



UNIVERSITÄT PADERBORN
Die Universität der Informationsgesellschaft

**FAKULTÄT FÜR
ELEKTROTECHNIK,
INFORMATIK UND
MATHEMATIK**

Energie- und Leistungsmanagement für drahtlose Sensorknoten

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik
der Universität Paderborn

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Tobias Otterpohl

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. U. Hilleringmann

Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. B. Henning

Tag der mündlichen Prüfung: 14.12.2010

Paderborn 2013

Diss. EIM-E/272

Danksagung

Diese Arbeit entstand im Rahmen eines dreijährigen Projektes an der Universität Paderborn und bei der EADS Deutschland GmbH, Abteilung Innovation Works in Ottobrunn.

Ich möchte mich dabei allen Kollegen und Mitarbeitern bei Innovation Works, die mich bei der Arbeit unterstützt haben, bedanken. Mein besonderer Dank geht den zuständigen Teamleiter Herrn Josef Schalk, sowie an Prof. Dr. Thomas Becker und Martin Kluge, die bei EADS Innovation Works meine Arbeit betreut haben.

An der Universität Paderborn geht mein Dank an Prof. Dr. Ulrich Hilleringmann, Leiter des Fachgebietes Sensorik, Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik, sowie an alle Kollegen, die mich bei der Ausarbeitung und Durchsicht unterstützt haben.

Erklärung

Hiermit erkläre ich, die Dissertation selbständig verfasst und alle verwendeten Hilfsmittel angegeben zu haben. Diese Arbeit wurde bislang in keinem anderen Prüfungs- oder Promotionsverfahren vorgelegt.

Die Betreuer waren Prof. Dr. Ulrich Hilleringmann, Fachgebiet Sensorik, Universität Paderborn, sowie von EADS Innovation Works, Prof. Dr. Thomas Becker, Martin Kluge und Josef Schalk.

Rietberg, Juni 2010

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung.....	6
2	Autarke Energiequellen	7
2.1	Erschöpfliche Energiequellen.....	7
2.1.1	Batterien	7
2.1.2	Radioisotopengeneratoren.....	11
2.1.3	Brennstoffzelle	13
2.2	Energiegewinnung aus der Umwelt.....	13
2.2.1	Thermoelektrische Generatoren	14
2.2.2	Solarzellen.....	25
2.2.3	Vibrationsgeneratoren	32
3	Drahtlose Energieübertragung	43
3.1	Elektromagnetische Energieübertragung.....	43
3.2	Akustische Energieübertragung.....	53
4	Charakterisierung eines drahtlosen Sensorknotens	59
4.1	Aufbau eines Sensorknotens.....	59
4.2	Energiebedarf eines Sensorknotens	62
5	Energie- und Leistungsmanagement	66
5.1	Einleitung.....	66
5.2	Bausteine für ein Energie- und Leistungsmanagement	68
5.2.1	Energiespeicher (Ultrakondensatoren).....	68
5.2.2	Spannungsregler – Gleichstromsteller	72
5.2.3	Gleichrichter.....	94
5.3	Aufbau des Energie- und Leistungsmanagements.....	97
5.3.1	Eingangsstufe	97
5.3.2	Ultrakondensator als Energiespeicher und Ausgangsstufe	107
5.3.3	Ausgangsstufe	108
5.4	Daten des Energie- und Leistungsmanagements	109
5.5	Aktive Steuerung des Energie- und Leistungsmanagements	111
6	Anwendungen in der Luftfahrt	114
6.1	Strukturüberwachung.....	114
6.2	Sitzplatzüberwachung.....	131
6.3	Containerüberwachung.....	135
6.4	Datenaufnahme in einem Hydrauliktank.....	137
7	Zusammenfassung und Ausblick	140
	Literatur	141
	Veröffentlichungen	147
	Abbildungsverzeichnis	148
	Tabellenverzeichnis	152
	Symbolverzeichnis	154

Kurzzusammenfassung

Einen großen Anteil an den Betriebskosten eines Flugzeuges haben die Treibstoffkosten. Mit dem Einsatz neuer Materialien im Flugzeugbau, wie kohlenstoffverstärkter Kunststoffe (CFK), kann das Gewicht und damit der Kraftstoffverbrauch reduziert werden. Anders als bei herkömmlichen Materialien sind bei kohlenstoffverstärkten Kunststoffen Beschädigungen, zum Beispiel durch Vogelschlag oder Überbeanspruchung, äußerlich nicht sichtbar.

Mit Hilfe von drahtlosen Sensorknoten muss deshalb die Struktur überwacht werden. Als Energiequelle für die Sensorknoten können Batterien dienen, die allerdings nach Ende ihrer Lebensdauer getauscht werden müssen. Um den zusätzlichen Wartungsaufwand zu vermeiden, soll die Energie aus der Umgebung gewonnen werden (Energy Harvesting). In elektrische Energie umgesetzt werden kann diese Energie mit Generatoren, wie Solarzellen, thermoelektrischen Generatoren oder Vibrationsgeneratoren.

Der Energiebedarf eines drahtlosen Sensorknotens ist nicht konstant. Zur Grundlast muss noch die zusätzliche Energie hinzugenommen werden, die während der Datenaufnahme und dem Senden benötigt wird. Andererseits ist die Eingangsenergie von Umgebungsparametern, wie Temperatur oder Beleuchtungsstärke abhängig und variiert mit diesen.

Diese Arbeit vergleicht unterschiedliche Energiequellen, die sich für den Einsatz in Luftfahrtapplikationen eignen, untereinander bezüglich ihrer Verfügbarkeit, Energiedichten und Effizienz. Zudem wird ein drahtloser Sensorknoten und dessen Energiebedarf vorgestellt.

Es wird ein Energie- und Leistungsmanagement eingeführt, das in der Lage ist, die Eingangsenergie der Quellen zu konvertieren und zwischenspeichern, und damit kontinuierlich einen drahtlosen Sensorknoten mit Energie zu versorgen.

Ein besonderes Augenmerk wird auf die Verarbeitung von kleinen Eingangsspannungen, zum Beispiel von thermoelektrischen Generatoren gelegt. So kann die Startspannung eines Aufwärtswandlers auf 300mV und die minimale Arbeitsspannung auf 110mV gesenkt werden.

Um die Ausgangsleistung zu maximieren werden außerdem verschiedene Lösungen zur Leistungsanpassung präsentiert. Die Leistungsanpassung arbeitet auch als Ladeschaltung für einen Langzeitenergiespeicher, für den sowohl Akkumulatoren als auch Ultrakondensatoren eingesetzt werden können.

Anschließend werden verschiedene Anwendungen für drahtlose Sensorknoten in Luftfahrtapplikationen und die Einsatzmöglichkeiten des Energie- und Leistungsmanagements aufgezeigt. Für jede dieser Anwendungen wird eine speziell angepasste Version des Energie- und Leistungsmanagements und die Effizienz der Energieumwandlung in den zu erwartenden Arbeitspunkten präsentiert.

1 Einleitung

In den vergangenen Jahren ist sowohl der Verbrauch als auch der Preis von Erdöl deutlich gestiegen. Es ist davon auszugehen, dass diese Entwicklung fortschreitet. Während zum Heizen von Wohnungen regenerative Energieträger wie Solarenergie oder Erdwärme immer bedeutender werden, gibt es bei Fortbewegungsmitteln bislang kaum Alternativen zum Erdöl. Für Automobile wird die Zukunft im Einsatz von Brennstoffzellen oder von Elektromobilen gesehen, bei Flugzeugen sind diese Ansätze bislang wenig sinnvoll.

In der Luftfahrt sollen Energiekosten eingespart werden, indem der Energiebedarf gesenkt wird. So soll die Boeing 787 einen um 20% geringeren Treibstoffverbrauch besitzen als andere vergleichbare Flugzeuge und um rund 10% geringere Betriebskosten als das Vorgängermodell Boeing 767-300 erfordern [1]. Das in der Entwicklung befindliche Konkurrenzmodell von Airbus (A350) soll nochmals um 8% geringere Betriebskosten verursachen [2].

Ein Aspekt zur Senkung der Betriebskosten, ist die Reduzierung des Gewichtes. Deshalb sollen im Flugzeugbau zum erheblichen Teil kohlenstoffverstärkte Kunststoffe (CFK) und glasfaserverstärkte Kunststoffe (GFK) eingesetzt werden, die bei gleichem Gewicht eine höhere Festigkeit als rein metallische Materialien wie Aluminium besitzen. Dies erlaubt den Flugzeugbauern, dünnere und damit leichtere Strukturelemente einzusetzen. Allerdings können Beschädigungen der verstärkten Kunststoffe, zum Beispiel durch Vogelschlag, von außen schwieriger erkannt werden. Die Beschädigungen aufspüren sollen Sensoren, die übermäßige Beanspruchungen der Struktur aufzeichnen. Bei einer Wartung können die Daten ausgelesen und das stark beanspruchte Element näher untersucht werden. Eine Analyse dieser Parameter wird auch „Structural Health Monitoring“ (SHM) genannt.

Eine weitere Möglichkeit Gewicht einzusparen, besteht in der Reduzierung der Verkabelung. Die zum Structural Health Monitoring eingesetzten Sensorknoten senden ihre Daten deshalb drahtlos an eine zentrale Recheneinheit und bilden somit ein drahtloses Sensornetzwerk (Wireless Sensor Network, WSN). Jeder Sensorknoten benötigt eine autarke Energieversorgung zum Beispiel mit Batterien. Die Batterien zu tauschen kann, je nach Einbauort im Flugzeug, sehr schwierig sein und damit wieder höhere Kosten bei der Wartung der Flugzeuge verursachen.

Alternativ denkbar ist es, eine Energieversorgung aus Energiepotenzialen der Umgebung, wie Solarenergie, bereit zu stellen. Das Energiepotenzial dieser Quellen ist jedoch von Umgebungsparametern wie der Beleuchtung abhängig und kann stark schwanken. Nachts kann beispielsweise keine Energie aus Solarzellen generiert werden, während der Energiebedarf des Sensorknoten gleich bleibt. Es wird deshalb ein Energie- und Leistungsmanagement benötigt, das nicht nur die Energie speichert, sondern auch unterschiedliche Spannungslevel transformiert und die Leistung maximiert.

Diese Arbeit stellt ein Energie- und Leistungsmanagement vor, das speziell auf die Bedürfnisse von drahtlosen Sensorknoten im Flugzeugbau zugeschnitten ist. Dafür werden zunächst erschöpfliche Energiequellen mit Energiequellen aus der Umwelt bezüglich ihrer Energie- und Leistungsdichten, Effizienzen und Verfügbarkeiten aufgelistet und diese anschließend mit dem Energiebedarf eines Sensorknotens verglichen.

Aus den so ermittelten Parametern werden die dazu erforderlichen Anforderungen an ein Energie- und Leistungsmanagement formuliert. Zuletzt sollen noch einige typische Anwendungen und deren Energiequellen im Flugzeugbau (neben SHM) vorgestellt und die sich daraus ergebenden Anpassungen des Energie- und Leistungsmanagements vergleichend diskutiert werden.

2 Autarke Energiequellen

2.1 Erschöpfliche Energiequellen

2.1.1 Batterien

Als Energiequelle für drahtlose Sensorknoten werden oftmals Batterien verwendet. Dabei muss zwischen Primärbatterien (nicht-wiederaufladbar) und Sekundärbatterien (wiederaufladbar) unterschieden werden [3].

Sowohl Primär- als auch Sekundärbatterien sind eine Zusammenschaltung von mehreren galvanischen Zellen, in denen die elektrische Energie chemisch gespeichert ist. Die galvanische Zelle besteht aus zwei voneinander räumlich getrennten Elektroden mit unterschiedlichen elektrochemischen Potenzialen. Beide Elektroden befinden sich in einer Lösung, die jeweils als Akzeptor oder Donator für Elektronen dient, und somit eine Reduktion oder eine Oxidation (chemische Reaktion) auslöst. Die Zellen sind über einen Ionenleiter miteinander verbunden, über den Ionen von der stärker negativ geladenen Elektrode zur positiven Elektrode transportiert werden und so die Spannungsdifferenz erhöhen (siehe Abbildung 1).

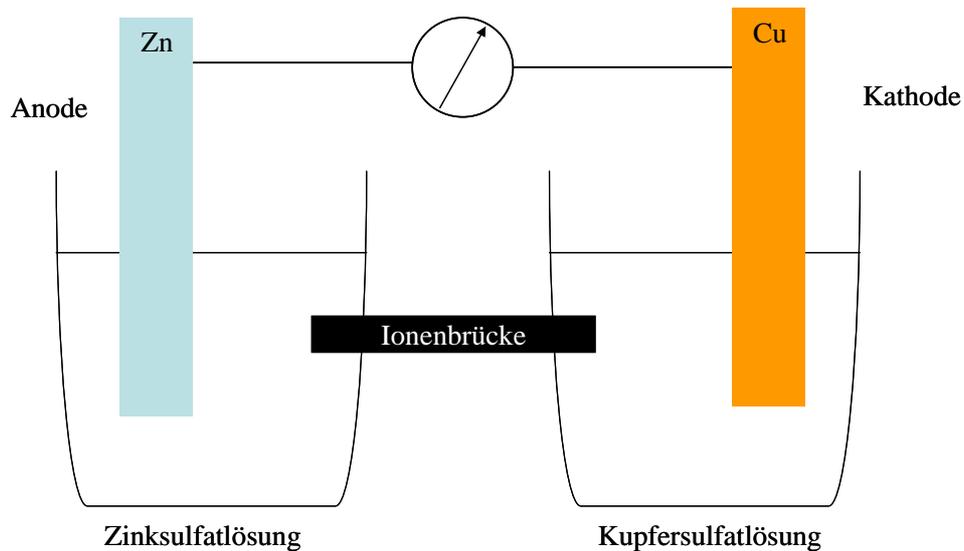


Abbildung 1: Galvanische Zelle

Der wichtigste Unterschied zwischen einer Primärbatterie und einer Sekundärbatterie ist, dass die chemische Reaktion bei einer Sekundärbatterie umkehrbar ist und nahezu die volle Energiemenge wiederhergestellt werden kann.

Die Zellspannung ist die Differenz der beiden Potenziale der Elektroden:

$$U = \Delta\Phi = \Phi_{\text{Akzeptor}} - \Phi_{\text{Donator}} \quad (1)$$

Für eine möglichst große Ausgangsspannung müssen für die Elektroden Materialien ausgewählt werden, die zusammen eine möglichst große elektrochemische Spannung erzeugen. Tabelle 1 zeigt nach [5] einige Beispiele für elektrochemische Potenziale verschiedener Materialien:

Material	Elektrochemisches Potenzial
Li ⁺	-3,045 V
K ⁺	-2,925 V
Ca ⁺	-2,866 V
Zn ²⁺	-0,763 V
Cu ⁺	+0,521 V
Ag ⁺	+0,799 V

Tabelle 1: Elektrochemisches Potenzial einiger Materialien

Tabelle 1 und Formel (1) zeigen, dass die Ausgangsspannung einer Batterie hauptsächlich von den Materialien abhängig ist und nicht vom Ladezustand. Wird eine Batterie entladen, kann die Spannung trotzdem etwas sinken, da sich das oxidierte oder reduzierte Material an den Elektroden abscheidet und somit den Übergang zwischen Elektrode und Elektrolyt verschlechtert.

