

MASTERARBEIT

MA 698

# Energy Harvesting in Body Area Networks

---

Energieversorgung von Sensoren aus  
ambienten Quellen

**DI (FH) Robert Kappel**

**Graz, Juni 2011**

Technische Universität Graz  
Institut für Elektronik

Leiter: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Wolfgang Pribyl



**118|2011**  
200 JAHRE TU GRAZ ■

Betreuer: Dipl.-Ing. Dr. techn. Mario Auer

## **Kurzfassung**

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Energieversorgung von drahtlosen Sensoren in Body Area Networks aus ambienten Quellen. Behandelt wird die Umwandlung von kinetischer, thermischer und elektromagnetischer (RF und Photovoltaik) in elektrische Energie. Nach der Erklärung der physikalischen Grundlagen wird das Potential der einzelnen Technologien erörtert. Es werden Beispiele für autonome Sensoren in industrieller und medizinischer Umgebung präsentiert und am Markt verfügbare Lösungen aufgezeigt. Die Diskussion aktueller Forschungsergebnisse ermöglicht dem Leser außerdem einen Ausblick auf zukünftige Entwicklungen des Themenbereichs Energy Harvesting.

Im Anschluss wird das Design einer integrierten Niederspannungs-Ladungspumpe für thermoelektrische Generatoren vorgestellt. Diese ist in der Lage, ab einer Eingangsspannung von 135mV autonom, ohne die Notwendigkeit externer Komponenten oder teurer Prozessoptionen zu starten. Der Test Chip wurde in einem 130nm Prozess gefertigt und anschließend evaluiert, wobei seine Funktion bestätigt werden konnte. Der Flächenbedarf beträgt 0,8x0,21mm<sup>2</sup>.

## **Abstract**

This thesis deals with the power supply of wireless sensor nodes in Body Area Networks using ambient energy sources. The conversion of kinetic, thermal and electromagnetic (RF and photovoltaic) energy to electric energy is discussed. Physical basics of harvesters are provided and their capability characteristics are analyzed. Already established examples of autonomous sensors in industry and medical applications are introduced and available harvesters are presented. The discussion of current research activities allows the reader a look to future developments.

The design of an integrated low-voltage charge pump for thermal electric generators is presented subsequently. The proposed circuit has a minimum startup voltage of 135mV, without the need of external components or expensive process options. A test chip was fabricated in a 130nm CMOS technology using an active area of 0.8x0.21mm<sup>2</sup>. The system operation is successfully demonstrated by measurement results.

## **EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG**

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am .....

.....

(Unterschrift)

## **Vorwort**

Diese Arbeit entstand im Rahmen des ENIAC Projekts „Nanoelectronics for Mobile Ambient Assisted Living (AAL) Systems“.

Ich möchte mich zu Beginn der Arbeit bei allen bedanken, die mich beim Zustandekommen der Diplomarbeit unterstützt haben. Allen voran Herrn Prof. Pribyl für die Möglichkeit der Umsetzung dieser Diplomarbeit im Zuge dieses Projekts.

Ferner bedanke ich mich bei Herrn Dr. Auer für die ausgezeichnete Betreuung.

Meine Anerkennung gilt der RF-Entwicklungsabteilung von Infineon Graz. Herr DI Holweg ermöglichte, das Design in dem Infineon Prozess zu verwirklichen. Die Herren DI Hofer und DI Gruber nahmen sich immer Zeit für meine Fragen bezüglich der Prozesseigenschaften und unterstützten mich in der Layout Phase.

Abschließend möchte ich besonderen Dank meiner Lebensgefährtin Linda für die Unterstützung und Geduld während der arbeitsreichen letzten Monate aussprechen, die ich größtenteils vor meinem Computer verbringen musste.

# Inhaltsverzeichnis

1	Einführung .....	6
1.1	Motivation .....	6
1.2	Aufbau der Masterarbeit .....	7
2	Energy Harvesting .....	8
2.1	Energy Harvesting und seine Geschichte .....	8
2.2	Aufbau drahtloser Mikrosysteme.....	10
2.2.1	Batteriebetriebene Systeme .....	10
2.2.2	Passive Systeme .....	11
2.2.3	Systeme mit lokaler Energieversorgung durch Energy Harvesting.....	13
2.3	Formen ambienter Energiequellen mit ihren Wandlungsmechanismen.....	16
2.4	Optische Energie.....	19
2.4.1	Physikalische Grundlagen.....	20
2.4.2	Stand der Technik.....	23
2.4.3	Einsatzmöglichkeit in Body Area Networks.....	26
2.5	RF-Energie.....	27
2.5.1	Physikalische Grundlagen.....	27
2.5.2	Stand der Technik.....	29
2.5.3	Einsatzmöglichkeit in Body Area Networks.....	31
2.6	Kinetische Energie .....	33
2.6.1	Physikalische Grundlagen.....	34
2.6.2	Stand der Technik.....	40
2.6.3	Einsatzmöglichkeit in Body Area Networks.....	42
2.7	Thermische Energie .....	46
2.7.1	Physikalische Grundlagen.....	47
2.7.2	Stand der Technik.....	50
2.7.3	Einsatzmöglichkeit in Body Area Networks.....	52
3	Low Voltage Charge Pump .....	56
3.1	Systemaufbau des Spannungswandlers .....	57
3.2	Überlegungen zur Funktion der Ladungspumpe.....	59
3.2.1	Steady-State Verhalten .....	59
3.2.2	Überlegungen zum Startup der Charge Pump .....	61
3.3	Supply Selector .....	63

3.4	Detailbetrachtung der Pumpstufen.....	65
3.5	Zweiphasiger Taktgenerator.....	67
3.5.1	Ladungsüberwachung der Eingangskapazitäten.....	68
3.5.2	Treiberschaltung zur Ansteuerung der Schalter .....	69
3.6	Layout .....	70
3.7	Messergebnisse .....	71
3.7.1	Startup-Verhalten.....	71
3.7.2	Steady-State Verhalten .....	73
3.8	Demonstration der Energiegewinnung aus der Körperwärme.....	77
4	Zusammenfassung und Ausblick .....	77
	Literaturverzeichnis.....	89

# 1 Einführung

## 1.1 Motivation

Die Gesundheit eines Menschen wird in der gegenwärtigen Medizin durch Momentaufnahmen überwacht. Daher werden Krankheiten manchmal erst in einem späten Stadium erkannt, was einen höheren Behandlungsaufwand zur Folge hat. Bestimmte Erkrankungen erfordern zur Therapieanpassung regelmäßige Krankenhausaufenthalte, was hohe Kosten im Gesundheitssystem verursacht und zu einer eingeschränkten Lebensqualität der betroffenen Person führt.

Einen Ausweg aus der Situation versprechen Body Area Networks (BAN). Dabei handelt es sich um ein Netzwerk von kleinen Sensoren, welche über den Körper verteilt die vitalen Parameter des Menschen kontinuierlich überwachen. Diese unterhalten einen drahtlosen Informationskanal zu einer am Körper sitzenden Prozesseinheit, der sogenannten Base Station. In ihr erfolgt die Aufbereitung der Daten und anschließende Weiterleitung, via Gateway, an ein Gesundheitszentrum. Im Falle einer Akutsituation können dort sitzende Experten sofortige Gegenmaßnahmen einleiten.

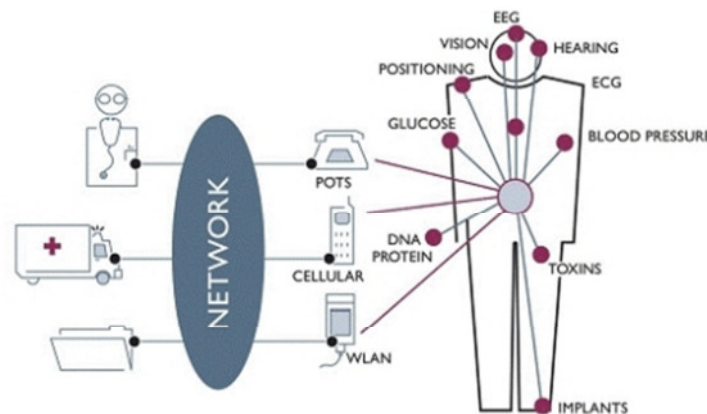


Abbildung 1: Ein von IMEC vorgeschlagener Aufbau eines Body Area Networks [1].

Speziell die zur Messung verwendeten dezentralisierten Mikrosysteme sind Gegenstand aktueller Forschung. Ihre drahtlose Anbindung erlaubt eine hohe Flexibilität, verfügt aber über einen entscheidenden Nachteil. Sie benötigen eine lokale Energiequelle, welche in heutigen Systemen meist als primäre Batterie ausgeführt wird. Auch wenn die moderne Halbleitertechnologie für einen sinkenden Energieverbrauch sorgt, liegt die Lebenserwartung eines Sensors, im Bereich von Wochen bis zu wenigen Jahren. Danach muss der Energieträger ersetzt werden. Problematisch ist dies, wenn der Sensor nach der Integration nur mehr schwer zugänglich ist, wie es zum Beispiel bei Implantaten der Fall ist. Personen mit einem Herzschrittmacher müssen sich ungefähr alle zehn Jahre einer aufwendigen Operation unterziehen, nur um das Gerät zu tauschen. Für Betroffene stellen diese wiederholten Eingriffe zudem eine hohe Belastung dar. Zusätzlich steigt mit zunehmendem Alter natürlich auch das Risiko während der Operation.

Energieautarke Systeme auf Basis von Energy Harvesting ermöglichen hierzu eine signifikante Verbesserung der Situation. Durch ihre Fähigkeit, sich mit Energie aus der Umgebung zu versorgen, kann ein wartungsfreier Betrieb über einen theoretisch

unbegrenzten Zeitraum garantiert werden. Während industrielle Anwendungen teilweise bereits heute von dieser Möglichkeit profitieren, stellt die Nutzung der vom Körper zur Verfügung gestellten Energien eine größere Herausforderung dar. Zumal die generierbaren Mengen noch geringer sind und das Volumen eines Körpersensors nicht stören darf.

Diese Masterarbeit begibt sich auf die Suche nach geeigneten Versorgungskonzepten für autonome Sensornetzwerke im medizinischen Bereich. Dazu werden unterschiedliche ambiante Energieformen allgemein vorgestellt und auf ihre Eignung als Energiequelle in Body Area Networks untersucht. Ziel ist es, den aktuellen Stand der Forschung wiederzugeben und bereits verfügbare Produkte zu zeigen.

Anschließend wird das Design einer LV-Charge Pump für thermoelektrische Generatoren vorgestellt. Diese ist in der Lage bereits bei einer Versorgungsspannung von 135mV vollständig autonom zu starten. Somit kann bereits aus einer Temperaturdifferenz von einem Kelvin elektrische Energie zur Versorgung drahtloser Sensoren extrahiert werden.

Die Implementierung besteht aus einer 8-fach Charge Pump in Baumstruktur. Ihr Taktgenerator passt seine Frequenz automatisch an die Zeitkonstante des Ladungstransfers zwischen den Stufen an. Dadurch erreicht man, dass die Schaltung immer im optimalen Arbeitspunkt betrieben wird.

## ***1.2 Aufbau der Masterarbeit***

In Kapitel 2 werden die Grundlagen der ambienten Quellen erarbeitet. Dazu zählen Konzepte zur Umwandlung von Wärme, Bewegung, Licht und sonstiger elektromagnetischer Strahlung in elektrische Energie.

Neben der Betrachtung ihrer Eigenschaften und der Beschreibung der physikalischen Vorgänge, werden die Anforderungen an ein passendes Power Management System diskutiert. Anschließend erfolgt die Präsentation aktueller Forschungsergebnisse, sowie die Vorstellung bereits verfügbarer Produkte in der Industrie. Inwieweit diese Konzepte auf Body Area Networks anwendbar sind, untersucht das jeweils letzte Unterkapitel.

Im Kapitel 3 wird die praktische Realisierung eines Power Management Systems zur thermoelektrischen Sensorversorgung beschrieben. Zu den darin behandelten Herausforderungen zählen das Nichtvorhandensein von Referenzen, sowie das knappe Power Budget, welches die Verwendung eines Subthreshold Design notwendig macht.

Das Kapitel 4 fasst die Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf zukünftige Aufgaben in diesem Bereich.



## 2 Energy Harvesting

Unter Energy Harvesting versteht man die Umwandlung von Umgebungs- in nutzbare Energie. Einige ambiente Energieformen sind Bewegung, Vibration, Licht und Temperatur(-differenz).

### 2.1 Energy Harvesting und seine Geschichte

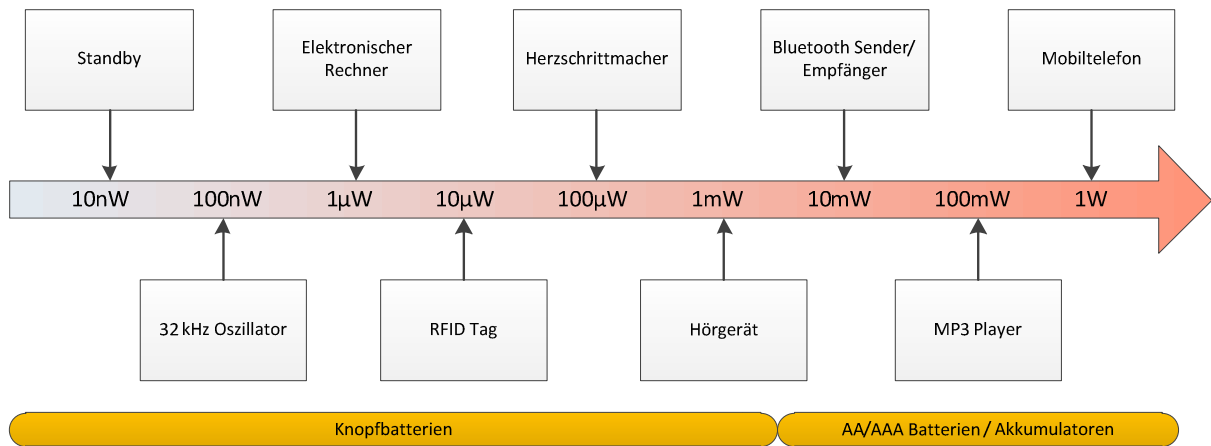
Die erste kommerzielle Anwendung geht auf das Jahr 1928 zurück. Der Schweizer Ingenieur Jean-Léon Reutter nützte die thermische Ausdehnung von Gasen, um ein mechanisches Uhrwerk aufzuziehen. Diese unter dem Namen „Atmos“ bekannte Tischuhr wird noch heute hergestellt und gilt als offizielles Staatsgeschenk der Schweiz [2].

Ein weiteres Beispiel sind Automatikuhren für das Handgelenk. Sie ziehen sich durch die Armbewegung des Trägers auf, wobei die Energie in einer Feder gespeichert wird.

Während frühe Systeme mechanische Energie direkt nutzten, geht es heutzutage um das Erzeugen kleiner Mengen an Elektrizität um elektronische Geräte anzutreiben. Als bekannteste Pioniere auf diesem Gebiet gelten elektronische Taschenrechner mit Photovoltaikzellen aus den späten 1970er Jahren. Die damalige Entwicklung der CMOS Technologie und des LC-Displays reduzierten den Energiehunger hinreichend, um ihren Bedarf vollständig aus Sonnenergie decken zu können.

Dass die Verwendung ambienter Quellen auch für komplexere Systeme in den Mittelpunkt rückt, ist vor allem den Fortschritten der integrierten Prozess- und Schaltungstechnik zu verdanken. Um unseren Bedürfnissen nach Mobilität und Flexibilität zu entsprechen, wurden neben der zunehmenden Miniaturisierung der Schaltkreise, drahtlose Kommunikationsprotokolle ausgearbeitet. Mit WLAN, GSM, Bluetooth und ZigBee seien hier nur die bekanntesten erwähnt. Im Consumer Bereich längst Standard, eröffnen sich auch im Bereich der Sensorik interessante Einsatzmöglichkeiten. Ohne die Notwendigkeit einer physischen Verbindung zur Informationsübertragung können drahtlose Sensornetzwerke sehr einfach aufgebaut und flexibel an die jeweilige Situation angepasst werden. Für die Medizin eröffnet diese kabellose Technologie erstmals die Möglichkeit Vitalparameter durchgehend zu überwachen, ohne die Lebensqualität der Betroffenen negativ zu beeinflussen.

Problematischer ist nun die Tatsache, dass es einer alternativen Energiequelle bedarf. Die gegenwärtig verwendeten Batterien liefern nur eine endliche Energiemenge und müssen regelmäßig ersetzt werden. Abbildung 2 liefert einen Überblick des Energiebedarfs kleiner elektronischer Geräte und den bisher verwendeten Energiequellen. Damit lassen sich Betriebszeiten von wenigen Tagen bei Unterhaltungselektronik bis zu maximal zehn Jahren bei Herzschrittmachern realisieren.



**Abbildung 2: Übersicht über den Energiebedarf von batteriebetriebenen elektronischen Geräten.**

Während für kurze Distanzen eine drahtlose Energieübertragung in Frage kommt (vgl. passives RFID), liegt die Lösung im Allgemeinen darin, die benötigte Energie lokal aus der Umgebung zu gewinnen. Das dazugehörige Stichwort lautet Energy Harvesting und hat sich in den letzten Jahren zu einem ernstzunehmenden Forschungsgebiet entwickelt. Damit ist es erstmals möglich, vollständig autonome Sensorsysteme mit theoretisch unbegrenzter Laufzeit aufzubauen. Auch die Überwachung schwer zugänglicher Bereiche rückt so in greifbare Nähe.

Die Probleme, welche diese neue Technologie mit sich bringt, werden in den nächsten Kapiteln behandelt. Zuvor erfolgt jedoch ein kurzer Überblick über drahtlose Sensorsysteme.

## 2.2 Aufbau drahtloser Mikrosysteme

### 2.2.1 Batteriebetriebene Systeme

Bis auf wenige Ausnahmen greifen drahtlose Sensorsysteme auf Batterien als preiswertes Versorgungskonzept zurück. Je nach Energiebedarf kommen Primär- oder Sekundärzellen zum Einsatz, welche in unterschiedlichsten Formen und Ausführungen erhältlich sind.

Abbildung 3 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines batteriebetriebenen Sensors. Dieser wandelt eine Messgröße in ein elektrisches Signal um, welches anschließend von einem Prozessor verarbeitet und via Luftschnittstelle zur Base Station übertragen wird. Zu Kalibrierungszwecken existiert auch meist ein Rückkanal.

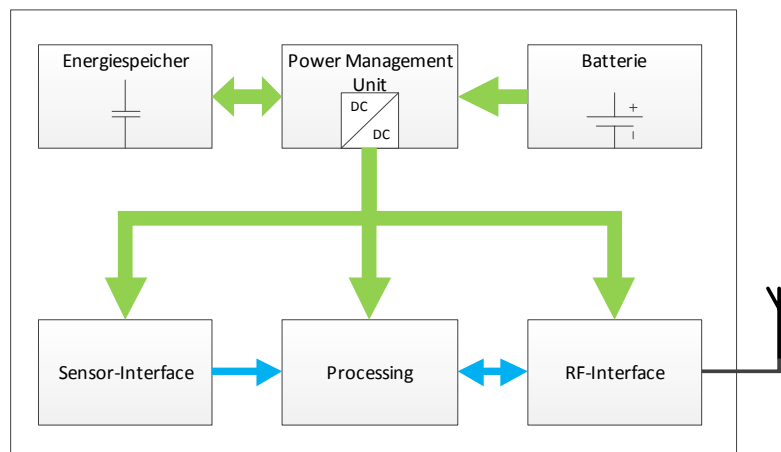


Abbildung 3: Blockschaltbild eines batterieversorgten drahtlosen Sensors.

Die Versorgungseite ist relativ einfach aufgebaut. Wie in Abbildung 4 ersichtlich, liefern Batterien über ihren gesamten Entladebereich eine relativ konstante Gleichspannung. Die Hauptaufgabe der Power Management Unit beschränkt sich darin, die Versorgungsspannung möglichst verlustarm an die jeweilige Prozesstechnologie anzupassen. Das Herzstück bildet hier ein DC/DC Konverter, der in der Regel als induktiver Spannungswandler ausgeführt wird. Möchte man die Effizienz der Konversion erhöhen, steigt selbstverständlich der Aufwand. Als Zwischenspeicher dient ein nachgeschalteter Kondensator, welcher Lastsprünge ausgleicht und so für eine konstante Betriebsspannung sorgt.

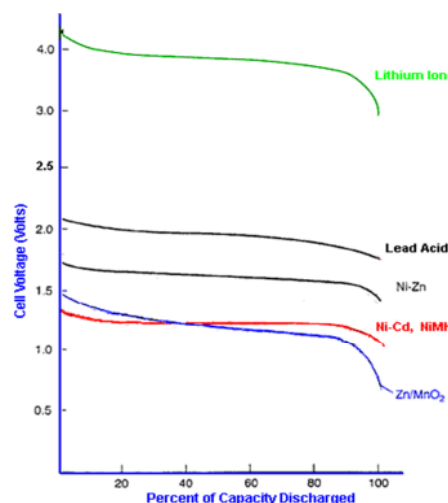


Abbildung 4: Entladekurve verschiedener Batterietypen [3].

Gegenüber kabelgebundenen Lösungen erreicht man durch Batterien Einsparungen im Bereich der Infrastruktur und eine erhöhte Flexibilität. Auch lassen sich solche Netzwerke im Nachhinein durch zusätzliche Überwachungseinheiten unkompliziert erweitern.

Demgegenüber steht die Tatsache, dass endliche Energiespeicher eine begrenzte Lebensdauer aufweisen. Je nach Komplexität des Systems liegt diese im Bereich von Tagen bis zu wenigen Jahren. Erschwerend hinzu kommt die fortlaufende Miniaturisierung elektronischer Schaltungen. Da die vorrätige Energie vom Volumen abhängt, nehmen Batterien inzwischen bereits einen Großteil des Flächenbedarfs kleiner Sensoren in Anspruch. Trotzdem ist der regelmäßige Tausch unerlässlich und besonders in großen Sensornetzwerken eine Herausforderung.

Ein weiteres Problem ist, dass Batterien nicht in jeder Umgebung eingesetzt werden können. Besonders hohe oder niedrige Temperaturen wirken sich negativ auf die Eigenschaften aus. Zu alledem muss auch die Umweltproblematik angesprochen werden. Schon heute fallen jährlich ca. 30 Milliarden Knopfzellen zur Entsorgung an [4].

Für die mobile Überwachung von vitalen Parametern stellen batteriebetriebene Sensoren den „State Of The Art“ dar. Ihnen haften alle oben genannten Einschränkungen an. Auf der Suche nach Alternativen gilt es, neue Lösungsansätze zu finden.

## 2.2.2 Passive Systeme

Um das Problem der endlichen Energiespeicher zu umgehen, kann man neben den Daten auch die Energie über die Luftschnittstelle übertragen. Das dazu verwendete physikalische Prinzip induktiver Kopplung wird in passiven RFID Transpondern eingesetzt. Im Unterschied zur batteriebetriebenen Variante in Abbildung 3 verfügt das in Abbildung 5 ersichtliche Mikrosystem keine lokale Energiequelle. Die Versorgung erfolgt hier vollständig über das magnetische Feld, welches eine Spannung in die Rahmenantenne induziert. Unter der Anwendung von Lastmodulation lässt sich zusätzlich ein Kommunikationskanal aufbauen. Die Power Management Unit steht in passiven Systemen vor größeren Herausforderungen als in batteriebetriebenen. Da Abstands- und Umgebungsänderungen Amplitudensprünge um mehrere Zehnerpotenzen bewirken, muss sie mit einer äußerst unregelmäßigen Wechsellspannung zurechtkommen [5].

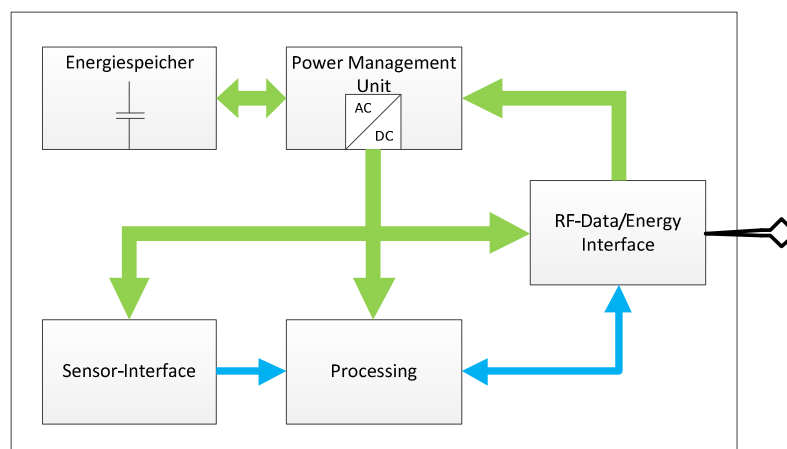


Abbildung 5: Blockschaltbild eines passiven Sensors: Daten- und Energieübertragung via Luftschnittstelle.

Die Energieübertragung ähnelt der eines Transformators. Die Primärseite wird durch die Base Station gebildet und erzeugt ein magnetisches Feld. Drahtlose Sensoren innerhalb dieses Feldes fungieren als Sekundärseite. In ihren Rahmenantennen wird Spannung induziert und zur Versorgung herangezogen. Der Verzicht auf Batterien und die Nutzung derselben Infrastruktur zur Daten- und Energieübertragung reduzieren die Produktionskosten und ermöglichen den Bau besonders kleiner Überwachungseinheiten.

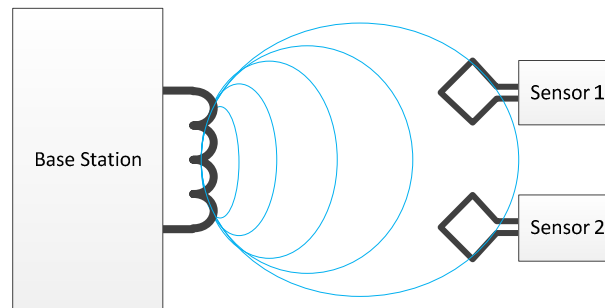


Abbildung 6: Energieübertragung in passiven Sensorsystemen über induktive Kopplung.

In passiven Systemen dienen magnetische Felder als Energieträger. Das bedeutet jedoch, dass der Sensor nicht mehr autonom arbeiten kann. Ohne aktivierte Base Station stehen der Überwachungseinheit weder elektrische Energie noch ein Informationskanal zur Verfügung. In diesem Fall ist sie somit nicht in der Lage, Messungen durchzuführen oder irgendwelche Signale auszusenden.

Innerhalb des Feldes hängt die übertragene Energie vom Kopplungsfaktor der beiden Seiten ab. Während auf kurzen Distanzen Leistungen im Milliwatt-Bereich realistisch sind, geht dieser Wert mit zunehmendem Abstand rasch gegen Null. Maximale Reichweiten für passive Systeme liegen im Bereich weniger Meter [6]. Der Grund dafür liegt in der quadratischen Abnahme der magnetischen Feldstärke mit zunehmender Distanz. Infolgedessen geht ein Großteil der Energie im Raum verloren und reduziert die Energieeffizienz des Gesamtsystems. Darüber hinaus beeinflusst die Umgebung den Feldlinienverlauf. Für die Base Station als Primärseite bedeutet dies, sie muss ein kontinuierliches magnetisches Feld mit ausreichender Feldstärke generieren. Klarerweise benötigt sie dazu entsprechend viel Leistung.

Für Body Area Networks ist diese Art der Sensorversorgung somit nur bedingt geeignet. Auch wenn die Überwachungseinheiten für sich keine Batterien benötigen, sind die energetischen Aufwände der Base Station umso höher. Ein regelmäßiger Wechsel des Akkumulators wäre hier unumgänglich. Noch schwerwiegender wirkt sich jedoch das magnetische Feld an sich aus. Würde man sämtliche Sensoren durch eine am Körper getragene Base Station versorgen wollen, setzt man den gesamten Körper einer Dauerbelastung durch „Elektrosmog“ aus. Auch wenn bis dato noch keine negativen Auswirkungen auf die Gesundheit nachgewiesen werden konnten, würde ein solches Produkt wohl kaum Akzeptanz in der Bevölkerung erlangen.

Andererseits kann die Eigenschaft der drahtlosen Energieübertragung für einzelne, schwer erreichbare Sensoren durchaus sinnvoll sein. In Abbildung 7 sieht man ein Retina Implantat, welches sich im Moment an der RWTH Aachen in Entwicklung befindet. Eine Senderspule sitzt am Brillengestell und versorgt den Sensor mit Energie und Daten. Auf Grund des geringen Abstandes zwischen Sender und Empfänger wird ein relativ guter Kopplungsfaktor

erreicht. Würde man derartiges mit Batterien ausstatten, wären regelmäßige Operationen am Auge notwendig.

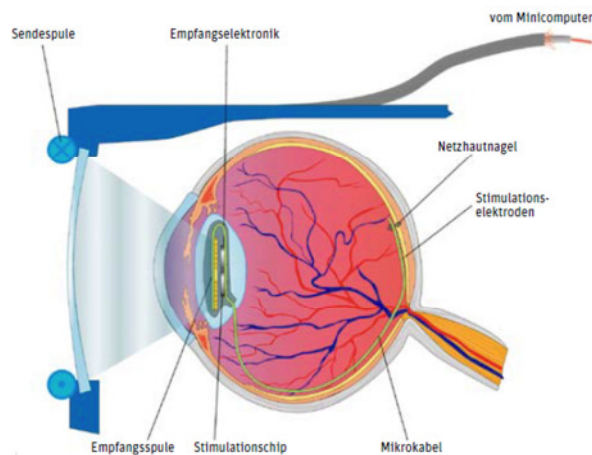


Abbildung 7: Passives Retina-Implantat mit induktiver Energieversorgung [7].

Da diese Systeme ihre Energie durch eine Antenne aus einem magnetischen Feld gewinnen, werden sie manchmal auch in Verbindung mit Energy Harvesting gebracht. Die Differenzierung erfolgt jedoch dadurch, dass in diesem Fall keine „natürlichen“ Umgebungsfelder genutzt werden, sondern mittels Sender zum Zwecke der Energieübertragung extra aufgebaut werden.

### 2.2.3 Systeme mit lokaler Energieversorgung durch Energy Harvesting

In unserer Umwelt ist Energie in einer Vielzahl an Formen vorhanden, mit denen man vollständig autonome Mikrosysteme zu bauen kann. Durch integrierte Mikrokraftwerke kann zum Beispiel Bewegung, Licht oder Wärme in Elektrizität umgewandelt und zur Versorgung herangezogen werden. Mit diesem Ansatz erhält man wartungsfreie Chips, deren Lebensdauer einzig durch Materialermüdung gegeben ist und im Bereich von mehreren Jahrzehnten liegt.

Was auf den ersten Blick nach der Lösung aller Probleme aussieht, entpuppt sich bei näherer Betrachtung als äußerst herausfordernde Aufgabe. Das beginnt bereits bei der Auswahl eines passenden Harvesters. Je nach Einsatzort des Sensors ist hier ein anderer Zugang sinnvoll. Beispielsweise eignet sich Photovoltaik vorzüglich für den Einsatz im Freien, jedoch nicht in dunklen Räumen. Das heißt, dass schon vor dem Start einer Entwicklung die späteren Umgebungsbedingungen genau analysiert werden müssen. Auch für das Design der Power Management Unit ist diese Information von großer Bedeutung. Während thermoelektrische Generatoren niedrige Gleichspannungen liefern, erzeugen Piezokristalle kurze Pulse mit hoher Amplitude. Es gibt also keine generische Lösung, welche für alle Aufgaben anwendbar ist. Eine explizierte Anpassung der PMU an die Quelle ist mit dieser Technik unerlässlich.

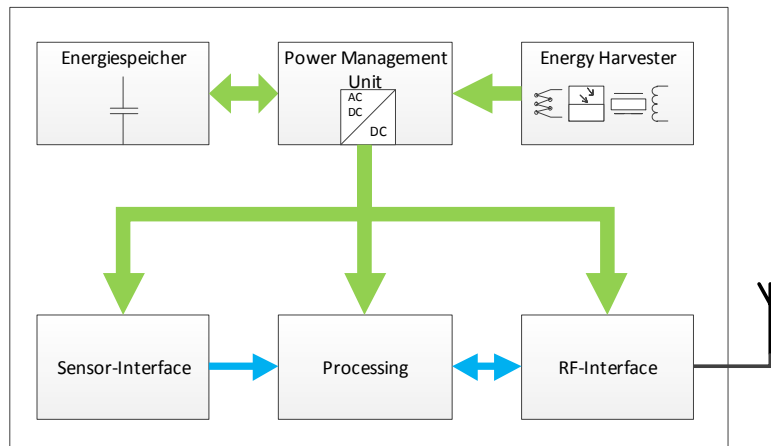


Abbildung 8: Blockschaltbild eines drahtlosen Sensors mit lokaler Energieversorgung durch Energy Harvesting.

Die nächste Herausforderung ist die zuverlässige Funktion des Mikrosystems sicherzustellen. Üblicherweise generieren Energy Harvester kontinuierlich geringe Mengen an Energie im Bereich einiger  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ , wobei die Ausgangsleistung zusätzlich starken Schwankungen unterworfen sein kann. Die Palette reicht von überlastenden Leistungspeaks bis hin zu versorgungsfreien Totzeiten. Ein typisches Betriebsszenario eines drahtlosen Mikrosystems zeigt Abbildung 9. Während der Harvester kontinuierlich geringe Energiemengen liefert, belastet speziell die Kommunikation das Power Budget deutlich.

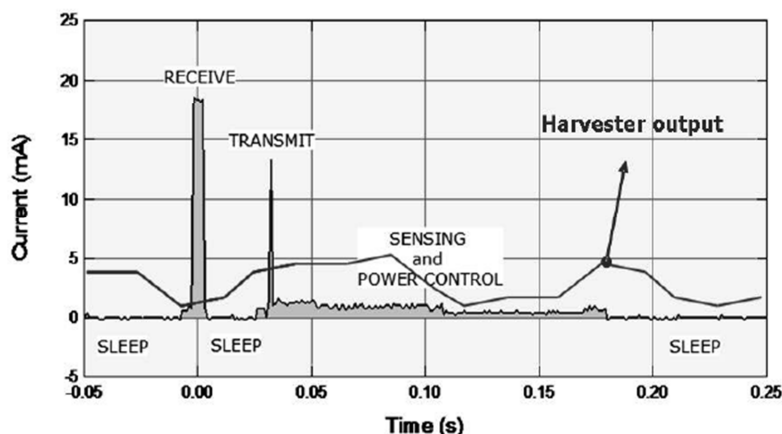


Abbildung 9: Typisches Betriebsszenario eines drahtlosen Sensors. Der Energieverbrauch deckt sich nicht mit dem Output der Quelle. Die Power Management Unit muss trotzdem eine kontinuierliche Versorgung des Mikrosystems garantieren [8].

Um trotzdem jeden Betriebszustand abzudecken, kommt dem Energiespeicher eine größere Bedeutung als in üblichen Systemen zu. Er muss genug Speicherkapazität aufweisen, um das System über längere Zeit allein am Leben zu erhalten, ohne dabei die Größe des Sensors zu bestimmen. Hohe Lade- und Endladeeffizienz, sowie eine vernachlässigbare Selbstentladung sind die Grundvoraussetzungen für die Auswahl der Technologie. Normale Kondensatoren eignen sich in diesem Fall kaum. Alternativen sind Akkumulatoren, Doppelschicht-Kondensatoren (auch Super Caps genannt) oder Dünnschicht-Batterien. Tabelle 1 nennt die Eigenschaften verschiedener Energiespeicher und vergleicht sie mit der Ideallösung.

Tabelle 1: Vergleich der Eigenschaften von Akkumulatoren, Dünnschicht Batterien und Super Kondensatoren [9].

	Idealer Speicher	Lithium Ionen Akkumulator	Dünnschicht Akkumulator	Super Cap
Ladezyklen	$\infty$	Hunderte	Tausende	Millionen
Selbstentladung	0	Moderat	Vernachlässigbar	Hoch
Ladedauer	Sekunden	Stunden	Minuten	Sekunden-
Baugröße	Klein	Groß	Klein	Mittel
Kapazität	>100 $\mu$ Ah	0,3–2500 mAh	12-1000 $\mu$ Ah	10-100 $\mu$ Ah
Umwelteinfluss	Keiner	Hoch	Minimal	Minimal
Innenwiderstand	0	Mittel	Hoch	Gering

Lithium Ionen Akkus sind in mobilen Geräten sicherlich am weitesten verbreiten, was sie vor allem ihrer großen Kapazität verdanken. Gegen den Einsatz in Mikrosystemen sprechen ihre Baugröße und die geringe Anzahl an Ladezyklen. Immerhin findet in Modulen mit Energy Harvesting dauerndes Laden und Entladen statt – und das für Jahrzehnte. Aussichtsreiche Kandidaten sind dagegen Dünnschicht Batterien, die als Weiterentwicklung betrachtet werden können. Ihre geringe Baugröße ermöglicht zum Beispiel eine direkte Integration in das Chip-Package. Alternativ gibt es auch flexible Typen in Plastikgehäusen. Ihr größter Nachteil gegenüber einfachen Knopfzellen ist der höhere Produktionspreis. Zudem erfordert der Innenwiderstand die Parallelschaltung eines Puffer-Kondensators. Der dritte hier vorgestellte Typ sind Super-Kondensatoren. Im Gegensatz zu den bisher vorgestellten Typen erfolgt bei ihnen die Speicherung nicht chemisch, sondern elektrostatisch. Dieser Vorteil zeigt sich vor allem bei der Lade- bzw. Endladeeffizienz und der Ladedauer. Verglichen mit Elektrolytkondensatoren weisen sie eine 1000-fach höhere Kapazität auf, kommen jedoch an die Speichermenge chemischer Module nicht heran. Hauptmanko diese Technik ist die höhere Selbstentladung, welche jene anderer Typen um den Faktor 100 übersteigt.

Abschließend gilt es nochmals den Betrieb des Gesamtsystems zu betrachten. Wie oben erörtert, ist die Leistung/Fläche einer ambienten Energiequelle sehr gering. Ein Dauerbetrieb ist bei heutiger Hardware somit speziell für komplexere Systeme nicht realistisch. Daher empfiehlt sich der gepulste Betrieb des Mikrosystems. Dabei befindet es sich den Großteil der Zeit in einem Schlafzustand mit geringem Stromverbrauch. In dieser Zeit ist ausschließlich der Harvester aktiv und „erntet“ Energie. In periodischen Abständen erwacht der Sensor zur Messung, Verarbeitung und Übermittlung der Daten.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass trotz unbegrenzten Vorrats, Energiesparen das oberste Gebot bleibt.



## 2.3 Formen ambienter Energiequellen mit ihren Wandlungsmechanismen

Im vorigen Kapitel wurde der Aufbau von drahtlosen Systemen beschrieben und die Möglichkeiten der Versorgung diskutiert. Dabei stellte sich Energy Harvesting als eine aussichtsreiche Methode zur Energiegewinnung in autonomen Systemen heraus. Im nächsten Schritt werden nun potenzielle Quellen vorgestellt und ihre Wandlungsmechanismen im Detail untersucht. Die Liste in Abbildung 10 enthält ambiante Energieformen und die im Folgenden besprochenen Wandlungsmechanismen zur Generation von elektrischem Strom.

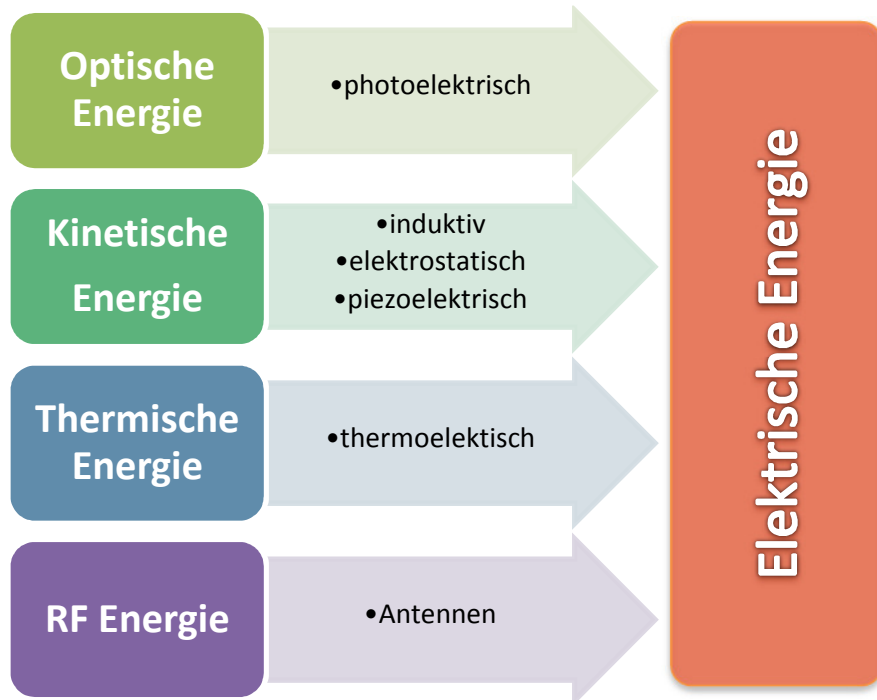


Abbildung 10: Ambiente Energieformen mit ihren Wandlungsmechanismen.

