befürchten ist.



**Bild 6.37:** Prototyp des intraokularen Drucksensorsystems

Auf der Polyimidfolie wurde ebenfalls die Antennenspule des Transceivers mit einem Außendurchmesser von 10,5 mm strukturiert. Der Vorteil dieser Anwendung ist, daß so das System mechanisch flexibel und damit die Möglichkeit einer Faltung bleibt. Die Vorgabe der Mediziner war, daß bei der Standardoperation der Linsenentfernung von Glaukompatienten heutzutage ein nur 6 mm großer Schnitt getätigt wird. Dieser Durchmesser würde aber bei einer planar strukturierten Antennenspule nicht für die Energieversorgung des Implantates ausreichen. Dies ist aber gerade einer der entscheidenden Vorteile die dieses Sensorsystem zu bieten hat. Es besteht zum erstenmal die Möglichkeit einem Patienten dauerhaft den Augeninnendruck messen zu können, ohne das er in seinem Lebensgewohnheiten eingeschränkt wird. Für die Medizin bedeutet das eine Messung des Augeninnendrucks in jeder Alltagssituation, so daß eine optimale medikamentöse Einstellung des Patienten erreicht werden kann.