Je nach Anwendung gibt es Batterien, die unterschiedliche Materialien verwenden. Diese unterscheiden sich nicht nur in der Ausgangsspannung, sondern auch in Selbstentladung, maximaler Leistung/Innenwiderstand und Energiedichte. Anhand dieser Parameter sollen einige typische Primär- und Sekundärzellen vorgestellt werden.

Eine der wichtigsten Primärbatterien ist die Alkali-Mangan-Batterie. Als Elektrodenmaterialien werden Zink (Zn) an der negativen Elektrode, Mangandioxid (MnO₂) an der positiven Elektrode und Kaliumhydroxid als Elektrolyt eingesetzt. Daraus ergibt sich eine Zellspannung von 1,5 V. Alkali-Mangan-Batterien sind in allen Standardbaugrößen, wie LR-6 (AA/Mignon) oder als Knopfzellen verfügbar.

Das Material mit dem betragsmäßig höchsten negativem elektrochemischen Potenzial ist Lithium (siehe Tabelle 1). Da bei gleicher Baugröße eine größere Ausgangsspannung generiert wird, werden in vielen Anwendungen die Alkali-Mangan-Batterien durch Lithium-Batterien verdrängt. Die Lithium-Batterie ist ein Oberbegriff für eine Gruppe von Batterien, die sich nur durch das Material der zweiten Elektrode unterscheiden und somit unterschiedliche Zellspannungen besitzen. Beispiele für Lithium-Batterien sind Lithium-Thionylchlorid (3,7 V), Lithium-Mangandioxid (3,5 V) oder Lithium-Kohlenstoffmonofluorid (3,2 V) Batterien. Aufgrund der unterschiedlichen Zellspannungen zu Alkali-Mangan-Batterien sind Lithium-Batterien in den Standardgrößen (A, AA, etc.) noch selten.

Die beiden vorgestellten Batterietypen sollen anhand zweier Batterien verglichen werden. Die Primärbatterie V4906 von Varta ist eine Alkali-Mangan-Batterie, die in einem LR-6-Gehäuse eine Kapazität von 2,6 Ah und bei einer Leerlaufspannung von 1,5 V eine theoretische Gesamtenergie von 3,9 Wh oder 14,04 kJ besitzt. Als Vergleichsbatterie wird die Lithium-Manganoxid-Primärzelle CR AA von Varta genutzt, die ebenfalls ein LR-6-Gehäuse besitzt. Diese Batterie hat eine etwas kleinere Kapazität (2 Ah), dafür allerdings eine deutlich höhere Betriebsspannung von 3 V und eine größere Gesamtenergie von 21,6 kJ. Bei gleicher Baugröße hat die Lithium-Batterie eine um 50% höhere Gesamtenergie (siehe auch Tabelle 2).

	V4906 (Varta)	CR AA (Varta)
Batterietyp	Alkali-Mangan	Lithium
Zellspannung	1,5 V	3V
Kapazität	2,6 Ah	2 Ah
Gewicht	24 g	21,5 g
Volumen	7,62 cm ³	8,5 cm ³
Temperaturbereich	-10°C – 50°C	-30°C – 70°C
Energiedichte pro Gewicht	0,59 kJ/g	1 kJ/g
Energiedichte pro Volumen	1,84 kJ/cm ³	2,54 kJ/cm ³
Preis pro Energieeinheit	0,08 €/kJ	0,28 €/kJ

Tabelle 2: Vergleich zwischen zwei verschiedenen Primärbatterien (Alkali-Mangan und Lithium)

Soll eine Batterie in der Nähe der Flugzeughülle eingesetzt werden, muss damit gerechnet werden, dass sehr niedrige (bis -50°C) Temperaturen auftreten können. Während die Alkali-Mangan-Batterien nur für einen Temperaturbereich von etwa -10°C bis 50°C spezifiziert sind, ist der Temperaturbereich bei Lithium-Batterien größer (-30°C bis 70°C).

Allgemeine Eigenschaften Primärzellen	Selbstentladung	Elektrischer Serienwiderstand (ESR)
Alkali-Mangan-Batterien	4 % pro Jahr	~ 0,15 Ω
Lithium-Batterien	1-2 % pro Jahr	0,09 Ω

Tabelle 3: Allgemeine Eigenschaften von Alkali-Mangan- und Lithium-Batterien [4]

Die Selbstentladung der Lithium-Batterien (siehe Tabelle 3) ist mit 1-2% pro Jahr ebenfalls deutlich geringer als die der Alkali-Mangan-Batterien. Hingegen sind Alkali-Mangan-Batterien kostengünstiger und eignen sich daher besser zur Versorgung von Sensorknoten, für die besondere Preisanforderungen gelten.

Werden die Batterien konstant mit einem Energiebedarf von 1 mW belastet, dann ist die Lebensdauer beider Batterien mit etwa ½ Jahr (Alkali-Mangan) und 8 Monaten (Lithium) eher gering. Dies bedeutet, dass im Schnitt alle 6 bis 8 Monate sämtliche Batterien der Sensorknoten ausgetauscht werden müssen. Wenn in einem Flugzeug mehrere hundert Sensorknoten genutzt werden, die möglicherweise auch noch schwer zugänglich sind, bedeutet dies einen nicht zu unterschätzenden Kostenaufwand während der Wartung.

Des Weiteren gibt es eine Reihe anderer Batterietypen, wie Zink-Luft-Batterien oder Nickel-Oxyhydroxid-Batterien, die zumeist allerdings nur Nischenanwendungen bedienen.

Für sekundäre Batterien werden drei Arten von Akkumulatoren (Akkus) vorgestellt. Am häufigsten werden Nickel-Metalhydrid-Akkus eingesetzt. In diesem Akku besteht die eine Elektrode aus Nickelhydroxid (Ni(OH)₂), die andere aus einem speziellen Metallhydrid, und als Elektrolyt dient 20-prozentige Kalilauge. Durch ihre Zellspannung von 1,2 V sind sie in vielen Anwendungen gut geeignet, Primärzellen wie Alkali-Mangan-Batterien zu ersetzen. Sie sind daher auch in allen gängigen Baugrößen (A, AA, AAA, etc.) zu finden.

Die Beispielbatterie Duracell AA (siehe Tabelle 4) hat in einem LR-6-Gehäuse eine maximale Kapazität von 2,65 Ah und zusammen mit der Zellspannung eine theoretische Gesamtenergie von 11,48 kJ.

Spezielle Lithium-Batterien eignen sich auch als sekundäre Batterien, zum Beispiel Lithium-Ion- oder Lithium-Polymer-Batterien. Ähnlich wie Lithium-Batterien haben Lithium-Ion-Akkus eine große Energiedichte und, im Vergleich zu den anderen sekundären Batterien, keinen Memory-Effekt. Aufgrund der Zellspannung von 3,2V sind Lithium-Ion-Batterien noch nicht in den Standardgrößen AA oder AAA verbreitet.

In vielen Anwendungen, wie zum Beispiel der Autobatterie, werden Blei-Akkus verwendet. Diese zeichnen sich durch einen großen Temperaturbereich aus und sind preislich günstiger als Lithium-Ion-Zellen. Die Tabelle 4 und Tabelle 5 vergleichen die wichtigsten Eigenschaften der sekundären Batterien untereinander und mit denen der primären Batterien.

Da bei der Speicherung elektrische Energie in chemische Energie gewandelt werden muss, benötigen Akkumulatoren ein spezielles Ladeverfahren, um effizient Energie speichern zu können. Für Lithium-Ion-Akkus und Blei-Akkus wird oftmals das I/U-Ladeverfahren (constant current constant voltage) angewendet, bei dem bis zu einer maximal Spannung mit einem konstanten Strom geladen wird. Ist die Maximalspannung erreicht, dann wird mit einer konstanten Spannung weiter geladen.

Allen Akkumulatoren ist gemeinsam, dass sie nach Möglichkeit nicht bis kurz vor Erschöpfung der Kapazität entladen werden sollten, da diese irreversible Schäden nehmen können. Werden Lithium-Ionen-Akkus zu tief entladen (unter 1,5V) können sich im Akku Kupferbrücken zwischen beiden Elektroden bilden, die einen Kurzschluss erzeugen. Wird nun eine Spannung zum Laden angelegt, besteht Brandgefahr.

	Cyclon D-Cell	Varta LIC18650	Duracell AA
Batterieart	Blei	Lithium-Ion	Nickel-Metallhydrid
Zellspannung	2 V	3,7 V	1,2 V
Kapazität	2,5 Ah	2,2 Ah	2,65 Ah
Gewicht	178 g	48 g	28 g
Volumen	56,55 cm ³	17,31 cm ³	8,3 cm ³
Temperaturbereich	-40°C – 80°C	0°C – 45°C	-20°C – 50°C
Energiedichte pro Gewicht	101 J/g	610 J/g	408 J/g
Energiedichte pro Volumen	318 J/cm ³	1692 J/cm ³	1379 J/cm ³
Preis pro Energieeinheit	0,39 €/kJ	0,97 €/kJ	0,29 €
Anzahl der Zyklen	300	~1000	~400

Tabelle 4: Vergleich zwischen drei verschiedenen Sekundärbatterien (Blei, Lithium-Ion und Nickel-Metallhydrid)

Allgemeine Eigenschaften Primärzellen	Selbstentladung	Memory-Effekt	Elektrischer Innenwiderstand
Blei-Akkus	50 % in 1-2 Jahren	keiner	5 mΩ
Lithium-Ion-Akkus	50 % in etwa 3 Jahren	schwach	
Nickel-Metallhydrid-Akkus	50 % in 2-4 Monaten	keiner	14 mΩ

Tabelle 5: Allgemeine Eigenschaften von Blei-, Lithium-Ion und Nickel-Metallhydrid-Batterien

Verglichen mit den Primärbatterien ist die Energiedichte der sekundären Batterien kleiner und der Preis pro Energieeinheit höher. Die hier vorgestellten Akkumulatoren können jedoch maximal 1000-mal wiederaufgeladen werden und erreichen so eine größere Gesamtenergie

als Primärbatterien. Die Selbstentladung sekundärer Batterien ist deutlich größer als die der primären Zellen. Soll eine Batterie über viele Jahre kontinuierlich Energie speichern, sind primäre Zellen somit besser geeignet.

Zusammenfassend gilt, dass primäre Zellen dann sinnvoll eingesetzt werden können, wenn keine Energiequelle zum Nachladen zur Verfügung steht und der Energiebedarf des angeschlossenen Sensorknotens so klein ist, dass die anvisierte Lebensdauer erreicht werden kann (meist mehrere Jahre). Ist jedoch in regelmäßigen Abständen eine Energiequelle zum Nachladen der Batterie verfügbar, ist ein Einsatz von Akkumulatoren sinnvoll.

2.1.2 Radioisotopengeneratoren

Eine andere Form von Energiequellen sind die Radioisotopengeneratoren [6] oder Atombatterien. Radioisotopengeneratoren wandeln radioaktive Strahlung in eine andere nutzbare Energieform, wie eine Temperaturdifferenz oder mechanische Schwingung, um. Zusätzlich zum Radioisotopengenerator wird dann ein Generator, wie sie auch in Kapitel 2.2 vorgestellt werden, benötigt, um elektrische Energie zu erzeugen.

Das gängigste Modell ist dabei der thermoelektrische Isotopengenerator (RTG) [7]. Hier erwärmt radioaktive Strahlung ein wärmeleitendes Material. Mit einer Temperaturdifferenz zum Beispiel zur Umgebung kann ein thermoelektrischer Generator (siehe Kapitel 2.2.1) elektrische Energie erzeugen. Dieses Prinzip wird bereits seit vielen Jahren in erdfernen Weltraummissionen als Energiequelle eingesetzt. Dabei kann aufgrund der allgemein sehr kalten Temperaturen im Weltraum eine große Temperaturdifferenz erzeugt werden, die dann relativ effizient (10-15%) in elektrische Energie umgesetzt werden kann. Neuere Ansätze wie Stirling Isotopengeneratoren, bei denen statt eines thermoelektrischen Generators ein Stirlingmotor eingesetzt wird, erreichen Effizienzen von bis zu 30% [8][9].

Ein weiterer Ansatz für Radioisotopengeneratoren sind piezoelektrische Isotopengeneratoren [10][11]. Hier wird Strahlungsenergie in eine Bewegungsenergie transformiert, die dann wiederum mittels eines piezoelektrischen Vibrationsgenerators in elektrische Energie umwandelt wird. Die dabei benötigte Schwingung eines Balkens (siehe Kapitel 2.2.3) wird nicht durch eine externe Vibration erzeugt, sondern durch die Strahlung des radioaktiven Materials. Dieses wird unter dem Balken (siehe Abbildung 14) platziert und emittiert β -Strahlung. Der Balken nimmt die emittierten Elektronen auf und lädt sich negativ auf. Da die Strahlungsquelle positiver geladen ist als der Balken, biegt dieser sich, bis er die Quelle berührt und sich wieder entlädt. Dann schwingt der Balken zurück und betreibt so den piezoelektrischen Vibrationsgenerator.

Daneben existieren noch weitere Ansätze wie thermoionische Generatoren [12][13], die bislang allerdings kaum Anwendungsbereiche gefunden haben.

Wichtig für den Aufbau eines Radioisotopengenerators ist die Strahlungsquelle. Dafür werden üblicherweise radioaktive Nuklide mit langen Halbwertszeiten eingesetzt. Die Halbwertszeit, also die Zeit, in der die Anzahl der Nuklide und damit die Strahlung auf die Hälfte abgesunken sind, definiert dabei die Lebensdauer eines Radioisotopengenerators. Je größer die Halbwertszeit eines Materials, umso länger kann der Radioisotopengenerator Energie liefern. Je nach Art der Strahlung (α -, β - oder γ -Strahlung) kann radioaktive Strahlung Materialien durchqueren.