Als populärste Methode um Energie aus der Umgebung zu gewinnen, kann zweifellos Photovoltaik genannt werden. Getrieben durch den Umweltgedanken, werden gegenwärtig besonders im Makroskopischen große Entwicklungsanstrengungen in diesem Segment unternommen. Ziel ist es, die Abhängigkeit von fossilen Energieträgern und damit den CO<sub>2</sub> Ausstoß zu reduzieren. In direktem Maße profitiert auch das Mikro-Harvesting von diesen Forschungsergebnissen. Solarzellen können problemlos skaliert werden und sind daher für beliebig kleine Strukturen geeignet. Wirkungsgrade zwischen 10 und 20% generieren bei direkter Sonneneinstrahlung bis zu 10 mW/cm<sup>2</sup>. So versorgen sich heutzutage Notrufsäulen, Satelliten, aber auch abgelegene Überwachungseinheiten bereits vollständig mit Sonnenenergie. Um Faktor 1000 geringer fällt hingegen die Ausbeute bei künstlichem Licht aus. Der Grund dafür liegt in der geringeren Lichtintensität und dem andersartigen Spektrum. Sofern am Einsatzort des Sensors ausreichend Licht zur Verfügung steht, ist Photovoltaik ein aussichtsreicher Kandidat, um Systeme autonom zu versorgen. Ansonsten müssen Alternativen untersucht werden.

Eine davon ist die Umwandlung von kinetischer Energie in Form von Bewegung oder Vibration, wie sie speziell im industriellen Umfeld häufig vorhanden ist. Drei Mechanismen haben sich für diese Aufgabe etabliert.

- Elektromagnetische Umwandlung durch Spannungsinduktion mittels Spule und Magnet. Dies ist eine bewährte Methode, die auch in Generatoren zur Anwendung kommt. Hauptproblem ist die Miniaturisierung des Harvesters.
- Elektrostatische Energiegewinnung anhand mechanisch induzierter Kapazitätsänderung von geladenen Kondensatoren eignet sich gut für integrierte Lösungen (MEMS), besitzt aber einige Nachteile. Von den drei Techniken ist die Ausgangsleistung pro Fläche am geringsten.
- Die Ausnutzung des piezoelektrischen Effektes durch Deformation von Piezoelementen ist eine relativ junge Technologie mit großer Forschungstätigkeit. Sie eignet sich gut für vibrierende Objekte. Durch den Aufbau eines Feder-Masse Systems kann die Effizienz gesteigert werden.

Für Induktion und Piezoeffekt gibt es bereits erste Produkte am Markt. Hingegen ist die elektrostatische Energiegewinnung eher experimenteller Natur. Bei kinetischen Wandlungsmechanismen ist vor allem die Frequenz der Vibrationsquelle von Bedeutung. So lassen sich in industriellen Anwendungen größere Leistungen als am Menschen erzielen.

Auch thermische Energie kann für Versorgungszwecke verwendet werden. Dabei ist genauer gesagt die Temperaturdifferenz zweier Kontaktstellen von Bedeutung. Das physikalische Prinzip dahinter nennt sich Seebeck-Effekt. Auffallend ist der besonders schlechte Wirkungsgrad dieser Generatoren, welcher aktuell im einstelligen Prozentbereich liegt. Trotzdem liefern sowohl industrielle Wärmequellen, als auch der Mensch brauchbare Energiemengen. Hauptproblematik stellt die Aufrechterhaltung des Temperaturgradienten dar.

Nummer Vier in dieser Auflistung ist die Nutzung des allgegenwärtigen Elektrosmog, der immer wieder für Diskussionen sorgt. Handy, WLAN oder auch Rundfunksignale fluten unsere Umwelt mit elektromagnetischen Wellen. Diese für versorgungstechnische Aufgaben zu verwenden, ist ein durchaus nachvollziehbarer Gedanke. Zumal der Generator einfach als Antenne ausgeführt werden kann. Leider zeigt sich, dass die Leistung dieser Quellen weit hinter jenen anderer liegt und dadurch gegenwärtig wenig Bedeutung hat.

Der Vollständigkeit halber sollen noch biologische Brennstoffzellen angesprochen werden. Sie funktionieren auf Basis von katalysierten chemischen Reaktionen, die innerhalb des Körpers ablaufen. Beispielsweise versucht man den Blutzucker mittels Glucose-Sauerstoff-Brennstoffzelle zur Energieversorgung zu verwenden. Gelingt dieses Vorhaben, liefert der Körper den „Brennstoff“ für vollständig autonome Implantate. Entwicklungen in diesem Bereich stecken gegenwärtig noch in den Kinderschuhen. Wirkungsgrade unter einem Prozent und eine geringe Lebensdauer sind Hindernisse auf dem Weg zur praktischen Anwendung. In dieser Arbeit wird diese Art der Energiegewinnung nicht weiter diskutiert werden.

Tabelle 2: Charakteristik ambienter Energiequellen und erwartete Leistungsdichte verschiedener Harvesting-Technologien im Vergleich [4], [9].

Quelle	Einsatzgebiet	Leistungsdichte der Quelle	Effizienz zur Zeit	Maximale Effizienz	Harvester Output
<b>Bewegung/Vibration</b>	Industrie	$1g \cdot 10 \frac{m}{s^2} @ >1 \text{ kHz}$	25% - 50%	50% (elektrodynamisch)	$100 \frac{\mu W}{cm^3}$
	Mensch	$1g \cdot 1 \frac{m}{s^2} @ <50 \text{ Hz}$		90% (piezoelektrisch)	$4 \frac{\mu W}{cm^3}$
<b>Licht</b>	Außen	$100 \frac{mW}{cm^2}$	5% - 25%	50%	$10 \frac{mW}{cm^2}$
	Innen	$0,1 \frac{mW}{cm^2}$			$10 \frac{\mu W}{cm^2}$
<b>Temperaturdifferenz</b>	Industrie	$100 \frac{mW}{cm^2}$	3%	20%	$1-10 \frac{mW}{cm^2}$
	Mensch	$10 \frac{mW}{cm^2}$	0,1%		$30 \frac{\mu W}{cm^2}$
<b>RF Energie</b>	Mobilfunk	$< 0,3 \frac{\mu W}{cm^2}$	~50%	--	$0,1 \frac{\mu W}{cm^2}$
	Wlan	$< 0,02 \frac{\mu W}{cm^2}$		--	$0,001 \frac{\mu W}{cm^2}$

## 2.4 Optische Energie

Die Sonne ist mit ihren rund 4,6 Milliarden Jahren die älteste und zuverlässigste Energiequelle unseres Planeten. Genau genommen gehen sämtliche alternativen Energieträger auf sie zurück. Es ist also naheliegend, ihre Kraft zur Versorgung heranzuziehen. Die technische Realisierung wird Photovoltaik genannt und meint die direkte Umwandlung von Photonen in elektrischen Strom. Entdeckt hat dieses Phänomen der französische Physiker Alexandre Edmond Becquerel bereits 1839. Erstmalige Anwendung fand der photoelektrische Effekt dann in den 1950er Jahren, indem er sich als langlebige Energieversorgung für Satelliten im Weltall durchsetzte. Da damalige Zellen gerade mal 5% Wirkungsgrad erreichten, blieb der Weltraum vorerst auch der einzige Einsatzort. Nach und nach gelang es Forschungseinrichtungen, die Effizienz sukzessive zu steigern. Heutzutage wird eine Vielzahl an Zelltypen angeboten, welche sich im Aufbau, Herstellungsaufwand und Wandlungseffizienz unterscheiden. Die Besten, aber auch aufwendigsten Module, konvertieren bereits über 41% des Sonnenlichts. Für den Massenmarkt sind dagegen Silizium basierende Zellen mit ungefähr 15% (Polykristallin) bis 25% (Monokristallin) die Regel. Neben den anorganischen Halbleiterelementen entwickelte sich in den letzten Jahren eine weitere Art, Sonnenenergie umzuwandeln. Organische Zellen bestehen aus Kohlenwasserstoff-Verbindungen. Ihre Eigenschaften versprechen neue Einsatzmöglichkeiten. So können transparente und flexible Module [10] überall angebracht werden, ohne das äußere Erscheinungsbild zu beeinträchtigen. Am Körper ist ihre Verarbeitung in „intelligenter“ Kleidung eine interessante Perspektive. Durch Anwendung von Druckverfahren sollen außerdem die Herstellungskosten in Massenproduktion weit unter denen aus anorganischen Materialien liegen. Der geringe Wirkungsgrad von momentan weniger als 7% und die bescheidene Langzeitstabilität sind jedoch noch zu lösende Probleme.

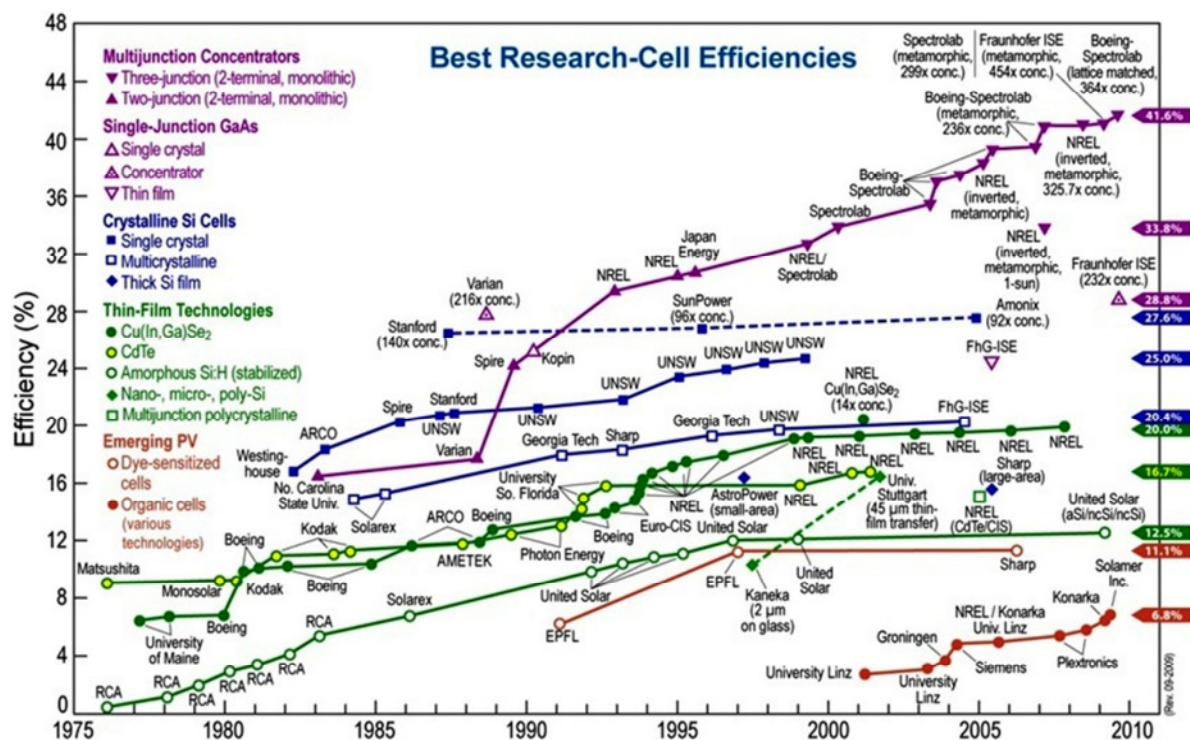


Abbildung 11: Evolution des Wirkungsgrades verschiedener Solarzellen Technologie [11].

## 2.4.1 Physikalische Grundlagen

Unter Licht versteht man jenen Ausschnitt aus dem elektromagnetischen Spektrum, den das menschliche Auge als sichtbar wahrnimmt. Es handelt sich um einen Bereich mit der Wellenlänge zwischen 400 und 800nm. Angrenzend befindet sich noch das kurzwelligere ultraviolette und langwelligere infrarote Spektrum, das wir als Wärme verspüren. Laut der Quantentheorie hat Strahlung sowohl Wellen, als auch Teilcheneigenschaften. Aus diesem Grund definiert man „Lichtteilchen“ als Photonen. Die Energie jener Photonen steht in direktem Zusammenhang mit ihrer Wellenlänge  $\lambda$  und ist durch Gleichung (2.1) gegeben. Dabei ist  $h$  das plancksche Wirkungsquantum,  $c$  die Lichtgeschwindigkeit und  $f$  die Frequenz.

$$E_{\text{photon}} = hf = \frac{hc}{\lambda} \quad (2.1)$$

Jeder warme Körper sendet elektromagnetische Strahlung aus. Die Intensität und Wellenlänge (bzw. Energie) hängt nach dem planckschen Strahlungsgesetz von seiner Temperatur ab. Für unsere Sonne, mit einer Oberflächentemperatur von rund 5800 Kelvin, ergibt sich so eine Verteilung wie in Abbildung 12 dargestellt. Wie man sieht, ist die Intensität, also die Anzahl der Photonen pro Zeiteinheit, im sichtbaren Bereich am stärksten. Darüberhinaus enthält das Spektrum jedoch auch einen signifikanten ultravioletten sowie infraroten Anteil. Letzterer beinhaltet die größte Energiemenge und heizt unseren Planeten. Integriert man über das gesamte Spektrum, lässt sich die außerhalb der Atmosphäre ankommende Strahlungsdichte von  $1350 \text{ W/m}^2$  bestimmen. Ozon, Wasserdampf und andere Partikel dämpfen die Intensität weiter, wodurch nur mehr ein reduzierter Teil am Boden zur technischen Verwendung verfügbar ist.

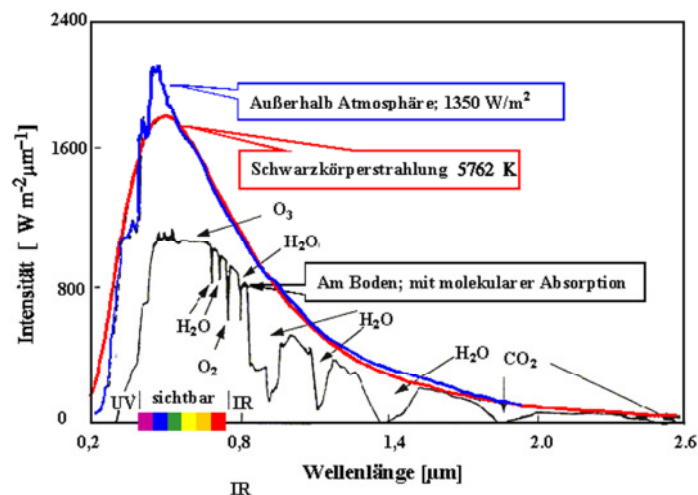
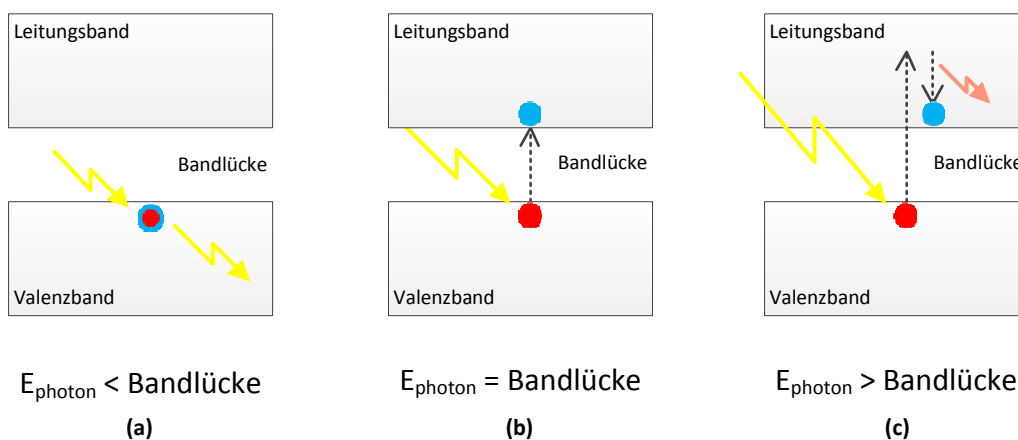


Abbildung 12: Spektrale Verteilung der Sonnenenergie [12].

Um aus dem Sonnenspektrum elektrischen Strom zu generieren, nutzt man den photoelektrischen Effekt in Halbleitermaterialien. Der photoelektrische Effekt beschreibt die Wechselwirkung von Photonen mit Materie. Genauer gesagt, kann ein einfallendes Photon seine Energie vollständig an ein Elektron abgeben und hebt damit dessen Energieniveau an. Bei ausreichender Anregung wird die Bindung zum Atomkern überwunden und so ein freies Elektronen-Loch-Paar erzeugt. Auf atomarer Ebene spricht man in diesem Fall vom Übergang

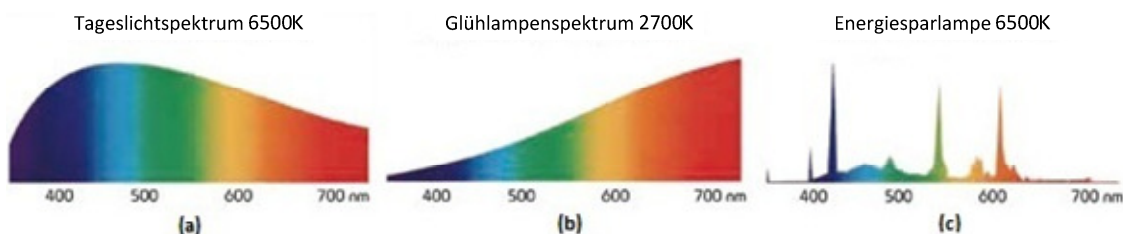
aus dem Valenzband ins Leitungsband. Wie viel Energie dazu nötig ist, bestimmt die dazwischenliegende Bandlücke (BL). Trifft also Licht auf ein Material, sind drei Szenarien denkbar.

- $E_{\text{photon}} < BL$ : Die Energie des Photons ist unzureichend, um den Ladungsträger vom Valenzband in das Leitungsband zu heben. Solche Materialien scheinen für das Photon transparent. Es entstehen keine freien Ladungsträger.
- $E_{\text{photon}} = BL$ : Das Photon übergibt seine Energie an das Elektron und hebt es vom Valenzband ins Leitungsband. In diesem Fall erreicht man den maximalen Wirkungsgrad.
- $E_{\text{photon}} > BL$ : Das Elektron wird durch das Licht energetisch über das Leitungsband hinaus angeregt. Nachdem Teilchen immer das geringste Energieniveau anstreben, strahlt es den Überschuss wieder als Photon ab. Diese Differenzenergie ist zu gering, um andere Elektronen anzuregen, und geht damit als Wärme verloren.



**Abbildung 13: Photonen mit unterschiedlicher Energie treffen auf Elektronen. (a) Das Material scheint transparent. (b) Die gesamte Photonenenergie wird zum Sprung ins Leitungsband verwendet (max. Effizienz). (c) Das Elektron wird über die Leitungsbandgrenze hinausgehoben, fällt anschließend zurück, wobei die Differenzenergie wieder abgegeben wird und verloren geht (Effizienzverlust).**

Setzt man nun die Wellenlängen des Sonnenspektrums in Formel (2.1) ein, kann die Strahlungsenergie bestimmt werden. Für den Bereich von  $2\mu\text{m}$  bis  $400\text{nm}$  liegt sie zwischen  $0,6$  und  $3\text{eV}$ . Materialien mit einer Bandlücke innerhalb dieser Region eignen sich folglich gut für den Einsatz in Solarzellen. Speziell Silizium mit seiner Bandlücke von  $1,12\text{eV}$  kann einen relativ großen Anteil des Spektrums nutzen und liefert so bis zu  $100\text{mW}/\text{cm}^2$ .



**Abbildung 14: (a) Sonnenlicht. (b) Glühlampe. (c) Leuchtstoffröhre. Ausschnitt aus dem Spektrum verschiedener Lichtquellen. Künstliche Lichtquellen unterscheiden sich stark vom Sonnenlicht. Die Energieausbeute innerhalb von Gebäuden ist um den Faktor 1000 geringer [13].**

Anders sieht die Sache innerhalb von Gebäuden aus. Hier wird das Licht entweder durch Glühlampen oder Leuchtstofflampen erzeugt. Bei ersteren handelt es sich um thermische

Strahler mit geringerer Temperatur als die Sonne. Dadurch verschiebt sich das Spektrum in den langwelligeren Bereich. Leuchtstofflampen weisen dagegen keine kontinuierliche Verteilung auf. Möchte man ein Mikrosystem in dieser Umgebung mittels Photovoltaik versorgen, muss man mit einem Tausendstel der Leistungsdichte auskommen.

Der innere Aufbau einer Solarzelle gleicht dem einer Diode. Mittels Dotierung wird dazu ein pn-Übergang geschaffen. Dieser bildet eine Raumladungszone aus, dessen elektrisches Feld bei Lichteinfall für die Ladungsträgertrennung sorgt. An den Kontakten wird so eine Spannung sichtbar. Schaltungstechnisch kann eine Photovoltaikzelle als Stromquelle mit paralleler Diode nachgebildet werden. Dazu kommen noch parasitäre Verluste, welche durch Widerstände berücksichtigt werden.  $R_p$  beschreibt in diesem Zusammenhang Defekte im Übergangsbereich. Dadurch bilden sich alternative Strompfade aus und reduzieren die Effizienz. Der Wert von  $R_p$  hängt von der Verarbeitungsqualität der Module ab. Den seriellen Widerstand  $R_s$  bilden Kontaktwiderstände und das Silizium.

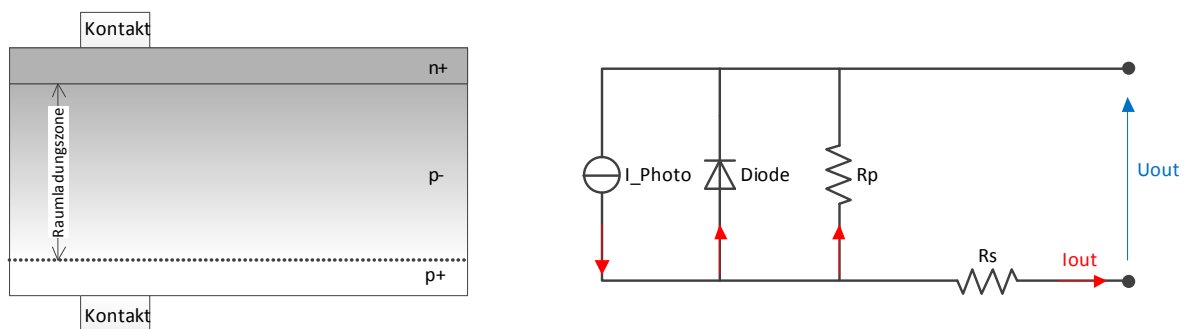


Abbildung 15: Prinzipieller Aufbau und dazugehöriges Ersatzschaltbild einer Solarzelle.

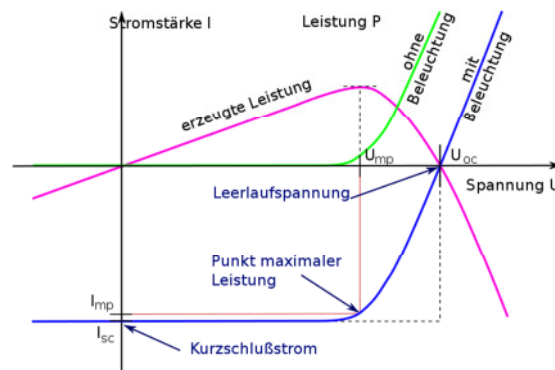


Abbildung 16: Kennlinie einer Solarzelle mit und ohne Beleuchtung [14].

Anhand Formel (2.2) kann der Ausgangsstrom einer Solarzelle berechnet werden. Bei Sonneneinstrahlung verschiebt der Photostrom die Diodenkennlinie in den vierten Quadranten, in dem Energieerzeugung möglich ist. Mit zunehmender Spannung fließt ein Teil der generierten Ladungsträger über die parasitäre Diode, wodurch  $I_{OUT}$  einbricht. Es gibt somit einen Arbeitspunkt, in dem die extrahierbare Leistung ein Maximum erreicht. Die dazugehörige Kennlinie zeigt Abbildung 16.

$$I_{OUT} = I_S \left( e^{\frac{U_{OUT} + I_{OUT} R_S}{U_T}} - 1 \right) + \frac{U_{OUT} + I_{OUT} R_S}{R_p} - I_{Photo} \quad (2.2)$$

Zusammenfassend können die Eigenschaften einer Solarzelle wie folgt beschrieben werden. Es handelt sich um eine DC Quelle, deren Leerlaufspannung im Bereich der Diodenspannung von 0,6V liegt. Der Output kann sehr einfach über die Größe der Zelle skaliert werden, wobei die generierbare Leistungsdichte innerhalb von Gebäuden ungefähr  $100\mu\text{W}/\text{cm}^2$  erreicht. Als Power Management Unit ist ein Step-Up-Konverter mit einer Maximum-Power-Point-Tracker Unit empfehlenswert. Seine Aufgabe ist es, die Quelle immer im idealen Arbeitspunkt zu belasten, wobei eine Änderung der Strahlungsintensität eine automatisierte Nachjustierung erforderlich macht.

## 2.4.2 Stand der Technik

Photovoltaik ist im Vergleich zu anderen Energy Harvesting Technologien die am weitesten fortgeschrittene Technologie. Getrieben durch die Ökologisierung der Energiewirtschaft sinkt der Produktionspreis für Module stetig. Ein Großteil der Solarzellen wird gegenwärtigen aus Silizium gefertigt [15], wobei drei Typen unterschieden werden.

- **Monokristalline Silizium-Solarzellen:** Bestehen aus hochreinem Silizium und erreichen die höchste Wandlungseffizienz (~25%). Sie sind aber in der Herstellung aufwendig und teuer.
- **Polykristalline Silizium-Solarzellen:** Sind günstiger als monokristalline Elemente. Ihr Wirkungsgrad liegt bei ungefähr 15%.
- **Amorphe Silizium-Solarzellen:** Gehören zu den Dünnschichttechnologien. Auf ein Substratmaterial wird eine Schichtdicke von  $1\mu\text{m}$  abgeschieden, was sich positiv auf die Herstellungskosten auswirkt. Die Energieausbeute ist jedoch noch im einstelligen Prozentbereich angesiedelt. Grundsätzlich eignen sie sich eher für Indoor Applikationen, da sie das Spektrum von künstlichem Licht besser ausnutzen.

Effizienzsteigernde Techniken, wie Multijunction oder Konzentratorzellen werden im Rahmen der Arbeit nicht näher behandelt.

In Zukunft sind außerdem organische Zellen eine durchaus interessante Alternative für autonome Systeme. Sie bestehen aus Kohlenwasserstoffverbindungen und haben elektrisch halbleitende Eigenschaften. Im Gegensatz zu Siliziumzellen ist der Produktionsaufwand viel geringer. Statt eines Hochtemperaturprozesses werden sie großflächig per Druckverfahren auf ein Substratmaterial aufgetragen. Wie Kunststoffe können diese Solarzellen unterschiedlichste Formen und Farben aufweisen. Es gibt bereits heute flexible Typen und an transparenten Modulen wird gearbeitet (Abbildung 17). Neben relativ geringen Wirkungsgraden besteht vor allem in Bezug auf die Langzeitstabilität einiges an Entwicklungsbedarf. Organische Materialien neigen in Verbindung mit Sauerstoff zu Zersetzung und degenerieren, je nach Verkapselung, innerhalb von wenigen Jahren [16].



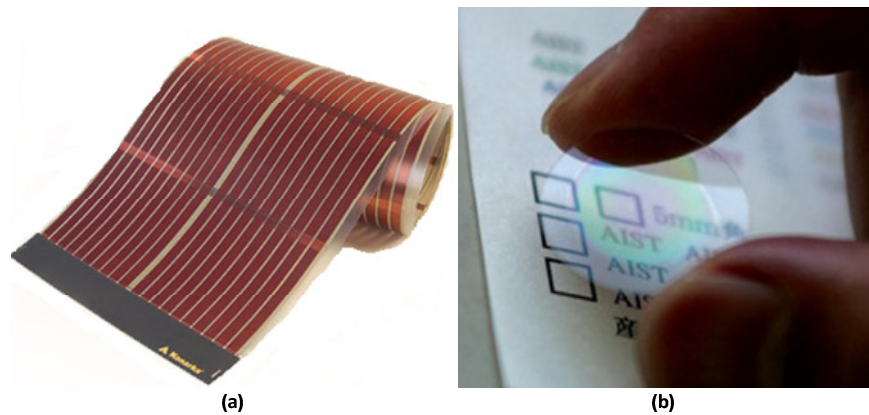


Abbildung 17: (a) Flexible organische Solarzelle von Konarka mit einem Wirkungsgrad von 8,3% [17]. (b) Transparente Zelle vom Nanoelectronics Research Institute Japan [10].

Inzwischen ist es durchaus üblich, im Freien installierte Apparaturen mit Photovoltaikzellen auszustatten. Parkautomaten, Bushaltestellen oder Wegbeleuchtungen sind einige Beispiele. Auch in der Sensorik spielt diese Art der Versorgung eine immer größere Rolle. Dezentrale Messinstrumente generieren ihren Energiebedarf lokal und ermöglichen die Überwachung abgelegener Gegenden ohne großen Installationsaufwand.

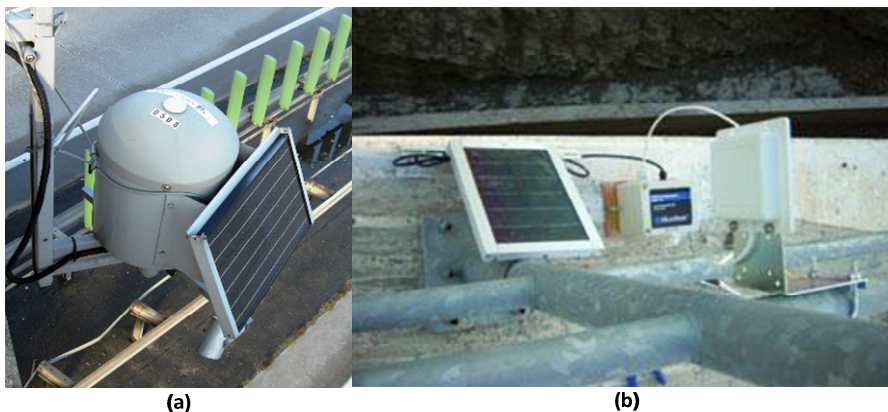


Abbildung 18: (a) Mit Solarzellen ausgestatteter Staumelder auf Autobahnen [14]. (b) Seismische Sensoren auf der Brücke von Korinth, Griechenland [4].

Seit kurzem versucht auch der Consumer Bereich von alternativen Energiequellen zu profitieren. Mobile Geräte werden immer kleiner, wogegen der Funktionsumfang und damit die Komplexität stetig zunehmen. Im Vergleich dazu wächst die Energiedichte elektrochemischer Speicher nur langsam an. Um trotzdem vertretbare Akkulaufzeiten zu erhalten, versuchen manche Hersteller freie Oberflächen mit Solarzellen zu bestücken. Blue Earth nennt sich ein Serienprodukt von Samsung, dessen Rückseite zu 70% aus Photovoltaikzellen besteht. Laut dem Hersteller generieren sie bei direkter Sonneneinstrahlung innerhalb einer Stunde genug Energie, um ein zehn minütiges Telefonat zu ermöglichen. Dieser Wert deckt sich auch mit Untersuchungen von St Ericsson [18]. Weniger komplexe Geräte können allerdings bereits vollständig auf Sonnenenergie setzen. Einige Beispiele werden in Abbildung 19 gezeigt.



Abbildung 19: (a) Tasche mit integrierter Ladestation für mobile Geräte [19]. (b) Mobiltelefon mit einem Solarpanel als Akkuabdeckung [20]. (c) Bluetooth-Headset [21].

Unter dem Namen PicoBeacon demonstrierte die Universität Berkeley einen voll funktionsfähigen 1,9Ghz Sender mit  $2,4 \times 3,9 \text{ cm}^2$ , welcher sich zu 100% aus Umgebungsenergie versorgt. Dazu wurde eine  $2 \times 3 \text{ cm}^2$  große Solarzelle und ein Vibrationsharvester verbaut. Zusammen erzielen sie bis zu  $180 \mu\text{W}$  [22]. Die Firma EnOcean vermarktet für den Bereich der Gebäudetechnik drahtlose Sensormodule, mit denen sich Fensterkontakte, Temperatur- und Feuchtesensoren sowie Licht-, Druck- und Gassensoren unter anderem auf Photovoltaikbasis realisieren lassen [23].

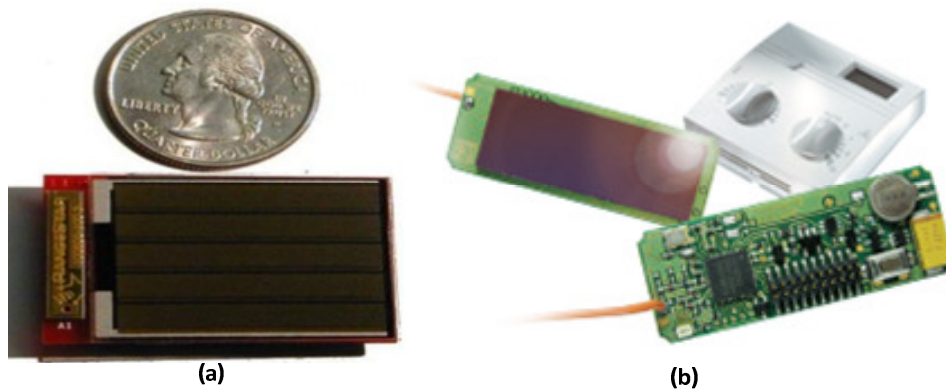


Abbildung 20: (a) Solarbetriebener 1,9 GHz Sender namens PicoBeacon [22]. (b) Sensormodul für Gebäudetechnik der Firma EnOcean [23].

Einen der kleinsten Sensoren mit ambierter Energieversorgung stellte die Universität von Michigan bei der ISSCC 2010 in San Francisco vor. Dieses  $2,2 \times 2,7 \text{ mm}^2$  große System besteht aus zwei in Serie geschalteten Solarzellen, einem 32 Bit ARM Cortex-M3 Prozessor und einem Dünnschicht-Li-Io Akkumulator. Weiters ist ein Temperatursensor und eine kapazitive Messeinheit integriert. Der Sleep Modus benötigt weniger als  $500 \text{ pW}$ . Im aktiven Modus wird der Rechenkern nur knapp über der Thresholdspannung betrieben und benötigt  $28,9 \text{ pJ/Instruktion}$ . Für Messergebnisse stehen  $3 \text{ kB}$  RAM zur Verfügung. Die Lebensdauer wird mit 49 Jahren angegeben. Es wurde keine RF-Schnittstelle integriert [24].

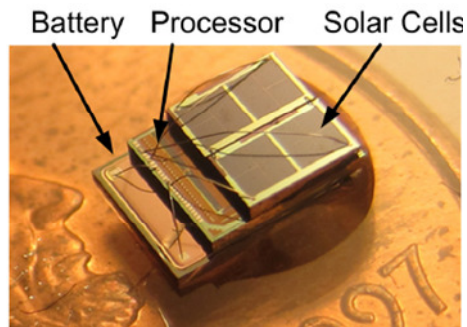


Abbildung 21: Mikrosensor für Temperatur und Druckmessung, abgebildet auf einer amerikanischen Cent Münze [24].

### 2.4.3 Einsatzmöglichkeit in Body Area Networks

Im vorigen Kapitel wurde gezeigt, dass optisches Energy Harvesting im industriellen Umfeld bereits mehrfach erfolgreiche Anwendung gefunden hat. Umgelegt auf Body Area Networks ergeben sich jedoch einige Schwierigkeiten. Für Implantate stellt sich diese Art der Versorgung mangels Licht als grundsätzlich nicht geeignet heraus. Menschen verbringen den Großteil ihrer Zeit innerhalb von Gebäuden, die durch künstliche Lichtquellen erhellt werden. Die generierbare Leistung liegt in diesem Fall nicht mehr über dem alternativer Quellen (siehe Tabelle 2). Dazu kommt, dass nur an wenigen Körperstellen überhaupt ein Lichteinfall gegeben ist. Füße, Rumpf und Arme sind meistens durch Kleidung abgedeckt, womit nur der Kopf und die Hände als Einsatzgebiete übrig bleiben. Ein Prototyp ist in Abbildung 22 ersichtlich. Alternativ bleibt noch die Integration von Messinstrumenten direkt in die Kleidung, wofür sich der Begriff „intelligente Kleidung“ eingebürgert hat. In [25] wird auf einige bisher batteriebetriebene Beispielszenarien referenziert.

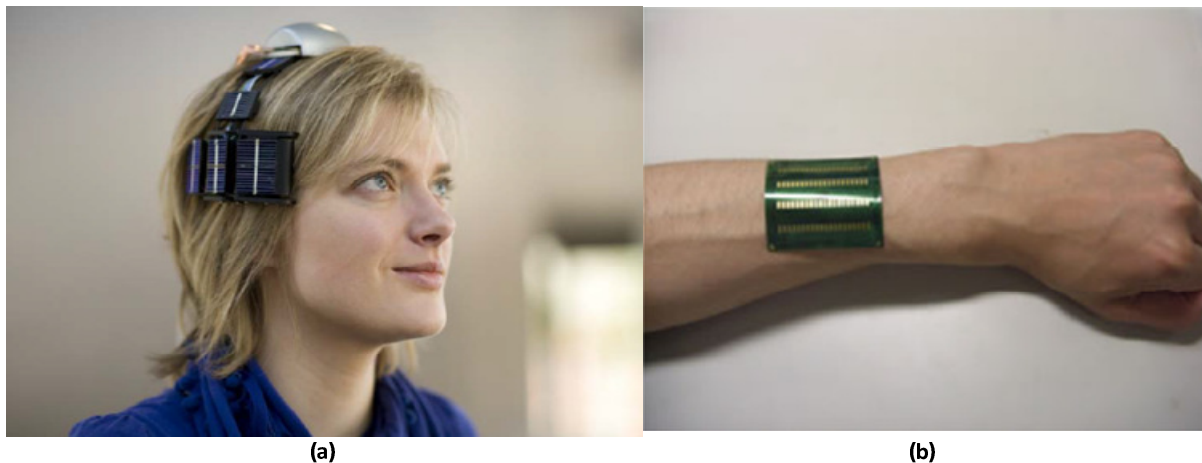


Abbildung 22: (a) Drahtloses EEG mit optischen und thermischen Energy Harvesting [25]. (b) Flexible organische Solarzelle für zukünftige Anwendung auf der Haut oder in intelligenter Kleidung [26].

In biomedizinischen Anwendungen ist optisches Energy Harvesting nur bedingt möglich. Es gibt daher im Moment nur wenige Publikationen zu diesem Thema. Aktuell sollten andere Techniken den Vorzug erhalten. Mit der fortschreitenden Verbreitung von flexiblen organischen Zellen könnte Photovoltaik am ehesten in intelligenter Kleidung eine Zukunft haben.

## 2.5 RF-Energie

Mobiltelefone, Radio- und Fernsehsender oder auch drahtlose Netzwerke strahlen elektromagnetische Wellen in unterschiedlichen Frequenzen ab. Diese induzieren in Antennen Spannung und können daher zur Versorgung herangezogen werden. Zumal der RF-Link auch zur Kommunikation verwendet wird und sich Antennen am Chip oder auf Schaltplatinen leicht implementieren lassen. Das Problem ist die äußerst geringe Leistungsdichte, welche mit größerem Abstand zum Sender rasch abnimmt und um Faktor 10 bis 100 hinter alternativen Quellen liegen (Tabelle 2). Im GSM-Band kann auf eine Entfernung von 25m bis 100m zum Sendemasten eine Leistungsdichte zwischen 0,01 und 0,1 $\mu$ W/cm<sup>2</sup> erwartet werden [27]. Abhängig vom Datenverkehr erhöht sich dieser Wert um das Ein- bis Dreifache. In WLAN Netzwerken reduziert sich der Betrag um weitere Dekaden. Somit sind weder GSM noch WLAN in der Lage, ausreichende Energiemengen bereitzustellen, ohne überdimensionale Flächen anzunehmen. Eine Möglichkeit, die Energieausbeute zu erhöhen, ist eine bessere Ausnutzung des Spektrums. Dies kann durch breitbandige Empfängerantennen oder mit auf unterschiedliche Frequenzen abgestimmten Antennen in Parallelschaltung erfolgen [28].

Hinreichende Energiemengen lassen sich nur in unmittelbarer Nähe zum Sender generieren. Nachdem dies im Allgemeinen nicht der Fall ist, kann man in unmittelbarer Nähe zum Empfänger eine Quelle positionieren. Dadurch ist es möglich, die Energie drahtlos zur Sensoreinheit zu übertragen. Eigentlich handelt es sich jedoch so nicht mehr wirklich um Energy Harvesting, da zur Energieübertragung ein Feld künstlich aufgebaut wird. Diese Technik wird in RFID Systemen eingesetzt.