	Pu-238	Cm-244	Cs-137	Sr-90	Co-60
Strahlungsart	α	α	β	β	γ
Halbwertszeit	87,4 a	18,1 a	30 a	28 a	5,24 a
Zerfallsprodukt	^{234}U	^{240}Pu	^{137}Ba	^{90}Y	^{60}Ni
Strahlung pro Leistung	1,11 Bq/ μW	1,07 Bq/ μW	7,66 Bq/ μW	5,48 Bq/ μW	2,41 Bq/ μW
Dicke einer Abschirmung mit Blei nach [14]	0,25 cm	5,08 cm	11,68 cm	15,24 cm	24,13 cm
Leistungsdichte pro Gewicht	0,39 W/g	2,27 W/g	0,12 W/g	0,22 W/g	1,74 W/g
Leistungsdichte pro Volumen	3,9 W/cm ³	20,4 W/cm ³	0,38 W/cm ³	1,01 W/cm ³	15,8 W/cm ³

Tabelle 6: Eigenschaften radioaktiver Isotope zum Einsatz in Radioisotopengeneratoren

Verglichen mit thermoelektrischen Generatoren (Tabelle 14), Solarzellen (Tabelle 22) und Vibrationsgeneratoren (Tabelle 26) sind die Leistungsdichten eines Radioisotopengenerators erheblich größer. Es muss jedoch berücksichtigt werden, dass nur die Leistungsdichte des Strahlers angegeben wird. Soll daraus elektrische Energie gewonnen werden, müssen diese Werte zusätzlich zu denen der thermoelektrischen Generatoren, Solarzellen oder Vibrationsgeneratoren berücksichtigt werden. Wird beispielsweise für den thermoelektrischen Generator im RTG eine Effizienz von 1% angenommen, wird ein um den Faktor 100 größere Menge radioaktives Material benötigt um die gleiche Leistung zu erzeugen. Bei einer Effizienz von 1% ergeben sich so folgende Werte für die Leistungsdichten (ohne die Berücksichtigung des zusätzlichen Gewichtes und Volumens durch den thermoelektrischen Generator):

	Pu-238	Cm-244	Cs-137	Sr-90	Co-60
Leistungsdichte pro Gewicht	3,9 mW/g	22,7 mW/g	1,2 mW/g	2,2 mW/g	17,4 W/g
Leistungsdichte pro Volumen	39 mW/cm ³	204 mW/cm ³	3,8 mW/cm ³	10,1 mW/cm ³	158 mW/cm ³

Tabelle 7: Leistungsdichten der Isotope unter Berücksichtigung einer Effizienz von 1% für den angeschlossenen Generator

Um die Strahlungsquellen mit Batterien vergleichen zu können, muss die Energiedichte in der Strahlungsquelle angegeben werden. Für die obigen Quellen ist die Energiedichte in der Halbwertszeit zunächst ohne Berücksichtigung des zusätzlichen Generators:

	Pu-238	Cm-244	Cs-137	Sr-90	Co-60
Energiedichte pro Gewicht	1079 MJ/g	1296 MJ/g	114 MJ/g	194 MJ/g	288 MJ/g
Energiedichte pro Volumen	10,8 MJ/mm ³	11,7 MJ/mm ³	0,36 MJ/mm ³	0,89 MJ/mm ³	2,61 MJ/mm ³

Tabelle 8: Energiedichte der Isotope bei einer Lebensdauer gleich der Halbwertszeit

Für sich genommen sind die Werte in Tabelle 8 deutlich größer als die der Batterien (siehe Tabelle 4), jedoch wird auch bei diesen Werten nicht der nachgeschaltete Generator berücksichtigt. Mit einer Effizienz von 1% kann nur 1/100 der in Tabelle 8 angegebenen Energiedichten erreicht werden.

Vorteilhaft an Radioisotopengeneratoren ist, dass sie eine konstante Energieversorgung unabhängig von der Umgebung bereitstellen können und im Allgemeinen längere Lebensdauern als Batterien haben.

Die Hauptnachteile der Radioisotopengeneratoren sind zum einen die Giftigkeit (^{238}Pu) der Materialien, die in den Strahlungsquellen eingesetzt werden. Außerdem emittieren die Strahlungsquellen radioaktive Strahlung, die Krebs erzeugen und ab einer bestimmten Dosis

zum Tode führen kann. Zudem ist die sichere Entsorgung der ausgebrannten Strahlungsquellen ein schwieriges und bis heute ungelöstes Problem [15][16].

In Flugzeugapplikationen sind Radioisotopengeneratoren aufgrund des möglichen Kontaktes des strahlenden Materials mit Passagieren, Crew oder Wartungspersonal keine Option. Deshalb bieten sie sich nur in der erdfernen unbemannten Raumfahrt an, obwohl auch immer die Gefahr eines Absturzes beim Start und damit einer Verteilung des radioaktiven Materials in der Atmosphäre besteht.

2.1.3 Brennstoffzelle

Die Brennstoffzelle ist eine besondere Form einer galvanischen Zelle (siehe Abbildung 1) [17]. Die chemische Reaktion findet dabei zwischen Sauerstoff und einem wasserstoffhaltigen Gas (oftmals selbst Wasserstoff) statt. Anders als bei einer Batterie sind die beiden Reaktionspartner nicht in der Zelle gespeichert, sondern müssen von extern zugeführt werden. Ist das Wasserstoffgas an der Anode ionisiert, kann es durch den Elektrolyten (oftmals Polymer-Membrane oder Kalilauge) mit dem Sauerstoff zu Wasser reagieren. Die für die Reaktion notwendigen Elektronen erhält der Sauerstoff, wenn an der Brennstoffzelle ein Strom entnommen wird. Die so entstehende Spannung pro Zelle ist maximal 1,23 V. Vorteil der Brennstoffzelle ist, dass die chemischen Stoffe zur Erzeugung von elektrischer Energie kontinuierlich nachgeführt werden können und das Abfallprodukt (Wasser) unkritisch ist.

Brennstoffzellen sind für viele Anwendungen vom alternativen Automobilantrieb bis hin zur Versorgung von Mobiltelefonen vorgeschlagen worden, jedoch sind bislang keine Brennstoffzellen in geringer Größe für die Anwendung in drahtlosen Sensornetzwerken verfügbar. Insbesondere für Anwendungen in diesem Bereich besteht dabei das Problem der Zuführung und Speicherung der reaktiven Gase Sauerstoff und Wasserstoff (oder Methan etc.).

Einen Überblick über aktuell in der Entwicklung befindliche Mikrobrennstoffzellen gibt die Literatur [18]. Die meisten der dort vorgestellten Brennstoffzellen generieren Leistungen im Bereich 0,1 W bis 10 W und haben eine Größe von etwa 100 cm³ bis 500 cm³. Die Kapazitäten der Brennstoffzellen sind in der Größenordnung der Batterien.

2.2 Energiegewinnung aus der Umwelt

Die bisher vorgestellten Energiequellen haben den Nachteil, dass sie erschöpflich sind und nach einer bestimmten Zeit ausgetauscht oder nachgeladen werden müssen. Im Gegensatz dazu können zur Energieversorgung auch Energiequellen eingesetzt werden, die ihre Energie aus der Umwelt gewinnen und damit zumindest theoretisch eine unendliche Lebensdauer haben.

Im Folgenden sollen einige dieser Energiequellen vorgestellt werden. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf Energiequellen speziell für Flugzeugapplikationen. Da in diesen Anwendungen oftmals stark auf die Größe und das Gewicht der Bauteile geachtet werden muss, sollen sowohl Sensor als auch Energiequelle möglichst klein und leicht sein. Aus diesem Grund wird bei allen Energiequellen sowohl die Energiedichte pro Volumen oder bei dünnen Energiequellen pro Fläche und die Energiedichte pro Gewicht angegeben. Die Effizienz der Umsetzung der Umgebungsenergie in elektrische Energie spielt nur bei den Energiequellen eine Rolle, bei denen das Energiepotenzial eventuell erst erzeugt werden muss, zum Beispiel das Wärmepotenzial in der Kabine (siehe Kapitel 6.1). Ein direkter Vergleich zwischen den Energiequellen ist schwierig und stark von den in Kapitel 6 vorgestellten Applikationen und den darin verfügbaren Energiepotenzialen abhängig. Auf einen direkten Vergleich soll deshalb an dieser Stelle verzichtet werden.

2.2.1 Thermoelektrische Generatoren

Um Temperaturdifferenzen in elektrische Energie umzuwandeln, eignen sich thermoelektrische Generatoren (Thermogeneratoren) [19][20]. Für einen thermoelektrischen Generator wird ein elektrischer Leiter benötigt, an dessen beiden Enden eine Temperaturdifferenz angelegt wird. Dabei entsteht am kalten Ende des Leiters eine höhere Ladungsträgerdichte als am warmen und somit eine Diffusionsspannung. Dieser Effekt wird auch Seebeck-Effekt genannt. Mit dem entgegengesetzten Effekt, dem Peltier-Effekt, kann mittels eines elektrischen Stroms eine Temperaturdifferenz zwischen den beiden Enden des Leiters erzeugt werden. Die daraus gebauten Peltier-Elemente werden zum Beispiel zur Kühlung von CPUs eingesetzt, sie eignen sich allerdings grundsätzlich auch zum Einsatz als thermoelektrische Generatoren.

Die mit dem Seebeck-Effekt erzeugte Spannung ist bei kleinen Temperaturdifferenzen:

$$U_{\text{diff}} = Q \cdot (T_{\text{warm}} - T_{\text{kalt}}) \quad (2)$$

Q wird dabei Seebeck-Koeffizient oder auch Thermokraft genannt und ist stark material- und temperaturabhängig [21]. Deshalb ist die Gleichung nur für relativ kleine Temperaturdifferenzen (je nach Material bis etwa 100 K) gültig. Um die Spannung bei gleicher Temperaturdifferenz zu erhöhen, muss das Material mit der größten Thermokraft im gewünschten Temperaturbereich ausgewählt werden. Die Werte werden in der thermoelektrischen Spannungsreihe zusammengefasst:

Material	Thermospannung (bezogen auf Kupfer) bei 273 K
Eisen	13,4 $\mu\text{V/K}$
Kupfer	0
Aluminium	-3,2 $\mu\text{V/K}$
Platin	-5,9 $\mu\text{V/K}$
Nickel	-20,4 $\mu\text{V/K}$
Bismut	-72,8 $\mu\text{V/K}$

Tabelle 9: Thermospannungen unterschiedlicher Materialien bei Raumtemperatur bezogen auf Kupfer [22]

Als Referenz für die Thermospannung gilt hier Kupfer, bei negativen Werten ist die Dichte der Elektronen höher als die der Löcher, während es bei positiven Werten umgekehrt ist. Besser als Metalle eignen sich als Material für thermoelektrische Generatoren dotierte Halbleiter.

In der folgenden Tabelle 10 werden einige Halbleiter bei Raumtemperatur miteinander verglichen:

Halbleiter	Thermospannung
Sb ₂ Te ₃ (n-dotiert)	130 μV/K
Bi ₂ Te ₃ (n-dotiert)	190 μV/K
Germanium (n-dotiert)	420 μV/K
InAs (n-dotiert)	200 μV/K
Bi ₂ Te ₃ (p-dotiert)	-210 μV/K
Germanium (p-dotiert)	-548 μV/K
InAs (p-dotiert)	-180 μV/K

Tabelle 10: Thermospannungen unterschiedlicher Halbleiter (p- und n-dotiert) bei Raumtemperatur nach [23]

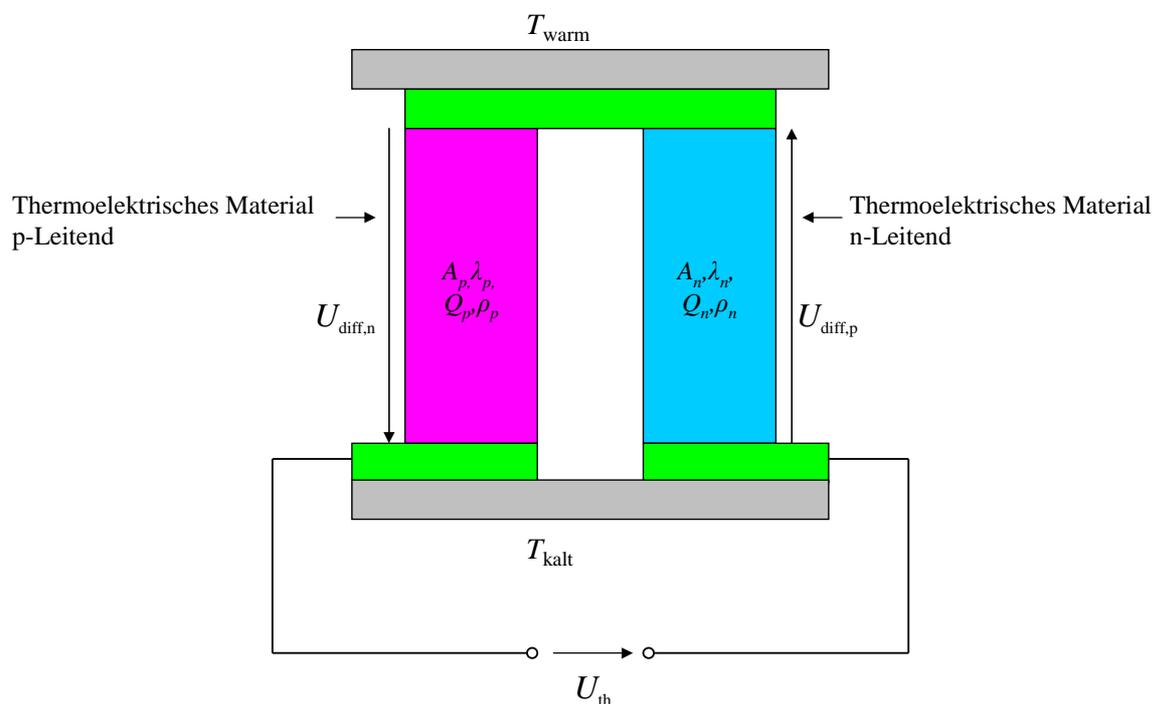


Abbildung 2: Schematischer Aufbau eines Thermopaars

Um die erzeugte Spannung zu vergrößern, werden zwei Thermoelemente, das eine n-dotiert das andere p-dotiert, zu einem Thermopaar gekoppelt (siehe Abbildung 2). Die Spannungen für beide Thermopaare sind:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{diff},n} &= Q_n \cdot (T_{\text{warm}} - T_{\text{kalt}}) \\
 U_{\text{diff},p} &= Q_p \cdot (T_{\text{kalt}} - T_{\text{warm}})
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

Beide Spannungen subtrahieren sich nun zu:

$$U_{\text{diff}} = (Q_n - Q_p) \cdot (T_{\text{warm}} - T_{\text{kalt}})
 \tag{4}$$

Aus Tabelle 10 geht hervor, dass die höchste Spannung bei Raumtemperatur durch ein Thermopaar aus n- und p-dotiertem Germanium erzeugt wird: Theoretisch sind hier 968 μV/K möglich. Neben der Thermospannung sind bei der Auswahl der Materialien jedoch noch

andere Eigenschaften wichtig. Ein Maß für die Effizienz der Umsetzung von thermischer Energie in elektrische Energie soll im Folgenden betrachtet werden.

Wenn über einem wärmeleitenden Material eine Temperaturdifferenz angelegt wird, dann entsteht in diesem Material ein Wärmefluss. Dabei tritt nicht nur der Seebeck-Effekt, sondern auch der entgegengesetzte Peltier-Effekt auf, bei dem eine Temperaturdifferenz durch einen elektrischen Strom erzeugt wird. Durch den Stromfluss im thermoelektrischen Generator erwärmt sich das Material.

Nach [23] ist die thermische Leistung in einem thermoelektrischen Generator:

$$P_{th} = (Q_p - Q_n) \cdot I \cdot T_{\text{warm}} - \left(\frac{\lambda_{th,p} \cdot A_p}{l_p} + \frac{\lambda_{th,n} \cdot A_n}{l_n} \right) \cdot (T_{\text{kalt}} - T_{\text{warm}}) - \frac{1}{2} \left(\frac{\rho_p \cdot l_p}{A_p} + \frac{\rho_n \cdot l_n}{A_n} \right) \cdot I^2 \quad (5)$$

λ_{th} ist die spezifische thermische Leitfähigkeit, A der Querschnitt, l die Länge und ρ der spezifische elektrische Widerstand des thermoelektrischen Materials. I ist der durch den Generator fließende Strom (siehe auch Abbildung 2).

Näher betrachtet zeigt sich, dass die Klammer im mittleren Term den thermischen Leitwert

$$G_{th} = \frac{1}{R_{th}} = \frac{\lambda_{th,p} \cdot A_p}{l_p} + \frac{\lambda_{th,n} \cdot A_n}{l_n} \quad (6)$$

und die hintere Klammer der elektrische Widerstand

$$R = \frac{\rho_p \cdot l_p}{A_p} + \frac{\rho_n \cdot l_n}{A_n} \quad (7)$$

des thermoelektrischen Generators darstellt. Gleichung 7 lässt sich somit auf folgende Form vereinfachen:

$$P_{th} = (Q_p - Q_n) \cdot I \cdot T_{\text{warm}} - \frac{(T_{\text{kalt}} - T_{\text{warm}})}{R_{th}} - \frac{1}{2} \cdot R \cdot I^2 \quad (8)$$

Der vordere Teil der Gleichung ist somit der Wärmefluss durch den Peltier-Effekt und der mittlere der Wärmefluss durch den Seebeck-Effekt. Der letzte Term ist die Erwärmung des Materials durch den elektrischen Stromfluss.

Nun kann ein Maß für die Effizienz der Umsetzung der thermischen in die elektrische Leistung bestimmt werden. Dafür soll an dieser Stelle allerdings der umgekehrte Fall betrachtet werden, dass der thermoelektrische Generator nicht zur elektrischen Energieerzeugung, sondern zum Heizen oder Kühlen eingesetzt wird. Auch dann gilt Gleichung (8). In diesem Fall wird nun der Strom gesucht, bei dem die Wärmeleistung maximal wird, indem in Gleichung (8) die Ableitung zu 0 gesetzt wird:

$$I_q = \frac{(Q_p - Q_n) \cdot T_{\text{warm}}}{R} \quad (9)$$

Daraus ergibt sich eine maximale Kühlleistung von:

$$P_{\text{th,max}} = \frac{(Q_p - Q_n)^2 \cdot T_{\text{warm}}^2}{2R} - \frac{T_{\text{kalt}} - T_{\text{warm}}}{R_{\text{th}}} \quad (10)$$

Die maximale Temperaturdifferenz, bei der noch Wärmeleistung erzeugt werden kann, ergibt sich, wenn $P_{\text{th,max}} = 0$. Die Temperaturdifferenz ist dann:

$$(T_{\text{kalt}} - T_{\text{warm}}) = (Q_p - Q_n)^2 \frac{R_{\text{th}}}{R} \cdot \frac{T_{\text{warm}}^2}{2} \quad (11)$$

Aus dieser Gleichung kann nun eine von veränderlichen Parametern unabhängige Güte (englisch: Figure of Merit) für den thermoelektrischen Generator definiert werden:

$$Z = (Q_p - Q_n)^2 \cdot \frac{R_{\text{th}}}{R} = \frac{(Q_p - Q_n)^2}{\lambda_{\text{th}} \cdot \rho} \quad (12)$$

Oftmals wird in der Literatur die Güte noch mit der mittleren Temperatur multipliziert, dann ist:

$$ZT = (Q_p - Q_n)^2 \cdot \frac{R_{\text{th}}}{R} \cdot T_{\text{mittel}} = \frac{(Q_p - Q_n)^2}{\lambda_{\text{th}} \cdot \rho} \cdot \frac{T_{\text{warm}} + T_{\text{kalt}}}{2} \quad (13)$$

Für Raumtemperatur wird die Güte der Materialien aus Tabelle 10 miteinander verglichen:

Halbleiter	Güte Z in $10^{-3}/\text{K}$
Sb ₂ Te ₃ (n-dotiert)	1,2
Bi ₂ Te ₃ (n-dotiert)	1,8
Germanium (n-dotiert)	0,0033
InAs (n-dotiert)	0,08
Bi ₂ Te ₃ (p-dotiert)	2,3
Germanium (p-dotiert)	0,00068
InAs (p-dotiert)	0,027

Tabelle 11: Vergleich verschiedener Halbleiter im Bezug auf ihre Güte [23]

Da in der Gleichung für Z alle Faktoren temperaturabhängig sind, ist auch Z temperaturabhängig. Die Güte einiger Materialien mit der Temperatur soll in Abbildung 3 gezeigt werden.

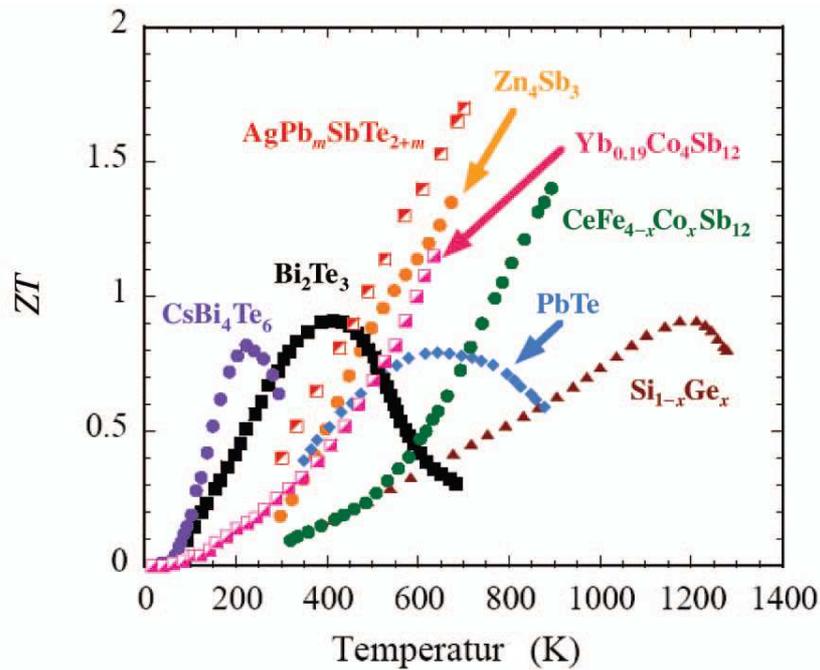


Abbildung 3: Güte verschiedener Materialien nach [24] in Abhängigkeit von der Temperatur

Da mit der Güte auch die Effizienz gesteigert werden kann, ist die Suche nach Materialien mit hoher Güte eine der wichtigsten Forschungsgebiete auf dem Gebiet der Thermoelektrizität. Während aktuelle Materialien bei Raumtemperatur zurzeit eine Güte von etwa $ZT = 1$ erreichen, kann mit mikrotechnologischen Elementen wie dem Einsatz von Nanotubes eine Güte von $ZT = 2,4$ erreicht werden [25][26]. Die Nanotubes sollen dabei für eine hohe elektrische bei gleichzeitig kleiner thermischer Leitfähigkeit sorgen.

Elektrisches Ersatzschaltbild eines thermoelektrischen Generators

Gleichung (4) zeigt, dass der thermoelektrische Generator eine elektrische Spannung in Abhängigkeit vom Seebeck-Koeffizienten Q , oder im Falle eines Thermopaars durch die Differenz der Seebeck-Koeffizienten ($Q_p - Q_n$) der beiden thermoelektrischen Materialien liefert. Der thermoelektrische Generator lässt sich am besten als elektrische Spannungsquelle charakterisieren. Allerdings ist der Generator keine ideale Spannungsquelle, so dass parallel ein elektrischer Innenwiderstand R_i angenommen werden muss (siehe Abbildung 4).

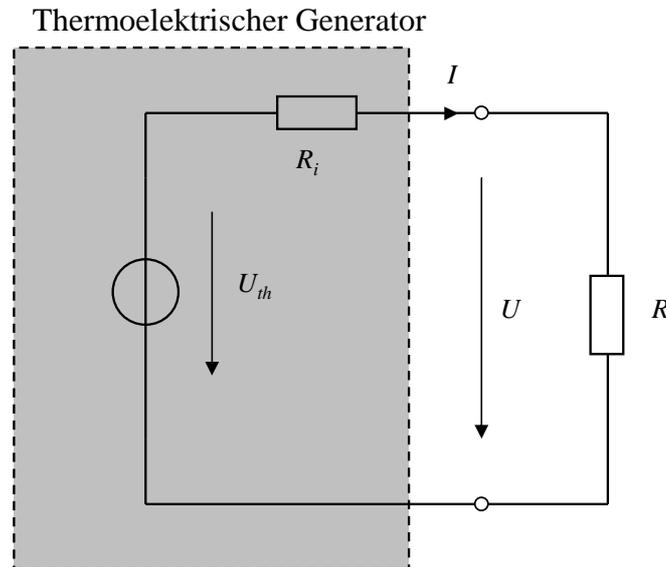


Abbildung 4: Elektrisches Ersatzschaltbild eines thermoelektrischen Generators

Der elektrische Innenwiderstand setzt sich zusammen aus den elektrischen Widerständen der thermoelektrischen Materialien (R_p und R_n) (siehe Abbildung 2) und der elektrischen Zuleitungen R_Z . Es ergibt sich so:

$$R_i = R_p + R_n + R_Z = \rho_p \cdot \frac{l_p}{A_p} + \rho_n \cdot \frac{l_n}{A_n} + R_Z \quad (14)$$

Die spezifischen elektrischen Widerstände ρ_p und ρ_n sind temperaturabhängig, sollen aber, da in den meisten Anwendungen nur kleine Temperaturdifferenzen auftreten, als konstant angenommen werden. Die Spannungsquelle ist somit näherungsweise linear.

Eine Nichtlinearität wird allerdings durch den Thomson-Effekt erzeugt: Bei einer hohen Stromdichte im thermoelektrischen Material erhöht sich der Wärmefluss durch den Leiter und die Temperaturdifferenz zwischen den beiden Temperaturpotenzialen wird verkleinert. Dieser Effekt ist jedoch kaum messbar und kann so insbesondere bei kleinen elektrischen Strömen vernachlässigt werden.

Für die elektrische Leistung, die im Verbraucher umgesetzt wird, gilt (siehe auch Abbildung 5):

$$P = I^2 \cdot R = \left(\frac{U}{(R_i + R)} \right)^2 \cdot R \quad (15)$$

Maximal wird diese Gleichung nun, wenn $\frac{dP}{dR} = 0$ und damit $R_i = R$ ist. Die Leistung wird also angepasst, wenn der Lastwiderstand dem Innenwiderstand des thermoelektrischen Generators entspricht. Der thermoelektrische Generator wurde mit einer konstanten Temperaturdifferenz von 10K beaufschlagt, während der elektrische Lastwiderstand variiert wurde (siehe Abbildung 4). Gemessen wurden Ausgangsstrom und -spannung, aus denen die elektrische Leistung ermittelt werden konnte.

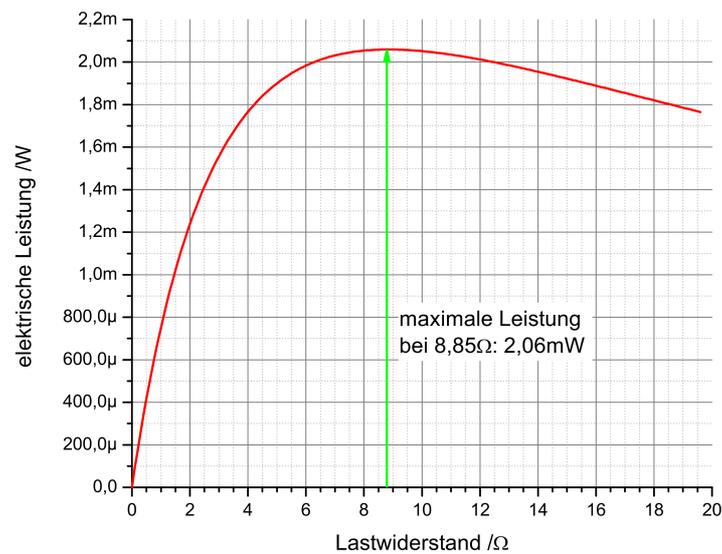


Abbildung 5: Die Leistung des thermoelektrischen Generators TEG1-9.1-9.9-0.8/200 in Abhängigkeit vom Lastwiderstand bei einer konstanten Temperaturdifferenz von 10K

Die Effizienz der Umsetzung thermischer in elektrischer Leistung ist:

$$\mu = \frac{P}{P_{th,max}} = \frac{U^2 \cdot R}{\frac{(Q_p - Q_n)^2 \cdot T_{warm}^2}{2 \cdot R} - \frac{T_{kalt} - T_{warm}}{R_{th}}} \quad (16)$$

Da bei der Bestimmung der Effizienz auch der Wärmefluss eingeht, wird bei Leistungsanpassung $R = R_i$ im Allgemeinen nicht die maximale Effizienz der Umsetzung thermischer in elektrischer Energie erreicht. In Abbildung 6 soll dies am Beispiel des thermoelektrischen Generators TEG1-9.1-9.9-0.8/200 von Eureka verdeutlicht werden. Statt der elektrischen Leistung wurde nun nach Formel (16) die Effizienz ermittelt.

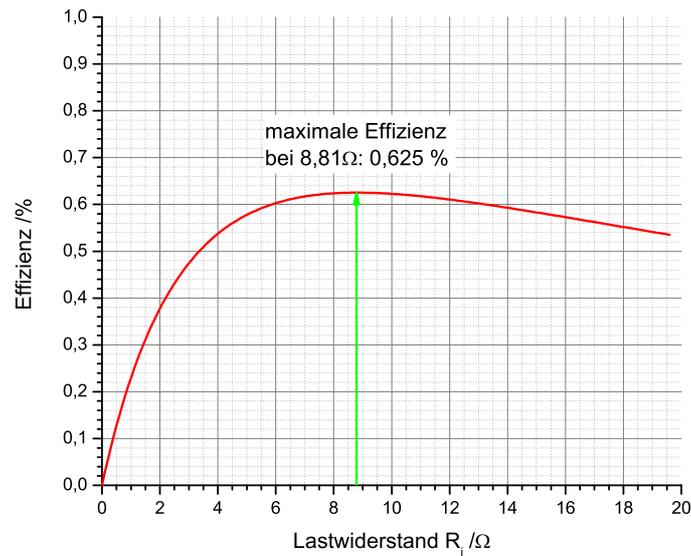


Abbildung 6: Die Effizienz des thermoelektrischen Generators TEG1-9.1-9.9-0.8/200 in Abhängigkeit vom Lastwiderstand bei einer konstanten Temperaturdifferenz von 10K

Während die Leistungsanpassung bei diesem thermoelektrischen Generator bei $R_l = R = 8,85\Omega$ (siehe Abbildung 5) erreicht wird, ist die maximale Effizienz bei etwa $R = 8,81\Omega$ erreicht. Der Unterschied in der Effizienz zwischen dem Widerstand mit maximaler Effizienz und Leistungsanpassung ist in diesem Beispiel allerdings sehr gering.

Übersicht über thermoelektrische Generatoren

Die beiden thermoelektrischen Effekte, Seebeck- und Peltier-Effekt, werden bereits seit vielen Jahren kommerziell genutzt. Peltier-Elemente werden insbesondere zum Kühlen von Rechner-CPU's oder zum Beispiel in Campingkühlern eingesetzt, auch wenn Peltier-Kühler bislang kaum über wenige Nischenanwendungen hinausgekommen sind. Der größte Vorteil gegenüber Wärmepumpen oder Stirling-Motoren ist dabei die sehr einfache und Platz sparende Technik, die Effizienz ist jedoch meist geringer. Zudem sind thermoelektrische Generatoren wartungsfrei.

Eine der bekanntesten Anwendungen für thermoelektrische Generatoren ist der Einsatz als Energiequelle für Raumsonden, die im sonnenfernen Raum über eine lange Zeit Daten aufnehmen soll. Als primäre Wärmequelle wird dabei ein radioaktives Nuklid genutzt (siehe Kapitel 2.1.2). Eine weitere bekannte Anwendung ist eine Armbanduhr von Seiko [27], die mittels eines thermoelektrischen Generators nur durch die Handwärme betrieben wird. Zusätzlich eignen sich thermoelektrische Generatoren beispielsweise, um damit Temperaturdifferenzen zu erfassen, als Thermosäule Strahlungen zu messen oder als Wärmesicherung in Öfen.