### 2.5.1 Physikalische Grundlagen

Als elektromagnetische Welle bezeichnet man ein Feld, welches einen elektrischen und magnetischen Anteil besitzt. Je nach Frequenz wird das Spektrum in unterschiedliche Bereiche unterteilt.

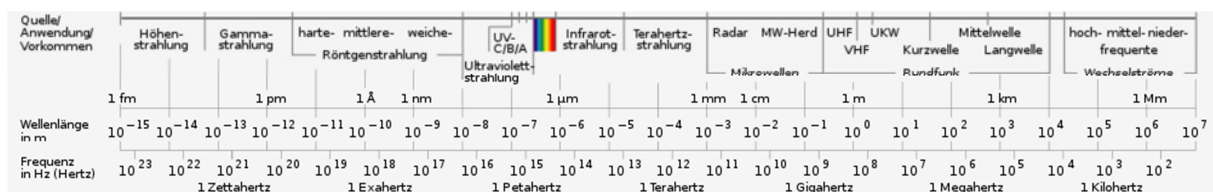


Abbildung 23: Elektromagnetisches Spektrum [14].

Stromdurchflossene Leiter sind von einem in sich geschlossenen magnetischen Feld umgeben. Nach dem Gesetz von Biot-Savart kann die Feldstärke in Abhängigkeit des Abstandes für jeden Raumpunkt bestimmt werden. Im Fall einer kreisförmigen Leiterschleife ergibt sich die Näherungsformel (2.3), wobei die Annahme getroffen wurde, dass der Abstand größer als der Windungsquerschnitt ist ( $r \gg R_L$ ). Darin ist  $I$  der Strom,  $N$  die Anzahl der Windungen und  $A_L$  die Spulenfläche. Für das magnetische Feld ergibt sich somit eine  $\frac{1}{r^3}$ -Abhängigkeit.

$$H_{(r)} = \frac{INA_L}{2\pi r^3} \quad (2.3)$$

Nach den Maxwell Gleichungen induziert ein sich zeitlich änderndes Magnetfeld im Raum ein elektrisches Feld mit in sich geschlossenen Feldlinien. Nachdem dieses sich selbst wieder zeitlich ändert, bewirkt es wiederum einen magnetischen Anteil. So entsteht eine Verkettung der beiden, die sich als elektromagnetische Welle vom Ort ihrer Entstehung kugelförmig ausbreiten (bei isotropen Strahlern). Bis zu einem bestimmten Abstand dominiert dabei der magnetische Anteil. Man spricht hier vom Nahfeld [6].

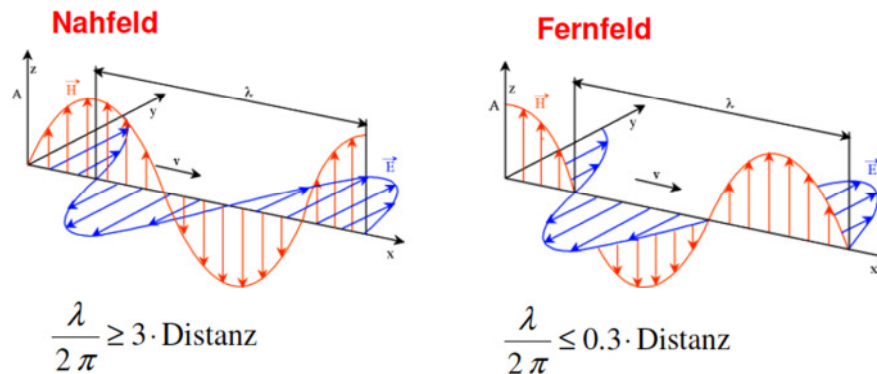


Abbildung 24: Feldverlauf einer elektromagnetischen Welle [29].

Aufgrund der endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit (ungefähr Lichtgeschwindigkeit), kann das Feld der antennenseitig zeitlichen Spannungsänderung in einiger Entfernung nicht mehr folgen. Es kommt zu einer Abschnürung. Ab diesem Moment spricht man vom Fernfeld. Die transportierte Energie eines elektromagnetischen Feldes ist in den beiden Feldkomponenten enthalten und teilt sich bei kugelförmiger Ausdehnung auf eine immer größere Fläche auf. Daraus kann die Strahlungsdichte in Abhängigkeit des Abstands als Quotient der Sendeleistung  $P_{\text{Sender}}$  und dem Antennengewinn  $G_{\text{Sender}}$  mit der Kugeloberfläche bestimmt werden [6].

$$S = E \times H = \frac{P_{\text{Sender}} G_{\text{Sender}}}{4\pi r^2} \quad (2.4)$$

Aus (2.3) und (2.4) kann man erkennen, dass effiziente Energieübertragung nur in unmittelbarer Nähe zum Sender möglich ist. In diesem Fall befindet man sich meist noch im Nahfeld, indem eine induktive Kopplung zwischen Sender und Empfänger besteht. Diese Methode wird in RFID Systemen verwendet und ist auch für die Energieversorgung von Implantaten eine interessante Option [7].

Hingegen erfolgt RF-Harvesting aus der Umgebung immer über größere Entfernungen im Fernfeld. Erweitert man Gleichung (2.4) um die wirksame Fläche der Empfänger, kann man die generierbare Leistung in Abhängigkeit der Entfernung bestimmen.

$$P_{\text{Empfänger}} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_{\text{Empfänger}} G_{\text{Sender}} P_{\text{Sender}} \quad (2.5)$$

Diese Formel beschreibt jedoch nur die Freiraumausdehnung. In realer Umgebung ist auch im Fernfeld eine Dämpfung zwischen  $r^{-2}$  und  $r^{-4}$  zu erwarten [30].



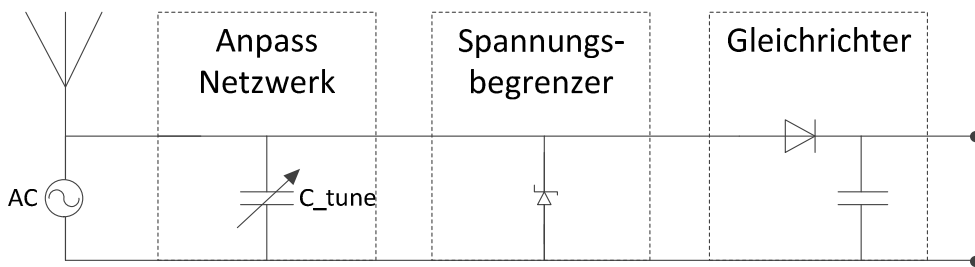


Abbildung 25: Vereinfachte Ersatzschaltung einer Eingangsstufe eines RF-Harvesters.

RF Harvester nutzen die Energie elektromagnetischer Felder. Diese können Hindernisse durchdringen und eignen sich daher zur Versorgung von Sensoren ohne physische Verbindung. Ein weiterer Vorteil ist die relativ hohe Effizienz der Energieumwandlung. Jedoch ist die Amplitude der, in der Antenne induzierten Wechselspannung, stark von der Entfernung des Senders abhängig. Abbildung 25 vermittelt einen Überblick über die Eingangsstufe eines RF-Harvesters. Mittels Anpass-Netzwerk wird die Resonanz festgelegt, um die Güte in einem Frequenzbereich zu maximieren. Eine eingangsseitige Schutzbeschaltung zur Amplitudenbegrenzung verhindert Überspannungen. Um mit diesem Signal einen Sensor zu versorgen, wird es anschließend gleichgerichtet. Die Kombination aus Antenne und Gleichrichter wird auch Rectenna bezeichnet [14].

## 2.5.2 Stand der Technik

Der größte Vorteil von RF-Harvesting ist die kostengünstige Implementierung. Antennen können sehr einfach realisiert werden und dienen gleichzeitig als Energie- und Kommunikationsstrecke. Sinnvolle Verwendung ist jedoch nur auf geringen Distanzen zwischen Sender und Empfänger möglich. Ambiente Strahlung aus Rundfunk, Mobilfunk oder WLAN reichen in der Regel nicht aus, um Sensorkonten zuverlässig zu versorgen. Trotzdem gibt es einige Demonstratoren zu diesem Thema.

Intel publizierte 2009 Messergebnisse eines Harvesters von Fernsehsignalen mit ungefähr 30MHz Bandbreite um 675MHz. Eine handelsübliche Fernsehantenne generierte dabei aus den EM-Wellen eines 4,1km entfernten Sendemastes  $60\mu\text{W}$  und versorgte eine Wetterstation (Abbildung 26b) mit LC-Display. Die Sendeleistung des Fernsehturms wurde mit 960 kW angegeben [31].



Abbildung 26: (a) Auf der CES2010 vorgestellter Wlan Harvester von RCA [32]. (b) Versorgung eines Thermo-/Hygrometers aus dem Rundfunksignal eines 4,1km entfernten Senders [31].

Auf der International Consumer Electronics Show 2010 stellte die Firma RCA eine Ladestation für mobile Geräte vor. Hinter dem Namen „Airnergy“ verbirgt sich ein Gerät mit der Größe eines Smartphones, welches über eine integrierte Antenne und einen Energiespeicher verfügt. Im Einzugsbereich eines Hotspots sammelt und speichert es Energie. Via USB kann diese anschließend zur Akkuladung herangezogen werden. Über die mögliche Energieausbeute existieren keine genauen technischen Angaben [32].

Bouchouicha et. al. [33] extrahierte aus dem GSM-Band über eine Entfernung von 100 Metern eine mittlere Leistung von 3,5nW [33]. Dabei verwendete er den Frequenzbereich zwischen 1,8 und 1,9 GHz. Weitere Referenzen über Publikationen zu RF-Harvestern sind in [28] ersichtlich.

Drahtlose Energieübertragung auf geringe Entfernungen ist ein weit aussichtsreicherer Bereich. So bietet die Firma Powercast integrierte Power Management Schaltkreise an, welche zusammen mit einer 50 Ohm Antenne über einen Frequenzbereich von 850 – 950 MHz Energie übertragen. Der Chip fungiert als Gleichrichter und DC/DC-Konverter. Zusammen mit der ebenfalls angebotenen 3W-Sendestation können Mikrosysteme auf eine Entfernung von max. 25m (abhängig von der Umgebung und der Antenne) versorgt werden [34].



Abbildung 27: (a) Powercast Evaluierungsboard zur drahtlosen Energie- und Datenübertragung [34].  
(b) Überwachungskamera von NEC, gespeist durch eine Leuchtstoffröhre [35].

Ein weiteres Beispiel ist die von NEC Corp vorgestellte Überwachungskamera. Sie versorgt sich vollständig über das magnetische Feld einer Leuchtstoffröhre. Mit den daraus generierbaren 120mW kann alle zehn Sekunden ein Bild gemacht und per WLAN übertragen werden [35].

Ein zukünftig interessantes Thema sind sogenannte „Nantennen“. Dabei handelt es sich um auf Kunststofffolie aufgebrachte Nano-Antennen, welche die Absorption der Strahlungsenergie des mittleren, infraroten Bereichs ermöglichen. „Nantennen“ stehen somit in direkter Konkurrenz zu Solarzellen. Anders als diese erreichen bereits die ersten Prototypen einen Wirkungsgrad von 80% [36]. Der Grund dafür liegt darin, dass hochfrequente elektromagnetische Wellen in Nantennen direkt Spannung induzieren und somit keine Energieumformung stattfindet. Dagegen ist die Effizienz der Ladungsträgertrennung des photoelektrischen Effekts durch den aus der Thermodynamik bekanntem Carnot-Wirkungsgrad begrenzt. Dieser beschreibt die maximale Effizienz der Umwandlung von Wärme- in mechanische oder elektrische Energie. Nanoabsorber funktionieren auch bei Nacht unter Ausnutzung der Wärmerückstrahlung der Erdoberfläche.

Größtes Problem ist aktuell die Gleichrichtung der im THz Bereich liegenden Wechselspannung.

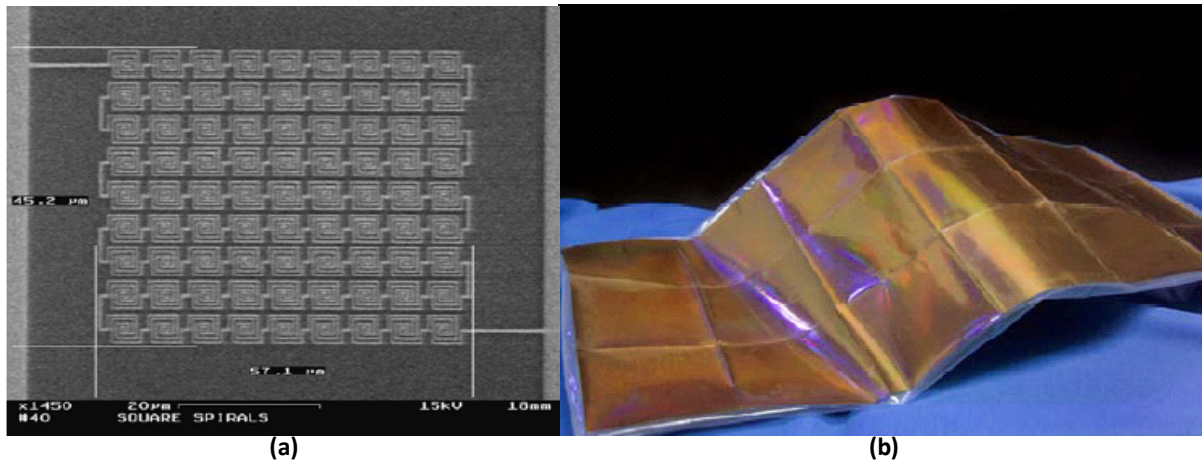


Abbildung 28: (a) Mikroskopische Aufnahme eines Nantennen-Arrays. (b) Diese werden in flexiblen Folien integriert [36].

### 2.5.3 Einsatzmöglichkeit in Body Area Networks

In biomedizinischen Anwendungen ist RF-Harvesting aus Umgebungsfeldern gegenwärtig keine Option. Körpersensoren müssen eine geringe Größe aufweisen, um nicht hinderlich zu sein. So ist keine ausreichende Energieausbeute realisierbar. Alternativ besteht die Möglichkeit der lokalen, elektromagnetischen Energieverteilung durch eine Basestation. Damit würden zumindest die Sensoren batterieless ausgeführt werden können. Die Eigenschaften solcher passiven Systeme wurden bereits in Kapitel 2.2.2 ausführlich behandelt. Hauptproblem ist dabei sicher, dass der Körper einem dauernden Feld ausgesetzt wird, was die Akzeptanz in der Bevölkerung deutlich einschränken könnte.



Abbildung 29: Beispiel eines Body Area Networks mit einer Basestation als Sendeeinheit (modifiziert aus [37]).

Anders sieht die Situation bei Implantaten aus. Da elektromagnetische Wellen Materie durchdringen können, eignen sie sich für den Energietransfer durch die Hautbarriere des Körpers. Immerhin fungiert jede Öffnung der Schutzhülle des Körpers als potentielle



Eintrittspforte für Krankheitserreger. In [38] wird ein implantierbarer Netzhaut-Sensor gezeigt, welcher Druck- und Temperatur misst. Daten und Energie werden zusammen über eine drahtlose 13,56MHz-Schnittstelle übermittelt. Der Durchmesser der planaren Antenne beträgt 10,5mm und wird von einem 500mW-Reader versorgt. Ghorbel [39] publizierte 2009 eine integrierte Lösung der Energieversorgung in induktiv gekoppelten Cochlear Implantaten. Zwei unterschiedliche Anwendungsfälle werden in [40] gegenübergestellt. Das erste System zeigt einen elektromyografischen Sensor zur Prothesensteuerung von Extremitäten. Implantat und externe Spule sind coaxial ausgerichtet und in einem Abstand von 2cm positioniert. Die Energieübertragung erfolgt bei 8MHz mit einer Effizienz von 8%. Der 4,84 mm<sup>2</sup> großen ASIC ist von einer Spule mit einem Durchmesser von 6mm umgeben, welche nach erfolgter Gleichrichtung insgesamt 83µA bei 2,7V liefert. Das zweite System übermittelt kontinuierlich den Blutdruck von Labormäusen. Diese können sich innerhalb eines 25 x 15cm<sup>2</sup> großen Käfigs bewegen. Um die empfangene Leistung trotzdem konstant zu halten, wird die Leistung des Senders ständig angepasst. Die Energieübertragung erfolgt mit 4MHz. Der 130mg schwere Sensor erhält auf diese Weise bis zu 2mW an elektrischer Leistung. Parallel dazu ist ein 433MHz Kommunikationskanal implementiert.

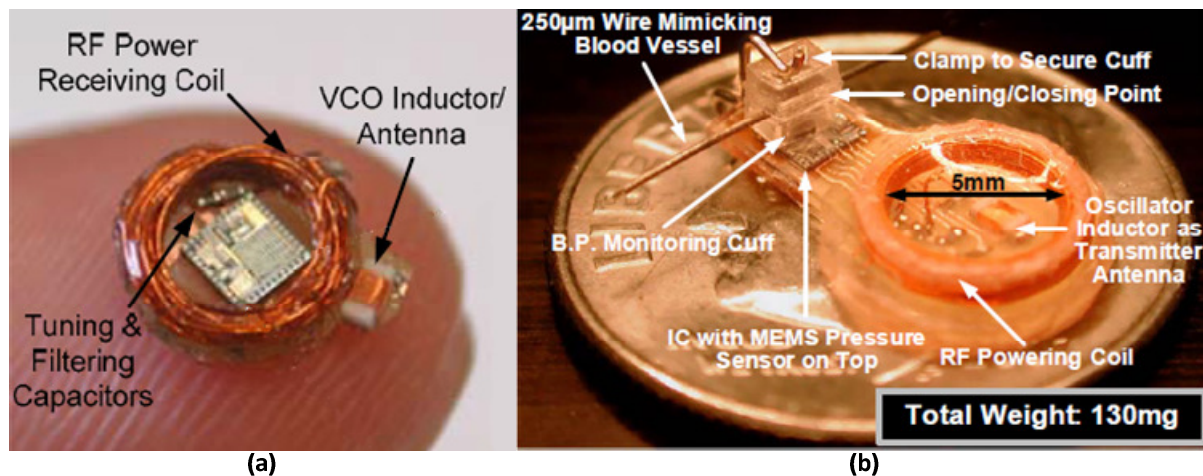


Abbildung 30: (a) EMG Mikrosystem zur Ansteuerung von Extremitäten Prothesen [41]. (b) Adaptives RF Blutdruck Sensor Implantat [40].

## 2.6 Kinetische Energie

Neben Photovoltaik ist kinetisches Energy Harvesting die häufigste und am intensivsten erforschte Form der Energiegewinnung aus der Umgebung. Potentielle Einsatzgebiete liegen überall dort, wo Bewegung oder Vibration vorhanden sind, also gleichermaßen bei Menschen und Maschinen. Das Prinzip der elektrischen Induktion wurde um 1830 von Michael Faraday entdeckt und ist die älteste Methode der elektrodynamischen Energiegewinnung. Dabei bewirkt ein zu einer Leiterschleife relativ bewegender Magnet eine Änderung des magnetischen Flusses und damit die Induktion einer Wechselspannung in die Spule. So werden ferner in Kraftwerksgeneratoren Drehbewegungen in elektrische Energie umgeformt. Aber auch in kleinen Geräten findet diese Art der Erzeugung erfolgreiche Anwendung. Einige Beispiele für rotierende, elektrodynamische Generatoren sind Fahrraddynamos, einige Armbanduhren, Aufzieh-Taschenlampen oder -Ladegeräte. Sie können relativ preiswert und einfach gefertigt werden und erreichen eine durchaus akzeptable Leistung von einigen Milliwatt. Schwierig gestaltet sich die Prozessintegration, da planare Fertigungstechnik zum Beispiel keine Spulen mit hoher Windungszahl erlaubt. Aus diesem Grund werden heutige **induktive Harvester** meist aus einer Kombination von mikro- und makroskopischer Verfahren hergestellt, was negative Auswirkungen auf ihre Größe hat.

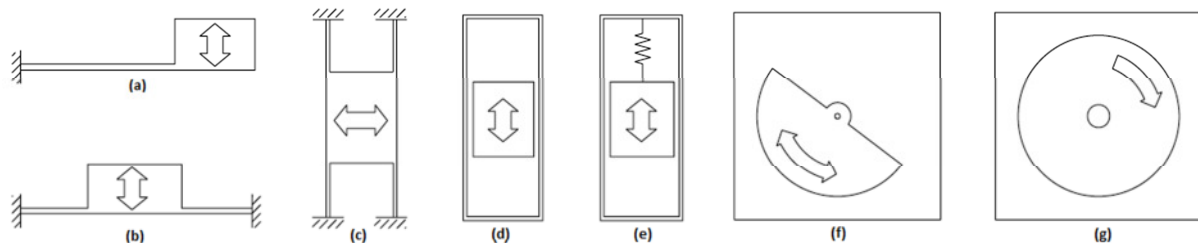
Bessere CMOS Kompatibilität weist dagegen **elektrostatisches Energy Harvesting** auf. Hier erfolgt eine Umwandlung mechanischer Arbeit in Elektrizität durch bewegungsinduzierte Kapazitätsänderung einer geladenen Kondensatorstruktur. Nach diesem Prinzip arbeiten auch Kondensatormikrofone, welche Schalldruck in elektrische Impulse wandeln. Sie lassen sich als MEMS (Micro-Electro-Mechanical-System) in integrierten Prozessen realisieren. Verglichen mit anderen kinetischen Systemen haben sie die geringste Energieausbeute pro Fläche. Zudem erfordern sie eine komplexere Ansteuerungslogik und Robustheit gegen hohe Spannungen. Hauptnachteil ist die Notwendigkeit einer bereits vorhandenen Vorladung des Kondensators. Diese muss entweder per Hilfsquelle zugeführt oder durch die Einbringung eines Elektrets, also einer permanenten Ladungsschicht im Dielektrikum, realisiert werden.

Die dritte Möglichkeit der kinetischen Energieumwandlung in Mikrosystemen ist der **piezoelektrische Effekt**. Er wurde 1880 von den Brüdern Jacques und Pierre Curie entdeckt und besagt, dass mechanische Verformung in Kristallen zu einer Änderung der Ladungsträgerverteilung führt, wodurch bei Piezokristallen eine äußere Spannung entsteht. Bekannteste Anwendungsgebiete sind Quarze, Mikrofone oder Piezofeuzeuge, bei denen der Überschlagfunke zum Entzünden des Gases verwendet wird. Zur Herstellung kommen unterschiedlichste Materialien zum Einsatz, wobei PZT (Bleizirkonat-Titanat) eine Vormachtstellung einnimmt [4]. Im Unterschied zu induktiven oder elektrostatischen Techniken ist, nach einer Untersuchung durch Richards, ein theoretischer Wirkungsgrad von 90% erreichbar [42]. Im Moment gibt es auf diesem Gebiet eine starke Forschungstätigkeit. Sowohl neue Materialkombinationen als auch Fertigungs- und Integrationstechniken werden optimiert.

Die Leistungsdichten sämtlicher Technologien zur Umwandlung kinetischer Energie in elektrische weisen eine Abhängigkeit von der Frequenz auf. So ist es nicht verwunderlich, dass die in Tabelle 2 aufgelisteten Werte für den industriellen Bereich einen höheren Ertrag als am Menschen angeben. Im Folgenden werden die physikalischen Grundlagen erörtert.

## 2.6.1 Physikalische Grundlagen

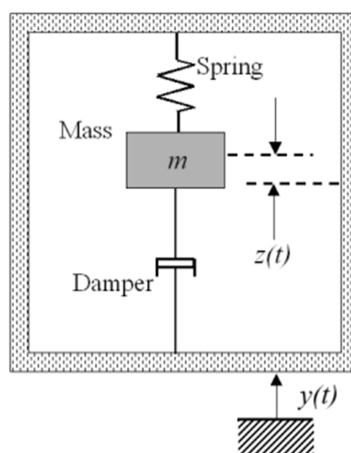
Um kinetische Energie in elektrische umzuwandeln, müssen sich zwei mechanische Teile in Relativbewegung befinden. In makroskopischen Generatoren erfolgt dies zwischen einem Stator und dem sich drehenden Rotor (f und g). Jenes Prinzip lässt sich nur begrenzt miniaturisieren. Daher werden in Mikrosystemen meist Vibrationen und Stöße in Verbindung mit der Trägheit einer seismischen Masse herangezogen (a bis e).



**Abbildung 31: Geometrischer Aufbau kinetischer Harvesting Systeme. (a) Ausleger mit Masse, (b) Masse auf Membran, (c) Druckaufnehmer, (d) frei gleitende Masse, (e) Feder-Masse-System, (f) Pendelmasse, (g) Schwungmasse für kontinuierliche Drehung [43].**

Bei (a) befindet sich die seismische Masse auf einem Ausleger und wird aufgrund ihrer Trägheit durch Vibrationen in Schwingungen versetzt. Dieses Prinzip findet häufig in Mikrogeneratoren seine Anwendung. In (b) sitzt die Masse in der Mitte einer Membran, was eine beliebte Miniaturisierungsmethode induktiver und kapazitiver Wandler darstellt. Bei (c) wird piezoelektrisches Material durch äußere Krafteinwirkung verformt. (d) und (e) sind weitere Aufbaumöglichkeiten, bei denen die Masse frei gleitend oder per Feder am Gehäuse fixiert wird. (f) und (g) werden unter anderem in Uhren verwendet und stellen eine feinmechanische Ausführung makroskopischer Generatoren dar.

Unabhängig vom Wandlungsmechanismus entsprechen die meisten Mikrosysteme einem Feder-Masse-System. Mit dem in Abbildung 32 gezeigten Modell lassen sich die prinzipiellen Zusammenhänge, wie die generierbare Leistung in Abhängigkeit bestimmter Systemparameter, verstehen. In realen Anwendungen müssen zusätzlich Nichtlinearitäten und mechanische Anschläge berücksichtigt werden [44].



**Abbildung 32: Einfachstes Modell eines Feder-Masse-Systems.  $y(t)$  beschreibt die von außen zugeführte Anregung,  $z(t)$  die trägheitsbedingte Auslenkung der Masse [45].**

Bei der Dimensionierung wird im einfachsten Fall ein lineares System mit sinusförmiger Anregung angenommen. Dieses lässt sich durch eine Differentialgleichung zweiter Ordnung beschreiben.

$$m\ddot{z}_{(t)} + d\dot{z}_{(t)} + kz_{(t)} = m\ddot{y}_{(t)} \quad (2.6)$$

Darin bezeichnet  $m$  die seismische Masse und  $k$  die Federkonstante. Der Dämpfungskoeffizient  $d$  beinhaltet sowohl mechanische Dämpfung als auch die ihrer Ursache entgegenwirkenden Lorenzkraft bei der Energieumwandlung. Unter der Annahme einer sinusförmigen Erregung mit  $y_{(t)} = Y \sin(\omega t)$  ergibt sich eine relative Auslenkung von  $z$ .

Wie es für alle Systeme zweiter Ordnung üblich ist, kann auch hier eine Resonanzfrequenz gefunden werden, in der die Ausgangsleistung ein Maximum erreicht. Die meisten Entwicklungen verfolgen diesen Ansatz des resonanten Vibrationswandlers. Nachteil dieser Strategie ist eine Einschränkung der Bandbreite für effiziente Transformation. Vor allem weil in realen Systemen Anstöße oft stochastischer Natur sind und die Energie somit auf ein größeres Spektrum verteilt.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.7)$$

Die Resonanzfrequenz ist nach Formel (2.7) gegeben und zeigt ein Problem im Design kinetischer Harvester in biomedizinischen Anwendungen. Gewöhnlich treten beim Menschen Frequenzen unter 50 Hz auf (Tabelle 2). Einen Generator derart niederfrequent abzustimmen, erfordert hohe Werte seiner seismischen Masse. Dazu muss das Volumen und damit die Gesamtgröße des Systems gesteigert werden. Ein Umstand, den es aber speziell in Körpersensoren zu vermeiden gilt. Besser ist die Situation im industriellen Umfeld. Dort reicht das Spektrum bis in den kHz-Bereich.

Betrachtet man die maximale Ausgangsleistung bei der Resonanzfrequenz, muss eine weitere Limitierung berücksichtigt werden. Dämpfung bedeutet immer Verlust und soll üblicherweise ein Minimum betragen. Infolgedessen erhöht sich aber die Amplitude der Auslenkung  $z$ , was wiederum durch die Dimension des Systems beschränkt wird. Insgesamt ergibt sich nach [46] für eine maximale Aussteuerung  $z_{max}$  folgende Leistung:

$$P_{max} = 4\pi^3 m f^3 z_{max} \quad (2.8)$$

Die Energieausbeute hängt linear von der Masse und der maximalen Aussteuerung ab, jedoch kubisch von der Frequenz. Ertragreiche Harvester müssen somit ein großes Volumen aufweisen und hochfrequent angeregt werden. Beides sind Eigenschaften, welche sich in industriellen Anwendungen einfacher realisieren lassen. Die bisherigen Überlegungen gelten gleichermaßen für induktive, elektrostatische und piezoelektrische Harvester. Dazu folgt nun eine genauere Betrachtung der Wandlungsprinzipien.

**Wandlungsprinzip induktiver Harvester:** Elektromagnetische Wandler eignen sich gleichermaßen zur Umsetzung von linearer Bewegung sowie Vibrationen. Sie machen sich

das Faradaysche Induktionsgesetz zu Nutze, welches die Spannungsinduktion, eines sich ändernden Magnetfelds, in eine Leiterschleife beschreibt.

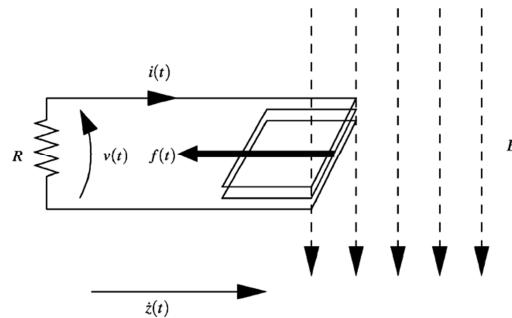


Abbildung 33: Funktionsprinzip eines elektrodynamischen Harvesters [47].

$$U = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.9)$$

Je „schneller“ sich das Magnetfeld ändert, desto höher ist die Spannung. Daraus erkennt man, dass höhere Frequenzen für den Betrieb vorteilhaft sind. Die Windungszahl N ist in elektromechanischen „Mikro-Harvestern“ aufgrund der Geometrie limitiert, wodurch sie relativ geringe Wechselspannungen erzeugen. Erreichbare Leistungen liegen im Bereich von Mikro- bis Milliwatt, wobei diese stark von der Gesamtgröße abhängt. Bei den „Milliwatt-Systemen“ handelt es sich meist um größere Strukturen, weshalb man nicht mehr von einem Mikrogenerator im herkömmlichen Sinn sprechen kann. In Abbildung 34 sieht man zwei mögliche Systemaufbauten mikroskopischer, induktiver Energiewandler.

Vibrationen lassen sich zum Beispiel mit einem auf einer Membran angebrachten Dauermagneten in elektrische Energie umwandeln. Äußere Anregung führt zu einer relativen Bewegung des Dauermagneten zur Spule und damit zu einer Spannungsinduktion (a).

Lineare Bewegung regt die oszillierende Masse von (b) an, welche so in eine Drehbewegung umgesetzt wird. Ein feinmechanischer Generator erzeugt daraus elektrischen Strom. Vorreiter auf diesem Gebiet ist die Uhrenindustrie. Abbildung 34 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines kinetischen Wandler, wie er in ETHs „Autoquartz“ angewandt wird [43].

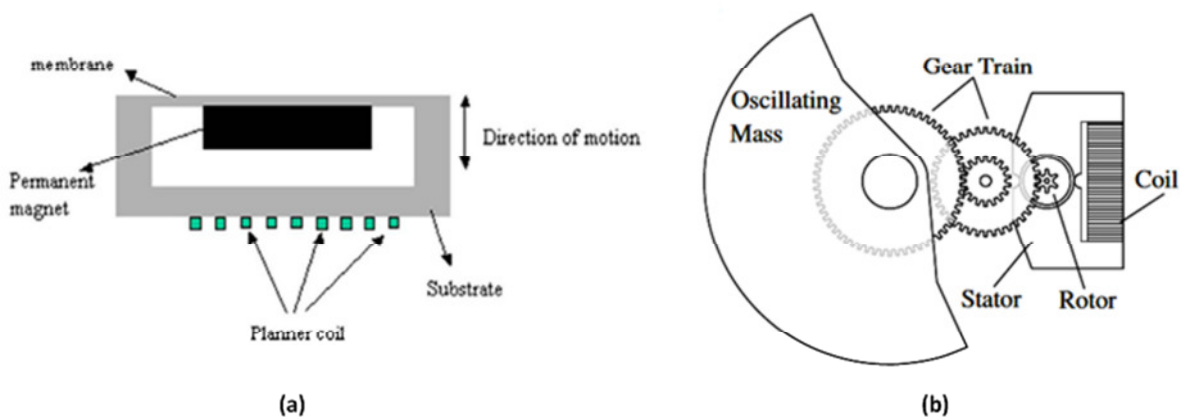


Abbildung 34: Prinzipaufbau induktiver Harvesters: (a) Vibrationswandler mit einem auf Membran angebrachten Dauermagneten als Masse [48], (b) kommerzielle selbstaufziehende Automatikuhr im ETA „Autoquartz“ Design [43].

Aus diesen Beispielen sieht man, dass die Umsetzung elektrodynamischer Harvester in integrierten Sensoren durch den hohen technologischen Aufwand problematisch ist. Daher wurden alternative Konzepte entwickelt.

**Wandlungsprinzip Elektrostatischer Harvester:** Im Gegensatz zu induktiven Wandlern verwenden kapazitive das elektrische Feld um mechanische Arbeit in eine Spannung umzusetzen. Dazu wird eine Kondensatorelektrode am Gehäuse fixiert und die zweite beweglich ausgeführt. Diese Methode eignet sich besser für integrierte MEMS-Lösungen.

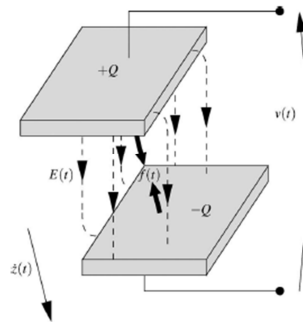


Abbildung 35: Funktionsprinzip eines elektrostatischen Harvesters [47].

Im Ruhezustand sind beide Seiten durch einen Abstand  $d$  getrennt und überlappen sich maximal. So ergibt sich eine Fläche  $A$  und in weiterer Folge ein Kapazitätswert  $C$  nach (2.10). Die Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$  ist abhängig vom Isolationsmaterial und beschreibt seine Durchgängigkeit für das elektrische Feld.

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \quad (2.10)$$

Ist der Kondensator zusätzlich auf eine Spannung  $U$  geladen, speichert er die Ladung  $Q$ .

$$Q = CU \quad (2.11)$$

Wirken nun mechanische Kräfte auf das System, verringert sich entweder die Überlappungsfläche oder der Elektrodenabstand. Beides hat zur Folge, dass die Kapazität kleinere Werte annimmt. Die gespeicherte Ladung bleibt konstant, weshalb sich nach (2.11) die Spannung erhöhen muss. Dieser Mechanismus wandelt mechanische Energie in elektrische um, welche anschließend gespeichert und eine Last betreiben kann. In [49] und [50] erfolgt eine analytische Betrachtung und Realisierung dieser Harvesting Technologie.

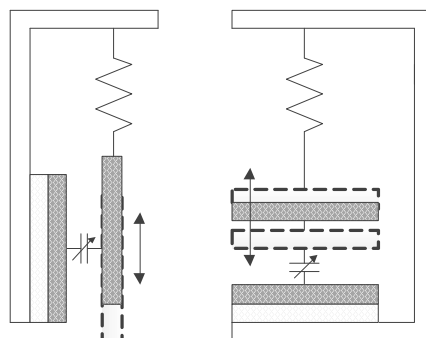


Abbildung 36: Je nach Aufhängung bewirkt eine mechanische Einwirkung eine Reduktion der Überlappungsfläche oder eine Erhöhung des Abstandes. Beides verringert die Kapazität.

Im Folgenden wird ein typischer Wandlungszyklus aus [50] beschrieben. Er besteht aus drei Schritten, welche nacheinander ausgeführt werden:

Zuerst befinden sich beide Kondensatorplatten bei minimalem Abstand direkt übereinander. Dadurch ergibt sich laut (2.10) ein maximaler Kapazitätswert. Über eine Ladeelektronik fließt ein Strom aus der Quelle und lädt die Kapazität auf  $V_{BAT}$ . Die gespeicherte Energie beträgt nun

$$E_{CAP} = \frac{1}{2} C_{MAX} V_{BAT}^2 \quad (2.12)$$

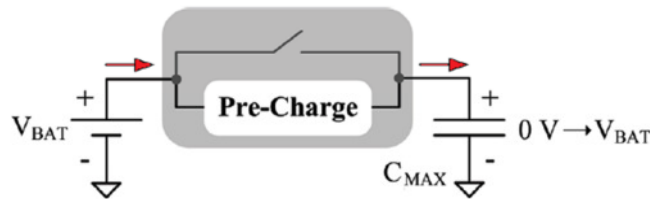


Abbildung 37: Initiale Vorladung der Kondensatorplatten auf  $V_{bat}$ . Die Elektroden liegen bei minimalem Abstand direkt übereinander [50].

Nach dem Abschluss der ersten Phase wird die Vorladeelektronik deaktiviert und eine externe Kraft wirkt auf die Kondensatorplatten ein. Mit der Erhöhung des Abstandes ändert sich der Kapazitätswert. Mechanische Arbeit wird in elektrische umgewandelt. Der geschlossene Schalter definiert die Spannung, wodurch Ladung in Richtung Quelle fließt.

$$I_{Harvest} = \frac{d(CV_{BAT})}{dt} = V_{BAT} \frac{dC}{dt} \quad (2.13)$$

Das Integral über dem Strom-Spannungsprodukt in Phase zwei ergibt die „geerntete“ Energiemenge.

$$E_{Harvest} = \int_{t_0}^{t_0+T} V_{BAT}^2 \frac{dC}{dt} dt = V_{BAT}^2 \Delta C \quad (2.14)$$

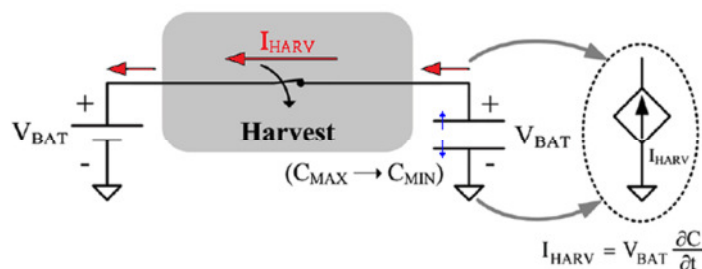


Abbildung 38: Mechanische Anregung bewirkt ein Verkleinern der Kapazität, was eine Erhöhung der Spannung und damit einen Strom Richtung Quelle zur Folge hat [50].

Abschließend wird die Quelle vom Kondensator getrennt und die Platten werden wieder in den Ausgangszustand versetzt. Dabei strebt die Spannung gemäß der Kapazitätsänderung gegen Null. Im Realsystem bleibt natürlich eine geringe Restladung im Kondensator.

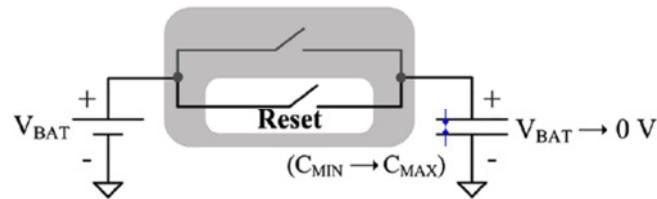


Abbildung 39: Während der Reset-Phase wird die Spannungsquelle vom Kondensator getrennt. Die Elektroden nehmen ihre ursprünglichen Positionen wieder ein [50].

Zieht man nun von (2.14) die aufgewendete Energie laut Gleichung (2.12) ab, erhält man den Nettoenergieertrag.

$$E_{Harvest} = V_{BAT}^2 \left( \frac{1}{2} C_{MAX} - C_{MIN} \right) \quad (2.15)$$

Nicht berücksichtigt ist in dieser Näherung die Versorgung der Kontrolllogik, welche in jedem der drei Schritte zu Verlusten führt.

Elektrostatisches Energy Harvesting ist in MEMS-Prozessen hervorragend zur Integration geeignet. Im Vergleich zu alternativen Systemen fällt jedoch die höhere Schaltungskomplexität, aber auch notwendige Spannungsfestigkeit auf. Die Leistungsdichte liegt im Allgemeinen unter jener, induktiver oder piezoelektrischer Systeme.