Im Folgenden sollen nun verschiedene thermoelektrische Generatoren anhand ihrer Eigenschaften und möglichen Einsatzfelder miteinander verglichen werden. Für Anwendungen nahe der Raumtemperatur sind thermoelektrische Generatoren, die den Halbleiter Bismuttellurid Bi_2Te_3 einsetzen, am besten geeignet.

Herkömmliche thermoelektrische Generatoren bestehen aus kleinen Quadern aus abwechselnd p- und n-dotierten Bi_2Te_3 , die auf Metallbrücken, vornehmlich aus Kupfer

gelötet werden [28]. Die Wärmeab- und Zufuhr wird durch zwei elektrisch nicht leitende Platten sichergestellt. Diese Platten sind üblicherweise aus Al_2O_3 -Keramiken gefertigt und besitzen einen guten Wärmeleitwert ($>15 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$).

Der Unterschied zwischen einem Peltier-Element zum Kühlen und Heizen und einem thermoelektrischen Element liegt in der Beschaltung der Thermopaare untereinander. Während für ein Peltier-Element ein möglichst großer Wärmefluss eingestellt werden soll und dieser proportional zum Strom steigt (siehe Gleichung (8)), soll bei einem thermoelektrischen Generator eine große Spannung erzeugt werden. Zum Kühlen und Heizen werden daher die Thermopaare vorzugsweise parallel geschaltet, während bei thermoelektrischen Generatoren auch viele Thermopaare in Reihe geschaltet werden müssen, um eine angemessene Ausgangsspannung zu erzeugen. Anbieter in Deutschland für thermoelektrische Generatoren sind zum Beispiel Eureka, Thermalforce oder Quick Cool.

In der folgenden Tabelle werden nun einige herkömmliche Generatoren mit ihren Eigenschaften vorgestellt.

	Fläche (mm^2)	Dicke (mm)	Masse (g)	Thermokraft (V/K)	Widerstand (Ω)	Wärmeleitwert (W/K)
TEG-9.1-9.9-0.8/X (Eureka)	90,09	2,03	1	0,027	8,85	0,033
TEG 127-150-28 (Thermalforce)	900	4,8	23	0,051	6,6	0,178
QCG-127-1.0-1.3 (Quick Cool)	900	3,6	23	0,051	5	0,53
TEG 254-150-12 (Thermalforce)	1600	3,85	27	0,093	6,6	0,48
TEG1-40-40-19 (Eureka)	1600	3,4	27	0,054	1,5	0,7

Tabelle 12: Übersicht über die elektrischen und mechanischen Eigenschaften einiger gelöteter thermoelektrischer Generatoren

Ein weiterer Ansatz sind mikrotechnologisch hergestellte thermoelektrische Generatoren. Prozesstechnologisch werden zunächst auf einem p-dotierten und einem n-dotierten Siliziumwafer die Leiterbahnen strukturiert. Im nächsten Schritt werden die thermoelektrischen Materialien Bi_2Te_3 (n-dotiert) und $(\text{Bi,Sb})_2\text{Te}_3$ durch eine Reaktion der aufgesputterten Elemente (Bi, Te und Sb), aufgebracht. Zuletzt werden die n-dotierten Wafer mit den p-dotierten zusammengelötet [29][30][31]. In der folgenden Tabelle werden einige mikrotechnologisch hergestellte Generatoren der Hersteller Micropelt und Thermolife miteinander verglichen.

	Fläche (mm^2)	Dicke (mm)	Masse (g)	Thermokraft (V/K)	Widerstand (Ω)	Wärmeleitwert (W/K)
MPG-D602-M22 (Micropelt)	8,44	1,07	0,025	0,1	200	0,0833
MPG-D751 (Micropelt)	14,29	1,09	0,04	0,14	300	0,08
Thermolife	68	1,4	0,23	1,1	300.000	0,023

Tabelle 13: Übersicht über die elektrischen und mechanischen Eigenschaften einiger mikrotechnologisch hergestellter thermoelektrischer Generatoren

Werden nun die Tabelle 12 und Tabelle 13 miteinander verglichen, fällt auf, dass die gelöteten thermoelektrischen Generatoren eine deutlich größere Oberfläche haben und deutlich dicker und schwerer als die mikrotechnologisch hergestellten sind. Ein zusätzlicher Vergleich der Generatoren zeigt Tabelle 14. Bei einer Temperaturdifferenz von 10K und einer

Umgebungstemperatur von 283K werden die Leistungsdichte nach Gewicht und Oberfläche und die Effizienz μ einander gegenübergestellt. Äquivalent zu Formel (12) wird außerdem ein Gütemaß Z_G eingeführt, in dem allerdings im Unterschied zu Z auch die elektrischen und Wärmewiderstände der Zuleitungen eingehen.

$$Z_G = \frac{Q^2}{G_{th} \cdot R} \quad (17)$$

Die maximal mögliche Effizienz μ wird durch den Carnot-Wirkungsgrad beschränkt und liegt bei 3,4 %. Selbst die Effizienzen der besten thermoelektrischen Generatoren sind noch einen Faktor 5 kleiner. Zusätzlich wird in Abbildung 7 die Effizienz von TEG-9.1-9.9-0.8/X von Eureka mit der Effizienz des MPG-D751 (Micropelt) in Abhängigkeit von der Temperatur bei Leistungsanpassung verglichen.

	Leistungsdichte pro Fläche (mW/cm ²)	Leistungsdichte pro Gewicht (mW/g)	Z_G (10 ⁻³ /K)	Effizienz μ (%)
TEG-9.1-9.9-0.8/X (Eureka)	2,29	2,06	2,47	0,63
TEG 127-150-28 (Thermalforce)	1,09	0,43	2,21	0,55
QCG-127-1.0-1.3 (Quick Cool)	1,46	0,57	0,99	0,25
TEG 254-150-12 (Thermalforce)	2,05	1,21	2,72	0,68
TEG1-40-40-19 (Eureka)	3,04	1,8	2,78	0,70
MPG-D602-M22 (Micropelt)	14,81	50	0,6	0,15
MPG-D751 (Micropelt)	11,43	40,83	0,82	0,20
Thermolife	0,15	0,44	0,17	0,07

Tabelle 14: Vergleich verschiedener thermoelektrischer Generatoren

Für die Werte in Tabelle 14 wurde angenommen, dass über dem thermoelektrischen Generator eine definierte Temperaturdifferenz von 10K anliegt. In der Realität gibt es in der Regel zwei Wärmereservoirs, die räumlich voneinander getrennt sind. Die Wärme muss dann erst zum thermoelektrischen Generator zum Beispiel mit Kupferleitungen oder Heatpipes hintransportiert werden. Auf diesen Leitungen entstehen zusätzlich thermische Verluste.

Es gibt zwischen den Leitungen und dem Generator einerseits sowie zwischen den Leitungen und den Wärmereservoirs andererseits thermische Übergänge, an denen ebenfalls Verluste auftreten. Dies hat Einfluss auf die maximale Leistung und damit die Effizienz des Generators. Außerdem haben die Wärmeleitungen ein gewisses Gewicht beziehungsweise eine bestimmte Größe, die streng genommen zum Gewicht und der Größe des Generators hinzuaddiert werden müssen und somit die Leistungsdichten verkleinern.

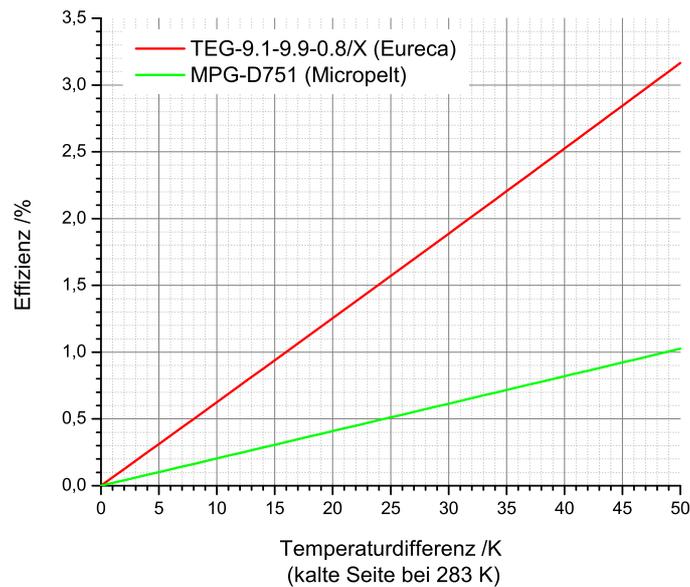


Abbildung 7: Effizienzvergleich zwischen TEG-9.1-9.9-0.8/X und MPG-D751 in Abhängigkeit von der Temperaturdifferenz bei Leistungsanpassung

Zuletzt soll auf die Preise pro Element eingegangen werden (siehe Tabelle 15). Allgemein gilt, dass die gelöteten thermoelektrischen Generatoren günstiger sind. Angegeben wird jeweils der Einzelpreis eines thermoelektrischen Generators, für größere Stückzahlen lassen sich in der Regel niedrigere Preise erzielen.

	Einzelpreis	Preis pro Gewicht	Preis pro Fläche	Preis pro Leistung bei $\Delta T=10K$
TEG1-9.1-9.9-0.8/100 (Eureca)	69,95 €	69,95 €/g	78 €/cm ²	33,96 €/mW
TEG 127-150-28 (Thermalforce)	33,50 €	1,45 €/g	3,72 €/cm ²	3,40 €/mW
TEG 254-150-12 (Thermalforce)	52,80 €	1,95 €/g	0,58 €/cm ²	1,61 €/mW
TEG1-40-40-19 (Eureca)	56,30 €	2,09 €/g	0,63 €/cm ²	1,15 €/mW
MPG-D602-M22 (Micropelt)	75,00 €	3.000 €/g	888,63 €/cm ²	60 €/mW
MPG-D751 (Micropelt)	100,00 €	2.500 €/g	699,80 €/cm ²	61,22 €/mW

Tabelle 15: Vergleich verschiedener thermoelektrischer Generatoren anhand ihrer Preise

Aufgrund der geringen Größe können die mikrotechnologisch hergestellten thermoelektrischen Generatoren deutlich höhere Leistungsdichten erreichen, während die Effizienz und die Güte deutlich kleiner sind. Grund hierfür ist der höhere Wärmeleitwert dieser Generatoren (siehe Spalte 6, Tabelle 13). Zur Einstellung der gleichen Temperaturdifferenz wird ein größerer Wärmefluss benötigt, der dann die Güte und die Effizienz verringert. Ist in einer Anwendung der Wärmefluss begrenzt, verringert sich die Temperaturdifferenz und damit die elektrische Ausgangsleistung.

Der Einsatz von mikrotechnologisch hergestellten Generatoren ist deshalb besonders in Applikationen mit unbegrenztem, oder zumindest ausreichend großem Wärmefluss sinnvoll.

Durch die hohen Leistungsdichten kann so bei kleinerer Fläche und geringerem Gewicht mehr elektrische Energie erzeugt werden.

Gelötete thermoelektrische Generatoren werden besonders in Anwendungen mit stark begrenztem Wärmefluss eingesetzt. Dabei sollte besonders der Wärmewiderstand maximiert werden, damit auch eine möglichst große Temperaturdifferenz erzeugt werden kann. Große Wärmewiderstände haben besonders die kleinen thermoelektrischen Generatoren wie MPG-D602-M22.

2.2.2 Solarzellen

Die elektrische Energieerzeugung mittels Solarzellen ist eine der wichtigsten regenerativen Energiequellen. In den vergangenen Jahren hat deren Bedeutung weiter stark zugenommen. Während im Jahr 1990 nur 1 GWh Strom aus photovoltaischen Quellen erzeugt wurde, so waren es 2008 schon 4.420 GWh. Gemessen an der Gesamtenergieerzeugung von 637.600GWh macht dies immerhin ein Anteil von 0,7% [32].

Eine Solarzelle ist in der Funktionsweise vergleichbar mit einer Fotodiode. Sie besteht aus zwei unterschiedlich dotierten Halbleitern zur Trennung der generierten Ladungsträger. Trifft ein Photon mit der richtigen Wellenlänge auf die Solarzelle, so kann ein Ladungsträger vom Valenz- ins Leitband gehoben werden. Es entsteht ein freies Ladungsträgerpaar, das sich aufgrund der Dotierung je nach Polarität in das n- oder p-dotierte Gebiet bewegt und so einen Fotostrom erzeugt. Je stärker die Beleuchtung, umso mehr freie Ladungsträger entstehen und umso größer wird der Fotostrom.

Als Grundmaterial für Solarzellen wird ein Halbleiter benötigt, dessen Abstand zwischen Valenz- und Leitungsband im sichtbaren Spektralbereich liegt. Dafür bietet sich zum Beispiel dotiertes Silizium an. Siliziumsolarzellen können unter dem Einsatz kristallinen Siliziums eine Effizienz von bis zu 40% erreichen [33] allerdings sind diese Zellen aufgrund des hohen Energieeinsatzes beim Ziehen des Kristalls und dem Dotieren der Solarzelle teuer in der Herstellung. Eine günstige Alternative dazu können Dünnschichtsolarzellen darstellen, für die das Silizium als dünne Schicht auf ein beliebiges Substrat wie Glas oder Plastiksubstrat aufgebracht werden kann. Mit dünnen und flexiblen Plastiksubstraten lassen sich sogar flexible und sehr leichte Solarzellen herstellen. Besonders für Sensorknoten können diese Solarzellen sehr interessant sein, da das Gesamtgewicht klein bleibt und die Form der Solarzelle sich der Umgebung, wie einer gekrümmten Fläche, anpassen kann. Die Effizienz solcher Solarzellen bewegt sich typischerweise je nach Bauweise zwischen 5 und 10% [34][35].

Eine Alternative zu Dünnschichtsolarzellen können in Zukunft organische Solarzellen sein. Organische Solarzellen können eine Effizienz vergleichbar zu der der Dünnschichtsolarzellen besitzen [36], jedoch sind noch einfachere Herstellungsweisen, wie Aufdrucken, etc., denkbar, die die organischen Solarzellen kostengünstiger werden lassen. Außerdem sind die aufgetragenen Schichten sehr dünn und damit mindestens genauso leicht wie Dünnschichtsolarzellen [37].

Ersatzschaltbild

Eine Solarzelle erzeugt einen Fotostrom, der abhängig von der Beleuchtungsstärke mit einem bestimmten Lichtspektrum ist. Die Solarzelle kann somit als elektrische Stromquelle angesehen werden. Technisch hat eine Solarzelle den gleichen Aufbau wie eine Fotodiode und verhält sich elektrisch wie eine Fotodiode in Durchlassrichtung. Dies führt zu dem folgenden Ersatzschaltbild (siehe Abbildung 8):

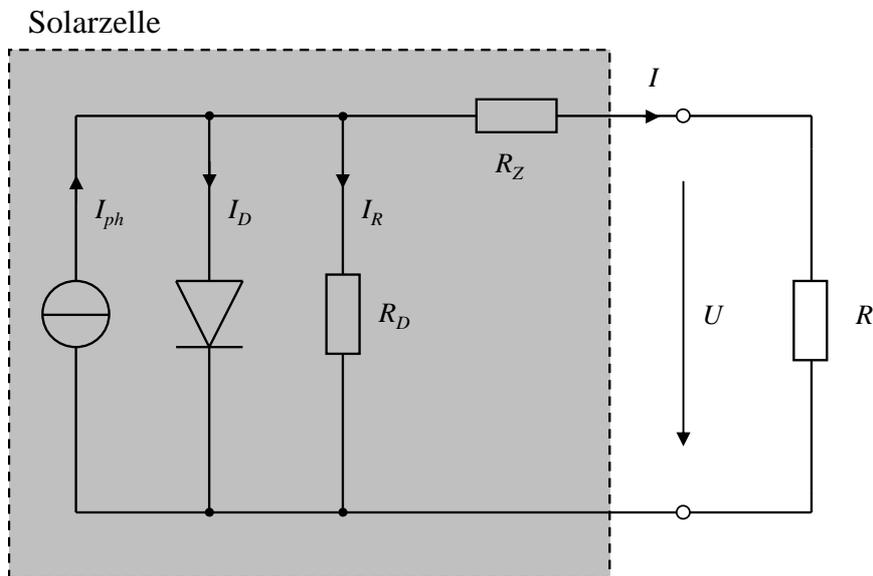


Abbildung 8: Elektrisches Ersatzschaltbild einer Solarzelle

Im oben angeführten Ersatzschaltbild werden zusätzlich noch die elektrischen Zuleitungen R_Z der Solarzelle als elektrischer Widerstand in Reihe berücksichtigt. Außerdem ist die Solarzelle keine ideale Diode, sondern besitzt auch ein ohmsches Verhalten, was einen weiteren elektrischen Widerstand R_D parallel zur Diode zur Folge hat.

Allgemein ist R_Z eher klein, während R_D üblicherweise recht groß ist. Für den Gesamtstrom über der Solarzelle gilt daher:

$$I = I_{ph} - I_D - I_R \quad (18)$$

Mit $I_D = I_S \cdot \left(e^{\left(\frac{U_D}{n \cdot U_T} \right)} - 1 \right)$ wird Formel (18):

$$I = \frac{R_D}{R_D + R_Z} \cdot \left(I_{ph} - I_S \cdot \left(e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}} - 1 \right) - \frac{U}{R_D} \right) \quad (19)$$

In dieser Formel repräsentiert I_{ph} den von der Solarzelle erzeugten Fotostrom, I_S den Sättigungsstrom der parallelen Diode und n_e den Emissionsfaktor der Diode. U_T ist die Temperaturspannung und bei gleich bleibender Temperatur konstant. Die Temperaturspannung berechnet sich wie folgt:

$U_T = k \cdot \frac{T}{q}$ mit k als Boltzmann-Konstante und q als elektrischer Ladung. Bei Raumtemperatur ist $U_T = 25\text{mV}$.

Es fällt auf, dass im Gegensatz zum thermoelektrischen Generator (siehe Formel (2)) kein linearer Zusammenhang zwischen I und U besteht, und somit der äquivalente elektrische Widerstand R_i nicht konstant für alle U und I ist. Die Solarzelle ist eine nicht-lineare Stromquelle. Dies führt dazu, dass die maximal erzeugbare Leistung einer Solarzelle nicht ohne weiteres aus der Leerlaufspannung und dem Kurzschlussstrom berechnet werden kann, wie es beim thermoelektrischen Generator möglich ist (siehe Formel (15)). Trotzdem werden in Datenblättern für Solarzellen oftmals der Kurzschlussstrom und die Leerlaufspannung angegeben. Der Kurzschlussstrom einer Solarzelle ist:

$$I_{\text{Kurzschluss}} = I(U=0) = \frac{R_D}{R_D + R_Z} \cdot \left(I_{ph} - I_S \cdot \left(e^{\left(\frac{I \cdot R}{n \cdot U_T} \right)} - 1 \right) \right) \quad (20)$$

Wie auch Formel (19) ist der Kurzschlussstrom nur rekursiv und nicht geschlossen zu berechnen. Eine geschlossene Form ergibt sich nur, wenn der Diodenwiderstand R_D und der Zuleitungswiderstand R_Z vernachlässigt werden. Dann ist

$$I_{\text{Kurzschluss}} = I(U=0) \approx I_{ph} \quad (21)$$

Der Kurzschlussstrom einer Solarzelle entspricht etwa dem Fotostrom. Für die Leerlaufspannung einer Diode ergibt sich mit $R_D = \infty$ und $R_Z = 0$:

$$U_{\text{Leerlauf}} = U(I=0) = n \cdot U_T \cdot \ln \left(1 + \frac{I_{ph}}{I_S} \right) \quad (22)$$

Mit steigendem Fotostrom I_{ph} steigt somit die Leerlaufspannung zunächst zügig und dann immer langsamer werdend an, selbst für kleine Beleuchtungsstärken kann deshalb unter Umständen schon eine recht hohe Leerlaufspannung entstehen.

Die Leistung, die von der Solarzelle in der angeschlossenen Schaltung umgesetzt werden kann ist:

$$P = U \cdot I = U \cdot \left(I_{ph} - I_S \cdot \left(e^{\frac{U}{n \cdot U_T}} - 1 \right) \right) \quad (23)$$

Die Effizienz einer Solarzelle ist analog zu den thermoelektrischen Generatoren:

$$\mu = \frac{P}{\phi_e} \quad (24)$$

wobei ϕ_e die Strahlungsleistung der Lichtquelle ist. Allerdings muss definiert werden, wie ϕ_e gemessen wird und ob die Effizienz auf die im gesamten elektromagnetischen Spektrum

vorhandene Strahlungsleistung bezogen ist oder auf die im sichtbaren Spektrum. Denkbar ist auch, die Effizienz nur im Bezug auf den Spektralbereich der Solarzelle zu definieren.

Gemessen wird die Beleuchtungsstärke oft mit Luxmetern, die speziell die Helligkeit messen, die das menschliche Auge wahrnimmt. Die Beleuchtungsstärke ist:

$$E_v = \frac{d\phi_v}{dA} \quad (25)$$

Typische Werte für E_v sind nach [38]:

Heller Sonnentag	100.000 lx
Schatten im Sommer	10.000 lx
Wintertag (bedeckt)	3.500 lx
Büro-/Zimmerbeleuchtung	800 lx
Flurbeleuchtung	100 lx
Straßenbeleuchtung	10 lx

Tabelle 16: Vergleich verschiedener Beleuchtungsstärken in unterschiedlichen Umgebungen

ϕ_v in Formel (25) ist die Strahlungsstärke oder auch der Lichtstrom, der vom menschlichen Auge erkannt wird, und A die Fläche, auf die die Strahlung trifft. Wird ϕ_v auf ϕ_e bezogen, so ergibt sich:

$$\phi_v = K_m \int_{380nm}^{780nm} \frac{\partial \phi_e}{\partial \lambda} \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda \quad (26)$$

In dieser Formel ist K_m das photometrische Strahlungsäquivalent (683 lm/W am Tag) und $V(\lambda)$ die Helligkeitsfunktion des menschlichen Auges. Es wird deutlich, dass zwischen der Strahlungsstärke allgemein und der mit dem Luxmeter gemessenen Leistung kein linearer Zusammenhang besteht. Vielmehr werden bei einer Messung des Lichtstroms mit dem Luxmeter die Frequenzen gefiltert, die das menschliche Auge nicht sehen kann. Ebenso ist die Empfindlichkeit des menschlichen Auges und damit des Luxmeters frequenzabhängig. Solarzellen wirken wie das menschliche Auge als ein Spektralfilter, der einen Teil der Frequenzen aus dem Spektrum herausfiltert. Da unterschiedliche Lichtquellen unterschiedliche Lichtspektren erzeugen, ist es kaum möglich einen für alle Umgebungen gültigen Wert für die Effizienz der Solarzelle anzugeben.

Auch in der Herstellung der Solarzellen wird berücksichtigt, dass das Lichtspektrum in geschlossenen Räumen anders sein kann als außerhalb. So gibt es spezielle Solarzellen auf dem Markt, die auf das Lichtemissionsspektrum von Glühlampen oder Gasentladungslampen ausgerichtet sind [39].

Näherungsweise kann allerdings davon ausgegangen werden, dass die Sonne ein gleichmäßiges Lichtspektrum erzeugt, das sich sowohl bei höherer als auch bei niedrigerer Intensität nicht verändert. Dann ist es auch möglich, eine ungefähre Umrechnung der mit einem Luxmeter gemessenen Beleuchtungsstärke in eine Strahlungsintensität der Sonne vorzunehmen. Näherungsweise ist

$$E_e = \chi \cdot E_v \quad (27)$$

Die Konstante χ (Einheit $\frac{W}{m^2 \cdot lx}$) ist im Sonnenlicht etwa 0,008. Die Effizienz einer Solarzelle im Sonnenlicht wird dann mit Gleichung (25):

$$\mu_S = \frac{P}{\phi_V} = \frac{P}{E_e} \cdot A = \frac{P}{\chi \cdot E_v} \cdot A \quad (28)$$

Übersicht und Vergleich einiger Solarzellen

Eine vollständige Liste aller Solarzellen kann an dieser Stelle nicht angeführt werden. Deshalb sollen im Folgenden nur einige wenige Solarzellen, die sich für die in Kapitel 6 angeführten Applikationen gut eignen und deshalb genau vermessen wurden, vorgestellt werden. Die wichtigsten Eigenschaften sind neben Größe und Gewicht, die Leistungsdichten, die Leerlaufspannung und der Kurzschlussstrom. Die Effizienz kann nur messtechnisch abgeschätzt werden.

Verglichen werden die Eigenschaften bei einer Beleuchtungsstärke von 1.000 lx, beziehungsweise 2.000 lx für die Dünnschichtsolarzellen auf Glassubstrat, was etwas größer als eine durchschnittlichen Bürobeleuchtung ist, und einer Beleuchtung von 100.000 lx.

Die ausgewählten Solarzellen sind ausschließlich Dünnschichtsolarzellen, die im Vergleich zu monokristallinen Solarzellen in der Regel eine kleinere Effizienz haben.

Zunächst werden zwei Dünnschichtsolarzellen der Firma Schott Solar betrachtet, die auf ein Glassubstrat aufgebracht wurden. Die Beleuchtung der Solarzelle erfolgt dabei durch das Glassubstrat, der elektrische Anschluss wird auf der Rückseite sichergestellt. Der Hauptvorteil der Dünnschicht-Solarzellen auf Glassubstrat gegenüber Siliziumsolarzellen ist die gute Passivierung der Solarzelle mit dem Glassubstrat gegenüber der Umwelt. Unterschieden wird hier grundsätzlich zwischen Solarzellen, die besonders auf das Lichtspektrum im Haus ausgerichtet sind und zwischen Solarzellen, deren Absorptionsspektrum dem Spektrum der Sonne entspricht. In Tabelle 17 werden die Parameter zweier ähnlicher Solarzellen miteinander verglichen.

Solarzelle	Einsatz	Fläche	Dicke	Gewicht	Spannung
ASI 3 Oo 04/097/080 M	Outdoor	77,6 cm ²	3,2 mm	62 g	3,6 V
ASI 3 Oi 07/090/072 JJF	Indoor	64,8 cm ²	3,2 mm	52 g	3 V

Tabelle 17: Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Glassubstrat

Tabelle 18 und Tabelle 19 vergleichen die elektrischen Eigenschaften der beiden oben eingeführten Solarzellen miteinander. Sowohl bei einer Beleuchtungsstärke von 1.000 lx als auch bei 100.000 lx sollen die Leerlaufspannung U_{Leerlauf} , der Kurzschlussstrom $I_{\text{Kurzschluss}}$ und die Leistung P bestimmt werden. Aus den mechanischen Eigenschaften in Tabelle 17 berechnen sich dann die Leistungsdichten in Bezug zur Fläche und zum Gewicht. Die Ermittlung dieser Daten erfolgte mit verschiedenen Lichtquellen, deren Beleuchtungsstärke mit einem Luxmeter aufgenommen wurde. Gemessen wurden zudem die Ausgangsspannung und der Ausgangsstrom.

1.000 lx	U_{Leerlauf}	$I_{\text{Kurzschluss}}$	Leistung P	Leistungsdichte pro Fläche	Leistungsdichte pro Gewicht
ASI 3 Oo 04/097/080 M	4,88 V	0,773 mA	2,08 mW	0,027 mW/cm ²	0,034 mW/g
ASI 3 Oi 07/090/072 JJF	4,1 V	0,56 mA	1,79 mW	0,028 mW/cm ²	0,034 mW/g

Tabelle 18: Elektrische Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Glassubstrat bei 1.000 lx Beleuchtungsstärke

100.000 lx	U_{Leerlauf}	$I_{\text{Kurzschluss}}$	Leistung P	Leistungsdichte pro Fläche	Leistungsdichte pro Gewicht
ASI 3 Oo 04/097/080 M	6,5 V	107,9 mA	379 mW	4,8 mW/cm ²	6,11 mW/g
ASI 3 Oi 07/090/072 JJF	5,74 V	93,9 mA	267 mW	4,12 mW/cm ²	5,13 mW/g

Tabelle 19: Elektrische Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Glassubstrat bei 100.000 lx Beleuchtungsstärke

Die Leerlaufspannung ist im Vergleich zu der der thermoelektrischen Generatoren sehr groß. Die Leistungsdichten der beiden Solarzellen unterscheiden sich nur relativ wenig voneinander, bei großen Beleuchtungsstärken scheint tendenziell die Outdoor-Solarzelle besser zu sein, Indoor-Solarzellen sind für Beleuchtungsstärken kleiner 1.000 lx etwas besser. Werden diese Werte mit denen der thermoelektrischen Generatoren (Tabelle 14) verglichen, so sind die zu erwartenden Leistungsdichten deutlich größer. Im Gegensatz zu den thermoelektrischen Generatoren treten bei Solarzellen durch die Zuleitungen der Umgebungsenergie (hier das Licht) keine Verluste auf. Da die Zuleitung der Energie weder Einfluss auf die Fläche noch auf das Gewicht der Solarzelle hat, sind die Werte in Tabelle 18 und Tabelle 19 unabhängig von der Umgebung.

Wird die Ausgangsspannung mit dem im Kapitel 5.3.1 vorgestellten Verfahren zur Leistungsanpassung konstant gehalten, steigt die Ausgangsleistung einer Solarzelle linear mit der Beleuchtungsstärke. Die Solarzelle ASI 3 Oo 04/097/080 M (siehe Tabelle 17) erzeugt bei einer konstanten Ausgangsspannung von 3,5V und einer Beleuchtungsstärke von 10.000 lx etwa 24 mW und bei 50.000 lx etwa 96 mW elektrischer Leistung.

Alternativ dazu sollen noch einige Dünnschicht-Solarzellen auf Polymerbasis (Powerfilm) betrachtet werden, die aufgrund ihrer geringen Dicken flexibel und sehr leicht sind und deshalb auch auf gewölbten Oberflächen eingesetzt werden können. In Tabelle 20 werden die Eigenschaften miteinander verglichen:

Solarzelle	Fläche	Dicke	Gewicht	Spannung
2 x Powerfilm SP4.2-37	62,16 cm ²	0,2 mm	1,6 g	4,2 V
Powerfilm MPT3.6-150	111 cm ²	0,2 mm	3,1 g	3,6 V
Powerfilm SP3-37	23,68 cm ²	0,2 mm	0,7 g	3 V

Tabelle 20: Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Polysubstrat

Die Solarzellen unterscheiden sich nicht nur in der Größe und dem Gewicht. Durch die Verschaltung mehrerer kleiner Solarzellen untereinander auf dem Substrat ergeben sich eine bestimmte Leerlaufspannung und ein bestimmter Kurzschlussstrom (siehe Tabelle 21 und Tabelle 22).