**Wandlungsmechanismus piezoelektrischer Harvester:** Werden piezoelektrische Festkörper durch äußere Einflüsse elastisch verformt, kommt es zu einer Verschiebung des Kristallgitters. An der Oberfläche des Materials tritt elektrische Spannung auf. Die Anzahl der Ladungsträger  $q$  ist nach Gleichung (2.16) proportional zur mechanischen Spannung  $\sigma$  und einer materialabhängigen Konstanten  $d$ .

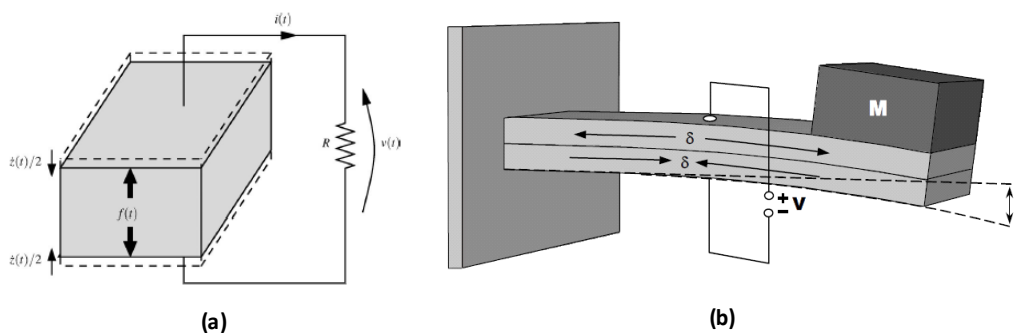


Abbildung 40: Prinzipieller Aufbau piezoelektrischer Wandler [47]. (a) Kompression des Kristalls durch eine äußere Kräfteinwirkung. (b) Vibrationswandler als Feder-Masse-Aufbau [51]. Während die Oberseite gestreckt wird, erfolgt eine Stauchung der Unterseite. Beide Spannungen addieren sich.

$$q = d\sigma \quad (2.16)$$

In der Literatur gibt es unzählige Ausführungsformen und Materialien, wobei jede ihre Vor- und Nachteile hat. Kim et. al. vergleicht in [52] unterschiedliche Materialien und [53] die Auswirkung des Formfaktors auf die Wandlungseigenschaften. In Abbildung 40 sind die beiden am häufigsten verwendeten Aufbauten ersichtlich. In (a) erfolgt eine direkte Kompression des Kristalls durch externe Kräfteinwirkung. Bei (b) handelt es sich um die piezoelektrische Realisierung des bereits behandelten Feder-Masse-Systems. Die seismische



Masse wird angeregt und lenkt einen Biegebalken aus. Dieser besteht aus zwei polarisierten Piezomaterialien, wovon immer eines gestreckt und das andere gestaucht wird. Dadurch erhält man zwei serielle Spannungsquellen und erhöht die Leistungsdichte.

Das Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Generators besteht im einfachsten Fall aus einer Kapazität in Serie zu einer idealen Spannungsquelle und einem Anschlusswiderstand  $R_s$ . Dementsprechend ist die Quellenimpedanz bei niedrigen Anregungsfrequenzen sehr hoch. Piezoelektrische Generatoren erzeugen Spannungen bis zu 100V, liefern aber nur geringe Ströme.

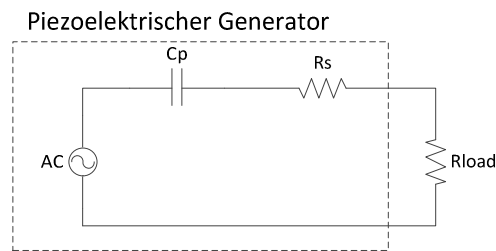


Abbildung 41: Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Generators.

Das in Abbildung 41 gezeigte Ersatzschaltbild ist eine starke Vereinfachung. Reale Kristalle sind komplexe elektromechanische Systeme mit Nichtlinearitäten und inneren Rückwirkungen [44]. Roundy erweitert in [51] das Modell und erhält so ein Transformatorersatzschaltbild, bei dem die Primärseite den mechanischen Anteil (Feder Masse-System) repräsentiert und die Sekundärseite den elektrischen. Über den Transformator erfolgt eine gegenseitige Kopplung.

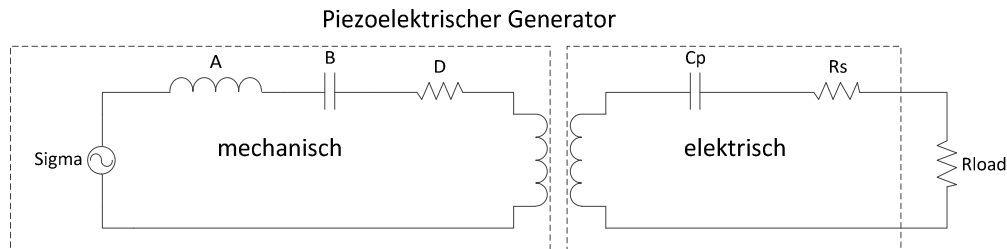


Abbildung 42: Erweitertes Modell eines piezoelektrischen Generators.

## 2.6.2 Stand der Technik

Kinetische Harvester finden überall dort Anwendung, wo Bewegung oder Vibration vorhanden ist. Sie lassen sich kostengünstig herstellen. Abhängig von ihrem Volumen produzieren sie Leistungen bis in den Watt-Bereich. Speziell induktives Harvesting konnte bereits erfolgreich in einigen Produkten implementiert werden. Beispiele dafür sind Fahrraddynamos, Ladegeräte, drahtlose Haustechnik oder Armbanduhren. Die Firma Kintreon hat sich auf die Miniaturisierung von Generatorsystemen spezialisiert. Das in Abbildung 43 gezeigte Pedallicht erzeugt bei 60 U/min eine Spitzenleistung von 15mW.



Abbildung 43: Elektro-dynamisches Pedallicht der Firma Kintreon [54]. EnOcean Schaltersystem für drahtlose Gebäudeinstallationen [23].

EnOcean bietet u.a. ein Modul für autonome Schalter in der Gebäudetechnik an. Das Betätigen der Taste führt zu einer Umpolarisierung des Eisenkerns, wodurch in die Spule Spannung induziert wird. Eine Kraft von 5N erzeugt so  $350\mu\text{Ws}$  – genug um den Schaltbefehl innerhalb von Gebäuden auf 30m zu übermitteln [55].

Auf die Verwendung von Vibrationen im industriellen Umfeld hat sich die Firma Perpetuum spezialisiert. PMG37 ist ein elektro-dynamischer Harvester, dessen Resonanz auf die Schwingungen von Drehstrommaschinen abgestimmt ist (üblicherweise Netzfrequenz). Mit einer Leistung von bis zu 20mW ermöglicht er die autonome Überwachung von Industrieanlagen.

Auch die Rüstungsindustrie ist an ambienten Energieformen interessiert. Dazu demonstrierte Spawar bei der Energy Harvesting & Storage Konferenz 2010 in München, dass natürliche Gebäudeschwingungen als Quelle dienen können. Der auf den piezoelektrischen Effekt basierende Vibrationsharvester von Microstrain erzeugt mit  $12\mu\text{W}$  immerhin genug Leistung, um den MSP430-Wireless-Node von Texas Instruments zu versorgen (Abbildung 44b).

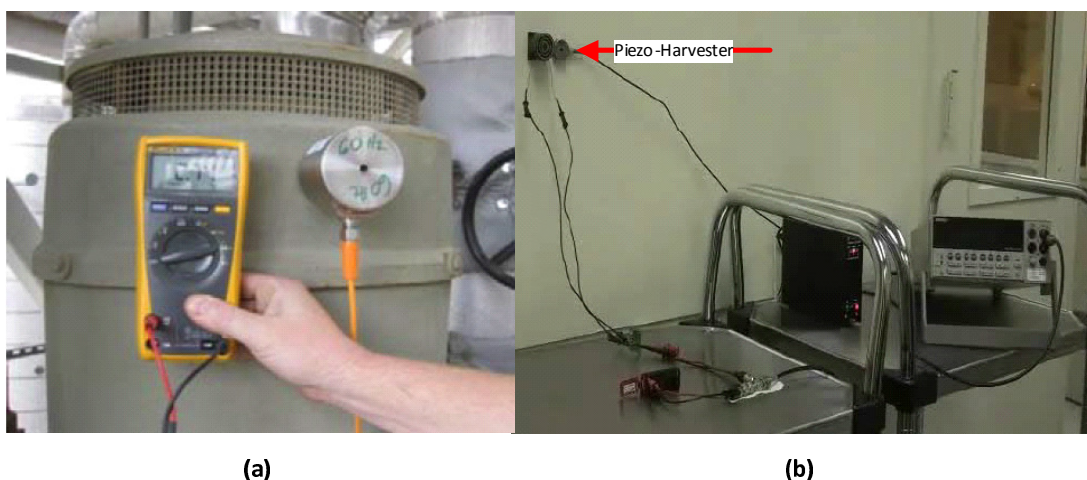


Abbildung 44: (a) Vibrationsharvester von Perpetuum zur Überwachung von Industrieanlagen [56]. (b) Versuchsaufbau zur Energiegewinnung aus der natürlichen Schwingung einer Wand [57].

Das Transportwesen ist ein weiteres aussichtsreiches Einsatzgebiet. So ist es denkbar, stark beanspruchte Komponenten kontinuierlich zu überwachen. Beispiele sind die Achsen von Zügen oder Rotorblätter. In Abbildung 45 werden Vibrationen eines Hubschraubers

piezoelektrisch gewandelt, um Daten über den Materialstress zu erhalten. Der Sensor beinhaltet Messeinheit, A/D- Wandler, Prozessor, Speicher und einen drahtlosen Transceiver. 32 Samples/Sekunde werden aufgezeichnet und alle 3 Sekunden versandt.

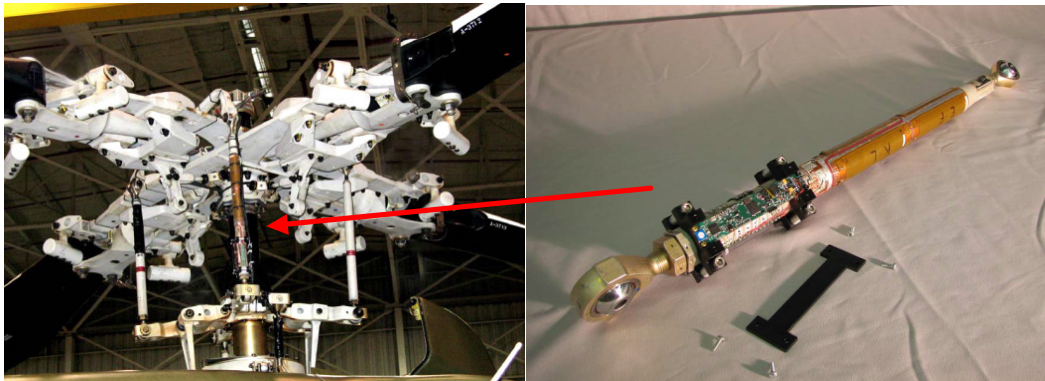


Abbildung 45: Piezoelektrisch versorgter Sensor zur Rotorüberwachung eines Hubschraubers [58].

Kompakter ist „Joule Thief“ von Adaptive Energy. Mit gerade mal 2cm Seitenlänge liefert er in Resonanz von 60 Hz bis zu 2mW an Leistung. Die seismische Masse beträgt hier 1g.

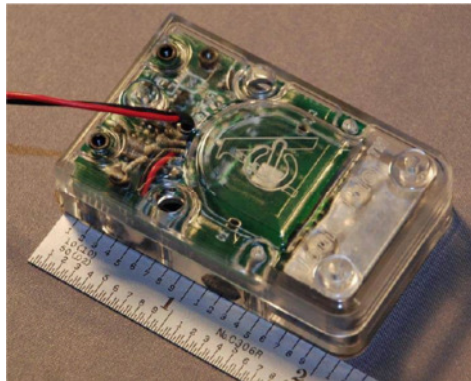


Abbildung 46: Joule Thief: piezoelektrischer Harvester von Adaptive Energy.

Andere Hersteller mit ähnlichen piezoelektrischen oder induktiven Harvestern sind Ferro Solutions, Cedrat oder Volture. Mit elektrostatischen Generatoren befassen sich vorwiegend Forschungsabteilungen. Gegenwärtig finden sie sich in keinem Serienprodukt.

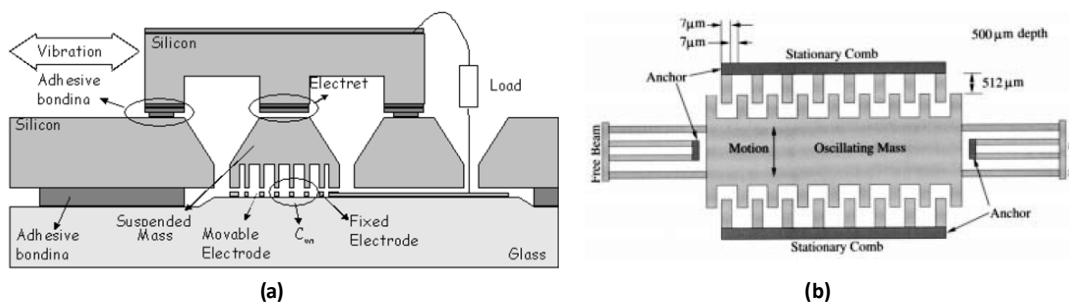


Abbildung 47: Konzepte für elektrostatische Harvester. (a) Powermems [45], (b) Meninger [49].

### 2.6.3 Einsatzmöglichkeit in Body Area Networks

Der Mensch als mobiles Wesen bietet unterschiedlichste kinetische Energiequellen. Beginnend bei der Blutzirkulation und der Atemmechanik bis hin zur Bewegung der Extremitäten. T. Starner skizzierte in [59] als einer der Ersten potentiell generierbare

Leistungen, wobei er zusätzlich in Klammern die für den Körper notwendigen Aufwände angibt. Auch wenn die in Abbildung 48 angegebenen Werte äußerst vielversprechend aussehen, müssen jedoch einige Einschränkungen beachtet werden. Zum Beispiel bedeutet ein Generator im arteriellen Gefäßsystem einen höheren Pumpwiderstand für das Herz. Die Energieentnahme muss somit auf einem gesundheitlich risikofreien Niveau gehalten werden. Die atembedingten Volumensänderungen des Brustkorbes erfordern einen Gurt, welcher als beklemmend empfunden werden kann.

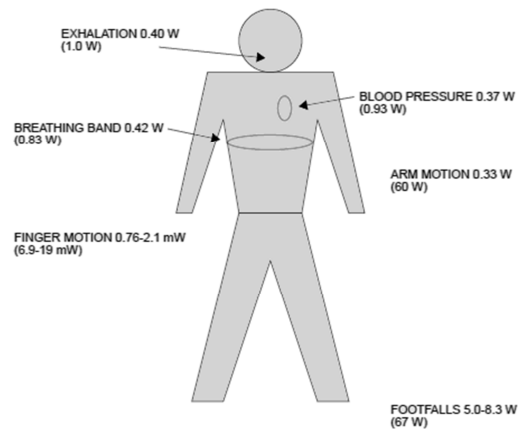


Abbildung 48: Am Körper vorhandene kinetische Energiequellen [59].

Eine Apparatur zur Umsetzung der Beugetätigkeit von Extremitäten, wie sie von Li in [60] vorgeschlagen wird, ist in Abbildung 49 gezeigt. Die Drehbewegung des Kniegelenks, wird über eine mechanische Übersetzung verstärkt und treibt einen Generator an. Dieser erzeugt im Schnitt etwa 5W. Um die körperliche Belastung des Individuums gering zu halten, beschränkt sich der Harvesting-Vorgang auf das Ende der Schwingphase, wenn die Muskeln das Bein bremsen. Die Funktionsweise ähnelt somit der eines Hybridautos, welches ebenfalls Bremsenergie speichert. Ein Problem dieser Anordnung ist, dass die Energie im Kniegelenk erzeugt wird und dadurch auch der Sensor in dieser Umgebung installiert werden muss.

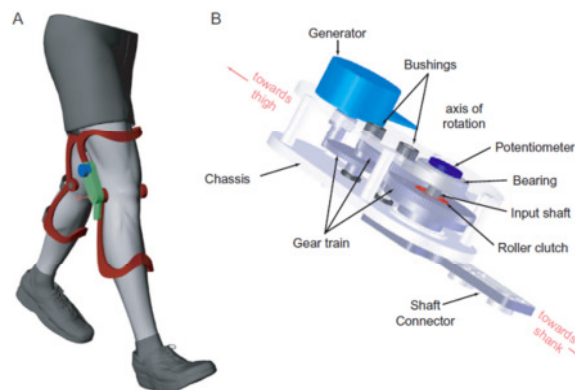


Abbildung 49: Energy Harvesting durch Muskelkraft [60].

Einen anderen Weg die Fortbewegung zur Energieversorgung zu verwenden, geht Shenck et. al. in [61]. Eine Person mit 68kg bringt bei zwei Schritten pro Sekunde ungefähr 67W auf [59]. Um einen Teil dieser Energie zu nützen, wurde piezoelektrisches Material in die Sohle eines Schuhs integriert. Die Gewichtskraft führt zu einer Kompression des Stoffes und erzeugt eine elektrische Leistung von 10mW.

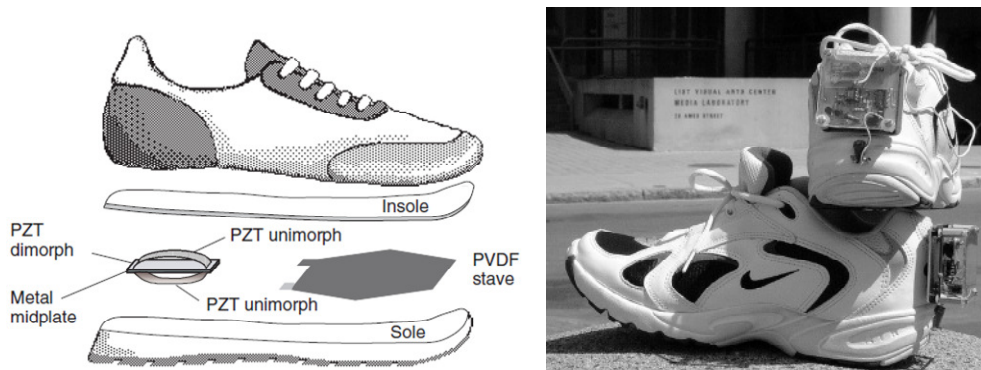


Abbildung 50: Piezoelektrisches Energy Harvesting der Fortbewegung mit Schuhen [61].

Eine Verbesserung wurde 2010 auf der „IEEE Transactions on Industrial Electronics“ von Rocha et al. publiziert. Darin wurden verschiedene Piezomaterialien untersucht. Zusätzlich wurde dem Piezokristall ein elektrostatischer Generator nachgeschaltet. Auch wenn darin keine absoluten Werte angegeben werden, konnte gezeigt werden, dass diese Technik die Leistung erhöht.

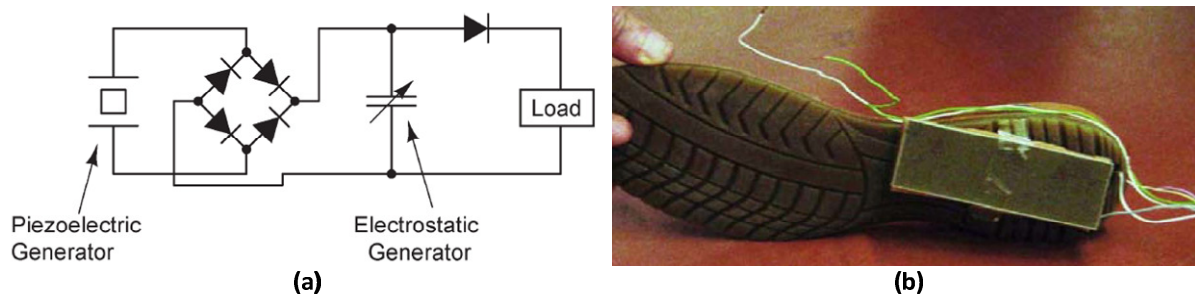


Abbildung 51: Verbessertes Prinzip des piezoelektrischen Harvesters in der Sohle durch Nachschalten eines elektrostatischen Generators [62]. (a) Schematischer Aufbau. (b) Realisierung der Schaltung.

Die bisher gezeigten Systeme erzeugen genug Leistung, um Biosensoren problemlos zu betreiben. Jedoch ist ihre Ausführung unpraktikabel und die Lage auf Gelenke oder Schuhe begrenzt. Mit dem Ergebnis das ihre Energie nicht am gesamten Körper verfügbar und daher Infrastruktur zur Verteilung notwendig ist. In einem zweiten Ansatz versucht man Feder-Masse-Systeme zu bauen und die Vibrationen des Körpers direkt beim Sensor umsetzen zu können. Die geringen Frequenzen von wenigen Hertz bedeuten eine geringe Ausgangsleistung. Außerdem sollte an dieser Stelle noch erwähnt werden, dass Bewegung als Energiequelle sehr schlecht vorhersagbar und der Energiefluss nicht kontinuierlich ist. Eine Untersuchung verschiedener Wandlungsmechanismen in [63] zeigt den Ertrag in Abhängigkeit der Lokalisation am Körper. Die geringste Energiemenge erzielt man im Bereich des Kopfes. Dagegen sind die Beschleunigungskräfte und damit die Ausgangsleistung im Bereich der Extremitäten höher.

Ein Konsortium von englischen Firmen in Zusammenarbeit mit dem Southampton University Hospital zeigte 2008 einen implantierten Herzschrittmacher mit teilweise autonomer Energieversorgung. Dabei wird ein Katheter in die Herzkammer eingeführt. In diesem ist eine Wicklung eingearbeitet. Am unteren Ende wird ein Ballon angebracht, indem sich ein freibeweglicher Dauermagnet befindet. Die Kontraktion des Herzmuskels erfolgt immer von der Herzspitze aus. Somit wird der Ballon zusammengedrückt und der Magnet im Katheter nach oben bewegt. Dies induziert in die Spule elektrische Spannung, welche zur Versorgung des



Stimulators herangezogen wird. Pro Herzschlag wird eine Energie von  $4,3\mu\text{J}$  erzeugt und deckt damit schon in diesem frühen Stadium immerhin 17% des Energiebedarfs [64].

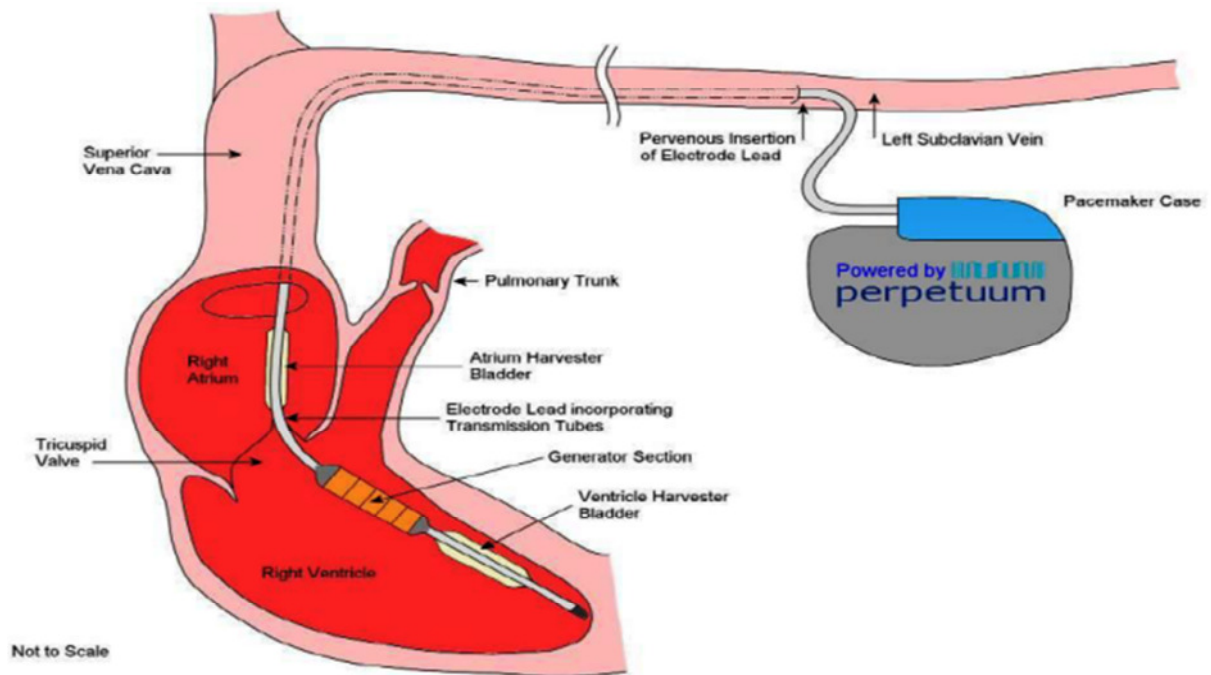


Abbildung 52: Schematischer Aufbau eines autonomen Herzschrittmachers. Die Kontraktion des Herzmuskels erzeugt elektrische Energie und versorgt so den Stimulator [4].

## 2.7 Thermische Energie

Der thermoelektrische Effekt wurde erstmals 1821 von Thomas Johann Seebeck beobachtet und beschreibt die Umwandlung von thermischer Energie in elektrische. Werden zwei leitende Materialien miteinander verbunden und ihre Kontaktstellen auf unterschiedliche Temperaturen gebracht, bildet sich eine Gleichspannung aus. Diese ist materialabhängig und beträgt für Metalle einige  $\mu\text{V}$ , bei dotierten Halbleitern hingegen  $\text{mV}$  [65]. Für die technische Umsetzung wird daher Halbleitern der Vorzug gegeben. Dieser Vorgang kann auch umgekehrt werden. Indem von außen ein Strom eingeprägt wird, erhält man eine Wärmepumpe. Man spricht hier vom Peltier-Effekt und verwendet ihn zur Kühlung.

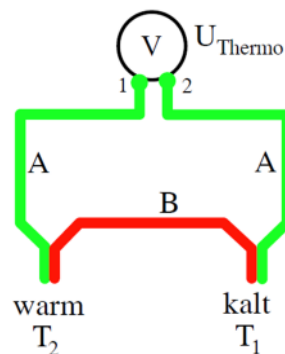


Abbildung 53: Bei unterschiedlichen Temperaturen der beiden Kontaktstellen zeigt das Voltmeter eine Gleichspannung an [65].

Energiegewinnung unter Ausnutzung des Seebeck-Effekts hat in der Praxis einige Vorteile. So kann er bei allen Prozessen eingesetzt werden, in denen Abwärme anfällt. Speziell in der Industrie findet man unzählige Wärmequellen mit relativ konstanten hohen Temperaturen. Daher ist eine gute Einschätzung der erwartbaren Leistung möglich. Gleiches gilt auch bei medizinischen Anwendungen, wobei die Temperaturdifferenz zwischen Körper und Umgebung weitaus geringer ist. Im Gegensatz zu kinetischen Harvestern bestehen Thermoelemente nicht aus beweglichen Teilen, wodurch ihre Lebensdauer höher ist. Zu den Nachteilen gehört der äußerst geringe Wirkungsgrad bei der Umsetzung der Energieform. Sein theoretisches Maximum wird durch den Carnot-Wirkungsgrad begrenzt. Der Carnot-Wirkungsgrad gibt die höchste theoretische Effizienz bei der Umwandlung von Wärme in mechanische oder thermische Energie an [66]. Seine Berechnung erfolgt nach Formel (2.17) aus dem Verhältnis der Temperaturdifferenz zur maximalen Temperatur. So ergibt sich bei einer Raumtemperatur von 300K und einem Wärmegradienten von 10K ein Höchstwert von 3,22%, bei einem Kelvin jedoch gerade mal 0,33%.

$$\eta_{\text{Carnot}} = \frac{T_{\text{high}} - T_{\text{low}}}{T_{\text{high}}} \quad (2.17)$$

Wieweit man an das theoretische Maximum herankommt, hängt in erster Linie von den verwendeten Materialien ab. Diese müssen neben einem hohen Seebeck-Koeffizienten  $\alpha$ , eine geringe thermische Leitfähigkeit  $R_{\text{th}}$ , zusammen mit einer guten elektrischen  $R_{\text{el}}$  aufweisen. Alle drei Faktoren werden in einer Figure-of-Merit (FOM) zusammengefasst.

$$FOM = \alpha^2 \frac{R_{th}}{R_{el}} \quad (2.18)$$

Dadurch werden verschiedene Methoden vergleichbar. Nach gegenwärtigem Stand erreicht die Kombination aus Bismut-Telluriten ( $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ ), bei typischer Umgebungstemperatur, den maximalen Wirkungsgrad. So erreichen aktuelle thermische Harvester Werte zwischen 0,1% und 3%. Ausgangsleistungen von  $10\mu\text{W}$  bis  $10\text{mW}$  sind realistisch.

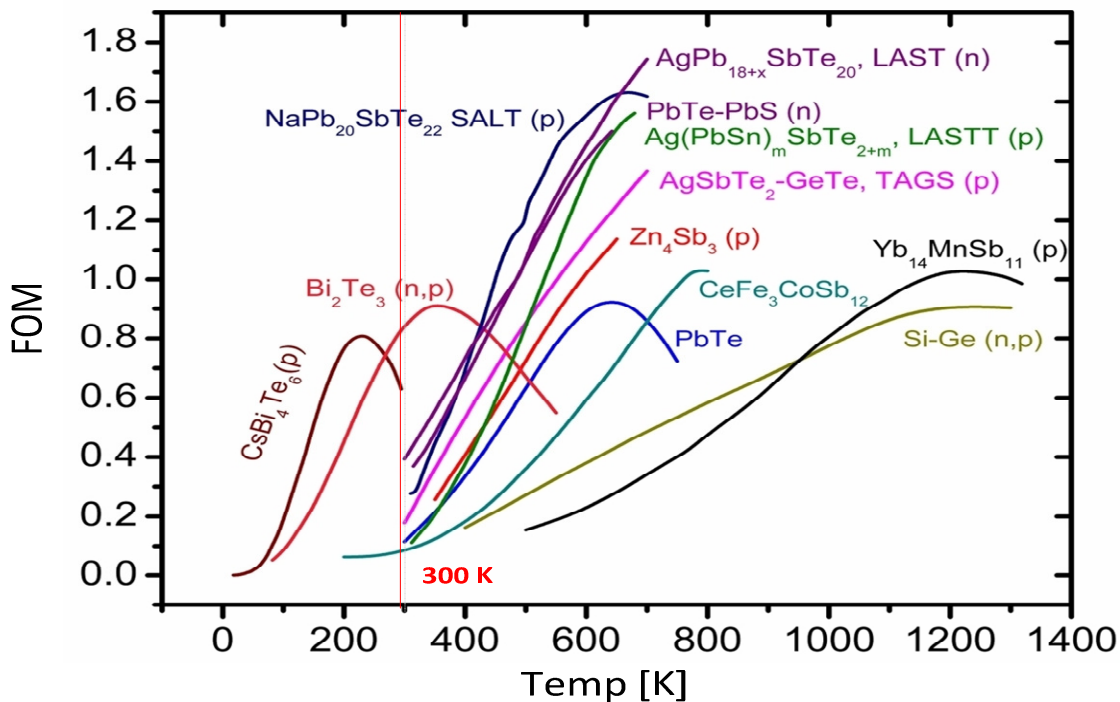


Abbildung 54: Figure of Merit verschiedener Thermomaterialien über die Temperatur aufgetragen. Bei Zimmertemperatur erreicht  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$  den höchsten Wert [67].

### 2.7.1 Physikalische Grundlagen

Um thermische Energie in elektrische umzuwandeln, müssen die Kontaktstellen zweier elektrischer Leiter auf unterschiedliche Temperaturen gebracht werden. Dadurch erhalten die Ladungsträger der warmen Seite eine höhere Energie, als die der kalten. Um diesem Ungleichgewicht entgegenzuwirken, fließen Diffusionsströme in beide Richtungen. Nun können sich höherenergetische Teilchen schneller bewegen und es kommt zu einem Ladungsträgerüberschuss am kalten Ende. Bei dotierten Halbleitern sammeln sich jeweils die Majoritätsladungsträger am kalten Ende. Demzufolge bildet sich ein elektrisches Feld aus, welches von außen gemessen werden kann. Der Spannungswert hängt einerseits von der Differenz  $\Delta\alpha$  der Seebeck-Koeffizienten beider Materialien und andererseits vom Temperaturunterschied ab. Zusätzlich können  $N$  Thermoelemente in Serie geschaltet werden, um die Spannung zu erhöhen.

$$U = N\Delta\alpha\Delta T \quad (2.19)$$



Nach obiger Gleichung ist ein möglichst großer Temperaturgradient über dem Element wünschenswert. Der Wärmefluss kann nach Abbildung 55 modelliert werden. Dazu repräsentieren die Spannungsquellen, Wärmequellen und –senken. Dazwischen liegen die thermischen Widerstände. In industriellen Anwendungen beschreibt  $R_{Quelle}$  den Gehäusewiderstand eines Motors, am Körper den thermischen Übergangswiderstand der Haut.  $R_{Senke}$  wird durch den Übergang zum Umgebungsmedium bestimmt. Dabei handelt es sich meist um Luft. Eine große Oberfläche, zum Beispiel durch einen Kühlkörper, reduziert seinen Wert.

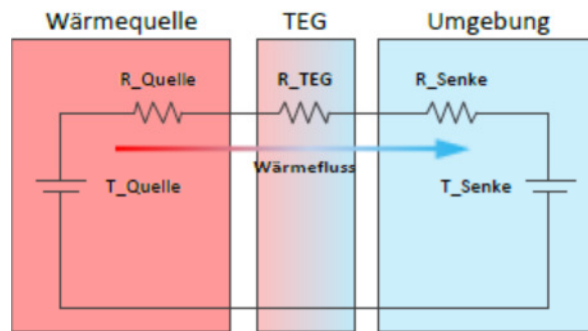


Abbildung 55: Thermisches Ersatzschaltbild eines thermoelektrischen Generators. Wärme-Quelle und -Senke wird durch die Spannungsquellen repräsentiert. Dazwischen liegt der Generator.  $R$  ist der thermische Widerstand.

Um maximale elektrische Leistung zu extrahieren, ist neben dem elektrischen Impedanzmatching auch thermisches notwendig. Es geht dabei darum, einen möglichst hohen Temperaturgradienten über dem Thermoelement zu erhalten, ohne den Gesamtwärmefluss zu stark zu beeinflussen. Es kann gezeigt werden, dass dies unter der Voraussetzung erfüllt ist, dass der thermische Widerstand über dem Thermoelement dem parasitären Widerstand von Quelle und Senke gleicht [47].

$$R_{TEG\_ideal} = R_{Quelle} + R_{Senke} \quad (2.20)$$

Um bei der Effizienz möglichst nahe an das theoretische Maximum heranzukommen, müssen die im Thermoelement verwendeten Materialien spezielle Eigenschaften aufweisen. Am wichtigsten ist eine geringe thermische zusammen mit einer hohen elektrischen Leitfähigkeit. Jedoch weisen die meisten Leiter bei beiden Parametern gute Werte auf.

Elektrisch lassen sich Thermoelemente sehr einfach durch eine Gleichspannungsquelle mit einem Innenwiderstand beschreiben. Der Spannungswert steigt linear mit dem Temperaturgradienten über dem Element, liegt aber im Regelfall im Mikro- bis Millivolt Bereich pro Kelvin. Durch elektrische Serienschaltung mehrerer Elemente lässt sich die Ausgangsspannung erhöhen. Trotzdem zählt die Spannungskonversion auf ein nutzbares Niveau zu den größten Herausforderungen bei dieser Harvesting Technik. Insbesondere für medizinische Anwendungen in denen nur wenige Kelvin an Differenz zu erwarten sind.

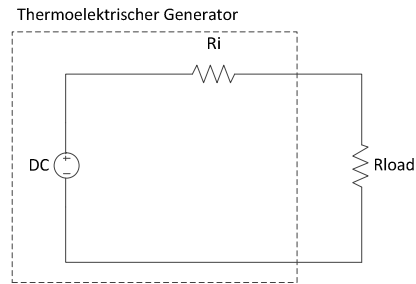


Abbildung 56: elektrisches Ersatzschaltbild eines Thermogenerators.

Unter der Voraussetzung thermischer und elektrischer Anpassung kann die Ausgangsleistung nach Formel (2.21) beschrieben werden [68]. Dabei ist  $N$  die Anzahl der Elemente,  $\alpha$  der relative Seebeck-Koeffizient,  $R_i$  der elektrische Innenwiderstand des Generators und  $\Delta T$  die Temperaturdifferenz. Aus der quadratischen Abhängigkeit von  $\Delta T$  lässt sich sehr einfach erkennen, warum auch hier in industriellen Anwendungen höhere Leistungen als am Menschen generiert werden können.

$$P_{max} = \frac{N^2 \alpha^2}{4R_i} \Delta T^2 \quad (2.21)$$

Die Verwendung von dotierten Halbleitern beim Aufbau von Thermoelementen ist in mehrfacher Hinsicht vorteilhaft. So kommt bei der Herstellung integrierte Prozesstechnik zum Einsatz. Durch den höheren Seebeck-Koeffizienten sind außerdem Ausgangsspannungen bis zu 1mV/K pro Element möglich. Physikalisch bewegen sich Majoritätsträger immer in Richtung niederenergetischer Seite. So sammeln sich beim n-Typ die Elektronen und beim p-Typ die Löcher am kalten Ende an. Verbindet man die beiden Halbleiter, addieren sich die elektrischen Felder. Weitere Kaskadierung gestattet Open-Loop-Spannungen bis in den 100mV/K Bereich. In industriellen Anwendungen mit Temperaturgradienten von 10K-100K kommt man somit meist auch ohne Spannungskonversion aus.

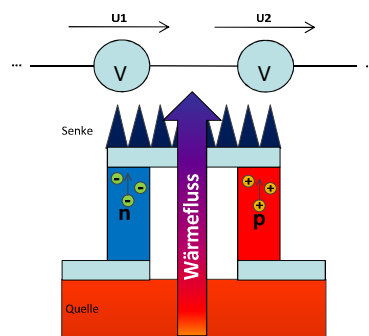


Abbildung 57: Aufbau eines vertikalen Halbleiterthermoelements. Die Majoritätsträger sammeln sich jeweils am kalten Ende. Man erhält zwei Spannungsquellen in Serie.

Prozesstechnisch werden zwei Technologien unterschieden. Bei vertikaler Anordnung der Halbleiterelemente erhöht der Abstand automatisch den thermischen Widerstand. So lässt sich ein hinreichender Temperaturgradient einfach erzeugen. Andererseits erfordert dies eine 3-dimensionale Prozessierung und wirkt sich damit negativ auf die Produktionskosten aus. Um Kompatibilität mit herkömmlichen IC-Prozessen zu erreichen, publizierten in den letzten Jahren einige Forschungseinrichtungen planare Fertigungstechniken mit horizontal

ausgerichteten Thermoelementen ( [68], [69], [70] und [71]). In diesem Fall liegen beide Seiten auf einer Ebene, wodurch es schwieriger ist, parasitäre Wärmeflüsse abseits der Halbleiter zu verhindern. Dazu sind unter anderem Trench-Techniken anzuwenden, was den Herstellungsaufwand steigert.

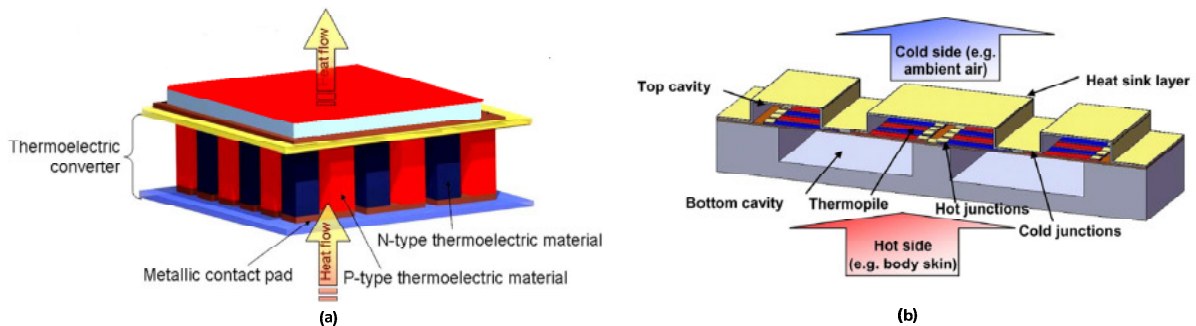


Abbildung 58: Schematischer Aufbau eines Mikrothermoelements: (a) vertikale Ausführung (vereinfachte Darstellung aus [72]), (b) planare Ausführung [71].