2.000 lx	U_{Leerlauf}	$I_{\text{Kurzschluss}}$	Leistung P	Leistungsdichte pro Fläche	Leistungsdichte pro Gewicht
2 x Powerfilm SP4.2-37	3,678 V	1,1 mA	1,55 mW	0,025 mW/cm ²	0,96 mW/g
Powerfilm MPT3.6-150	0,963 V	2,2 mA	0,574 mW	0,005 mW/cm ²	0,19 mW/g
Powerfilm SP3-37	2,533 V	0,57 mA	0,697 mW	0,029 mW/cm ²	0,996 mW/g

Tabelle 21: Elektrische Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Polysubstrat bei 2.000 lx Beleuchtungsstärke

100.000 lx (aus Datenblatt)	U_{Leerlauf}	$I_{\text{Kurzschluss}}$	Leistung P	Leistungsdichte pro Fläche	Leistungsdichte pro Gewicht
2 x Powerfilm SP4.2-37	5,9 V	60 mA	184,8 mW	2,97 mW/cm ²	115 mW/g
Powerfilm MPT3.6-150	4,8 V	120 mA	360 mW	3,24 mW/cm ²	116 mW/g
Powerfilm SP3-37	4,1 V	30 mA	66 mW	2,78 mW/cm ²	94 mW/g

Tabelle 22: Elektrische Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Polysubstrat bei 100.000 lx Beleuchtungsstärke

Aufgrund des geringen Gewichtes der Dünnschicht-Solarzellen haben alle drei Solarzellen bei starker Beleuchtung eine hohe Leistungsdichte pro Gewichtseinheit, während die Leistungsdichte pro Fläche kleiner ist als die der Solarzellen auf Glassubstrat.

Die Effizienz der Solarzellen kann nach (28) nur aus der Beleuchtungsstärke abgeschätzt werden. Für die Schott-Solarzelle ASI 3 Oo 04/097/080 M wird nach dem Umrechnungsfaktor χ (siehe Formel (28)) bei einer Beleuchtungsstärke von 2.000 lx eine Lichtleistung von 124,8 mW angenommen. Mit einer daraus erzeugten elektrischen Leistung von 4,67 mW ergibt sich eine Effizienz von 3,74%.

In Tabelle 23 sollen die Preise der verschiedenen Solarzellen und der Preis, der für 1 mW elektrischer Leistung bei 2.000 lx Beleuchtungsstärke bezahlt werden muss, miteinander verglichen werden.

	Einzelpreis	Preis pro Gewicht	Preis pro Fläche	Preis pro Leistung bei 2.000 lx
ASI 3 Oo 04/097/080 M	10,21 €	0,16 €/g	0,13 €/cm ²	28 €/mW
2 x Powerfilm SP4.2-37	12,20 €	7,63 €/g	0,20 €/cm ²	7,87 €/mW
Powerfilm MPT3.6-150	18,41 €	5,94 €/g	0,17 €/cm ²	308 €/mW
Powerfilm SP3-37	4,06 €	5,80 €/g	0,17 €/cm ²	5,82 €/mW

Tabelle 23: Elektrische Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Glas- und Polysubstrat bei 100.000 lx Beleuchtungsstärke

Allgemein sind die Solarzellen günstiger als thermoelektrische Generatoren (vergleiche Tabelle 15).

Grundsätzlich benötigen die Solarzellen möglichst lange eine starke Beleuchtung, um ausreichend Leistung zu erzeugen. Die flexiblen und leichten Solarzellen sollten überall dort eingesetzt werden, wo besonders auf das Gewicht geachtet werden muss oder die Struktur möglichst dünn sein soll. Sinnvoll ist ein Einsatz auch dort wo die Solarzellen auf gewölbten Oberflächen integriert werden. Wenn höhere Leistungen bei gleichzeitig niedrigem Preis wichtig ist, sollte auf die Dünnschicht-Solarzellen auf Glassubstrat zurückgegriffen werden. Ebenso sind diese Solarzellen überall dort sinnvoll, wo eine gute Passivierung der Solarzelle gegenüber der Umwelt erreicht werden soll.

2.2.3 Vibrationsgeneratoren

Auch aus mechanischer Energie kann elektrische Energie gewonnen werden. Da die Kraft proportional zur Beschleunigung ist, kommen besonders mechanische Vibrationen als Energiequelle in Frage [40]. Ein Vibrationsgenerator besteht aus einem mechanischen Teil, der die Vibrationen aus der Umgebung aufnimmt, und einem Übertrager, der die mechanische Energie in elektrische Energie wandelt (siehe Abbildung 9).

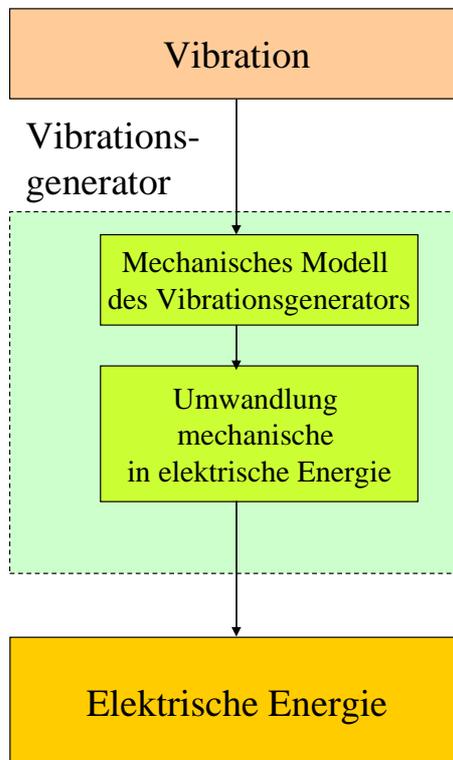


Abbildung 9: Blockschaltbild eines Vibrationsgenerators

Zunächst soll das mechanische Modell untersucht werden, um festzustellen, wie viel mechanische Energie aus der Umgebung gewonnen werden kann.

Mechanisches Modell

Ein mechanisches Modell zweiter Ordnung, das einen Vibrationsgenerator abbildet, zeigt das folgende Bild:

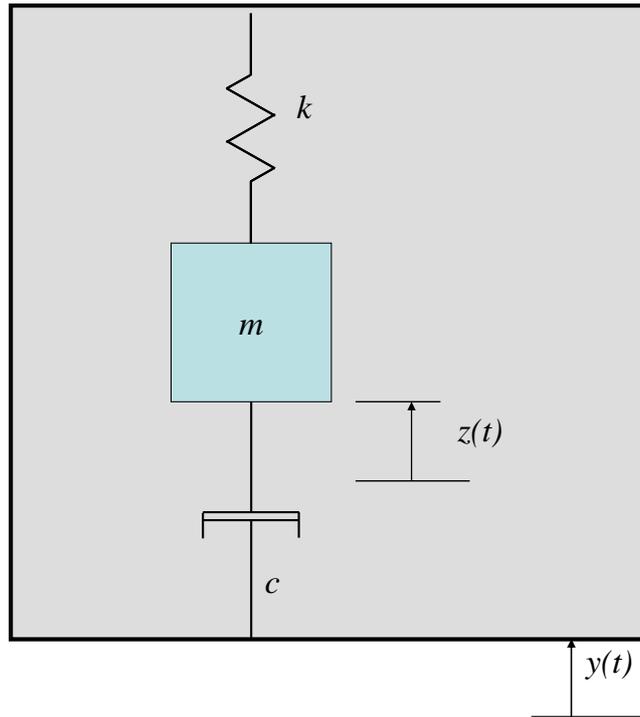


Abbildung 10: Mechanisches Modell eines Vibrationsgenerators

In Abbildung 10 ist c die Dämpfung der Schwingung und k die Federkonstante.

Nach [41], [42] und [43] ist die im obigen mechanischen Modell generierte Leistung P_V :

$$P_V = \frac{m \cdot \zeta \cdot Y_0^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^3 \cdot \omega^3}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[2 \cdot \zeta \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right]^2} = \frac{1}{\omega_0} \frac{m \cdot \zeta \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[2 \cdot \zeta \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right]^2} a^2 \quad (29)$$

Y_0 ist dabei die maximale Auslenkung der Vibration $y(t) = Y_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$, a die maximale Beschleunigung $a(t) = a \cdot \sin(\omega \cdot t)$ und die dimensionslose Konstante ζ die Dämpfung im gesamten mechanischen Modell des Vibrationsgenerators.

$$\zeta = \frac{c_D}{2 \cdot \sqrt{k \cdot m}} \quad (30)$$

Es zeigt sich, dass bei steigender Masse des Systems die mechanische Leistung größer wird. Ebenso kann bei größer werdender Beschleunigung die Energie vergrößert werden. Mechanische Systeme mit niedriger Resonanzfrequenz liefern ebenfalls mehr Leistung als Systeme mit hoher Resonanzfrequenz. Deshalb gilt, je geringer die Frequenz der Vibration, desto mehr mechanische Leistung kann ein Vibrationsgenerator mit angepasster Resonanzfrequenz generieren.

Die Leistung nach Formel (29) erreicht ein Maximum, wenn $\frac{dP}{d\omega} = 0$ ist. Nach [44] kann maximale Leistung generiert werden, wenn:

$$\omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (31)$$

Die Frequenz der Vibration sollte also möglichst gleich der Resonanzfrequenz des Systems sein. Die Bandbreite eines Vibrationsgenerators ist der Frequenzbereich um ω_0 , in dem die Leistung $P(\omega) \geq \frac{1}{2} P(\omega_0)$ ist.

Ein Beispiel für den Verlauf der Leistung in Abhängigkeit der Frequenz ist in Abbildung 11 gezeigt. Die Frequenz wird dabei auf die Resonanzfrequenz normiert, als Masse wird 1 kg, als Beschleunigung 1 m/s² angenommen. Gezeigt wird ein exemplarischer Verlauf der Leistung nach Gleichung (29).

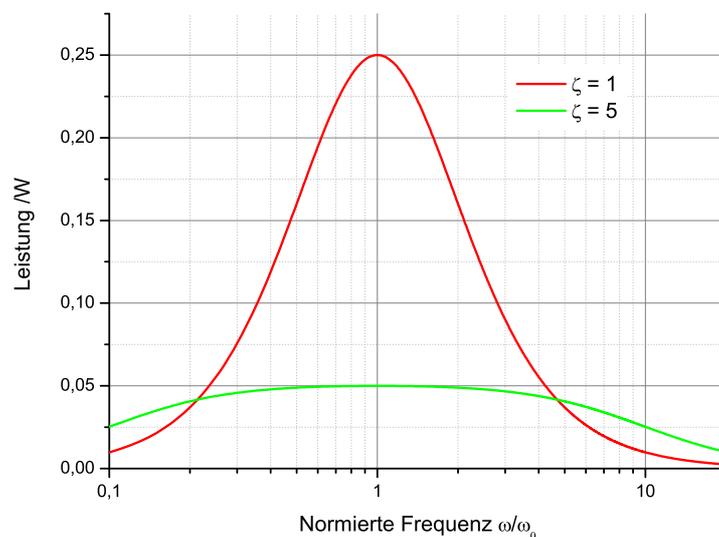


Abbildung 11: Ausgangsleistung eines Vibrationsgenerators in Abhängigkeit der Frequenz und der Dämpfung

Abbildung 11 zeigt, dass eine höhere Dämpfung ζ zu einer höheren Bandbreite führt. Gleichzeitig sinkt jedoch die maximale Leistung bei Resonanz. Bei Applikationen, die Vibrationen bei einer bestimmten Frequenz erzeugen, ist der Einsatz von Vibrationsgeneratoren mit geringer Dämpfung sinnvoll, während bei höheren Vibrationsbandbreiten auch eine Erhöhung der Dämpfung notwendig sein kann.

Im Folgenden soll vornehmlich das Verhalten des Generators bei Resonanz betrachtet werden. In Resonanz ($\omega = \omega_0$) ist die Leistung nach Formel (29):

$$P_V = \frac{m \cdot Y_0^2 \cdot \omega_0^3}{4 \cdot \zeta} = \frac{m \cdot a^2}{4 \cdot \omega_0 \cdot \zeta} \quad (32)$$

Die so gewonnene mechanische Vibrationsenergie muss nun in elektrische Energie umgewandelt werden. Die drei gängigsten Umwandlungsverfahren werden im Folgenden vorgestellt.

Elektromagnetischer Vibrationsgenerator

Ein elektromagnetischer Vibrationsgenerator folgt dem Prinzip der Spannungsinduktion [45][46]. Dafür muss sich ein elektrischer Leiter in einem magnetischen Feld bewegen. In den folgenden Betrachtungen wird angenommen, dass sich Leiter und Magnetfeld immer senkrecht zueinander bewegen. Nach der Lorentzkraft ist die induzierte Spannung:

$$U_{\text{ind}} = v_z(t) \cdot B \cdot l = \dot{z}(t) \cdot B \cdot l \quad (33)$$

Die induzierte Spannung ist somit abhängig von einer Bewegung innerhalb eines konstanten Magnetfeldes.

Eine einfache Bauweise ist folgende: Eine Leiterschleife wird über eine Feder mit dem Gehäuse verbunden schwingfähig um einen Dauermagneten gehängt. Bewegt nun eine Vibration einen Dauermagneten senkrecht zu einer Leiterschleife, so wird in die Leiterschleife eine Spannung induziert, die an den Enden der Leiterschleife abgegriffen werden kann (siehe Abbildung 12).

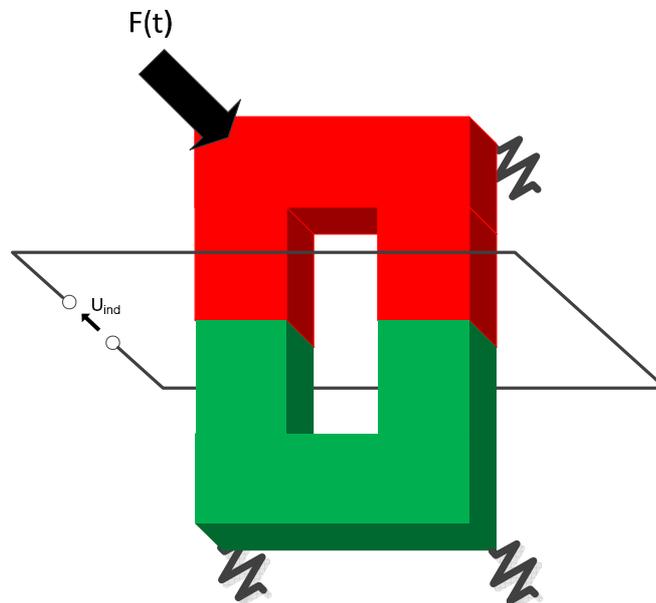


Abbildung 12: Schematischer Aufbau eines elektromagnetischen Vibrationsgenerators

Für eine Leiterschleife mit n Windungen wird Gleichung (33):

$$U_{\text{ind}} = \dot{z}(t) \cdot B \cdot n \cdot l \quad (34)$$

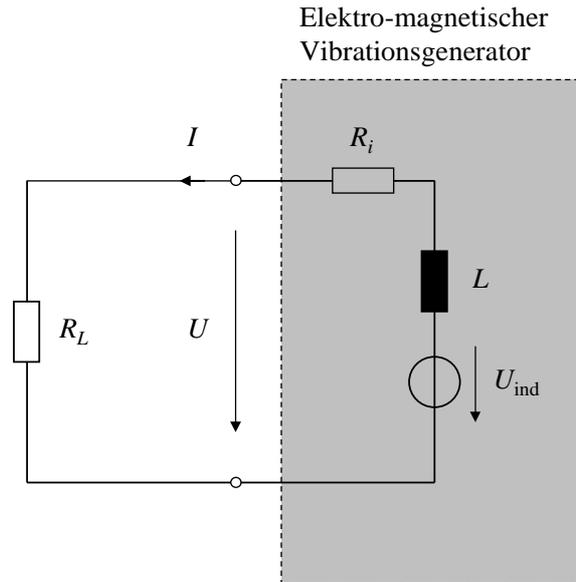


Abbildung 13: Elektrisches Ersatzschaltbild eines elektromagnetischen Vibrationsgenerators

Die Spannungsquelle repräsentiert dabei die durch die Vibration in die Leiterschleife induzierte Spannung U_{ind} , sowie L die Induktivität und R_i den elektrischen Widerstand der Leiterschleife, belastet wird die Schaltung mit R_L . Anders als bei thermoelektrischen Generatoren oder bei Solarzellen, muss in diesem Fall durch die Induktivität und die induzierte Wechselspannung mit einer Phasenverschiebung zwischen Ausgangsstrom und Ausgangsspannung gerechnet werden. Nach [47] kann mit maximaler Wirkleistung gerechnet werden, wenn die Dämpfung der elektrischen Schaltung gleich der Dämpfung des oben beschriebenen mechanischen Teils entspricht.