## 2.7.2 Stand der Technik

Jeder thermoelektrische Generator ist gleichermaßen auch ein Peltier-Element. Unter der äußeren Einprägung eines elektrischen Stromes werden sie schon seit längerer Zeit für Kühl- oder Heizzwecke verwendet. Mit zunehmendem Interesse an autonomen Energiequellen in drahtlosen Sensornetzwerken, haben einige Firmen ihre Produktpalette um Thermoelemente zur Stromerzeugung erweitert. Hauptzielgruppe sind industrielle Prozesse, in denen viel Abwärme entsteht. Jene Wärmequellen erreichen oft Temperaturen bis zu 100° Celsius, wodurch sich relativ große Temperaturgradienten realisieren lassen. Im Folgenden werden kommerzielle Generatoren vorgestellt, wobei nur das leistungsfähigste Produkt jeder Firma betrachtet wird.

Für ein industrielles Hochtemperaturumfeld mit bis zu 300°C bietet Custom Thermoelectrics einen TEG, bestehend aus 198 Einzelementen in Serie, an. Mit einem Volumen von 56x56x4,7mm<sup>3</sup> liefert es, bei einer Temperaturdifferenz von 75°C, 1,5 Volt und eine Leistung von 2W. Der Innenwiderstand beträgt über den gesamten Temperaturbereich ungefähr 1Ω. Abbildung 59 zeigt die Herausforderung bei der Umwandlung von thermischer Energie. Aufgrund des hohen thermischen Übergangswiderstandes der Luft ist es schwierig, derart große Gradienten dauerhaft über dem Element zu halten. Dazu ist ein aufwendiger Kühlkörper oder sogar aktive Kühlung notwendig.

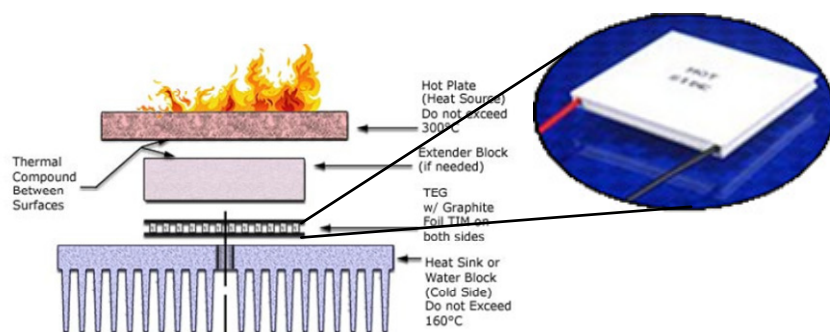
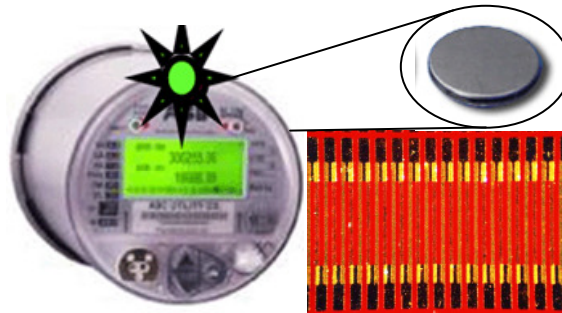


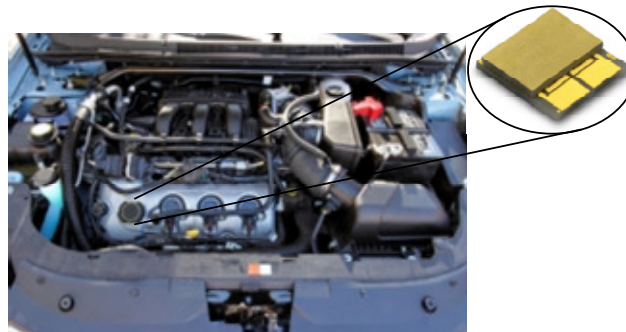
Abbildung 59: Thermoelektrischer Generator der Firma Custom Thermoelectrics für industrielle Anwendungen [73].

Dass es auch um einiges kleiner geht, zeigt ThermoLife. Ihr Design ist rund und mit einem Durchmesser von 9,3mm kleiner als eine Cent Münze. Die Gesamthöhe beträgt 1,4mm. Als thermoelektrisches Material kommt  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$  zum Einsatz, wodurch sich bereits bei  $5^\circ\text{C}$  Temperaturdifferenz, 6V und  $30\mu\text{W}$  gewinnen lassen. Durch eine weitere Verdoppelung des Gradienten sind sogar  $135\mu\text{W}$  realistisch. Damit handelt es sich hier durchaus um einen Kandidaten für drahtlose Sensornetzwerke.



**Abbildung 60:**Thermoelektrischer Generator der Firma ThermoLife [74]. Neben der einzigartigen runden Form zeigt das Bild einen Prozessausschnitt mit 50 hintereinandergeschalteten Elementen.

Das thermoelektrische „Flaggschiff“ von Nextreme hat ein Volumen von  $3,1 \times 3,3 \times 0,56 \text{mm}^3$ . Der Hersteller gibt für  $\Delta T = 10^\circ$ ,  $1,5 \text{mW}$  an Leistung an. Jedoch ist die Ausgangsspannung in diesem Anwendungsfall mit gerade einmal  $0,25 \text{V}$  relativ niedrig. Diese Problematik verschärft sich in Körpernetzwerken mit Temperaturdifferenzen von wenigen Kelvin zusehends. Generell schlägt Nextreme den Einsatz im Automotive-Bereich unter der Nutzung von Motorabwärme vor.



**Abbildung 61:** Thermoelektrischer Generator der Firma Nextreme [75]. Mögliches Anwendungsszenario sind drahtlose Überwachungseinheiten im Motorraum eines Autos.

Bei der letzten hier vorgestellten Firma handelt es sich um ein SpinOff der Firma Infineon Technologies. Micropelt GmbH betreibt eine intensive Marketingstrategie für thermoelektrische Energiekonversion. Die Herstellung erfolgt in einem Thin-Film MEMS Prozess, wodurch eine hohe Packungsdichte erreicht werden kann. Die Anzahl der vertikal angeordneten  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ -Einzelelemente beträgt 540 und benötigen einer Fläche von  $4,2 \times 3,6 \text{mm}^2$ . Die Gesamthöhe beträgt  $1,1 \text{mm}$ . Die Ausgangsspannung wird für den Typ MPG-D751 mit  $140 \text{mV/K}$  angegeben und ist die höchste der hier betrachteten Generatoren. Ein Gradient von  $10 \text{K}$  und eine angepasste Last ergeben  $1,5 \text{W}$  Leistung am Ausgang. Aufgrund der hohen Spannung pro Kelvin können diese Thermoelemente in einem großen Anwendungsspektrum eingesetzt werden. Beginnend von einer autonomen Überwachung

einer Warmwasserleitung bis hin zu medizinischen Sensoren mit nur geringen Temperaturgradienten.

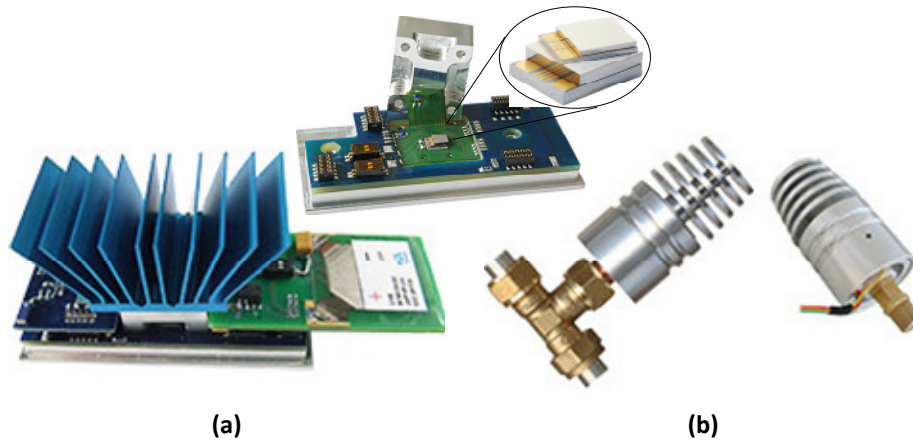


Abbildung 62: Thermoelektrischer Generator der Firma Micropelt [76]. (a) Evaluierungsboard mit Aufsatz zur Akkuladung, (b) Applikationsbeispiel: Autonome Überwachung einer Warmwasserleitung.

Tabelle 3 fasst die Daten der behandelten Thermoelemente zusammen.

Tabelle 3: Vergleichstabelle von thermischen Harvestern

Firma	Typ	Volumen	Ausgangsspannung/ Kelvin	Innenwiderstand	Referenz
Custom Thermo-electrics	1261G-7L31-10CX1	56x56x4,7mm <sup>3</sup>	16mV/K	<1Ω	[73]
ThermoLife	-	d=9,3mm; h=1,4mm	1V/K	-	[74]
Nextreme	eTEGTM-HV56	3,1x3,3x0,56mm <sup>3</sup>	25mV/K	-	[75]
Micropelt	MPG-D751	4,2x3,6x1,1mm <sup>3</sup>	140mV/K	300Ω	[77]

### 2.7.3 Einsatzmöglichkeit in Body Area Networks

Homoiotherme Lebewesen weisen eine konstante Körpertemperatur auf, welche sie meist selbst regeln. Zu dieser Gruppe gehören alle Säugetiere und damit auch der Mensch. Eine ruhende Person benötigt eine durchschnittliche Leistung von 100W und generiert sie in erster Linie durch metabolische Vorgänge in den Zellen. Der Körperkern wird auf einer Temperatur von 37° Celsius gehalten, wobei das Blut diese Energie auch in die Extremitäten verteilt. Überschüssige Wärme wird teilweise über die Atmung, hauptsächlich aber über die Haut an die Umgebung abgegeben. Über die Oberfläche verteilt, ergibt sich eine abgestrahlte Leistungsdichte von 3,6mW/cm<sup>2</sup> [78]. Somit kann der Mensch als äußerst stabile und ergiebige Energiequelle betrachtet werden. Seine Körpertemperatur liegt im Regelfall 10-15° über der Umgebungstemperatur. Abbildung 63 zeigt die

Temperaturverteilung am menschlichen Körper. Ausgehend vom Zentrum nimmt sie entlang der Extremitäten ab. Messergebnisse in [25] zeigen die Leistung eines Thermoelements in Abhängigkeit der Umgebungstemperatur. Der Generator wurde in diesem Fall als Armbanduhr, wie es zum Beispiel in Abbildung 64 zu sehen ist, ausgeführt und am Handgelenk getragen.

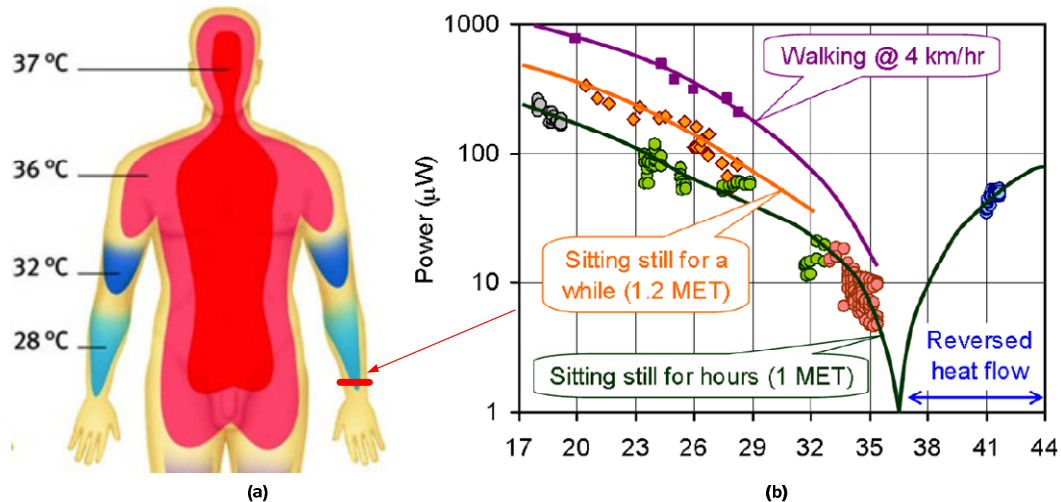


Abbildung 63: (a) Temperaturverteilung im menschlichen Körper. (b) Leistung eines am Handgelenk montierten thermoelektrischen Generators in Abhängigkeit zur Umgebungstemperatur und der Aktivität [25].

Auch wenn Körperwärme als sichere Quelle für biomedizinische Anwendungen scheint, ist ihre Nutzung alles andere als trivial. Fettgewebe und Muskeln wirken wärmeisolierend und sorgen für einen hohen thermischen Widerstand. Andererseits sind große Teile der Oberfläche durch Kleidung verdeckt, wodurch die Abstrahlung behindert wird. In Summe ergeben sich nur geringe Gradienten über einem Thermoelement. Lediglich Kopf und Hände sind der Umgebung direkt ausgesetzt und eignen sich gut für thermo-elektrische Konversion. So ist es auch wenig überraschend, dass die ersten Ausführungen in diesem Bereich angebracht wurden.

Für die Umsetzung von Körperwärme in elektrische Energie ist neben der Lokalisation des Sensors, vor allem die Ausführung von Bedeutung. Es gilt die thermischen Übergangswiderstände zu reduzieren. Möglichst große wärmeleitfähige Flächen, eventuell mit einer Wärmeleitpaste im Zwischenraum, verbessern den Hautkontakt. Selbstverständlich darf die Paste keinerlei Hautreizung bewirken und nicht austrocknen können. Das Thermoelement selbst muss die beiden Seiten möglichst gut voneinander isolieren und keine parasitären Übertragungswege bieten. Dazu ist ein ausreichender Abstand nützlich. Die Luftschnittstelle ist eine Herausforderung für sich. Zwar lässt sich durch großflächige Kühlrippen eine gute Abstrahlleistung erzielen, jedoch ist die maximale Höhe eines Körpersensors meist auf die Stärke eines Pflasters beschränkt. Immerhin soll die Überwachungseinheit im Alltag keine Einschränkung zur Folge haben. Der Überlegung zur Maximierung der Energieentnahme ist noch ein weiterer Parameter hinzuzufügen. Wird dem Körper an einer Stelle zu viel Wärme entzogen, fühlt sich dieser Bereich unangenehm kühl an. Infolgedessen toleriert der Patient den Sensor nicht. Das Gehäusedesign ist somit von fundamentaler Bedeutung.

Pionierarbeit auf dem Gebiet der thermoelektrischen  $\mu$ -Generatoren leistete Seiko [79]. Die 1998 auf den Markt gebrachte „Seiko Thermic“ versorgt sich vollständig durch



Körperwärme. Dazu beinhaltet die Armbanduhr zehn in Serie geschaltete Mikro-TEGs mit einem Volumen von  $2 \times 2 \times 1,3 \text{ mm}^3$ . Jeder Generator besteht wiederum aus 100  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ -Einzelementen und erzeugt pro Kelvin eine Spannung von 20mV. In Verbindung mit einem integrierten Boost-Konverter stehen am Ausgang 1,5V/K zur Verfügung. Die maximale Leistung beträgt  $22,5 \mu\text{W}$ . Als Energiespeicher kommt ein Lithium-Ionen Akkumulator zum Einsatz.

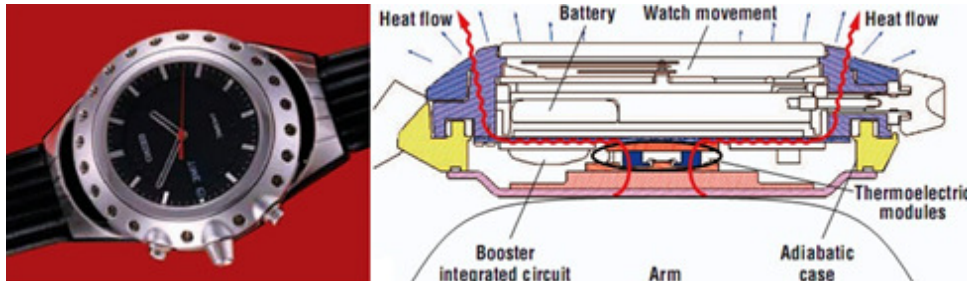


Abbildung 64: Seiko Thermic Armbanduhr [80].

Aus China kommt ein weiteres Produkt mit thermoelektrischem Versorgungskonzept aus dem Bereich Consumer Electronics. Der „Skinny Player“ ist ein flexibler MP3-Player in der Form eines Pflasters. Die Wärmeentnahme erfolgt über einen Metallstreifen an der Unterseite. Laut den Entwicklern kann damit ein eingebauter Lautsprecher betrieben werden. Außerdem steht genug Speicherkapazität für ein Musikalbum zur Verfügung. Leider werden keine technischen Details über das Power Management bekannt gegeben [81].



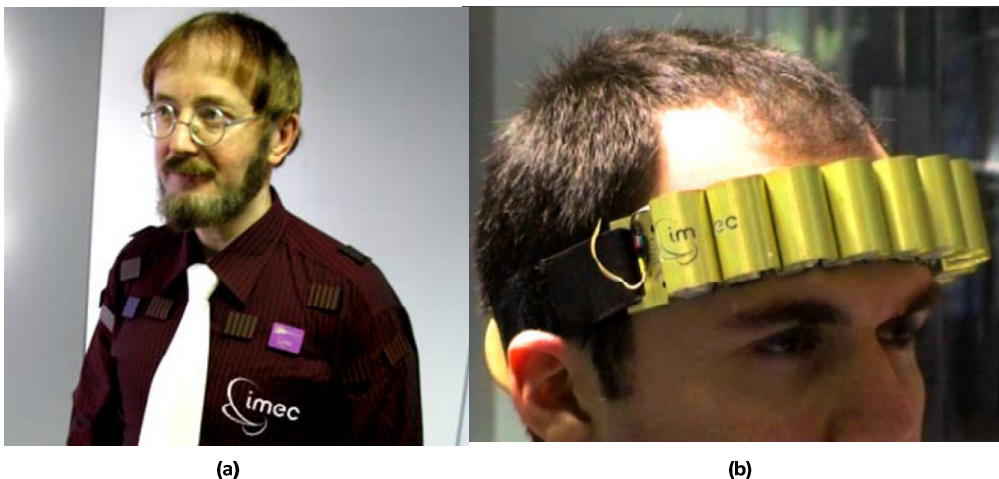
Abbildung 65: MP3 Player in Pflasterausführung mit integriertem Lautsprecher und thermoelektrischem Versorgungskonzept [81].

Lay-Ekuakille et. al. untersuchte 2009 den Einsatz eines Micropelt Thermogenerators zur Energieversorgung eines Hörgerätes [82]. Der Aufbau erfolgte diskret, wobei ein Array von MPG-D602-Elementen der Firma Micropelt in ein Pflaster eingebaut wurden. Ein autonomes Puls-Oximeter von IMEC zeigt Abbildung 66 (b) [83]. Neben einer lokalen Prozessoreinheit bietet der Sensor auch eine drahtlose Schnittstelle. Der in die Armbanduhr integrierte Thermogenerator besteht aus 5000 Einzelementen und erzeugt bei einer Umgebungstemperatur von  $22^\circ \text{C}$  über  $100 \mu\text{W}$  Leistung - genug Energie um 15-Sekundenintervalle aufzuzeichnen. Als Wärmequelle dient die Speichenarterie, welche Blut aus dem Körperkern transportiert. In dieser Arbeit konnte gezeigt werden, dass es durchaus möglich ist, auch einen komplexeren Sensor mit ambienter Energie zu versorgen.



**Abbildung 66: (a) Demonstrator eines thermoelektrischen Hörgerätes [82] (b) Handelsübliches Puls Oximeter, welches durch einen als Uhr ausgeführten Thermogenerator seine Energie erhält. Der Generator liegt direkt über der Radialis Arterie, wodurch ständig Blut aus dem Körperkern als Wärmequelle fungiert [83].**

Abschließend werden noch zwei Ergebnisse aus dem Human ++ Projekt von IMEC vorgestellt. Das EKG-Shirt ist ein aus 14 Thermo-Modulen bestehendes, funktionelles Kleidungsstück. Innerhalb von Gebäuden werden aus Körperwärme 0,9mW generiert. Dieser Wert steigert sich auf bis zu 3mW, wenn sich die Person bewegt. Parallel dazu wurden auch Photovoltaikzellen installiert, um im ausgezogenen Zustand die Selbstentladung der vorhandenen sekundären Energiespeicher zu kompensieren. Das drahtlose 2,5mW EEG-Kopfband aus dem Jahre 2007 zeichnet zwei Kanäle mit einer Signalbandbreite von 0,3-70 Hz und einer Sampling Rate von 256 Hz auf. Die Auflösung beträgt 12 Bit. Zur Versorgung kommt ein Hybridsystem aus sechs Thermoelementen (1,5mW) in Verbindung mit Solarzellen (1mW innerhalb von Gebäuden) zum Einsatz. Nachdem die benötigte Gesamtleistung des Systems 0,89mW beträgt, würde auch die Körperwärme ausreichend Energie liefern [84].



**Abbildung 67: (a) Durch Körperwärme und Solarzellen versorgtes EKG-Shirt von IMEC. (b) Ein mit großzügigen Kühlflächen ausgestatteter Thermo-Solar-EEG Prototyp von IMEC [25].**

Die bisherigen Überlegungen führen zum Schluss, dass die sichere Versorgung eines Sensors in Body Area Networks ein äußerst komplexes Thema ist. Die meisten Technologien geben nur unregelmäßig Energie ab oder liefern am Körper einen zu geringen Ertrag. Demgegenüber finden thermoelektrische Generatoren eine konstante und leistungsfähige Quelle vor.



### 3 Low Voltage Charge Pump

Um Energie anhand von thermoelektrischen Generatoren in Körpernetzwerken zu erzeugen, müssen äußerst niedrige Gleichspannungen verarbeitet werden. Im vorigen Kapitel wurden die Thermoelemente einiger Hersteller vorgestellt. Nimmt man die Ausgangsspannung pro Kelvin als Kriterium, ist MPG-D751 von Micropelt mit gerade einmal 140mV/K das leistungsfähigste Element aus dieser Liste. Die übliche Versorgungsspannung einer CMOS-Schaltung in einem 130nm Prozess beträgt jedoch bis zu 1,2V. Somit ist es erforderlich, einen Spannungskonverter zwischen der Quelle und der verarbeitenden Logik eines Sensors einzusetzen. Zu den größten Herausforderungen zählt in diesem Zusammenhang der Startup, weil ausgangsseitig noch keine höhere Spannung zur Verfügung steht. Einige existierende Systeme umgehen dies, indem sie am Ausgang bereits einen vorgeladenen Energiespeicher fordern, welcher die Steuerlogik des Wandlers versorgt [85]. Andere verwenden einen extern angeregten mechanischen Schalter, um die ersten Taktpulse zu initiieren [86]. Alternativ werden auch Transformatoren mit einem hohen Übersetzungsverhältnis vor den Eingang geschaltet [77]. Sämtliche hier vorgestellte Wandler haben den Nachteil, dass sie zusätzliche Aufwände benötigen und daher in Körpersensoren mit ihren begrenzten Volumina nur bedingt geeignet sind.

In dieser Masterarbeit wird die erste Version eines kompakten Spannungswandlers für thermoelektrisches Energy Harvesting vorgestellt. Es handelt sich dabei um eine vollständig integrierte Charge Pump, welche bereits mit Eingangsspannungen von weniger als 200mV starten kann. Im laufenden Betrieb ermöglicht das Design eine weitere Reduktion auf unter 100mV. Folglich führen auch geringe Temperaturdifferenzen am Thermoelement (<1K) zu keiner Unterbrechung des Energieflusses in Richtung Verbraucher. Bevorzugtes Anwendungsgebiet ist der Einsatz als Teil der Power Management Unit, eines peripheren Sensors in Body Area Networks.

Das Hauptaugenmerk liegt in der Entwicklung und praktischen Umsetzung des Startvorganges, währenddessen sich das Gesamtsystem im tiefen Subthreshold-Bereich befindet. Im Gegensatz zu früheren Systemen startet dieser Spannungswandler vollständig autonom, ohne auf Hilfsspannungen oder externe Anregung angewiesen zu sein. Dazu werden sämtliche Taktsignale zur Ansteuerung des Wandlers intern generiert. Die Oszillatorfrequenz passt sich automatisch an den Kanalwiderstand der Schalter an und gewährleistet jederzeit einen optimalen Arbeitspunkt. Ein Regler zur Stabilisierung der Ausgangsspannung wurde in der vorliegenden Schaltungsversion nicht mitimplementiert. Der Verzicht auf teure Prozessoptionen, wie Low-Vth-Transistoren, sorgt für geringe Kosten. Ohne die Notwendigkeit von externen Spulen oder Kondensatoren, handelt es sich somit um eine kompakte Low-Cost-Lösung für thermoelektrische Systeme. Das Design erfolgte in einem 130nm CMOS Prozess.

Das Designziel kann wie folgt zusammengefasst werden:

- $V_{in,min(Startup)} \leq 200mV, V_{in,min(Betrieb)} \leq 100mV$
- $V_{out@V_{in}=200mV} > 1V$
- *Low-cost* (keine Low-Vth Prozessoptionen, keine externen Komponenten, geringe Fläche)

Auf den nächsten Seiten werden die Schaltungsdetails präsentiert. Nach einigen theoretischen Überlegungen folgt ein Überblick über den Systemaufbau. In diesem

Zusammenhang wird im speziellen auf die Herausforderungen des Startvorganges eingegangen und eine Startup-Bedingung definiert. Anschließend werden die einzelnen Subblöcke untersucht und ihre Funktion erklärt. Zum besseren Verständnis finden vereinfachte Blockschaltbilder Anwendung. Die dazugehörigen Schaltpläne befinden sich im Anhang.

### 3.1 Systemaufbau des Spannungswandlers

Der Aufbau des Spannungswandlers ist in Abbildung 68 dargestellt und kann in drei Bereiche unterteilt werden. „Charge Pump“, „Taktgenerator“ und „Supply Selector“. Die Charge Pump besteht aus zwei parallelen Ladungspumpen, welche mit 180° Phasenverschiebung angesteuert werden. Insgesamt wurden ungefähr 140pF als fliegende MIM-Kapazitäten verbaut. Die Ansteuerung der Schalter erfolgt durch vier nicht überlappende Signale  $\phi_1$ ,  $\phi_{x1}$ ,  $\phi_2$  und  $\phi_{x2}$  aus dem Taktgenerator. Dadurch kann zwischen zwei Taktphasen ein hochohmiger Übergang gewährleistet werden, was effizienzmindernde Rückwärtsströme verhindert.  $\phi_{xi}$  bezeichnet das invertierte Signal von  $\phi_i$ .

Der „Supply Selector“ erfüllt eine wichtige Funktion in der Startphase des Systems. Einerseits lädt er den Ausgang über eine Bypassdiode auf die Eingangsspannung und andererseits bestimmt er, ob die Ansteuerlogik ausgangs- oder eingangsseitig versorgt wird. Dabei werden beide Spannungen laufend miteinander verglichen und die höhere als Quelle gewählt.

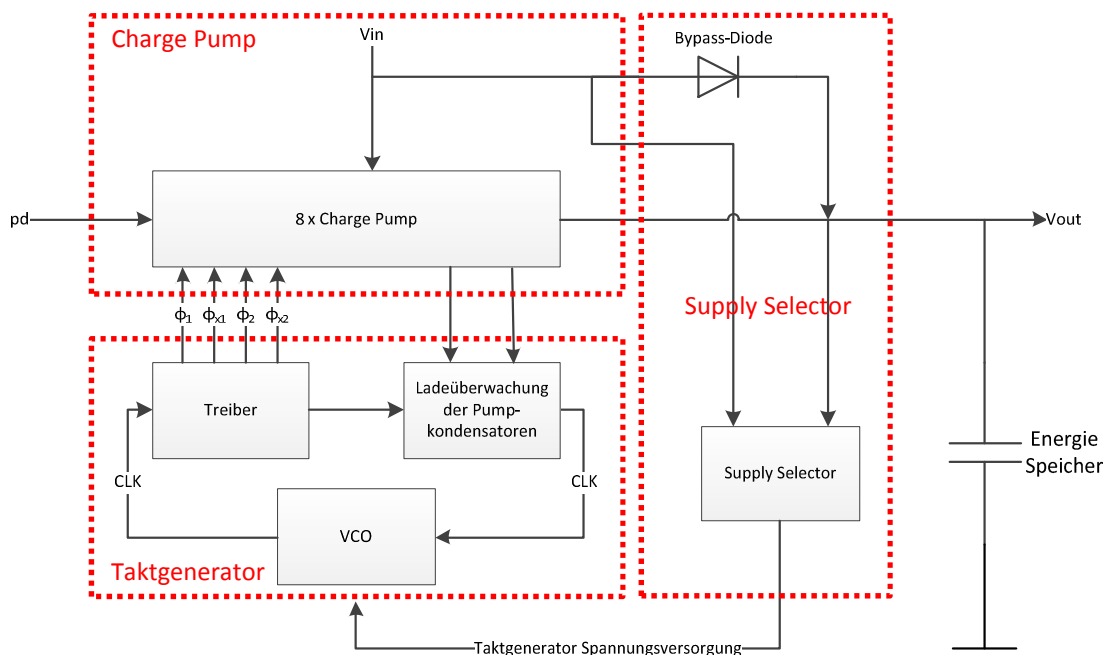


Abbildung 68: Blockschaltbild der Low Voltage Charge Pump.

Den höchsten Wirkungsgrad erhält man, wenn zwischen jedem Schaltvorgang genug Zeit zur Verfügung steht, um die Ladung vollständig zur nächsten Stufe zu transferieren. Dabei bilden die Kapazitäten gemeinsam mit den Schalterwiderständen ( $R_{DS}$ ) ein RC-Glied mit der Zeitkonstante

$$\tau = 2R_{DS}C \quad (3.1)$$

Bei konventionellen Schaltungen dieses Typs wird die Frequenz hinreichend klein gewählt, dass auch im Worst Case (minimale Ansteuerspannung der Schalter) noch ein vollständiger Ladungstransfer stattfinden kann. In diesem Fall beträgt die Ansteuerspannung zu Beginn gerade mal 200mV und erhöht sich mit zunehmender Ausgangsspannung auf >1V. Der Kanalwiderstand der Transistoren ändert sich dementsprechend um mehrere Dekaden. Aus diesem Grund besteht der Taktgenerator aus einem spannungskontrollierten Oszillator („VCO“), dessen Frequenz mit der Zeitkonstante der einzelnen Stufen korreliert. Dazu wird der Ladevorgang der Kapazitäten überwacht und das Taktsignal bis zu dessen vollständigen Abschluss aufgehalten. Erst danach wird der nächste Schaltvorgang initiiert. Dies ist besonders im Subthreshold Bereich wichtig, da jede Taktflanke den Ausgang belastet und so dem Pumpvorgang entgegen wirkt. Mit zunehmender Spannung reduziert sich der Drain-Source Widerstand der Schalter. In gleichem Maße erhöht sich die Arbeitsfrequenz und damit der Ausgangsstrom.

## 3.2 Überlegungen zur Funktion der Ladungspumpe

### 3.2.1 Steady-State Verhalten

Die Spannungskonversion erfolgt mit einer vierstufigen Charge Pump in Baumtopologie, wie sie von Chao et. al. vorgestellt wurde [87]. Gegenüber linearen Ladungspumpen zeichnet sich die Baumstruktur durch eine höhere Grenzfrequenz für den vollständigen Ladungstransfer zwischen den Stufen aus. Es kann eine höhere Schaltfrequenz erreicht werden. Damit lässt sich eine Spannungsverstärkung um den Faktor 8 realisieren. Für 200mV am Eingang ergibt sich ohne Last ein theoretischer Höchstwert von  $V_{out,max}=1,6V$ . Es muss jedoch beachtet werden, dass bei derart niedrigen Eingangsspannungen die Kontrolllogik über den Ausgang versorgt werden muss, um einen effizienten Pumpvorgang zu ermöglichen. In der Praxis wirkt sich dies durch eine geringere Leerlaufspannung aus, wie die folgende Herleitung des Ausgangsstromes im Steady-State-Betrieb zeigt. Nachdem die Kondensatoren als MIM-Cap realisiert worden sind, vernachlässigt die Berechnung parasitäre Kapazitäten.

Abbildung 69 zeigt den schematischen Systemaufbau der Ladungspumpe. Die Taktsignale zur Ansteuerung der Schalter werden mit  $\phi_1$  und  $\phi_2$  bezeichnet. Dagegen beschreibt  $C_f$  die fliegende Kapazität.

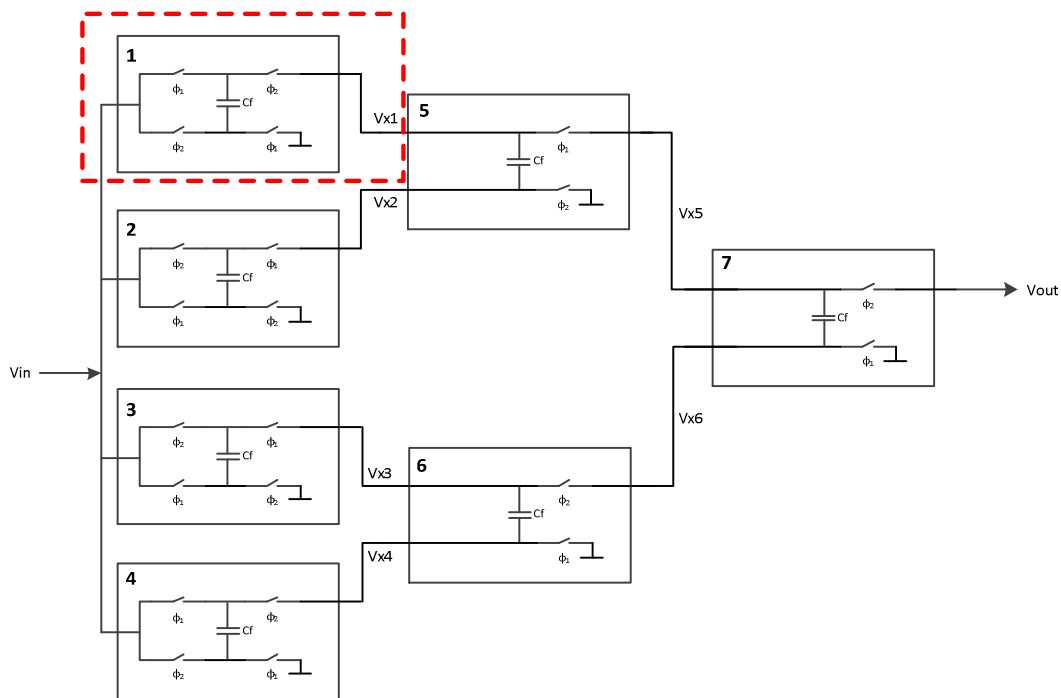


Abbildung 69: Systematischer Aufbau der verwendeten vierstufigen Ladungspumpe in Baumtopologie.

Die durch  $\phi_1$  und  $\phi_2$  angesteuerten Schalter werden abwechselnd geschlossen. Dazwischen findet ein Übergang statt, bei dem beide geöffnet sind. Eine Schaltperiode lässt sich, am Beispiel der ersten Stufe, folgendermaßen skizzieren.

**Phase 1 ( $\phi_1=“1“$ ,  $\phi_2=“0“$ ):** Die fliegende Kapazität ( $C_f$ ) wird über die beiden von  $\phi_1$  angesteuerten Schalter auf die Eingangsspannung geladen. Die Ladung beträgt

$$Q_{Phase1} = C_f V_{in} \quad (3.2)$$

**Phase 2 ( $\phi_1="0"$ ,  $\phi_2="1"$ ):** Die im Kondensator gespeicherte Ladung wird zur nächsten Stufe verschoben. Dabei fließt so lange Strom, bis sich die Potentiale der oberen Elektroden von  $C_{f\text{Stufe1}}$  und  $C_{f\text{Stufe2}}$  auf  $V_x$  ausgeglichen haben. In der Kapazität verbleibt eine Restladung von

$$Q_{\text{Phase2}} = C_f(V_{x1} - V_{in}) \quad (3.3)$$

Um die in Phase 2 ausgetriebene Ladungsmenge zu bestimmen, muss die Differenz zwischen den Gleichungen (3.2) und (3.3) jeder Stufe gebildet werden.

$$\Delta Q_i = C_f V_{in} - C_f(V_i - V_{in}) \quad (3.4)$$

$$\Delta Q_5 = C_f V_{x1} - C_f(V_{x5} - V_{x2}) \quad (3.5)$$

$$\Delta Q_6 = C_f V_{x3} - C_f(V_{x6} - V_{x4}) \quad (3.6)$$

$$\Delta Q_7 = C_f V_{x5} - C_f(V_{out} - V_{x6}) \quad (3.7)$$

Löst man nun das Gleichungssystem, erhält man die transportierte Ladungsmenge pro Taktzyklus. Die anschließende Multiplikation mit der Frequenz ergibt den Strom, der den Ladungstransfer verursacht. Dividiert man dieses Ergebnis durch die Anzahl der Unterstufen, erhält man den mittleren Ausgangsstrom der Ladungspumpe  $I_{\text{pump}}$ .

$$I_{\text{pump}} = \frac{1}{7} f_{\text{clk}} C_f (8V_{in} - V_{out}) \quad (3.8)$$

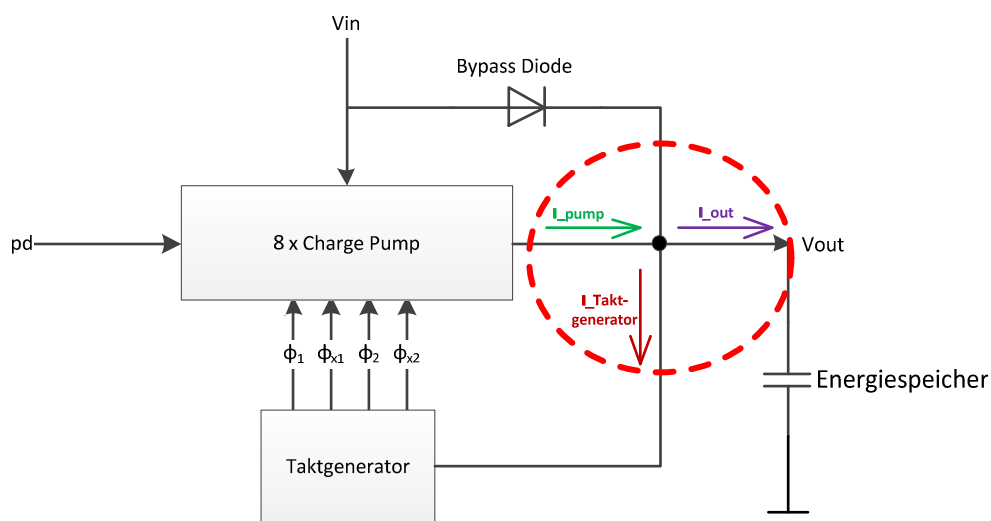


Abbildung 69: Betrachtung des Ausgangsknotens im Steady-State Betrieb.

Im Betrieb liegt die Eingangsspannung der Schaltung im Bereich von wenigen 100mV. Daher erfolgt die Versorgung des Taktgenerators über den Ausgangsknoten. Der Nachteil dieser Konstellation ist eine dauerhafte Grundbelastung. Für die Steady-State Betrachtung ohne externe Last ergibt sich am Ausgangsknoten folgende Bedingung.

$$I_{out} = I_{\text{pump}} - I_{\text{Taktgenerator}} \geq 0 \quad (3.9)$$

Solange die Bedingung (3.9) erfüllt ist, erfolgt ein Ladungstransfer in den nachgeschalteten Energiespeicher und erhöht dessen Spannungsniveau. Da  $I_{pump}$  nach Formel (3.8) mit zunehmender Annäherung an den Sollwert ( $V_{in} \times$  Verstärkung) gegen Null tendiert, kann dieser nie ganz erreicht werden.

Die Leerlaufbelastung des Ausgangs wird durch den Strom  $I_{Taktgenerator}$  verursacht. Die resultierende Verlustleistung setzt sich aus einem dynamischen und statischen Anteil zusammen. Dabei repräsentiert  $C_L$  die Gesamtkapazität der Logikgatter und  $R_L$  die äquivalente Last der analogen Schaltungsblöcke.

$$P_{ges} = P_{dyn} + P_{stat} = V_{out}^2 f_{clk} C_L + \frac{V_{out}^2}{R_L} = V_{out} I_{Taktgenerator} \quad (3.10)$$

Setzt man nun die Formeln (3.8) und (3.10) in Gleichung (3.9) ein, erhält man die maximale Spannungsverstärkung. Um möglichst nahe daran heranzukommen, muss die Belastung durch die Kontrolllogik reduziert werden ( $C_L \rightarrow 0$ ,  $R_L \rightarrow \infty$ ). Andererseits kann auch die fliegende Kapazität ( $C_f$ ) vergrößert werden ( $C_f \rightarrow \infty$ ).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{8}{1 + 7 \left( \frac{C_L}{C_f} + \frac{1}{f_{clk} R_L C_f} \right)} \quad (3.11)$$

Weiters sieht man auch, dass für hohe Frequenzen die statische Last  $R_L$  vernachlässigbar wird und Gleichung (3.11) in (3.12) übergeht. Dagegen fließt mit höheren Frequenzen ein immer größerer Strom über die parasitären Kapazitäten gegen Masse. Dies ist in dieser Formel nicht berücksichtigt und vermindert die effektive Verstärkung.

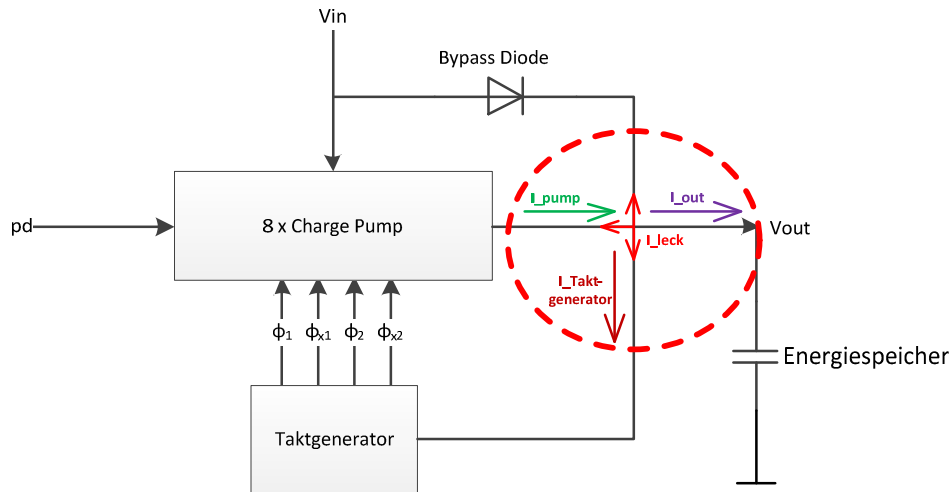
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{8}{1 + 7 \frac{C_L}{C_f}} \quad (3.12)$$

### 3.2.2 Überlegungen zum Startup der Charge Pump

Im Gegensatz zum Steady-State Betrieb findet man während des Startens völlig andere Bedingungen vor. Nach Anlegen einer Spannung  $V_{in}$  lädt sich der Ausgang über die Bypass Diode vor. Die Ansteuerung der Schalter erfolgt somit in der Subthreshold Region. Dementsprechend ist auch im eingeschalteten Zustand ein hoher Kanalwiderstand vorhanden, was einen mittleren Strom ( $I_{pump}$ ) im sub- $\mu A$  Bereich zur Folge hat. Um eine Bedingung für den erfolgreichen Startup zu definieren, muss (3.9) nun um den Leckstrom erweitert werden. Dieser erhöht sich mit der Ausgangsspannung und ist zudem stark temperaturabhängig. Zweites macht in dieser Applikation keine Probleme, da auf der Haut platzierte Sensoren vorwiegend eine Umgebung in Körpertemperatur vorfinden.

$$I_{out} = I_{pump} - I_{Taktgenerator} - I_{leck} > 0 \quad (3.13)$$

Solange (3.13) erfüllt ist, wird Energie in den Speicher am Ausgang geliefert und dessen Spannung erhöht. Dadurch nimmt gleichzeitig die Ansteuerspannung, die Schaltfrequenz und damit  $I_{pump}$  zu. Der Pumpvorgang wird zunehmend effizienter, wodurch relativ rasch der „Steady-State“ erreicht werden kann.



**Abbildung 70: Betrachtung der Stromverteilung am Ausgangsknoten. Der von der Ladungspumpe gelieferte Strom muss die Last überwiegen, damit der Energiespeicher geladen wird.**

Am kritischsten sind in diesem Zusammenhang die ersten Pumpzyklen, in denen die Ausgangsspannung und damit  $I_{pump}$  am kleinsten ist. Hier muss versucht werden, die Verlustströme weitgehend zu minimieren. Während auf die Leckströme nur wenig Einfluss genommen werden kann, besteht die Möglichkeit, durch Designmaßnahmen die Belastung des Ausgangs so gering wie möglich zu halten. Eine Maßnahme ist die Entfernung der  $I_{Taktgenerator}$  Komponente aus Gleichung (3.9), indem man den Taktgenerator anfangs via  $V_{in}$  versorgt und erst später auf  $V_{out}$  umschaltet. Dazu wurde der „Supply Selector“ implementiert, dessen Funktion das Kapitel 3.3 näher bringt.

### 3.3 Supply Selector

Der Supply Selector ist verantwortlich für die Auswahl der Versorgung des Taktgenerators. Zu Beginn des Startups sind die Schalter der Charge Pump sehr hochohmig und die Frequenz beträgt nur wenige Kilohertz. Dementsprechend liegt  $I_{\text{pump}}$  im Nanoampere-Bereich. Um trotzdem einen Nettostrom in den Energiespeicher zu erhalten, wird anfangs  $V_{\text{in}}$  als Quelle des Taktgenerators herangezogen (über S2). Gleichzeitig verbindet der Schalter S1 den Ausgang mit dem Eingang und lädt ihn vor. Gate und Drain der beiden Schalter liegen an  $V_{\text{in}}$  und wirken als MOSFET-Dioden. Dadurch kann der Knoten  $V_{\text{out\_selector}}$  nicht vollständig auf die Eingangsspannung geladen werden. Umgangen wird dieses Problem durch den Schalter S3. Dabei handelt es sich um einen NMOS, dessen Gate über einen Levelshifter mit  $V_{\text{out}}$  angesteuert wird. Mit zunehmender Ausgangsspannung reduziert sich der Drain-Source-Widerstand des Transistors, wodurch eine niederohmige Verbindung zwischen  $V_{\text{in}}$  und  $V_{\text{out\_selector}}$  entsteht.

Die Entscheidungsfindung erfolgt über die seriellen NMOS Transistoren N1 und N2 nach Abbildung 71. Das Gate von N2 liegt an  $V_{\text{in}}$ , wogegen N2 über  $V_{\text{out}}$  angesteuert wird. Die nachgeschalteten Inverter haben eine Schaltschwelle von ungefähr  $V_{\text{in}}/2$ . Nach dem Einschaltzeitpunkt lädt sich der Ausgang über S1 und liegt anschließend etwas unter  $V_{\text{in}}$ . Damit ist N2 niederohmiger als N1. Der Eingang des Inverters liegt auf Masse.

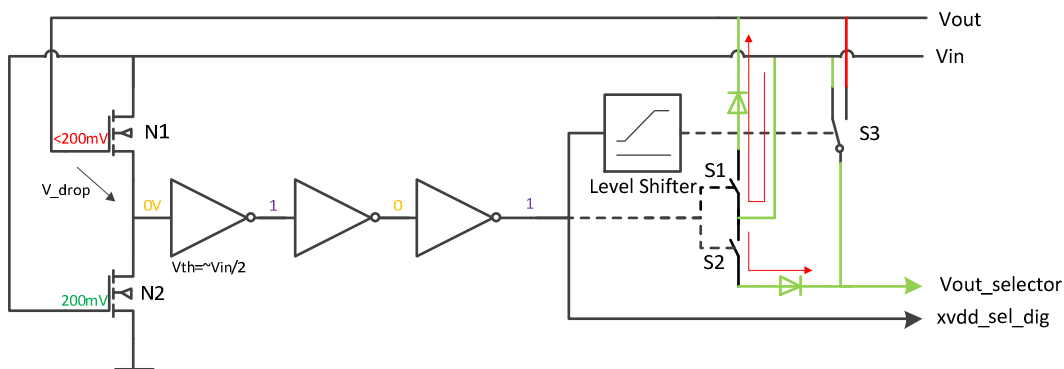


Abbildung 71: Funktionsweise des Supply Selectors für  $V_{\text{out}} < V_{\text{in}} + 100\text{mV}$ .

Mit zunehmender Ausgangsspannung steigt die Gatespannung von N1. Dessen Source-Anschluss ist mit dem Eingang des Inverters verbunden und folgt dieser Tendenz um  $V_{\text{drop}}$  vermindert. Bei ungefähr 300mV am Ausgang wird die Schwellspannung des Inverters überschritten und die Schalterpositionen verändern sich nach Abbildung 72. Die direkte Verbindung zwischen  $V_{\text{in}}$  und  $V_{\text{out}}$  wird getrennt und  $V_{\text{out\_selector}}$  an den Ausgang gelegt.



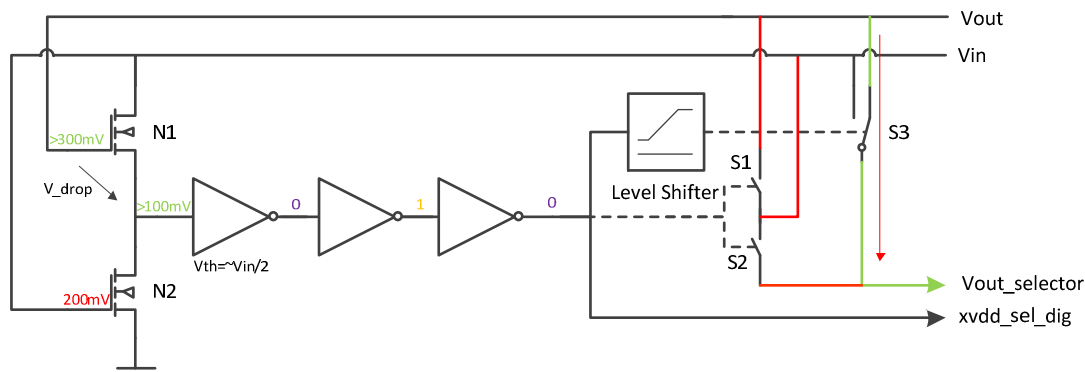


Abbildung 72: Funktionsweise des Supply Selectors für  $V_{out} > V_{in} + 100\text{mV}$ .

Die Schwellspannung wurde simulationstechnisch ermittelt und der Einfluss von Prozess- und Mismatch-Variationen anhand einer Monte Carlo Simulation überprüft. Unberücksichtigt blieben Temperaturvariationen, da Sensoren in Körpernetzwerken eine relativ konstante Temperatur vorfinden. In Abbildung 73(a) ist das Simulationsergebnis dargestellt, wobei für die Umschaltspannung eine Standardabweichung von 11mV festgestellt wurde. Dies ist für diese Anwendung hinreichend genau. In (b) ist  $V_{out\_selector}$  in Abhängigkeit der Ausgangsspannung aufgetragen. Bis zum Erreichen des Umschaltzeitpunktes (bei  $V_{out}=295\text{mV}$ ), beträgt sein Wert 200mV und springt danach auf  $V_{out}$ .

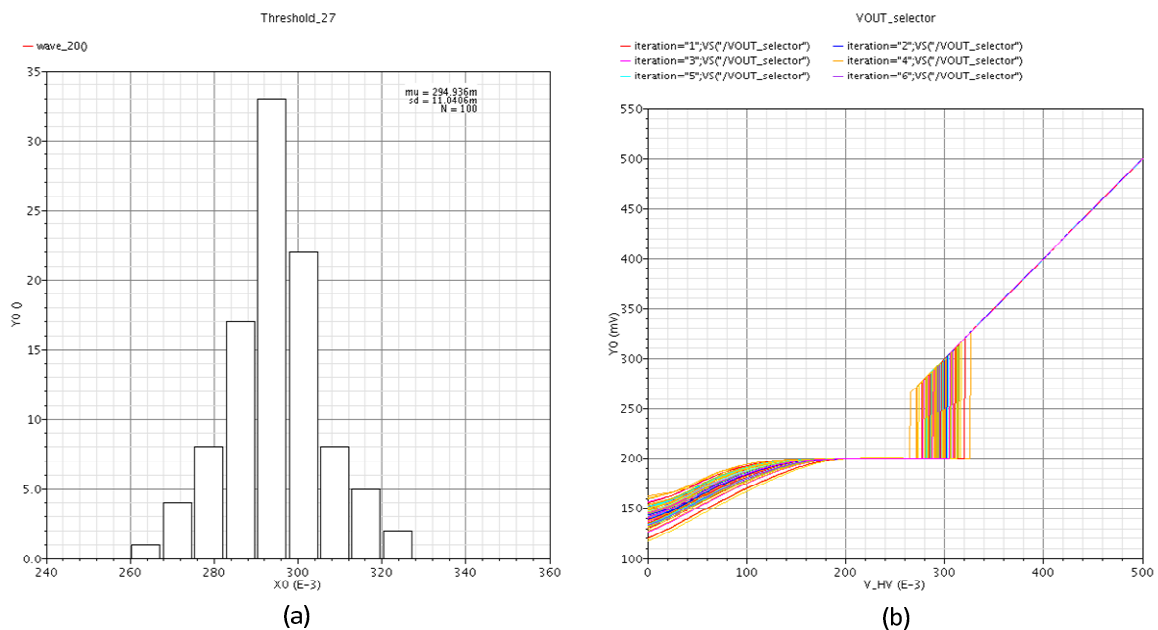


Abbildung 73: Monte Carlo Simulation (Process & Mismatch) des Supply Selectors. (a) Schwellspannung liegt bei 295mV und variiert um  $\pm 33\text{mV}$  ( $3\sigma$ ). (b) Ausgangsspannung  $V_{OUT\_selector}$  in Abhängigkeit der Ausgangsspannung. Ab 295mV wird der Taktgenerator über die Ausgangsspannung versorgt.

### 3.4 Detailbetrachtung der Pumpstufen

Abbildung 74 und Abbildung 75 beschreiben die beiden Taktphasen, in denen Ladung transportiert wird. Dazwischen werden die Schalter geöffnet, um Rückwärtsströme zu verhindern. Es gilt das Prinzip „Break-before-Make“. Die einzelnen Stufen bestehen aus parallelen Zweigen, von denen in jeder Phase die Hälfte vorgeladen und die andere ihre Ladung zur nächsten Stufe weitschiebt.

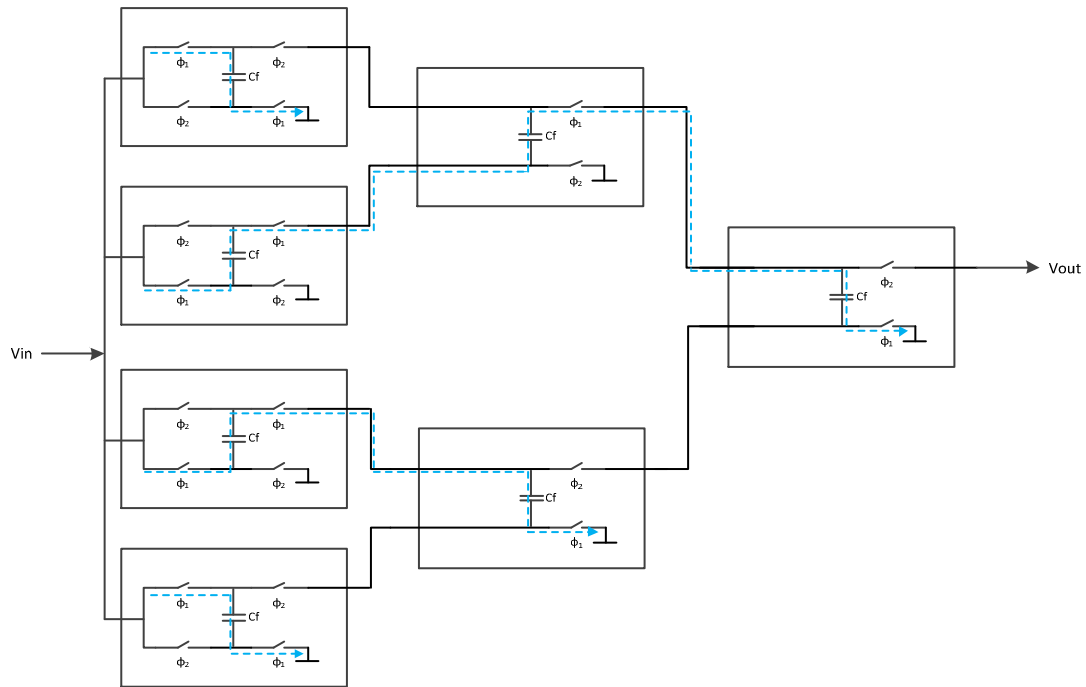


Abbildung 74: Der systematische Aufbau der Charge Pump entspricht einer Baumstruktur. Eingezeichnet ist der Ladungsfluss während der Taktphase 1.

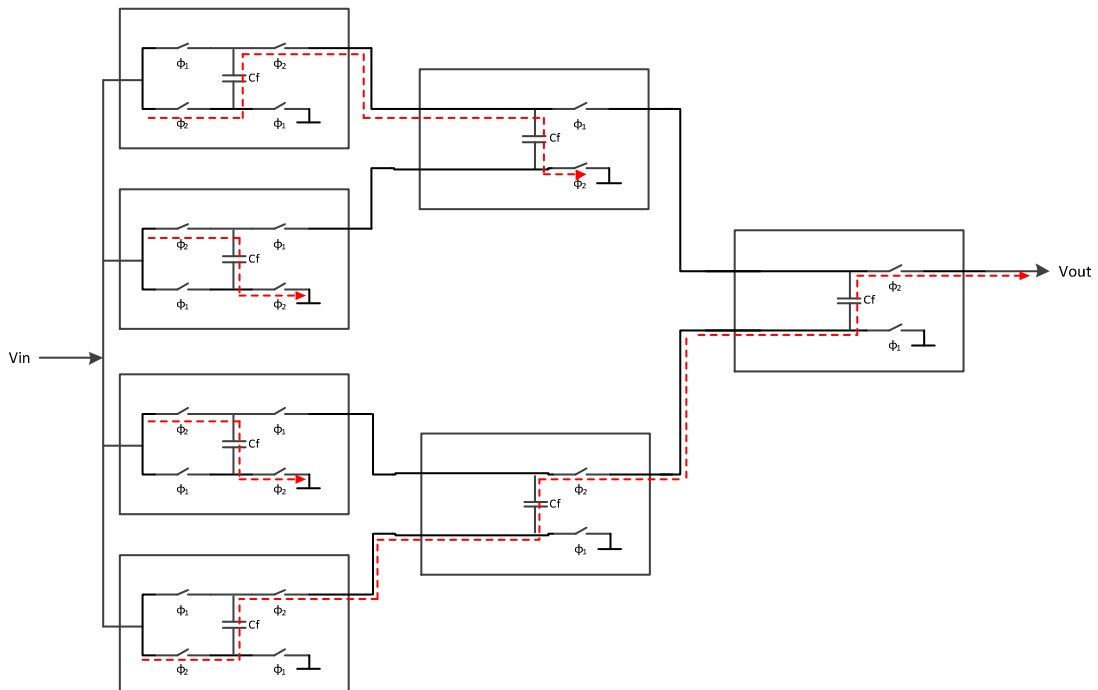
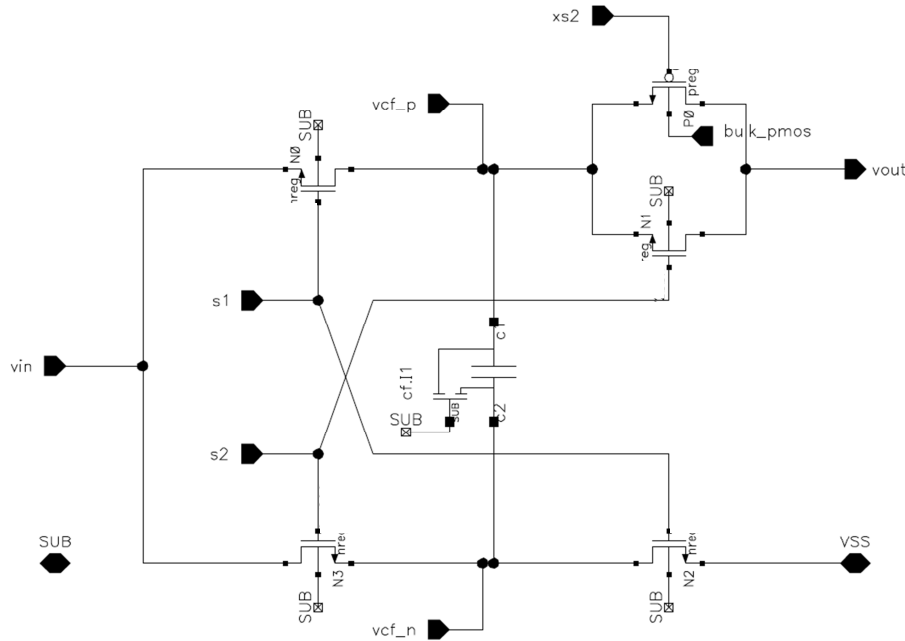


Abbildung 75: Der systematische Aufbau der Charge Pump entspricht einer Baumstruktur. Eingezeichnet ist der Ladungsfluss während der Taktphase 2.

Um die Ausgangswelligkeit möglichst gering zu halten, werden zwei baugleiche Ladungspumpen mit 180° Phasenverschiebung parallel betrieben. In dieser Konfiguration verdoppelt sich die effektive Frequenz, da mit jeder Taktflanke Energie ausgegeben wird.

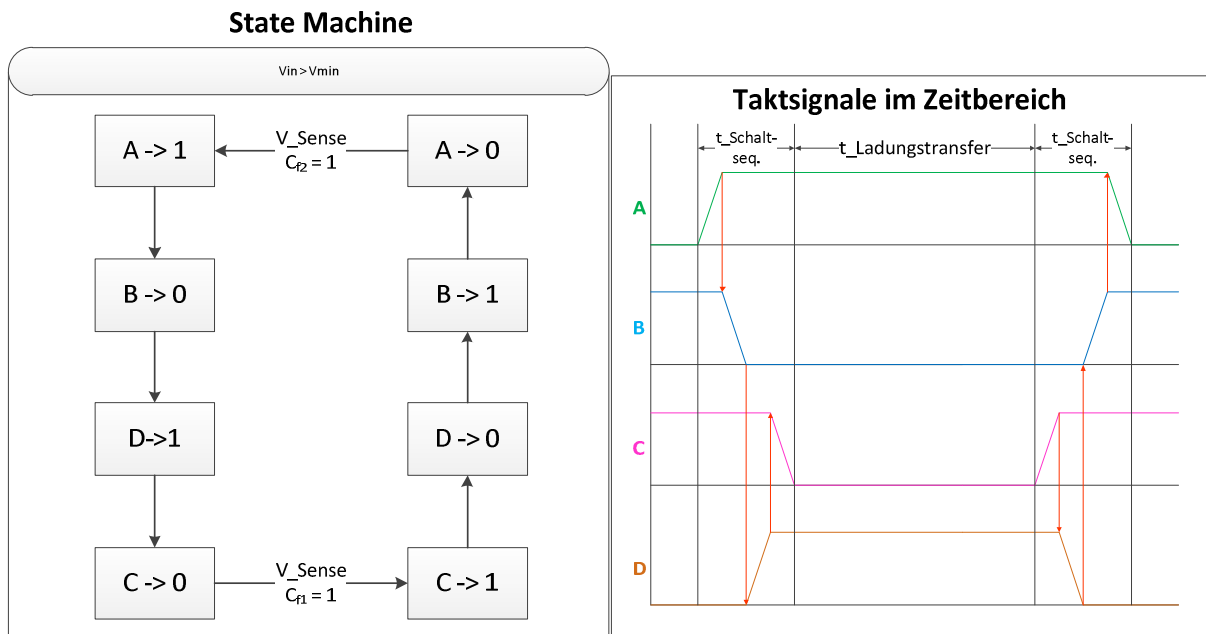
Der Schaltplan der Eingangsstufe ist in Abbildung 76 ersichtlich. Die Kapazität ist als 10pF MIM-Cap ausgeführt. Als Schalter kommen, aufgrund der niedrigen Eingangsspannung, vorwiegend NMOS-Transistoren zum Einsatz. Lediglich der Ausgang besteht aus einem Transmission-Gate. Die nachgeschalteten Blöcke sind ähnlich aufgebaut.



**Abbildung 76: Schaltplan der Eingangsstufe: Aufgrund des niedrigen Spannungsniveaus wurden vorwiegend NMOS Transistoren als Schalter verwendet.**

### 3.5 Zweiphasiger Taktgenerator

Ausgehend von dem Simulationsergebnis, dass ein Ringoszillator in der verwendeten Technologie bereits bei 180mV zu schwingen beginnt, erfolgte die sukzessive Erweiterung des Taktgenerators in der Designphase. Vier nichtüberlappende Signale steuern die Schalter der Charge Pump. Die Abfolge kann als State Machine laut Abbildung 77 betrachtet werden.



**Abbildung 77: Ansteuersignale der Schalter der Charge Pump als State Machine und im Zeitbereich. Nach jeder Schaltfolge ( $t_{Schaltsequenz}$ ) wird der Ladevorgang der Eingangskapazitäten abgewartet ( $t_{Ladungstransfer}$ ). Damit korreliert die Schaltfrequenz mit den Schalterwiderständen ( $\tau=RC$ ).**

Bei der Entwicklung des Taktgenerators wurden einige Herausforderungen bewältigt. Der Ausgang der Ladungspumpe muss, zur Effizienzsteigerung, möglichst wenig belastet werden. Dazu gilt es, die statischen und dynamischen Verluste der Logik zu minimieren. Zu den umgesetzten Maßnahmen zählt eine möglichst niedrige Gatteranzahl, sowie kleine Transistorgeometrien.

An den Ausgängen A-D liegen die relativ großen Gatekapazitäten der Schalter. Daher sind dort auch die Umschaltverluste am höchsten. Die vorgeschalteten Treiberstrukturen sind querstromfrei ausgeführt. Das bedeutet, dass P- und NMOS nie gleichzeitig leiten.

Das RS-Flipflop am Ende der Kette erzeugt nach jeder Schaltabfolge ein Feedback-Signal mit umgekehrter Phasenlage und startet damit einen weiteren Durchlauf. Die Frequenz hängt in erster Linie von der Ausgangsspannung ab. Um einen effizienten Pumpvorgang zu gewährleisten, muss zwischen zwei Taktzyklen ausreichend Zeit zum Umladen der Kapazitäten vorhanden sein. Üblicherweise wird die Frequenz hinreichend niedrig gewählt, dass auch bei minimaler Ansteuerspannung ein vollständiger Ladungstransfer stattfinden kann. Während des Startups benötigt dieser Vorgang bis zu einer Millisekunde. Aus diesem Grund wurde eine Ladeüberwachung integriert, welche ein digitales Signal ausgibt, sobald der Transfer abgeschlossen ist. Die eingeflochtene UND-Verknüpfung verzögert das Taktsignal, wodurch eine Korrelation zwischen Frequenz und Transferzeit erreicht wird.

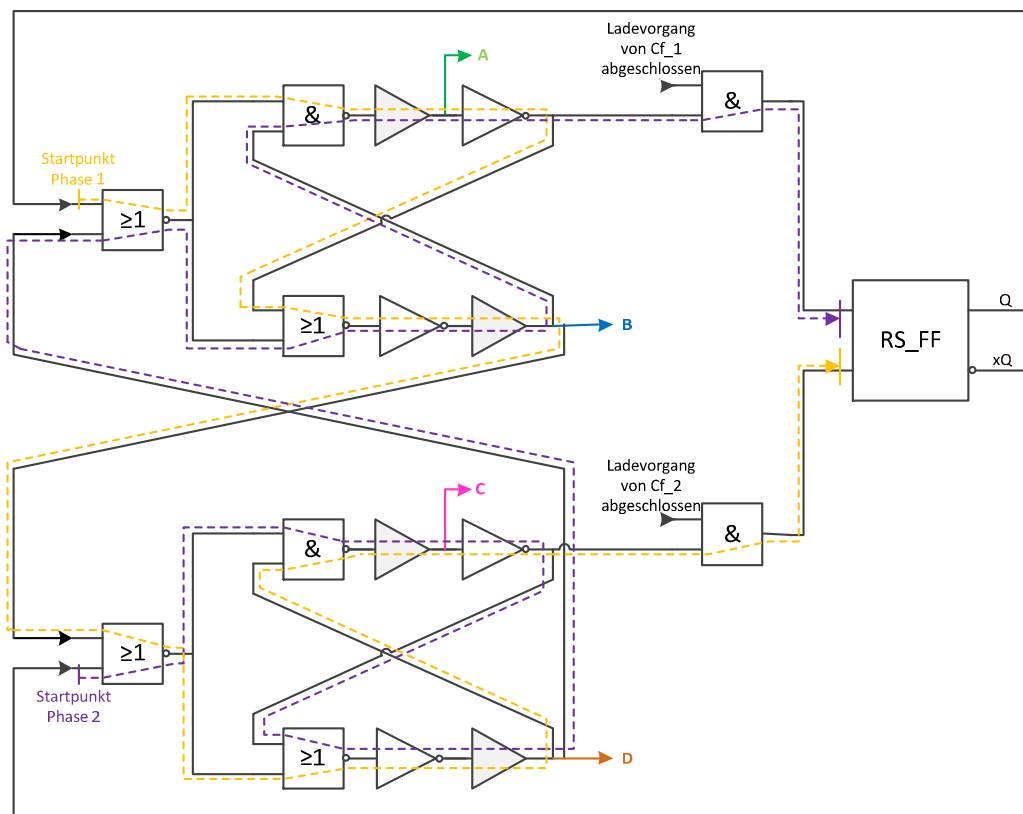


Abbildung 78: Vereinfachte Darstellung des Zweiphasen Taktgenerators. Eingezeichnet ist der Verlauf des Taktsignals während der beiden Phasen.

### 3.5.1 Ladungsüberwachung der Eingangskapazitäten

Wie im vorigen Kapitel beschrieben, wird die Arbeitsfrequenz an die benötigte Umladezeit angepasst. Dazu wird Spannung an einer Kapazität, in der ersten Stufe der Charge Pump, mit der Eingangsspannung ( $V_{in}$ ) verglichen. Das Ergebnis wird über zwei hintereinander geschaltete Level Shifter auf Ausgangsspannungsniveau gehoben.

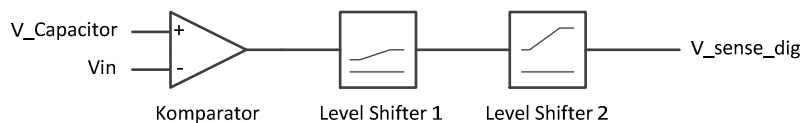


Abbildung 79: Spannungsüberwachung der ersten Stufe der Ladungspumpe. Sobald der Eingangskondensator vollständig geladen wurde, generiert die Schaltung ein digitales „High“ Signal.

Der Komparator wird als einseitig versorgter Inverter ausgeführt. Das Verhältnis seiner Kanalweite zur -länge wurde für den PMOS größer gewählt als für den NMOS. Dadurch nähert sich die Umschaltswelle dem Wert von  $V_{in}$  an.

Nachgeschaltet befinden sich zwei Level Shifter. Die Aufgabe des Ersten besteht im Wesentlichen darin, das Steuersignal aus dem Subthreshold Bereich zu heben. Es handelt sich um einen Operationsverstärker mit begrenzter Aussteuerung. Dazu wird zwischen der

Versorgungsspannung ( $V_{out\_Selector}$ ) und dem Level Shifter eine NMOS-Diode geschaltet. Diese begrenzt den Strom und den Maximalwert des Ausgangsknotens.

Beim zweiten Level Shifter wird das Eingangspaar des Vorverstärkers mit gegengekoppelten Transistoren belastet. In diese „Latch-Struktur“ fließt nur während des Umschaltens ein Querstrom. Ausgegeben wird ein digitales Signal, welches den Abschluss des Ladevorganges anzeigt.

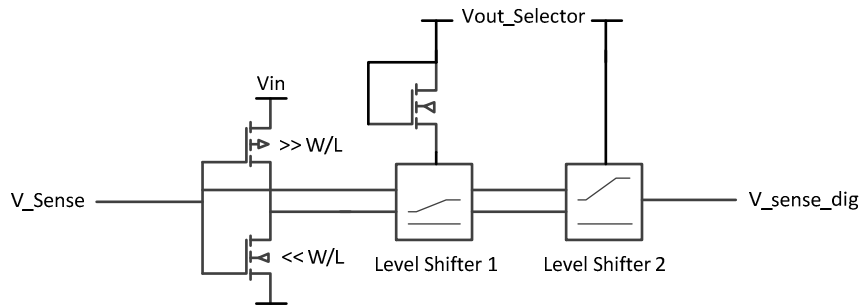


Abbildung 80: Die Eingangsstufe des  $V\_Sense$ -Komparators ist als Inverter ausgeführt.

### 3.5.2 Treiberschaltung zur Ansteuerung der Schalter

Die Treiber sind in Abbildung 78 als grau gefüllte Blöcke dargestellt. Sie befinden sich jeweils vor den Ausgängen (A-D) und steuern die Schalter der Ladungspumpe an. Um die Umschaltverluste zu minimieren wurden sie mit einer querstromfreien Ausgangsstufe ausgeführt.

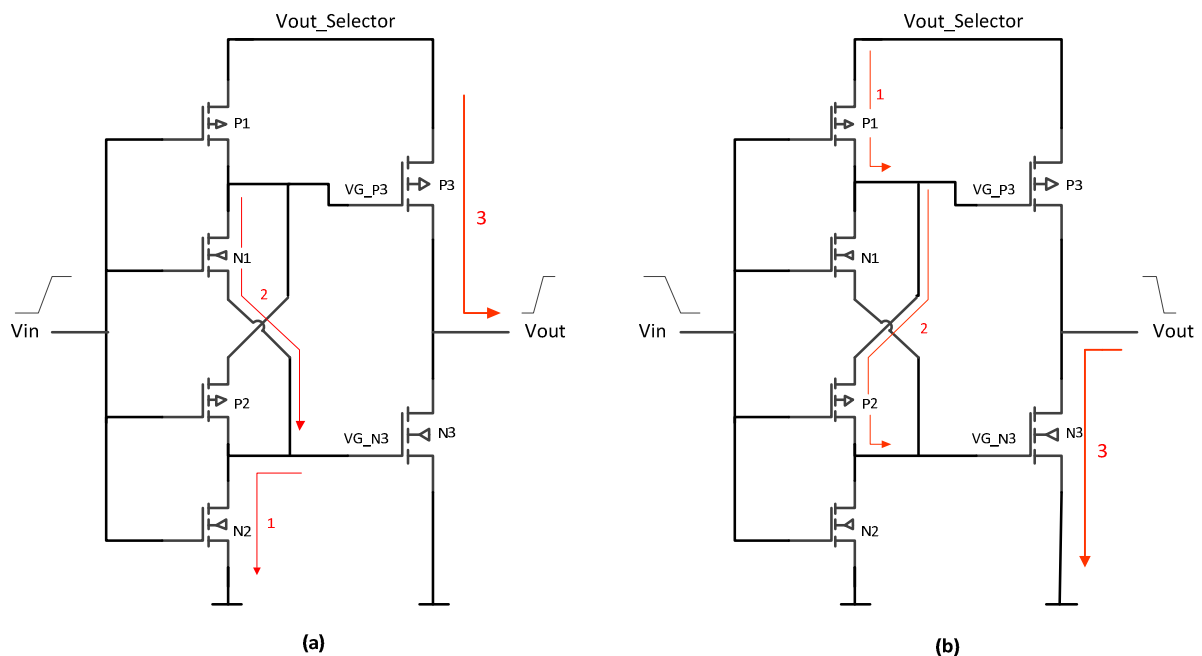


Abbildung 81: Darstellung der Funktionsweise des querstromfreien Treibers. (a) Bei einer positiven Flanke am Eingang wird zuerst N3 hochohmig und danach P3 leitend. (b) Zuerst sperrt P3 - anschließend wird N3 leitend.

Im stationären Zustand befindet sich zum Beispiel  $V_{in}$  auf „0“. Dementsprechend sind die Knoten  $V_{G\_P3}$  und  $V_{G\_N3}$  auf  $V_{out\_Selector}$  geladen. Der Transistor N3 hält den Ausgang ebenfalls

auf „0“. Steigt nun die Eingangsspannung über den Wert der Schwellspannung wird zuerst N2 leitend und zieht  $V_{G\_N3}$  gegen Masse. Infolgedessen wird N3 hochohmig. N1 kann den Knoten  $V_{G\_P3}$  erst entladen, wenn sein Source-Anschluss bereits auf Masse liegt. Somit ist der Transistor N3 bereits gesperrt, wenn P3 den Ausgangsknoten lädt. In Abbildung 81 ist dieser Vorgang schematisch dargestellt.

Umgekehrt verhält es sich bei einer negativen Flanke am Eingang. In diesem Fall wird zuerst der Transistor P3 hochohmig, bevor N3 den Ausgang gegen Masse ziehen kann.

Diese Konfiguration sorgt dafür, dass während der Umschaltphase kein Querstrom im Ausgangszweig fließt.

### 3.6 Layout

Um das Konzept in der Praxis überprüfen zu können, wurde das Design mit einer Fläche von  $1 \times 0,5 \text{ mm}^2$  auf einem Multi-Projekt-Wafer realisiert. Abzüglich der Pads und des ESD-Buses benötigt die eigentliche Schaltung keine Fläche von  $0,8 \times 0,21 \text{ mm}^2$ . Abbildung 82 zeigt das dazugehörige Layout. Den Großteil der Fläche nehmen die 14 MIM-Kondensatoren der Ladungspumpe ein. Jede von ihnen weist eine Kapazität von  $10 \text{ pF}$  auf. Im Zentrum befindet sich die Kontrolllogik, bestehend aus dem Supply Selector und dem Taktgenerator. Die gesamte Schaltung ist von einem Versorgungsring umgeben.

Um die Funktion des Taktgenerators überprüfen zu können, wurden zusätzlich die Taktsignale (a-d) gepuffert und über einen Pin herausgeführt.

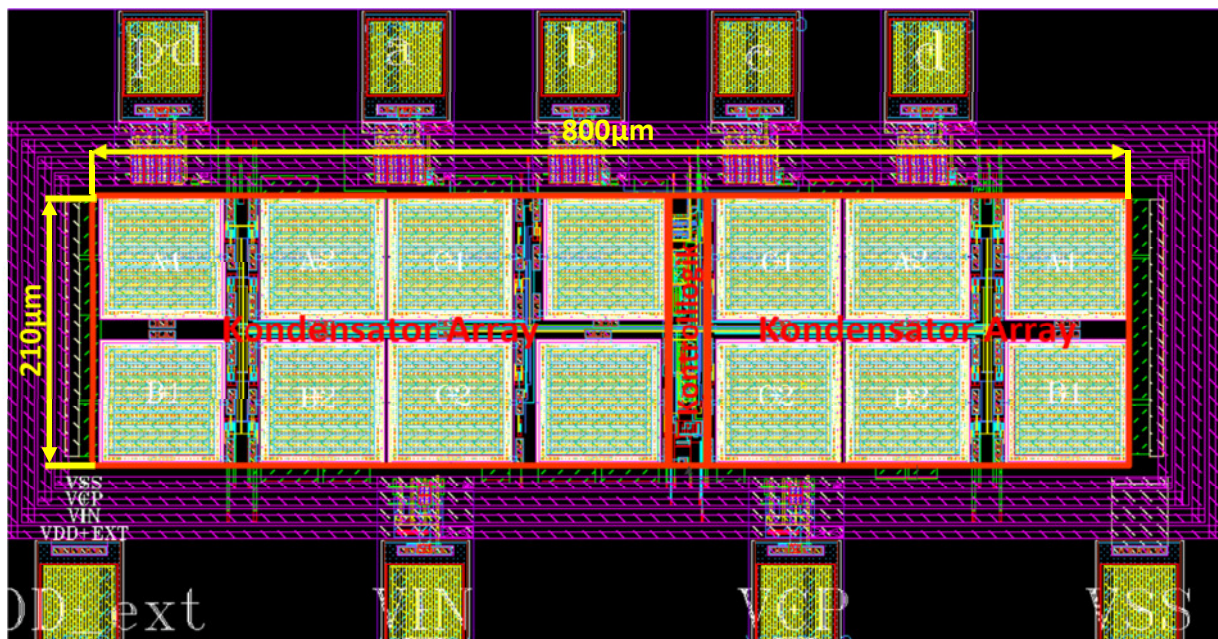


Abbildung 82: Layout der Low-Voltage Charge Pump.

### 3.7 Messergebnisse

In diesem Kapitel zeigen Messergebnisse, die Funktionalität der Charge Pump. Nachdem der Startup der Schaltung zu den größten Herausforderungen im Design zählte, wurde dieser zuerst überprüft. Mittels Netzgerät konnte die Spannung am Eingang in 10mV-Schritten erhöht werden. Der Ausgang wurde nur durch das Voltmeter belastet.

#### 3.7.1 Startup-Verhalten

Das Startup-Verhalten von den drei verfügbaren Testchips wurde überprüft. Die Oszilloskopbilder stammen von Messungen mit Chip 1.

Die Messung zeigt, dass die Ladungspumpe bereits bei einer Eingangsspannung von 135mV Energie an den Ausgang liefert. Dies entspricht einer deutlichen Verbesserung gegenüber dem simulationstechnisch ermittelten Wert von 180mV. Somit konnte das angestrebte Ziel für einen erfolgreichen Startvorgang problemlos erreicht werden. Die Ausgangsspannung beträgt in diesem Fall 510mV.

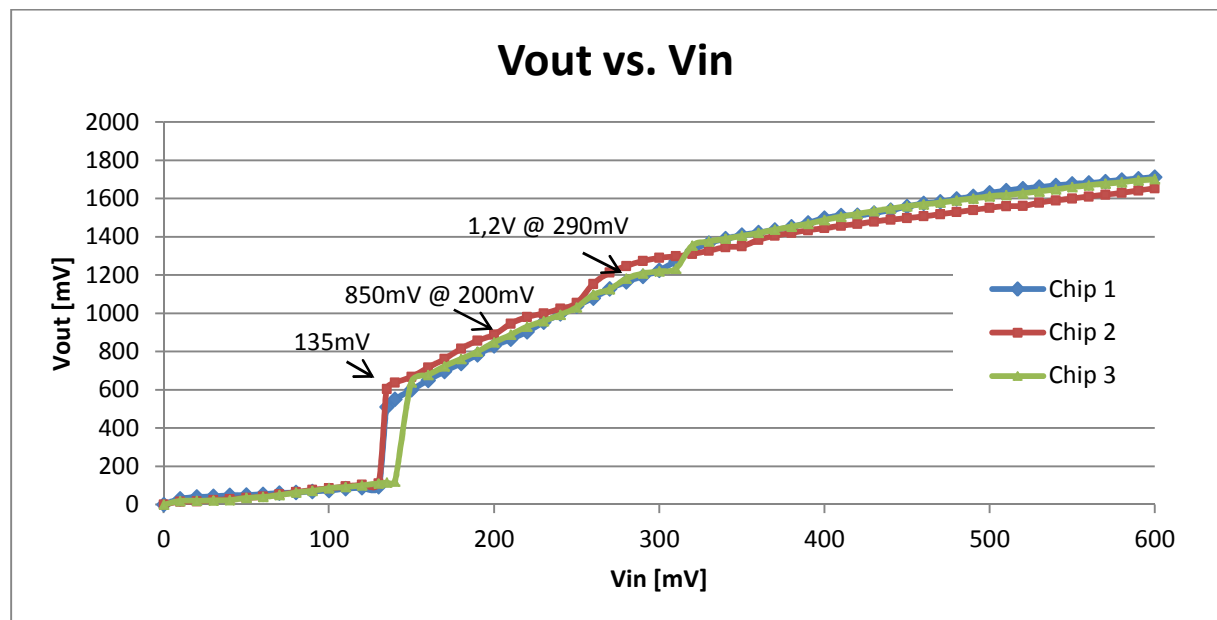


Abbildung 83: Messung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannung ohne Last am Ausgang. Der Startup erfolgt bei 135mV.

Auffallend ist die zu geringe Spannungsverstärkung. So wird die angestrebte Sollspannung von 1,2V erst mit 290mV am Eingang erreicht. Des Weiteren ist ein Abflachen der Kennlinie ab einer Ausgangsspannung von 1,4V ersichtlich. Auch wenn dieser Wert bereits außerhalb der maximalen Versorgungsspannung der Prozesstechnologie liegt, muss dieses Verhalten noch genauer untersucht werden. Die ersten Analysen lenken den Verdacht in Richtung des Taktgenerators. Möglicherweise wurden die Treiber zu schwach ausgeführt. Die Überprüfung der herausgeführten Taktsignale zeigte, dass die Taktflanken der Steuersignale nicht steil genug sind. Daher könnten in der Übergangsphase Rückwärtsströme fließen. Die Untersuchungen sind zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch nicht abgeschlossen.

Im nächsten Bild ist die Aufzeichnung des gesamten Startup-Vorganges ersichtlich. Dazu wurden am Eingang 200mV angelegt. Der Ausgang wird zuerst über den Dioden-Bypass vorgeladen. Sobald der Taktgenerator hinreichend versorgt wird, startet die Schaltung mit



dem Energietransfer. Anfangs erfolgt die Ansteuerung der Schalter im Subthreshold-Bereich, wodurch die Arbeitsfrequenz nur einige kHz beträgt. Je höher die Ausgangsspannung steigt, desto leitfähiger werden die Schalter. Dadurch erhöht sich zunehmend die Effizienz des Pumpvorganges. Die Ausgangsspannung steigt immer rascher, bis sie einen stationären Wert annimmt.

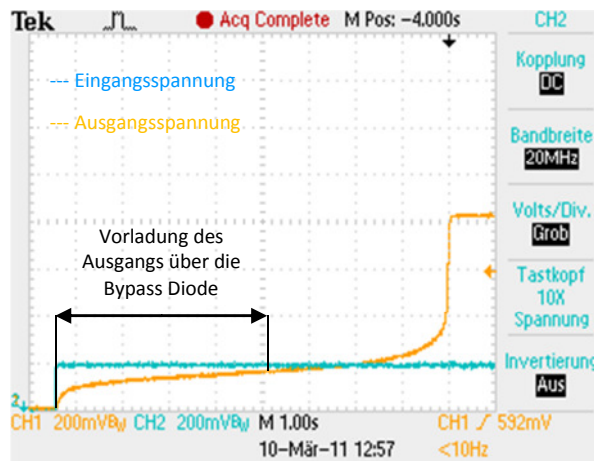


Abbildung 84: Aufzeichnung des Startup Vorganges bei einer Eingangsspannung von 200mV. Vout wird zuerst über die Bypass-Diode geladen. Sobald der Taktgenerator hinreichend versorgt wird, erfolgt ein kontinuierlicher Energietransfer. Mit zunehmender Ausgangsspannung steigert sich die Effizienz des Vorganges.

Abbildung 85 zeigt eine Detailaufnahme des Startups. Darin erkennt man, dass der Taktgenerator bei einer Spannung von 136mV Signale zur Ansteuerung der Schalter liefert. Mit zunehmender Ausgangsspannung werden die Ladungspakete in immer kürzeren Abständen an den Ausgang geliefert. Die Arbeitsfrequenz nimmt rasch zu.

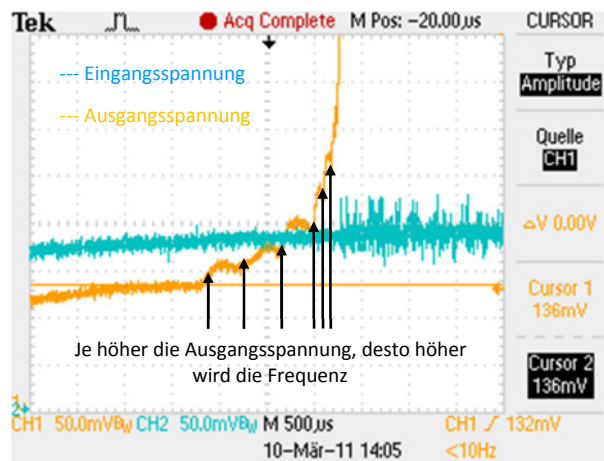


Abbildung 85: Die Einsatzspannung des Taktgenerators beträgt 136mV.

Genauer ist dies in Abbildung 86 ersichtlich. Während die Frequenz bei 300mV am Ausgang ungefähr 40kHz beträgt (a), erreicht sie bei 450mV bereits 200kHz (b). Bei einer Ausgangsspannung von 1,2V taktet die Charge Pump mit mehreren Megahertz. Nachdem der Messaufbau mit einem einfachen Steckbrett mit längeren Zuleitungen erfolgte, zeigen die Oszilloskopbilder bei höheren Frequenzen ein stärkeres Rauschen der Eingangsspannung.

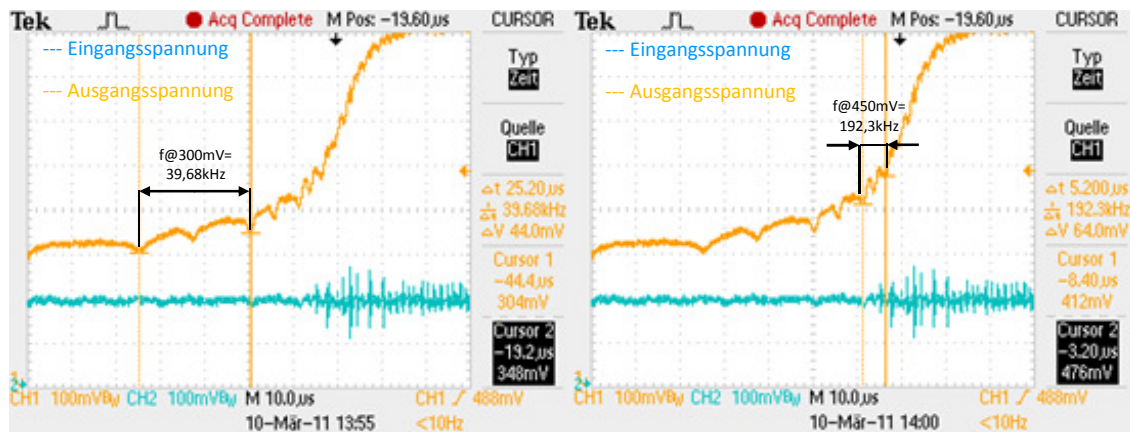


Abbildung 86: Mit zunehmender Ausgangsspannung steigert sich die Arbeitsfrequenz des Oszillators. (a)  $f_{CLK}=39,68\text{kHz}@300\text{mV}$ . (b)  $f_{CLK}=192,3\text{kHz}@450\text{mV}$ .

In Abbildung 87 ist die automatische Frequenzanpassung an den Widerstand der Schalter ersichtlich. Mit zunehmender Ausgangsspannung werden die Schalter niederohmiger, wodurch der Ladungstransfer zwischen den Stufen weniger Zeit benötigt ( $\tau=RC_f$ ). Der Taktgenerator passt seine Frequenz automatisch an den optimalen Arbeitspunkt an.

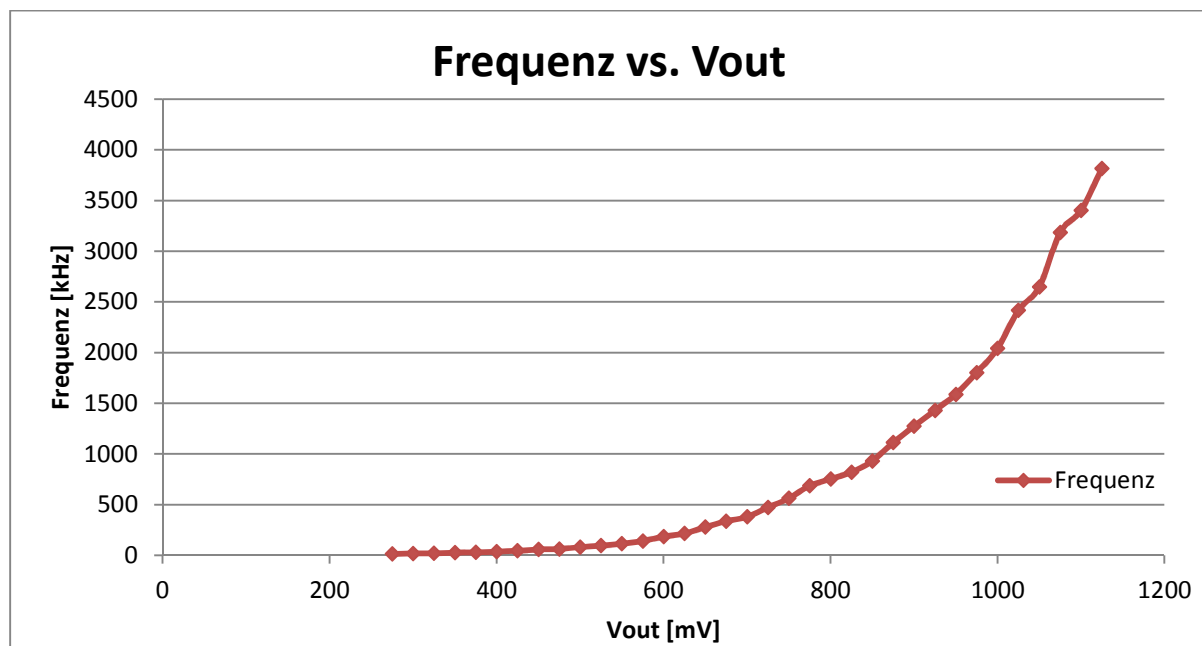


Abbildung 87: Messung der Arbeitsfrequenz in Abhängigkeit der Ausgangsspannung.

### 3.7.2 Steady-State Verhalten

In Abbildung 88 sieht man  $V_{out}$  in Abhängigkeit des Ausgangsstromes. Die Steigung repräsentiert den differentiellen Ausgangswiderstand. Eine höhere Last reduziert die Ausgangsspannung. Infolgedessen werden die Schalter ebenfalls mit einer geringeren Gatespannung angesteuert, wodurch sich die Frequenz verringert und  $I_{out}$  kleiner wird. Dieser Effekt erhöht den Ausgangswiderstand. Besser wäre es, die Ansteuerspannung durch eine zweite Ladungspumpe zu generieren. Durch die Entkopplung des Steuerkreises vom Ausgang würde die Frequenz lastunabhängig werden.

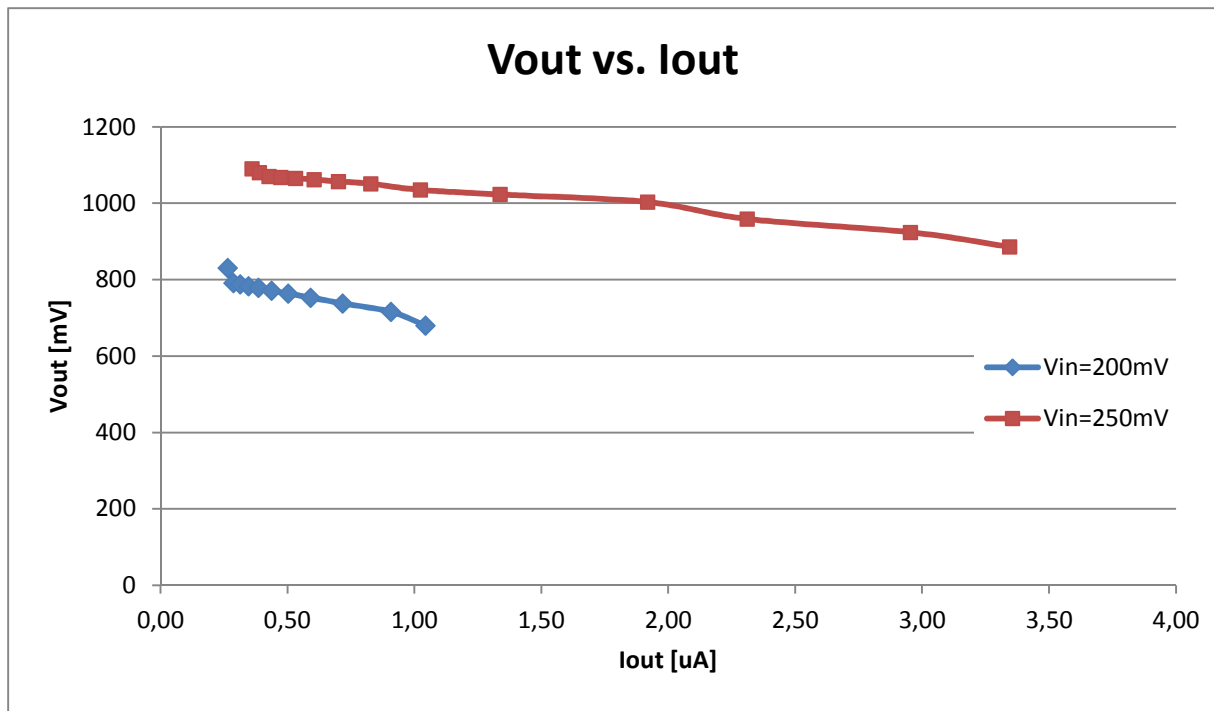


Abbildung 88: Ausgangsspannung in Abhängigkeit es Stromes.

Für eine konstante Eingangsspannung erhöht sich der Wirkungsgrad mit zunehmender Last. Der Grund dafür liegt darin, dass die Verlustleistung der Kontrolllogik abhängig von der Ausgangsspannung ist. Im Leerlauf ist nach Tabelle 4 für  $V_{out}=831\text{mV}$  der Punkt erreicht, in dem die Kontrolllogik den gesamten Strom der Charge Pump benötigt. Die Last bewirkt ein Absinken von  $V_{out}$  und damit eine Reduktion des Verlustes.

Grundsätzlich scheint der Verluststrom zu hoch um nur durch die Kontrolllogik erklärbar zu sein. Daher besteht Grund zur Annahme, dass eine zu „schwache“ Treiberausführung unerwünschte Rückwärtsströme verursacht.

Tabelle 4: Effizienzbestimmung der Schaltung bei einer Eingangsspannung von 200mV

Vin mV	Iin uA	Vout mV	RL k Ohm	Iout uA	Pin uW	Pout uW	Effizienz %
200	15,2	831	inf	0,00	3,04	0,00	0,00
200	16,3	791	3000	0,26	3,26	0,21	6,40
200	16,4	788	2750	0,29	3,28	0,23	6,88
200	16,4	783	2500	0,31	3,28	0,25	7,48
200	16,5	779	2250	0,35	3,30	0,27	8,17
200	16,7	771	2000	0,39	3,34	0,30	8,90
200	16,9	764	1750	0,44	3,38	0,33	9,87
200	17,1	753	1500	0,50	3,42	0,38	11,05
200	17,3	738	1250	0,59	3,46	0,44	12,59
200	17,6	716	1000	0,72	3,52	0,51	14,56
200	18,3	680	750	0,91	3,66	0,62	16,85
200	17,3	626	600	1,04	3,46	0,65	18,88

Tabelle 5: Effizienzbestimmung der Schaltung bei einer Eingangsspannung von 250mV

Vin mV	Iin uA	Vout mV	RL k Ohm	Iout uA	Pin uW	Pout uW	Effizienz %
250	58,4	1090	inf	0,00	14,60	0,00	0,00
250	58,8	1080	3000	0,36	14,70	0,39	2,64
250	58,6	1070	2750	0,39	14,65	0,42	2,84
250	58	1068	2500	0,43	14,50	0,46	3,15
250	57,1	1065	2250	0,47	14,28	0,50	3,53
250	57,1	1062	2000	0,53	14,28	0,56	3,95
250	57,1	1057	1750	0,60	14,28	0,64	4,47
250	57	1051	1500	0,70	14,25	0,74	5,17
250	57,1	1035	1250	0,83	14,28	0,86	6,00
250	56,8	1023	1000	1,02	14,20	1,05	7,37
250	56,7	1003	750	1,34	14,18	1,34	9,46
250	54,4	959	500	1,92	13,60	1,84	13,52
250	54,6	924	400	2,31	13,65	2,13	15,64
250	54,8	886	300	2,95	13,70	2,62	19,10
250	55,3	836	250	3,34	13,83	2,80	20,22

Die Messwerte für den Wirkungsgrad aus Tabelle 4 und Tabelle 5 sind in Abbildung 89 grafisch dargestellt.

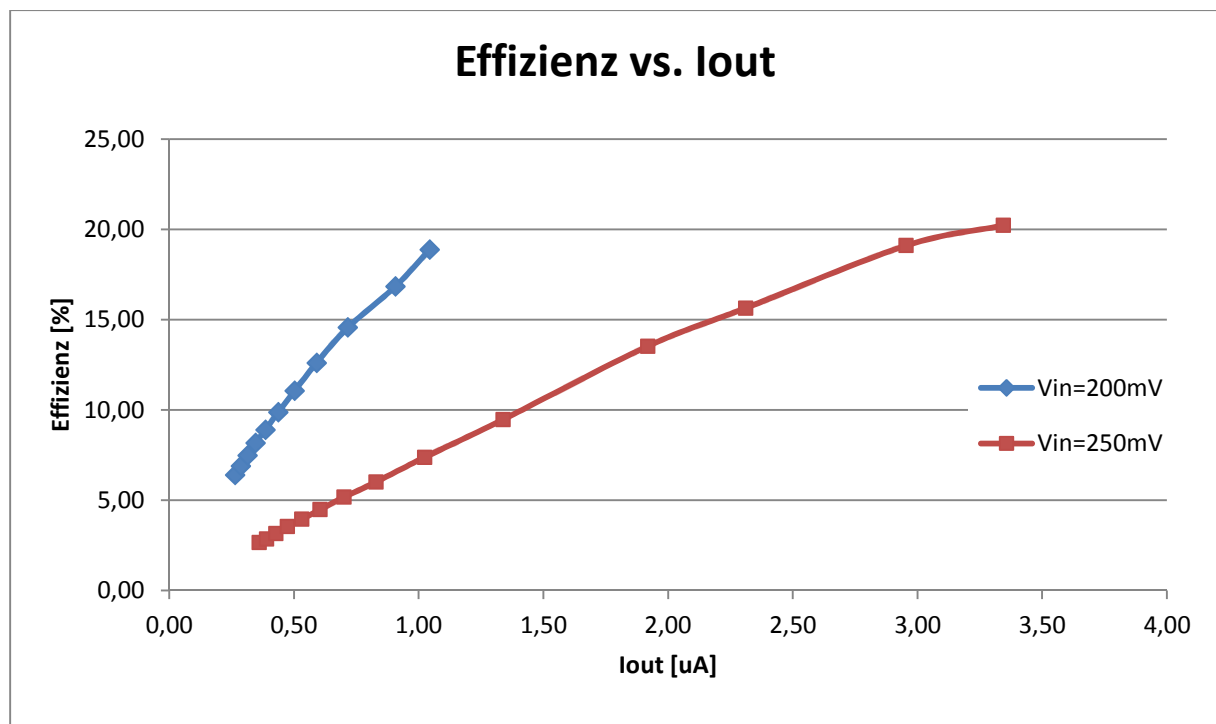


Abbildung 89: Effizienzmessung in Abhängigkeit des Ausgangsstromes

In Abbildung 90 wird die Ausgangsspannung bei konstantem Lastwiderstand erhöht. Vergleicht man den Wirkungsgrad für eine bestimmte Spannung, zeigt sich auch hier eine

Zunahme der Effizienz mit dem Ausgangsstrom. Desweiteren ist eine generelle Abnahme der Effizienz mit der Spannung am Ausgang zu beobachten. Auch hier dürften die Rückwärtsströme verantwortlich sein.

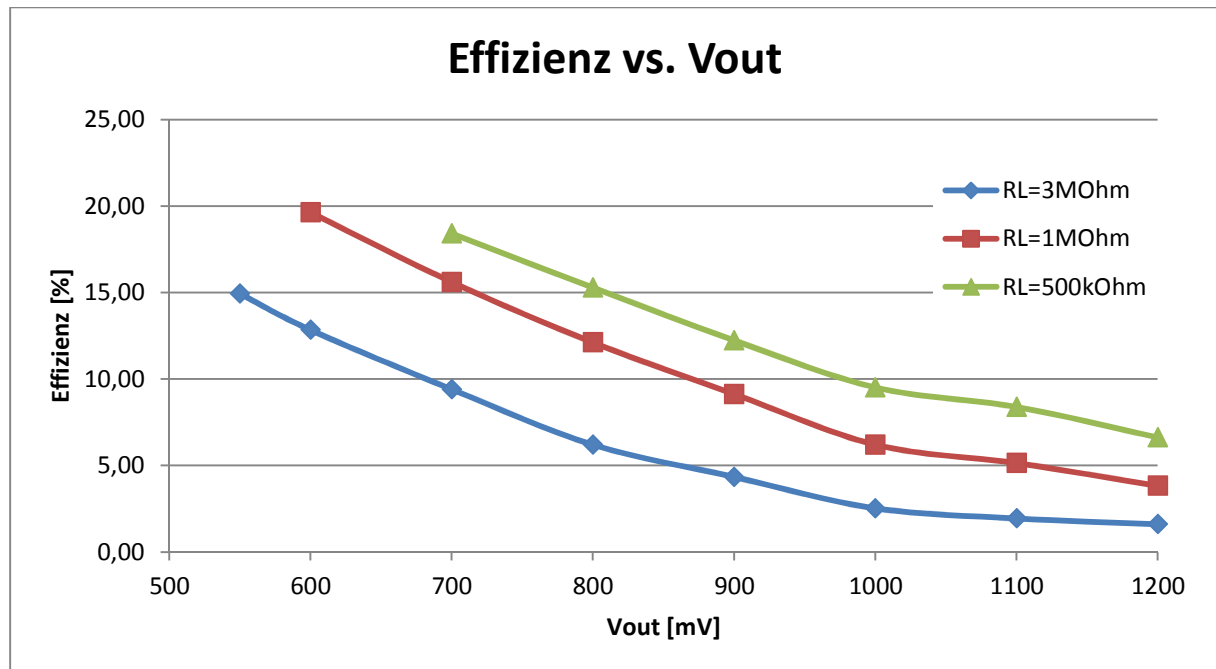


Abbildung 90: Effizienzmessung mit unterschiedlicher Last

Abschließend soll noch die Welligkeit der Ausgangsspannung gezeigt werden. In diesem Bild wurde der Gleichanteil durch das Oszilloskop entfernt (AC-Analyse). Ohne Kondensator am Ausgang ergeben sich 20mVpp.

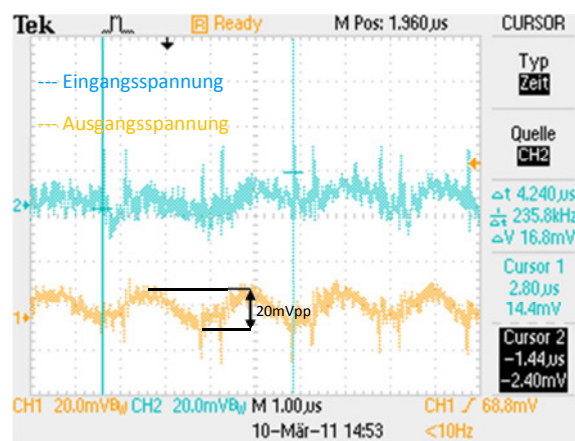


Abbildung 91: Ohne externen Kondensator liegt die Welligkeit am Ausgang bei 20mVpp.

### 3.8 Demonstration der Energiegewinnung aus der Körperwärme

Im Demonstrationsaufbau ist die Funktion der Schaltung ersichtlich. Aus der Temperaturdifferenz zwischen der Haut und der Umgebung erzeugt das Thermoelement 193mV. Die sich am Steckbrett befindende Ladungspumpe erhöht diese geringe Gleichspannung auf 816mV. Damit könnte eine nachfolgende Schaltung betrieben werden.

Im Messaufbau des vorigen Kapitels wurde das Thermoelement durch ein Netzgerät ersetzt und die Spannungsverläufe mittels Oszilloskop aufgezeichnet.

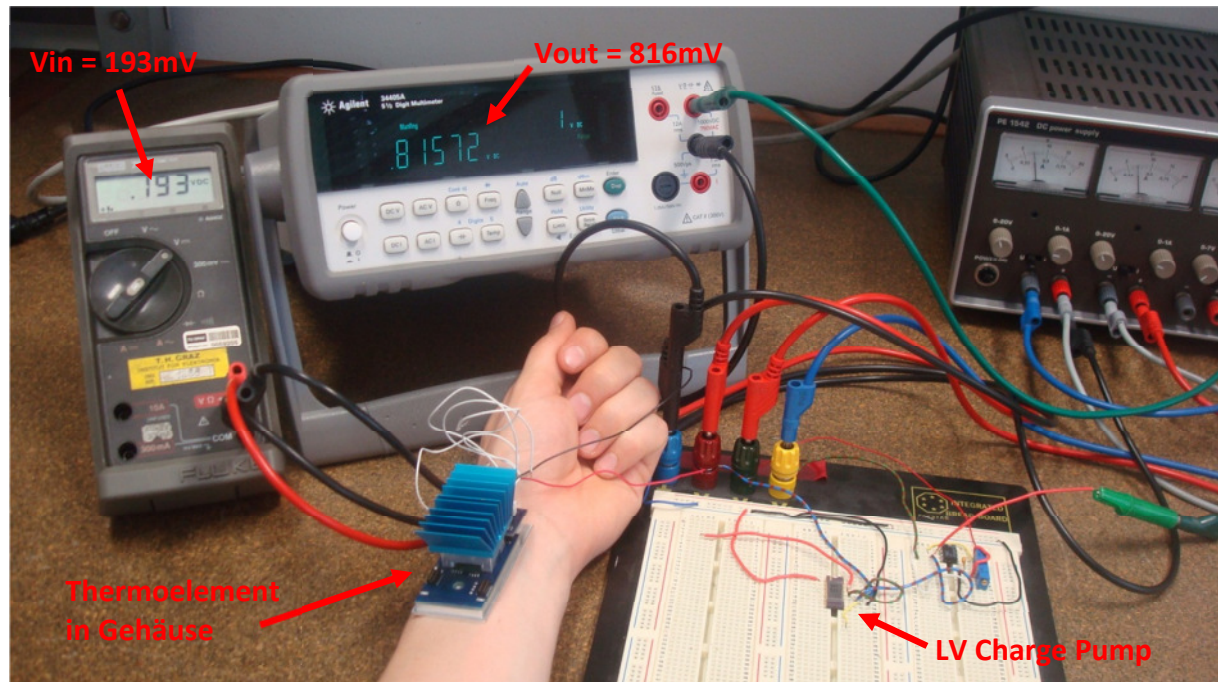


Abbildung 92: Das Thermoelement erzeugt aus dem Temperaturunterschied zwischen Haut und Umgebung 193mV. Die LV-Charge Pump wandelt diese Spannung in 816mV.

## 4 Zusammenfassung und Ausblick

Diese Masterarbeit beschäftigte sich mit Technologien, um drahtlose Körpernetzwerke aus Umgebungsenergien zu versorgen. Dazu wurden zuerst verschiedene Versorgungskonzepte untersucht und bezüglich ihrer Vor- und Nachteile verglichen. Batteriebetriebene Systeme haben eine begrenzte Lebensdauer und müssen regelmäßig erneuert werden. Passive Systeme funktionieren nur in unmittelbarer Nähe ihrer Versorgungsstation. Einzig die Nutzung ambianter Energiequellen verspricht eine lange Laufzeit ohne Wartungsaufwand. Jedoch stellen diese Systeme in der Regel hohe Anforderungen an die Power Management Unit.

Im nächsten Schritt wurden die vier wichtigsten Quellen im Detail erörtert. Angefangen mit optischer, über die Nutzung von RF-Signalen, bis hin zu kinetischer und thermischer Energie reichte die Bandbreite. Dabei wurden die physikalischen Grundlagen und Wandlungskonzepte erklärt. Anschließend wurden bereits verfügbare Umsetzungen im industriellen sowie biomedizinischen Bereich aufgezeigt. Es konnte gezeigt werden, dass in Körpernetzwerken die Körperwärme eine zuverlässige Quelle abgibt. Alternative Techniken



können nur bedingt angewandt werden (Solarzellen werden durch Kleidung verdeckt). Sie liefern äußerst unregelmäßig Energie (Kinetik) oder weisen generell eine zu geringe Leistungsdichte auf (RF-Signale).

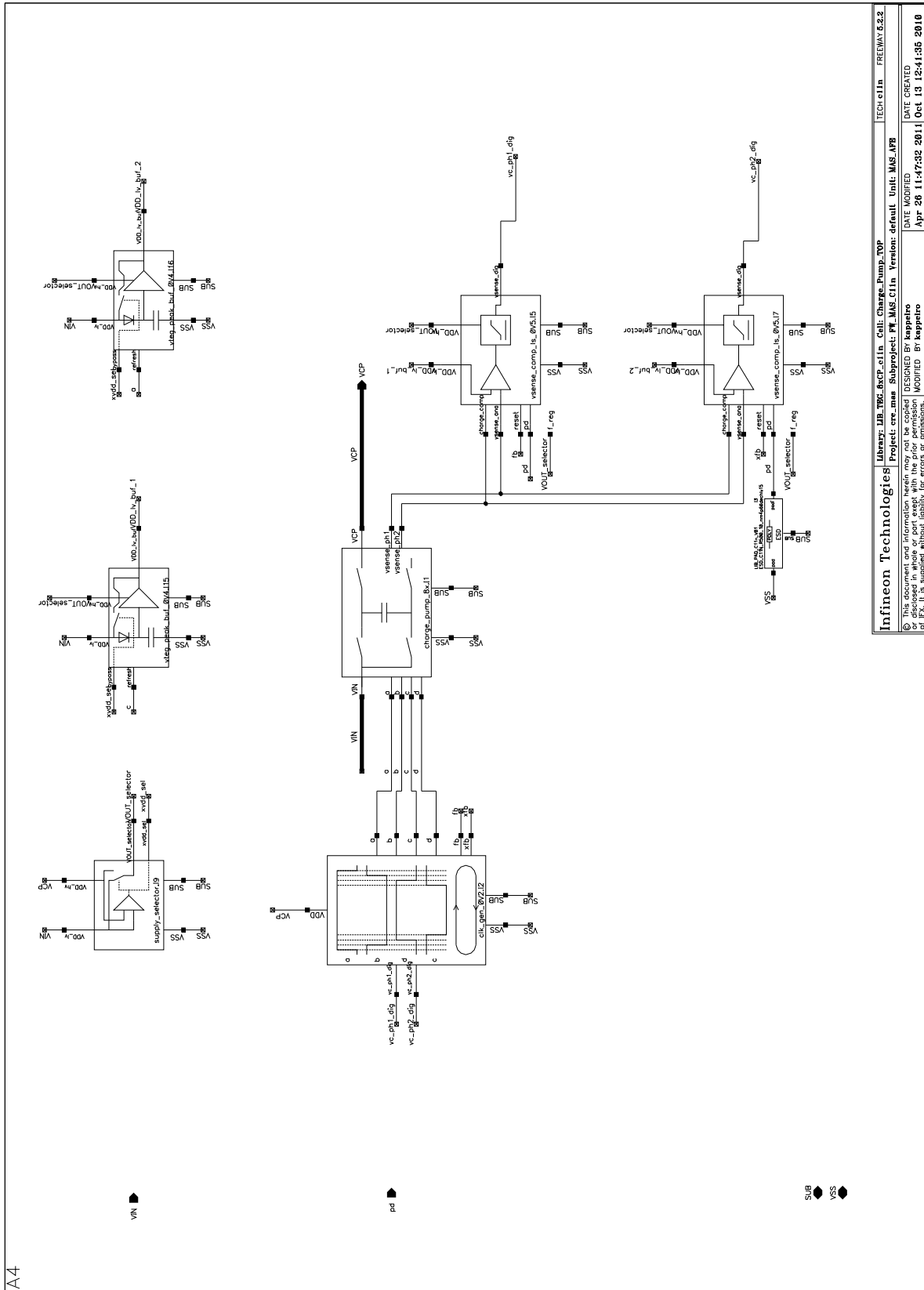
**Tabelle 6: Zusammenfassung der Eigenschaften ambienter Energiequellen.**

	<b>Eigenschaften</b>	<b>Einsetzbarkeit in Body Area Networks</b>
<b>Photovoltaik</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ hoher Wirkungsgrad im Freien, moderat in Gebäuden</li> <li>+ gut skalierbar</li> <li>+ flexible und organische Typen in Entwicklung</li> <li>- keine Energiegewinnung in der Nacht</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- nicht für Implantate und nur bedingt für Sensoren auf der Haut geeignet (Kleidung verdeckt ~90% des Körpers)</li> <li>+ evt. für „Intelligente Kleidung“</li> </ul>
<b>RF-Energie</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ einfache und kostengünstige Realisierung</li> <li>- schlechter Ruf des „Elektrosmogs“</li> <li>- Energieausbeute um Faktor 100-1000 geringer als alternative Quellen</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ drahtlose Energieübertragung zum Beispiel durch die Hautbarriere</li> </ul>
<b>Kinetische Energie</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ einfacher Aufbau</li> <li>+ geringe Kosten bei makroskopischen Typen</li> <li>- unregelmäßige Quelle</li> <li>- schlecht skalierbar (aufwendige MEMS Technologie notwendig)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ für Implantate</li> <li>auch als Zusatzquelle in hybriden Systemen denkbar</li> </ul>
<b>Thermoelektrik</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ Körperwärme als konstante Quelle</li> <li>- hohe Kosten für Thermoelemente</li> <li>schwierige Spannungskonversion durch geringe Ausgangsspannung</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ für Sensoren auf der Haut.</li> <li>- Implantate</li> <li>Aufrechterhaltung eines ausreichenden Temperaturgradienten als Herausforderung</li> </ul>

Anschließend wurde die praktische Realisierung der ersten Version eines Low-Cost Spannungswandlers vorgestellt, welcher die geringe Gleichspannung eines Thermoelements nutzbar machen kann. Der Schwerpunkt lag in der Entwicklung und Umsetzung eines Startup-Konzeptes, welches ein autonomes Starten ohne zusätzliche Aufwände möglich macht. Messergebnisse zeigten, dass die Schaltung bereits ab einer Eingangsspannung von 135mV arbeitet, ohne LVT-Prozessoptionen oder externe Komponenten zu benötigen.

Aufbauend auf den durch die Testschaltung gewonnenen Erkenntnissen, ist eine Überarbeitung des Entwurfs geplant. Ziel ist es, die vorhandenen Schwachstellen (zu geringe Spannungsverstärkung) zu beseitigen und die Effizienz zu erhöhen. Damit die minimale Eingangsspannung weiter reduziert werden kann, muss außerdem die Einsatzspannung des Taktgenerators verringert werden.

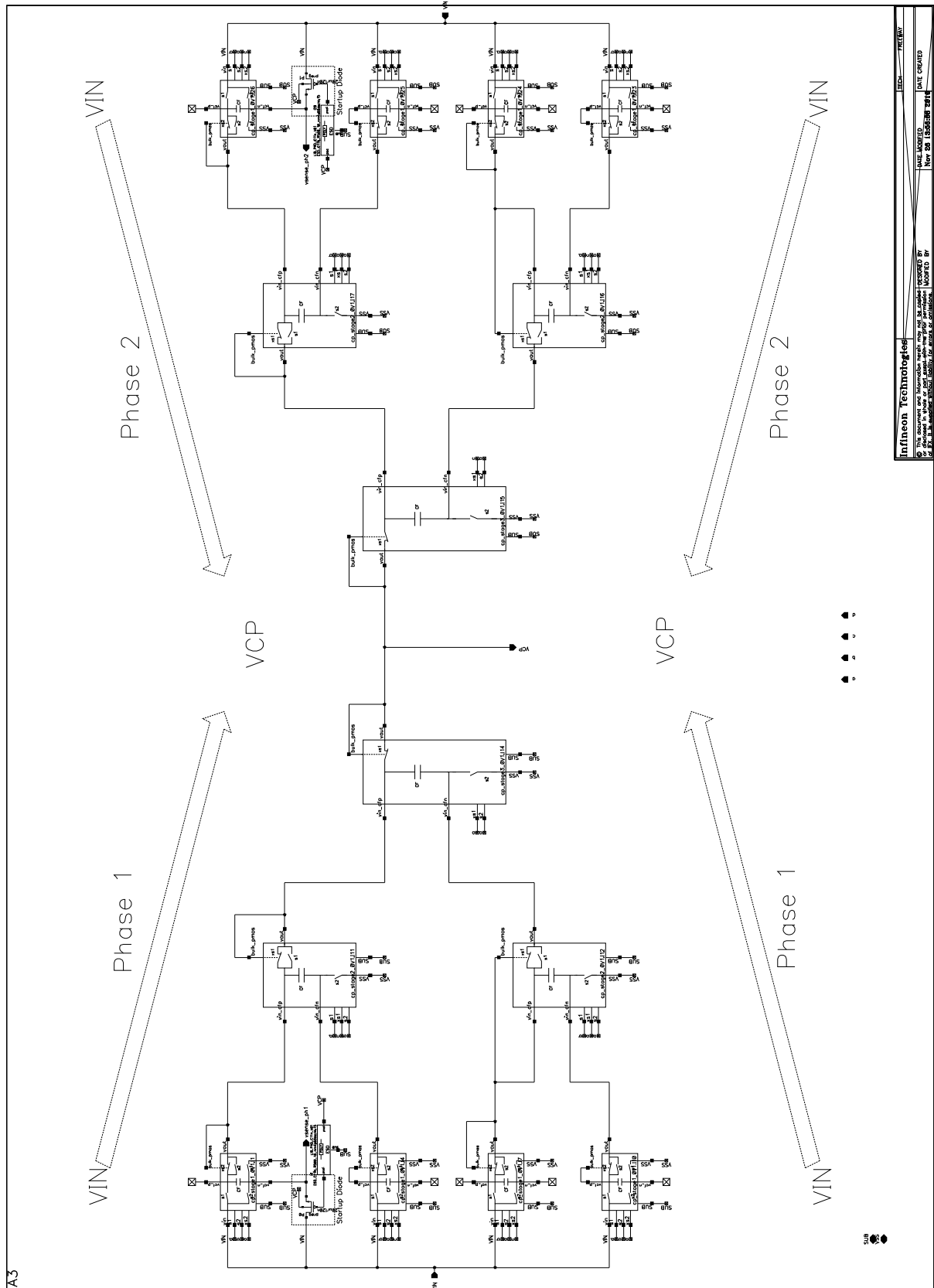
# A.1 Top-Level Schematic



Library: lib_vcc_rcf.c11n	Cell: Charge_Pump.TOP	TECH: e11n	FREEMAN 6.2.2
Project: cre_mes	Subproject: FW_MAS_C11n	Version: default	Unit: MAS_AFB
DESIGNED BY: kappero	DATE CREATED:	Apr 28 11:47:32 2011	Oct 13 12:41:36 2010
MODIFIED BY: kappero	DATE MODIFIED:		



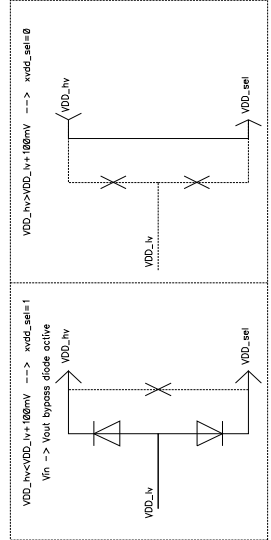
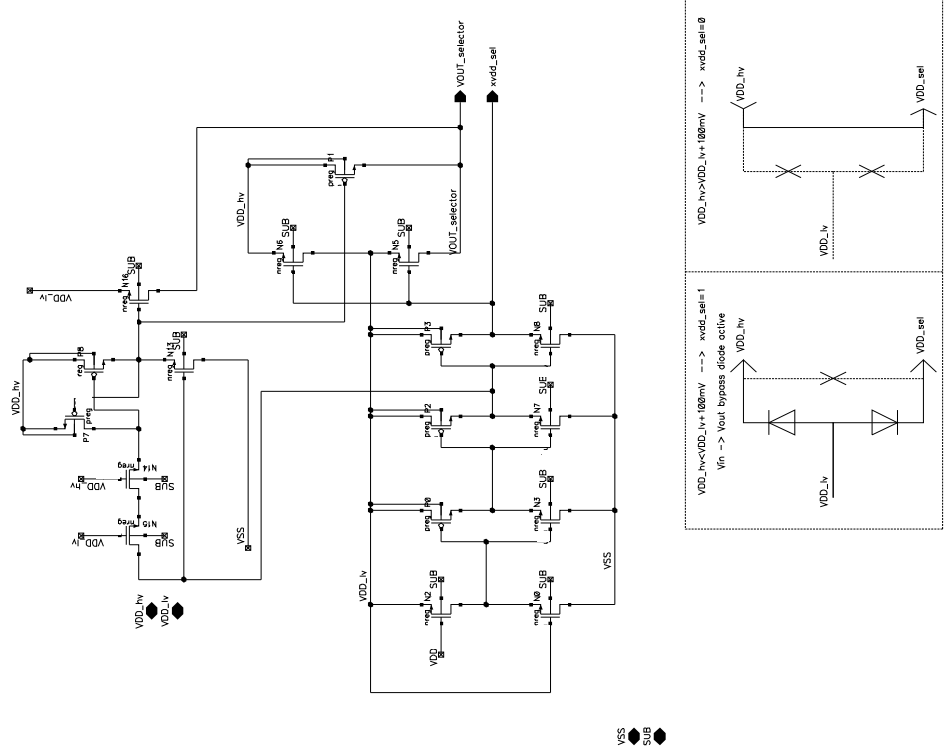
## A.2 8xCharge Pump



Infineon Technologies  
 This document contains information proprietary to Infineon Technologies. It is not to be distributed outside the company without the written consent of Infineon Technologies.  
 DATE CREATED: 10/27/2010  
 DATE REVISED: 10/27/2010

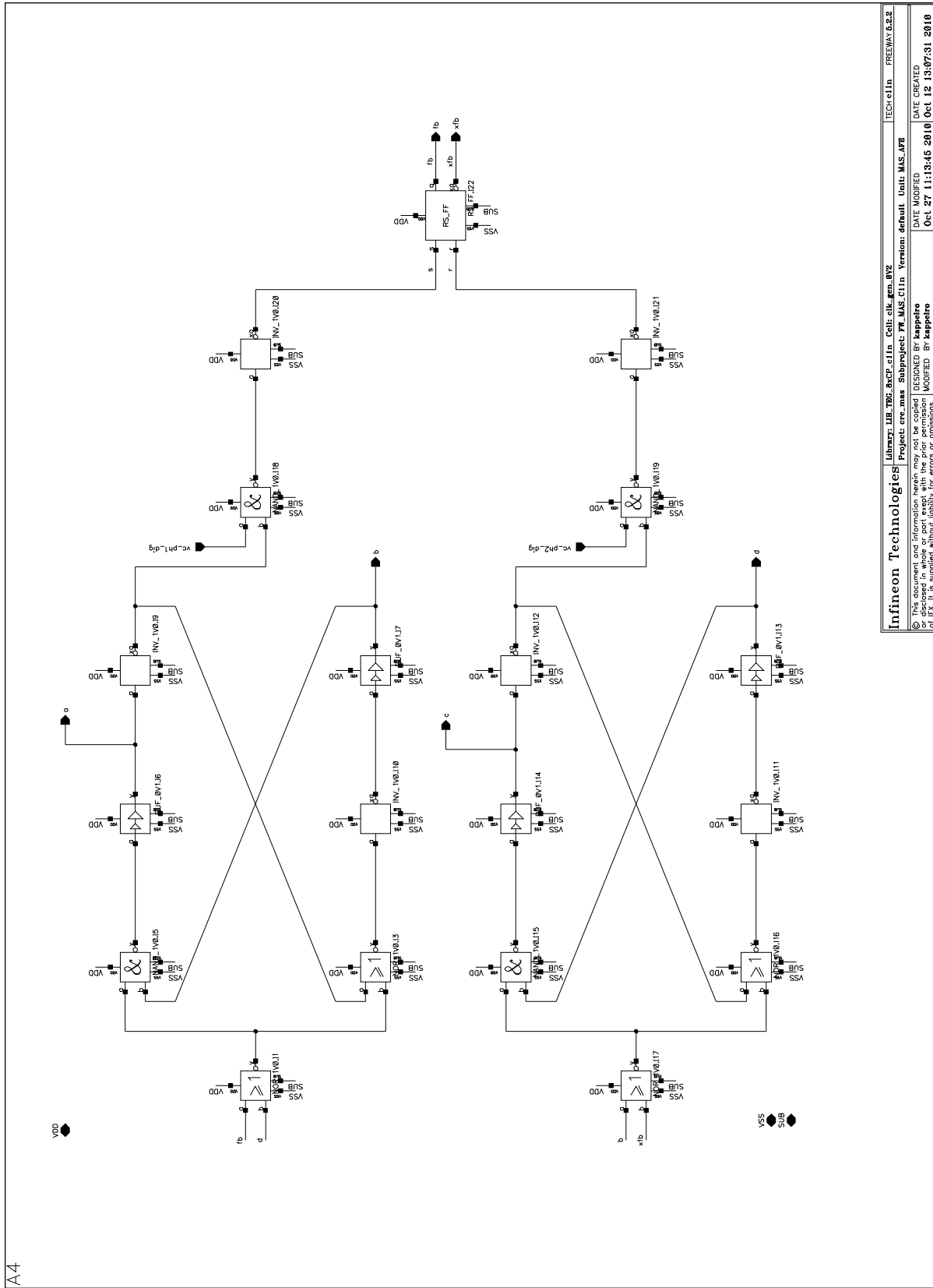
# A.3 Supply Selector

A4



Infineon Technologies		Library: LIB_TPG_BSCP_s1in_Cell_supply_selector	TECH: c1in	FREEWAY: 0.0.2
© This document and information herein may not be copied or disclosed in whole or part except with the prior permission of Infineon Technologies AG.		Project: ere_mas	Subproject: FW_MAS_C1in	Version: default
Unit: MAS_A78	DATE CREATED	DESIGNED BY: kappetto	DATE MODIFIED	NOV 16 14:48:44 2010
Unit: MAS_A78	DATE CREATED	DESIGNED BY: kappetto	DATE MODIFIED	OCT 13 11:06:36 2010

# A.4 Zweiphasiger Taktgenerator



A4

Library: LIB_T86_BSCP.c1n	Cell: cell_gen_0V2	TECH: e11n	FREEWAY: 6.2.2
Project: cre_mas	Subproject: FW_MAS_C11n	Version: default	Unit: MAS_VFB
© This document and information herein may not be copied or disclosed in whole or part except with the prior permission of INFINEON TECHNOLOGIES AG.		DESIGNED BY: kappatro	DATE CREATED: Oct 12 13:07:31 2010
		MODIFIED BY: kappatro	DATE MODIFIED: Oct 27 11:13:45 2010

# Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Ein von IMEC vorgeschlagener Aufbau eines Body Area Networks [1].....	6
Abbildung 2: Übersicht über den Energiebedarf von batteriebetriebenen elektronischen Geräten.....	9
Abbildung 3: Blockschaltbild eines batterieversorgten drahtlosen Sensors. ....	10
Abbildung 4: Entladekurve verschiedener Batterietypen [3]. ....	10
Abbildung 5: Blockschaltbild eines passiven Sensors: Daten- und Energieübertragung via Luftschnittstelle.....	11
Abbildung 6: Energieübertragung in passiven Sensorsystemen über induktive Kopplung. ....	12
Abbildung 7: Passives Retina-Implantat mit induktiver Energieversorgung [7].....	13
Abbildung 8: Blockschaltbild eines drahtlosen Sensors mit lokaler Energieversorgung durch Energy Harvesting. ....	14
Abbildung 9: Typisches Betriebsszenario eines drahtlosen Sensors. Der Energieverbrauch deckt sich nicht mit dem Output der Quelle. Die Power Management Unit muss trotzdem eine kontinuierliche Versorgung des Mikrosystems garantieren [8].....	14
Abbildung 10: Ambiente Energieformen mit ihren Wandlungsmechanismen.....	16
Abbildung 11: Evolution des Wirkungsgrades verschiedener Solarzellen Technologie [11]...	19
Abbildung 12: Spektrale Verteilung der Sonnenenergie [12]. ....	20
Abbildung 13: Photonen mit unterschiedlicher Energie treffen auf Elektronen. (a) Das Material scheint transparent. (b) Die gesamte Photonenenergie wird zum Sprung ins Leitungsband verwendet (max. Effizienz). (c) Das Elektron wird über die Leitungsbandgrenze hinausgehoben, fällt anschließend zurück, wobei die Differenzenergie wieder abgegeben wird und verloren geht (Effizienzverlust).....	21
Abbildung 14: (a) Sonnenlicht. (b) Glühbirne. (c) Leuchtstoffröhre. Ausschnitt aus dem Spektrum verschiedener Lichtquellen. Künstliche Lichtquellen unterscheiden sich stark vom Sonnenlicht. Die Energieausbeute innerhalb von Gebäuden ist um den Faktor 1000 geringer [13]. ....	21
Abbildung 15: Prinzipieller Aufbau und dazugehöriges Ersatzschaltbild einer Solarzelle.....	22
Abbildung 16: Kennlinie einer Solarzelle mit und ohne Beleuchtung [14]. ....	22
Abbildung 17: (a) Flexible organische Solarzelle von Konarka mit einem Wirkungsgrad von 8,3% [17]. (b) Transparente Zelle vom Nanoelectronics Research Institute Japan [10].....	24
Abbildung 18: (a) Mit Solarzellen ausgestatteter Staumelder auf Autobahnen [14]. (b) Seismische Sensoren auf der Brücke von Korinth, Griechenland [4].....	24
Abbildung 19: (a) Tasche mit integrierter Ladestation für mobile Geräte [19]. (b) Mobiltelefon mit einem Solarpanel als Akkuabdeckung [20]. (c) Bluetooth-Headset [21].....	25
Abbildung 20: (a) Solarbetriebener 1,9 GHz Sender namens PicoBeacon [22]. (b) Sensormodul für Gebäudetechnik der Firma EnOcean [23]. ....	25

Abbildung 21: Mikrosensor für Temperatur und Druckmessung, abgebildet auf einer amerikanischen Cent Münze [24]. .....	26
Abbildung 22: (a) Drahtloses EEG mit optischen und thermischen Energy Harvesting [25]. (b) Flexible organische Solarzelle für zukünftige Anwendung auf der Haut oder in intelligenter Kleidung [26]. .....	26
Abbildung 23: Elektromagnetisches Spektrum [14].....	27
Abbildung 24: Feldverlauf einer elektromagnetischen Welle [29].....	28
Abbildung 25: Vereinfachte Ersatzschaltung einer Eingangsstufe eines RF-Harvesters. ....	29
Abbildung 26: (a) Auf der CES2010 vorgestellter Wlan Harvester von RCA [32]. (b) Versorgung eines Thermo-/Hygrometers aus dem Rundfunksignal eines 4,1km entfernten Senders [31].....	29
Abbildung 27: (a) Powercast Evaluierungsboard zur drahtlosen Energie- und Datenübertragung [34]. (b) Überwachungskamera von NEC, gespeist durch eine Leuchtstoffröhre [35]. .....	30
Abbildung 28: (a) Mikroskopische Aufnahme eines Nantennen-Arrays. (b) Diese werden in flexiblen Folien integriert [36].....	31
Abbildung 29: Beispiel eines Body Area Networks mit einer Basestaion als Sendeeinheit (modifiziert aus [37]). .....	31
Abbildung 30: (a) EMG Mikrosystem zur Ansteuerung von Extremitäten Prothesen [41]. (b) Adaptives RF Blutdruck Sensor Implantat [40]. .....	32
Abbildung 31: Geometrischer Aufbau kinetischer Harvesting Systeme. (a) Ausleger mit Masse, (b) Masse auf Membran, (c) Druckaufnehmer, (d) frei gleitende Masse, (e) Feder-Masse-System, (f) Pendelmasse, (g) Schwungmasse für kontinuierliche Drehung [43]. ....	34
Abbildung 32: Einfachstes Modell eines Feder-Masse-Systems. $y(t)$ beschreibt die von außen zugeführte Anregung, $z(t)$ die trägheitsbedingte Auslenkung der Masse [45].....	34
Abbildung 33: Funktionsprinzip eines elektrodynamischen Harvesters [47]. .....	36
Abbildung 34: Prinzipaufbau induktiver Harvester: (a) Vibrationswandler mit einem auf Membran angebrachten Dauermagneten als Masse [48], (b) kommerzielle selbstaufziehende Automatikuhr im ETA „Autoquartz“ Design [43]. .....	36
Abbildung 35: Funktionsprinzip eines elektrostatischen Harvesters [47]. .....	37
Abbildung 36: Je nach Aufhängung bewirkt eine mechanische Einwirkung eine Reduktion der Überlappungsfläche oder eine Erhöhung des Abstandes. Beides verringert die Kapazität. ...	37
Abbildung 37: Initiale Vorladung der Kondensatorplatten auf $V_{bat}$ . Die Elektroden liegen bei minimalem Abstand direkt übereinander [50]. .....	38
Abbildung 38: Mechanische Anregung bewirkt ein Verkleinern der Kapazität, was eine Erhöhung der Spannung und damit einen Strom Richtung Quelle zur Folge hat [50]. ....	38
Abbildung 39: Während der Reset-Phase wird die Spannungsquelle vom Kondensator getrennt. Die Elektroden nehmen ihre ursprünglichen Positionen wieder ein [50]. .....	39

Abbildung 40: Prinzipieller Aufbau piezoelektrischer Wandler [47]. (a) Kompression des Kristalls durch eine äußere Krafteinwirkung. (b) Vibrationswandler als Feder-Masse-Aufbau [51]. Während die Oberseite gestreckt wird, erfolgt eine Stauchung der Unterseite. Beide Spannungen addieren sich.....	39
Abbildung 41: Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Generators.....	40
Abbildung 42: Erweitertes Modell eines piezoelektrischen Generators.....	40
Abbildung 43: Elektrodynamisches Pedallicht der Firma Kintreon [54]. EnOcean Schaltersystem für drahtlose Gebäudeinstallationen [23].....	41
Abbildung 44: (a) Vibrationsharvester von Perpetuum zur Überwachung von Industrieanlagen [56]. (b) Versuchsaufbau zur Energiegewinnung aus der natürlichen Schwingung einer Wand [57].....	41
Abbildung 45: Piezoelektrisch versorgter Sensor zur Rotorüberwachung eines Hubschraubers [58]. .....	42
Abbildung 46: Joule Thief: piezoelektrischer Harvester von Adaptive Energy.....	42
Abbildung 47: Konzepte für elektrostatische Harvester. (a) Powermems [45], (b) Meninger [49]. .....	42
Abbildung 48: Am Körper vorhandene kinetische Energiequellen [59]. .....	43
Abbildung 49: Energy Harvesting durch Muskelkraft [60]. .....	43
Abbildung 50: Piezoelektrisches Energy Harvesting der Fortbewegung mit Schuhen [61].....	44
Abbildung 51: Verbessertes Prinzip des piezoelektrischen Harvesters in der Sohle durch Nachschalten eines elektrostatischen Generators [62]. (a) Schematischer Aufbau. (b) Realisierung der Schaltung.....	44
Abbildung 52: Schematischer Aufbau eines autonomen Herzschrittmachers. Die Kontraktion des Herzmuskels erzeugt elektrische Energie und versorgt so den Stimulator [4]. .....	45
Abbildung 53: Bei unterschiedlichen Temperaturen der beiden Kontaktstellen zeigt das Voltmeter eine Gleichspannung an [65]. .....	46
Abbildung 54: Figure of Merit verschiedener Thermomaterialien über die Temperatur aufgetragen. Bei Zimmertemperatur erreicht $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ den höchsten Wert [67]. .....	47
Abbildung 55: Thermisches Ersatzschaltbild eines thermoelektrischen Generators. Wärme-Quelle und -Senke wird durch die Spannungsquellen repräsentiert. Dazwischen liegt der Generator. R ist der thermische Widerstand.....	48
Abbildung 56: elektrisches Ersatzschaltbild eines Thermogenerators.....	49
Abbildung 57: Aufbau eines vertikalen Halbleiterthermoelements. Die Majoritätsträger sammeln sich jeweils am kalten Ende. Man erhält zwei Spannungsquellen in Serie.....	49
Abbildung 58: Schematischer Aufbau eines Mikrothermoelements: (a) vertikale Ausführung (vereinfachte Darstellung aus [72]), (b) planare Ausführung [71].....	50
Abbildung 59: Thermoelektrischer Generator der Firma Custom Thermoelectrics für industrielle Anwendungen [73]. .....	50

Abbildung 60:Thermoelektrischer Generator der Firma ThermoLife [74]. Neben der einzigartigen runden Form zeigt das Bild einen Prozessausschnitt mit 50 hintereinandergeschalteten Elementen. ....	51
Abbildung 61: Thermoelektrischer Generator der Firma Nextreme [75]. Mögliches Anwendungsszenario sind drahtlose Überwachungseinheiten im Motorraum eines Autos..	51
Abbildung 62: Thermoelektrischer Generator der Firma Micropelt [76]. (a) Evaluierungsboard mit Aufsatz zur Akkuladung, (b) Applikationsbeispiel: Autonome Überwachung einer Warmwasserleitung. ....	52
Abbildung 63: (a) Temperaturverteilung im menschlichen Körper. (b) Leistung eines am Handgelenk montierten thermoelektrischen Generators in Abhängigkeit zur Umgebungstemperatur und der Aktivität [25]. ....	53
Abbildung 64: Seiko Thermic Armbanduhr [80].....	54
Abbildung 65: MP3 Player in Pflasterausführung mit integriertem Lautsprecher und thermoelektrischem Versorgungskonzept [81]. ....	54
Abbildung 66: (a) Demonstrator eines thermoelektrischen Hörgerätes [82] (b) Handelsübliches Puls Oximeter, welches durch einen als Uhr ausgeführten Thermogenerator seine Energie erhält. Der Generator liegt direkt über der Radialis Arterie, wodurch ständig Blut aus dem Körperkern als Wärmequelle fungiert [83]......	55
Abbildung 67: (a) Durch Körperwärme und Solarzellen versorgtes EKG-Shirt von IMEC. (b) Ein mit großzügigen Kühlflächen ausgestatteter Thermo-Solar-EEG Prototyp von IMEC [25]. ....	55
Abbildung 68: Blockschaltbild der Low Voltage Charge Pump. ....	57
Abbildung 69: Betrachtung des Ausgangsknotens im Steady-State Betrieb. ....	60
Abbildung 70: Betrachtung der Stromverteilung am Ausgangsknoten. Der von der Ladungspumpe gelieferte Strom muss die Last überwiegen, damit der Energiespeicher geladen wird.....	62
Abbildung 71: Funktionsweise des Supply Selectors für $V_{out} < V_{in} + 100mV$ . ....	63
Abbildung 72: Funktionsweise des Supply Selectors für $V_{out} > V_{in} + 100mV$ . ....	64
Abbildung 73: Monte Carlo Simulation (Process & Mismatch) des Supply Selectors. (a) Schwellspannung liegt bei 295mV und variiert um $\pm 33mV$ ( $3\sigma$ ). (b) Ausgangsspannung $V_{OUT\_Selector}$ in Abhängigkeit der Ausgangsspannung. Ab 295mV wird der Taktgenerator über die Ausgangsspannung versorgt. ....	64
Abbildung 74: Der systematische Aufbau der Charge Pump entspricht einer Baumstruktur. Eingezeichnet ist der Ladungsfluss während der Taktphase 1. ....	65
Abbildung 75: Der systematische Aufbau der Charge Pump entspricht einer Baumstruktur. Eingezeichnet ist der Ladungsfluss während der Taktphase 2. ....	65
Abbildung 76: Schaltplan der Eingangsstufe: Aufgrund des niedrigen Spannungsniveaus wurden vorwiegend NMOS Transistoren als Schalter verwendet.....	66
Abbildung 77: Ansteuersignale der Schalter der Charge Pump als State Machine und im Zeitbereich. Nach jeder Schaltfolge ( $t_{Schaltsequenz}$ ) wird der Ladevorgang der	

Eingangskapazitäten abgewartet ( $t_{\text{Ladungstransfer}}$ ). Damit korreliert die Schaltfrequenz mit den Schalterwiderständen ( $\tau=RC$ ).....	67
Abbildung 78: Vereinfachte Darstellung des Zweiphasen Taktgenerators. Eingezeichnet ist der Verlauf des Taktsignals während der beiden Phasen.....	68
Abbildung 79: Spannungsüberwachung der ersten Stufe der Ladungspumpe. Sobald der Eingangskondensator vollständig geladen wurde, generiert die Schaltung ein digitales „High“ Signal. ....	68
Abbildung 80: Die Eingangsstufe des V_Sense-Komparators ist als Inverter ausgeführt.....	69
Abbildung 81: Darstellung der Funktionsweise des querstromfreien Treibers. (a) Bei einer positiven Flanke am Eingang wird zuerst N3 hochohmig und danach P3 leitend. (b) Zuerst sperrt P3 - anschließend wird N3 leitend.....	69
Abbildung 82: Layout der Low-Voltage Charge Pump. ....	70
Abbildung 83: Messung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannung ohne Last am Ausgang. Der Startup erfolgt bei 135mV.....	71
Abbildung 84: Aufzeichnung des Startup Vorganges bei einer Eingangsspannung von 200mV. Vout wird zuerst über die Bypass-Diode geladen. Sobald der Taktgenerator hinreichend versorgt wird, erfolgt ein kontinuierlicher Energietransfer. Mit zunehmender Ausgangsspannung steigert sich die Effizienz des Vorganges. ....	72
Abbildung 85: Die Einsatzspannung des Taktgenerators beträgt 136mV. ....	72
Abbildung 86: Mit zunehmender Ausgangsspannung steigert sich die Arbeitsfrequenz des Oszillators. (a) $f_{\text{CLK}}=39,68\text{kHz}@300\text{mV}$ . (b) $f_{\text{CLK}}=192,3\text{kHz}@450\text{mV}$ .....	73
Abbildung 87: Messung der Arbeitsfrequenz in Abhängigkeit der Ausgangsspannung.....	73
Abbildung 88: Ausgangsspannung in Abhängigkeit des Stromes. ....	74
Abbildung 89: Effizienzmessung in Abhängigkeit des Ausgangsstromes .....	75
Abbildung 90: Effizienzmessung mit unterschiedlicher Last.....	76
Abbildung 91: Ohne externen Kondensator liegt die Welligkeit am Ausgang bei 20mVpp... ..	76
Abbildung 92: Das Thermoelement erzeugt aus dem Temperaturunterschied zwischen Haut und Umgebung 193mV. Die LV-Charge Pump wandelt diese Spannung in 816mV. ....	77



# Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Vergleich der Eigenschaften von Akkumulatoren, Dünnschicht Batterien und Super Kondensatoren [9]..... 15

Tabelle 2: Charakteristik ambienter Energiequellen und erwartete Leistungsdichte verschiedener Harvesting-Technologien im Vergleich [4], [9]..... 18

Tabelle 3: Vergleichstabelle von thermischen Harvestern ..... 52

Tabelle 4: Effizienzbestimmung der Schaltung bei einer Eingangsspannung von 200mV ..... 74

Tabelle 5: Effizienzbestimmung der Schaltung bei einer Eingangsspannung von 250mV ..... 75

Tabelle 6: Zusammenfassung der Eigenschaften ambienter Energiequellen..... 78

## Literaturverzeichnis

1. **IMEC**. Scientific Report 2007 über Human Body Area Networks. [Online] 2007. [Cited: Dezember 21, 2010.] [www.imec.be/ScientificReport/SR2007/html/1384142.html](http://www.imec.be/ScientificReport/SR2007/html/1384142.html).
2. Watch Wiki. *Das große Uhrenlexikon*. [Online] [Cited: 12 15, 2010.] [http://watch-wiki.de/index.php?title=Jaeger-LeCoultre\\_Atmos](http://watch-wiki.de/index.php?title=Jaeger-LeCoultre_Atmos).
3. **Valenzuela, Adrian**. EETimes. [Online] Batteryless energy harvesting for embedded designs, 01 08, 2009. [Cited: 01 09, 2011.] <http://www.eetimes.com/design/embedded/4008326/Batteryless-energy-harvesting-for-embedded-designs?pageNumber=1>.
4. **IDTechEx**. Einführung in Energy Harvesting für elektronische Kleingeräte. *Energy Harvesting & Storage: Conference Masterclass 2*. München, 2010.
5. **Hall, Peter and et., al**. Antennas and Propagation for On-Body Communication Systems. *IEEE Antennas Propag. Magazine*. 2007, Vol. 3, Vol. 49.
6. **Finkenzeller, Klaus**. *RFID Handbuch*. München : Carl Hanser Verlag, 2008. 978-3-446-41200-2.
7. **Walter, Peter and Mokwa, Wilfried**. Sehen mit kabellosem Retina Implantat. *Spektrum der Wissenschaft*. 2008, 06.
8. **Fiorini et. al**. Micropower Energy Scavenging. *Solid-State Circuits Conference*. 2008.
9. **Vullers, R.J.M. and al, et**. Micropower Energy Harvesting. *Solid-State Electronics*. 2009, 53.
10. AIST; Nanoelectronics Research Institute Japan. *Development of a Transparent Photovoltaic Cell*. [Online] 2004. [Cited: 01 13, 2011.] [http://www.aist.go.jp/aist\\_e/aist\\_today/2004\\_11/hot\\_line/hot\\_line\\_16.html](http://www.aist.go.jp/aist_e/aist_today/2004_11/hot_line/hot_line_16.html).
11. Optics.org. [Online] [Cited: 1 12, 2011.] <http://optics.org/news/1/6/24>.
12. **Prof. Dr. Föll**. Einführung in die Materialwissenschaft II. [Online] Christian-Albrechts-Universität Kiel. [Cited: 1 13, 2011.] [http://www.tf.uni-kiel.de/matwis/amat/mw2\\_ge/](http://www.tf.uni-kiel.de/matwis/amat/mw2_ge/).
13. Lichtstrahl Magazin. [Online] [Cited: 01 19, 2011.] <http://lichtstrahl-magazin.de/Artikel/Elektrosmog/energiesparlampen.html>.
14. Wikipedia. [Online] [Cited: 01 19, 2011.] <http://de.wikipedia.org/wiki/Solarzelle>.
15. **Goldbach, Felix**. *Analyse der Supply-chain-strukturen der Photovoltaik-industrie*. s.l. : Grin Verlag, 2010. 978-3640580279.
16. **Tress, Wolfgang**. Die organische Solarzelle. [Online] 2010. [Cited: 01 25, 2011.] [http://mail.iapp.de/iapp/agruppen/osol/?download=10-04-16\\_Organische%20Solarzellen\\_WT.pdf](http://mail.iapp.de/iapp/agruppen/osol/?download=10-04-16_Organische%20Solarzellen_WT.pdf).
17. Konarka. [Online] [www.konarka.com](http://www.konarka.com).
18. **Fajtl, Stephanie**. *Solar Cell Integration in Mobile Applications*. München : Energy Harvesting & Storage 2010, 2010.
19. [Online] Sakku. [www.sakku.ch](http://www.sakku.ch).
20. [Online] Samsung. [www.samsung.de](http://www.samsung.de).

21. [Online] Iqua. [www.lqua.com](http://www.lqua.com).
22. **Roundy, Shad and et., al.** A 1.9GHz RF Transmit Beacon using Environmentally Scavenged Energy. 2003.
23. EnOcean. [Online] <http://www.enocean.com/>.
24. **Chen, Gregory and al., et.** Millimeter-Scale Nearly Perpetual Sensor System with Stacked Battery and Solar Cells. *ISSCC*. 2010.
25. **Leonov Vladimir, et. al.** Thermoelectric and Hybrid Generators in Wearable Devices and Clothes. *Body Sensor Networks*. 2009.
26. Fujitsu Press Release. [Online] Fujitsu Laboratories Ltd., 2010. [Cited: 01 26, 2011.] <http://www.fujitsu.com/global/news/pr/archives/month/2010/20101209-01.html>.
27. **J. Visser Hubregt, et. al.** Ambient RF Energy Scavenging: GSM and WLAN Power Density Measurements. *38th European Microwave Conference*. 2008.
28. **Jabbar Hamid, et. al.** RF Energy Harvesting System and Circuits for Charging of Mobile Devices. *Transactions on Consumer Electronics*. Vol. 56, 2010, No. 1.
29. **Gebhart, Michael.** Vorlesung: RFID Systems. TU-Graz, 2010.
30. **Hiroshi Nishimoto, et. al.** Prototype Implementation of Ambient RF Energy Harvesting Wireless Sensor Networks. *Sensors*. 2010.
31. **Sample Alanson, et. al.** Experimental Results with two Wireless Power Transfer Systems. *Radio and Wireless Symposium*. 2009.
32. Energy Harvesting Journal. [Online] 2010. [Cited: 02 01, 2011.] <http://www.energyharvestingjournal.com/articles/harvesting-power-from-wifi-signals-00001966.asp>.
33. **Bouchouicha D., et. al.** An experimental Evaluation of Surrounding RF Energy Harvesting Devices. *40th European Microwave Conference*. 2010.
34. Powercast. [Online] [Cited: 02 01, 2011.] <http://www.powercastco.com/>.
35. Tech-On. [Online] 2007. [Cited: 02 02, 2011.] [http://techon.nikkeibp.co.jp/english/NEWS\\_EN/20071130/143468/](http://techon.nikkeibp.co.jp/english/NEWS_EN/20071130/143468/).
36. **Kotter Dale K., et. al.** Solar Nan antenna electromagnetic collectors. *Energy Sustainability 2008*.
37. **Silva H. R., et. al.** Wireless Hydrotherapy Smart-Suit Network for Posture Monitoring. 2007.
38. **Stangel K., et. al.** A Programmable Intraocular CMOS Pressure Sensor System Implant. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Vol. 36, 2001, Vol. No.7.
39. **Ghorbel Mohamed, et. al.** CMOS RF Powering System for Cochlear Implant. *International Conference on Signals, Circuits and Systems*. 2009.
40. **Young J. Darrin.** Wireless Powering and Data Telemetry for Biomedical Implants. *31st Annual International Conference of the IEEE EMBS*. 2009.

41. **Chaimanonart Nattapon, et. al.** Adaptive RF Power Control for Wireless Implantable Bio-Sensing Network to Monitor Untethered Laboratory Animal Real-Time Biological Signals. *IEEE Sensors Conference*. 2008.
42. **Richards D. Cecilia, et. al.** Efficiency of energy conversion for devices containing a piezoelectric component. *Journal of Mecromechanics and Microengineering*. 2004.
43. **Romero E., et. al.** Energy scavenging sources for biomedical sensors. *Physiol. Meas.* 30, 2009.
44. **Kanoun, Olfa and Wallaschek, Jörg.** *Energy Harvesting: Grundlagen und Praxis energieautarker Systeme*. s.l. : Expert Verlag, 2008. 978-3-81692789-1.
45. PowerMems. [Online] [Cited: 02 07, 2011.] <http://www.powermems.be/scavenger.html>.
46. **Sterken T., et. al.** Comparative Modelling for Vibration Scavengers. *Sensors*. 2004.
47. **Mitcheson D. Paul, et. al.** Energy Harvesting From Human and Machine Motion for Wireless Electronic Devices. *Proceedings of the IEEE*. Vol. 96, 2008, Vol. No. 9.
48. **Soliman M. S. M., et. al.** Electromagnetic and Electrostatic Micro-Power Generators; an Overview. *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*. 2005.
49. **Meninger Scott, et. al.** Vibration-to-Electric Energy Conversion. *IEEE Transactions on VLSI Systems*. Vol. 9, 2001, Vol. No. 1.
50. **Torres E. Erick, et. al.** Electrostatic Energy-Harvesting and Battery-Charging CMOS System Prototype. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. Vol. 56, 2009, Vol. No. 9.
51. **Roundy S. J.** Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration-to-Electricity Conversion. *Dissertationsschrift*. 2003.
52. **Shashank, Priya and Inman, Daniel J.** *Energy Harvesting Technologies*. New York : Springer, 2009. 978-0-387-76463-4.
53. **Roundy S. J.** Improving Power Output for Vibration-Based Energy Scavengers. *Pervasive Computing*. Vol 4, 2005.
54. Kinetron. [Online] [Cited: 02 15, 2011.] <http://kinetron.nl>.
55. **Anders Armin.** Präsentation: EnOcean – Integrated Approach for Energy Harvesting Wireless. *Energy Harvesting & Storage Conference München*. 2010.
56. Perpetuum PMG37. [Online] 2010. [Cited: 02 16, 2011.] <http://www.perpetuum.com/resources/PMG37%20Product%20Information.pdf>.
57. **Waters Richard.** Präsentation: Highly Efficient Kinetic Energy Harvester for WSN and Thoughts on Miniaturization. *Energy Harvesting & Storage Conference München*. 2010.
58. **Arms W. Steven, et. al.** Tracking Pitch Link Dynamic Loads with Energy Harvesting Wireless Sensors. *American Helicopter Society 63rd Annual Forum*. 2007.
59. **Starner T.** Human-powered wearable computing. *IBM System Journals*. Vol. 35, Nos 3&4, 1996.
60. **Li Q., et. al.** Biomechanical Energy Harvesting: Apparatus and Method. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*. 2008.

61. **Shenck N. S. , et. al.** Energy Scavenging with Shoe-Mounted Piezoelectrics. *Micro, IEEE* . Vol. 21 Issue:3 , 2001.
62. **Rocha, J.G. , et. al.** Energy Harvesting From Piezoelectric Materials Fully Integrated in Footwear. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Volume: 57, Issue:3, 2010.
63. **von Büren T., et. al.** Optimization of Inertial Micropower Generators for Human Walking Motion. *IEEE Sensors Journal*. Vol. 6, No. 1, 2006.
64. Zarlink Semiconductor. [Online] 2008.  
[http://www.zarlink.com/zarlink/hs/press\\_releases\\_15776.htm](http://www.zarlink.com/zarlink/hs/press_releases_15776.htm).
65. **Pelster Rolf, et. al.** Thermospannungen - Viel genutzt und fast immer falsch erklärt! *Physik und Didaktik in Schule und Hochschule*. 2005.
66. Wikipedia: Carnot-Wirkungsgrad. [Online] 2011. [Cited: 03 01, 2011.]  
<http://de.wikipedia.org/wiki/Carnot-Wirkungsgrad>.
67. Dr. Kanishka Biswas Home Page. [Online] 2010. [Cited: 02 27, 2011.]  
<http://sites.google.com/site/welcomekanishkabiswashomepage/home/current-research>.
68. **Lee Ch., et. al.** Development of Vacuum Packaged CMOS Thermoelectric Energy Harvester. *4th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*. 2009.
69. **Wang Z., et. al.** CMOS-Compatible Surface-Micromachined Test Structure for Determination of Thermal Conductivity of Thin Film Materials based on Seebeck Effect. *IEEE 22nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*. 2009.
70. —. Micromachined Thermopiles for Energy Scavenging on Human Body. *International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*. 2007.
71. **Xie J., et. al.** Wafer-level vacuum sealing and encapsulation for fabrication of CMOS MEMS thermoelectric power generators. *IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*. 2010.
72. **Carmo J.P., et. al.** Thermoelectric Microconverter for Energy Harvesting Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010.
73. Custom Thermoelectric. [Online] 2010. [Cited: 03 03, 2011.]  
<http://www.customthermoelectric.com/powergen.html>.
74. Thermo Life. [Online] 2008. [Cited: 03 03, 2011.]  
<http://www.poweredbythermolife.com/thermolife.htm>.
75. Nextreme Thermal Solutions. [Online] 2011. [Cited: 02 03, 2011.]  
[http://www.nextreme.com/pages/power\\_gen/power\\_gen.shtml](http://www.nextreme.com/pages/power_gen/power_gen.shtml).
76. Micropelt GmbH. [Online] 2011. [Cited: 02 23, 2011.] <http://www.micropelt.com/>.
77. **Micropelt GmbH.** TE-Power Plus Datenblatt. [Online] [Cited: 03 16, 2001.]  
[http://micropelt.com/down/datasheet\\_te\\_power\\_plus.pdf](http://micropelt.com/down/datasheet_te_power_plus.pdf).
78. **Moll F., et. al.** An approach to the analysis of wearable body-powered systems. *MIXDES*. 2000.

79. **Kishi M., et. al.** Micro-Thermoelectric Modules and their Application to Wristwatches as an Energy Source. *18th International Conference on Thermoelectrics*. 1999.
80. **Paradiso A. Joseph, et. al.** . Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics. *IEEE Pervasive Computing*. Vol. 4, 2005.
81. Energy Harvesting Journal. [Online] 2010. [Cited: 02 23, 2011.] <http://www.energyharvestingjournal.com/articles/body-heat-powered-music-player-00002892.asp>.
82. **Lay-Ekuakille A., et. al.** Thermoelectric Generator Design Based on Power from Body Heat for Biomedical Autonomous Devices. *International Workshop on Medical Measurements and Applications*. 2009.
83. **Torfs T., et. al.** Body-Heat Powered Autonomous Pulse Oximeter. *IEEE SENSORS*. 2006.
84. **Bavel Van M., et. al.** Sensors & Transducers Journal, Vol. 94, Issue 7. [Online] 2008. [Cited: 03 15, 2011.] [http://www.sensorsportal.com/HTML/DIGEST/july\\_08/P\\_300.pdf](http://www.sensorsportal.com/HTML/DIGEST/july_08/P_300.pdf).
85. **Carlson E., et. al.** 20mV Input Boost Converter for Thermoelectric Energy Harvesting. *Symposium on VLSI Circuits*. 2009.
86. **Ramadass K. Y., et. al.** A Battery-Less Thermoelectric Energy Harvesting Interface Circuit With 35 mV Startup Voltage. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Vol. 46, No. 1, 2011.
87. **Chao L., et. al.** Efficient Power Conversion for Ultra Low Voltage Micro Scale Energy Transducers. *Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition*. 2010.
88. **IDTechEx.** Wireless Sensor Networks, RTLS and Active RFID. *Energy Harvesting & Storage: Conference Masterclass 3*. München, 2010.
89. —. Energy Storage. *Energy Harvesting & Storage: Conference Masterclass 6*. München, 2010.
90. PV Education. [Online] [Cited: 01 13, 2011.] <http://www.pveducation.org/>.
91. [Online] Citizen Eco-Drive. [www.citizenwatch.com](http://www.citizenwatch.com).
92. **Jiwu Lu, et. al.**
93. **Teng Xiao-Fei, et. al.** Wearable Medical Systems for p-Health. *IEEE Reviews in Biomedical Engineerig*. 2008, Vol. 1.
94. Natur Energie Magazin. [Online] 2008. [Cited: 02 01, 2011.] <http://www.naturenergie-magazin.de/index.php?/archives/661-Nanoantennen-sammeln-Sonnenenergie.html>.
95. **Arms W. Steven, et. al.** Energy Harvesting Wireless Sensors for Helicopter Damage Tracking. *Proceedings of AHS International Forum 62*. 2006.
96. **Xie J., et. al.** Design, Fabrication, and Characterization of CMOS MEMS-Based Thermoelectric Power Generators. *Journal of Microelectromechanical Systems*. 2010.
97. **Lineykin S., et. al.** Modeling and Analysis of Thermoelectric Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 43, No. 2, 2007.
98. **Chen L., et. al.** Modeling and power conditioning for thermoelectric generation. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 2008.

99. **Fahad H. M.,et. al.** Self Powered Device. 2009.