Die mittlere elektrische Leistung bei Resonanzfrequenz ist:

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot I^2 \cdot R_L = \frac{1}{2} \cdot U_{ind}^2 \cdot \frac{R_L}{(R_L + R_i + j\omega_0 L)^2} \quad (35)$$

Näherungsweise kann aufgrund der geringen Resonanzfrequenzen angenommen werden, dass $\omega_0 \cdot L < R_i$ und in der Berechnung des optimalen Lastwiderstands und der Leistung unberücksichtigt bleiben.

Die Effizienz ist mit $\omega_0 \cdot L \approx 0$ im Resonanzfall maximal:

$$\mu = \frac{P_e}{P_v} = \frac{1}{2} \cdot U_{ind}^2 \cdot \frac{R_L}{(R_L + R_i)^2} \cdot \frac{4 \cdot \omega_0 \cdot \zeta}{m \cdot a^2} \quad (36)$$

Piezoelektrischer Vibrationsgenerator

Auch piezoelektrische Vibrationsgeneratoren können eingesetzt werden, um mechanische Energie in elektrische zu wandeln. Sie nutzen dabei den piezoelektrischen Effekt, bei dem durch Stauchung oder Dehnung eines Piezokristalls eine Spannung erzeugt wird. Ein einfacher Aufbau wird in Abbildung 14 gezeigt [48][49][50].

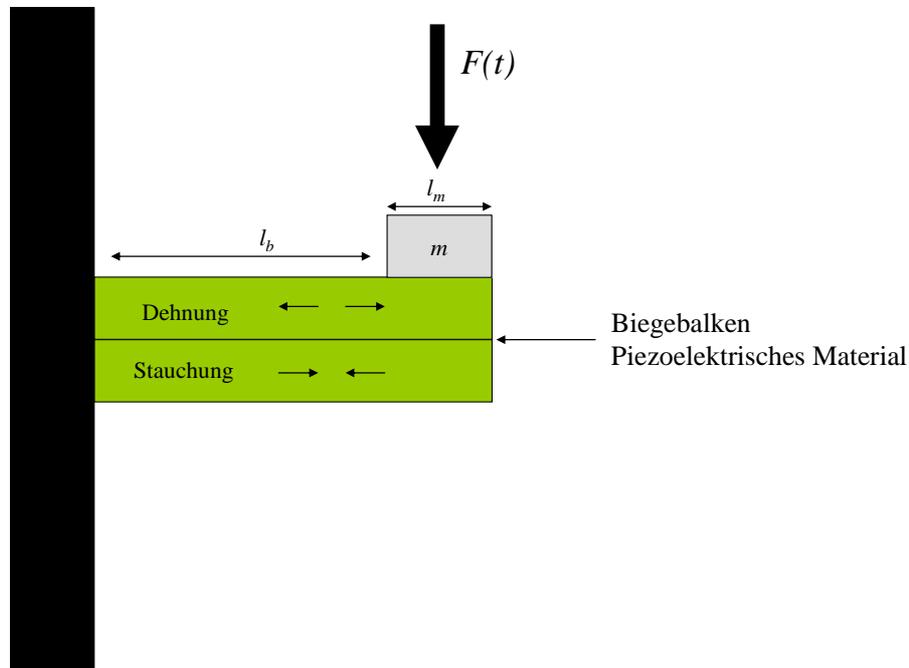


Abbildung 14: Schematischer Aufbau eines piezoelektrischen Vibrationsgenerators

Ein Biegebalken aus piezoelektrischem Material wird an einer Seite fest eingespannt. Auf der anderen Seite wird der Biegebalken mit einer definierten Masse m beschwert und damit zusammen mit anderen Parametern die Resonanzfrequenz eingestellt. Die elektrische Spannung wird zwischen der Oberseite und der Unterseite des Biegebalkens abgegriffen.

Zur Berechnung der Leistung wird das elektrische Ersatzschaltbild eines Piezoaktors (siehe auch Kapitel 3.2) verwendet:

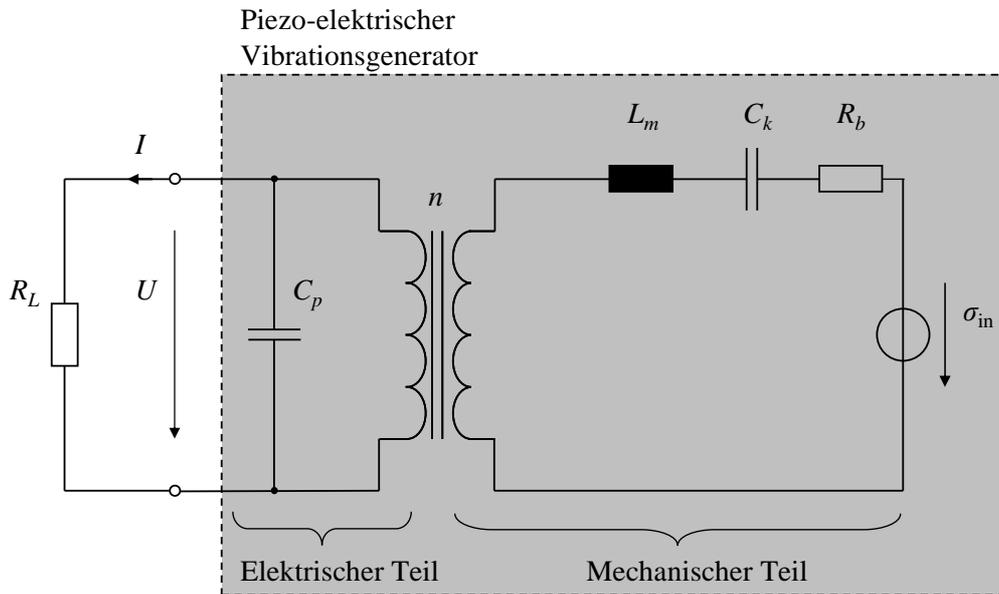


Abbildung 15: Elektrisches Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Vibrationsgenerators

Dieses besteht aus einem mechanischen und einem elektrischen Teil, die durch einen idealen Übertrager miteinander verbunden sind. Als mechanische Quelle wird hierbei eine mechanische Spannung σ_{in} , die durch Vibrationen erzeugt wird, angenommen. Der mechanische Reihenschwingkreis setzt die Resonanzfrequenz ω_0 fest, Die Kapazität C_p erzeugt das kapazitive Verhalten des Piezokristalls. Aus der Differentialgleichung des mechanischen Teils kann die elektrische Spannung U berechnet werden. Nach [51] ist diese:

$$U = \frac{-j\omega \cdot \frac{2 \cdot E_{33} \cdot d_{31} \cdot t_c \cdot b^*}{n \cdot \epsilon}}{\left[\frac{1}{R_L C_p} \cdot \omega_0^2 - \left(\frac{1}{R_L \cdot C_p} + 2\zeta_m \cdot \omega_0 \right) \cdot \omega^2 \right] + j\omega \cdot \left[\omega_0^2 (1 + k_{31}^2) + \frac{2\zeta_m \cdot \omega_0}{R_L C_p} - \omega^2 \right]} \cdot a \quad (37)$$

Und in Resonanz mit $\omega = \omega_0$ wird die Spannung:

$$U = \frac{-j \cdot \frac{2 \cdot E_{33} \cdot d_{31} \cdot t_c \cdot b^*}{n \cdot \epsilon}}{2\zeta \cdot \omega_0^2 + j \left[\omega_0^2 \cdot k_{31}^2 + \frac{2\zeta_m \cdot \omega_0}{R_L \cdot C_p} \right]} \quad (38)$$

Wie schon die Spannung für den elektromagnetischen Vibrationsgenerator, ist auch die Ausgangsspannung des piezoelektrischen Vibrationsgenerators im Allgemeinen komplex. Es

gibt allerdings deutlich mehr Parameter, die verändert werden können. Die veränderlichen Parameter sind in Tabelle 24 zusammengefasst:

E_{33}	Elastizitätsmodul der piezoelektrischen Schicht
d_{31}	Piezomodul der piezoelektrischen Schicht
t_c	Dicke des piezoelektrischen Materials
n	Anzahl der piezoelektrischen Schichten
k_{31}	Piezoelektrischer Kopplungskoeffizient
l_e	Länge der elektrischen Elektrode
ζ_m	Mechanische Dämpfung des Vibrationsgenerators

Tabelle 24: Einstellbare Parameter eines piezoelektrischen Vibrationsgenerators

Die elektrische Ausgangsleistung im Lastwiderstand ist nach [51]:

$$P = \frac{1}{\omega_0^2} \cdot \frac{R_L \cdot C_p^2 \left(\frac{2 \cdot E \cdot d_{31} \cdot t_c \cdot b^*}{n \cdot \epsilon} \right)^2}{\left(4 \cdot \zeta_m^2 + k_{31}^4 \right) \cdot \left(R_L C_p \cdot \omega_0 \right)^2 + 4 \cdot \zeta_m \cdot k_{31}^4 \cdot \left(R_L C_p \cdot \omega_0 \right) + 2 \zeta_m^2} \cdot a^2 \quad (39)$$

Der Parameter b^* ist eine längenabhängige Größe und nach [51] wie folgt definiert:

$$b^* = \frac{3b}{l_b^2} \cdot \frac{(2l_b + l_m - l_e)}{\left(2l_b + \frac{3}{2}l_m \right)} \quad (40)$$

Wie beim elektromagnetischen Vibrationsgenerator steigt die Leistung proportional zum Quadrat der Beschleunigung a .

Elektrostatischer Vibrationsgenerator

Der elektrostatische Vibrationsgenerator ist noch nicht sehr verbreitet und soll nur kurz vorgestellt werden. Die Umwandlung der mechanischen Vibrationsenergie erfolgt dabei durch die Veränderung eines elektrostatischen Feldes. Die Vibration wirkt dabei auf eine Elektrode eines Plattenkondensators, der auf eine konstante Ladung q vorgeladen ist. Verändert sich durch die Vibration nun der Abstand zwischen den beiden Elektroden, ändert sich auch die Kapazität [52][53][54]. Die dabei gewonnene Arbeit ist:

$$W = \frac{1}{2} \cdot \frac{q^2}{C} = \frac{1}{2} \cdot \frac{q^2}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A} \cdot \Delta d \quad (41)$$

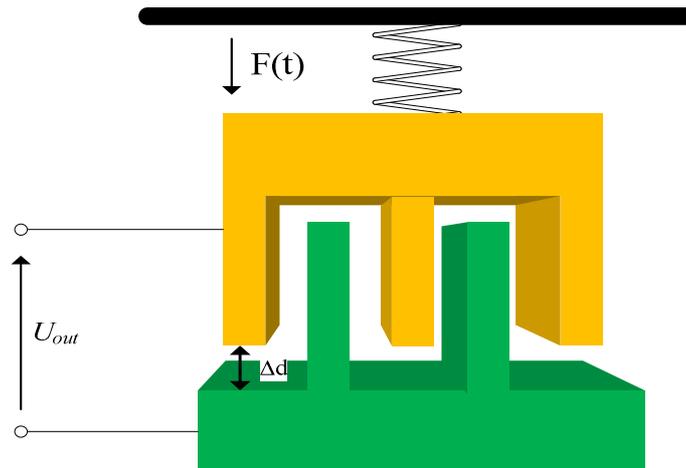


Abbildung 16: Schematischer Aufbau eines elektrostatischen Vibrationsgenerators

Mit zunehmenden Abstand Δd wird somit auch die Arbeit größer. Damit allerdings beim Zurückschnellen der Elektrode die Arbeit nicht verloren geht, muss im Punkt der größten Auslenkung die Energie abgeführt und im Punkt der geringsten Auslenkung der Kondensator wieder mit q geladen werden.

Auswahl der Vibrationsgeneratoren

Anders als bei thermoelektrischen Generatoren und besonders Solarzellen sind auf dem Markt nicht viele Vibrationsgeneratoren verfügbar. Dabei sind elektromagnetische Vibrationsgeneratoren die gängigsten Generatoren. Diese Generatoren sind speziell für bestimmte Anwendungen entwickelt worden, bei denen sehr starke niederfrequente und resonante Vibrationen auftreten, zum Beispiel bei Helikoptern [55].

Zusätzlich gibt es von Midé einen piezoelektrischen Vibrationsgenerator, der für etwas höhere Frequenzen ausgelegt ist (80 Hz bis 150 Hz, je nach Einstellung) Einige dieser Generatoren sollen hier miteinander verglichen werden. Eine gute Übersicht über die in der Entwicklung befindlichen Generatoren (auch elektrostatische) findet sich in der Literatur [44].

Weiterhin gibt es einige Anwendungen für Piezoelemente, die auf mechanische Vibration reagieren, wie Tonabnehmer für Musikinstrumente. Da hier allerdings eine recht große Bandbreite für das Piezoelement benötigt wird, ist die Ausgangsspannung sehr klein und muss zusätzlich noch verstärkt werden. Zur Energiegewinnung eignen sich diese Piezoelemente in der Regel nicht.

Neben der Resonanzfrequenz, der maximalen Leistung sowie der Effizienz ist außerdem die Bandbreite der Generatoren sehr wichtig, da eine größere Bandbreite zu einer niedrigeren Leistung bei Resonanzfrequenz führt.

Produkt	Vibrations-generator	Masse	Volumen	Resonanz-frequenz	Maximale Leistung	Bandbreite B
PMG17-60 Perpetuum	Elektro-magnetisch	655 g	130 cm ³	17 Hz	2,2 mW (0,05g)	2 Hz
PMG27-17 Perpetuum	Elektro-magnetisch	400 g	117 cm ³	17,2 Hz	4 mW (0,05g)	0,3 Hz
VEH-360 FerroSolutions	Elektro-magnetisch	289 g	133 cm ³	60 Hz	3,1 mW (0,05g)	1,5 Hz
Volture PEH20w Midé	Piezo-elektrisch	85 g	40 cm ³	75 Hz – 175 Hz	7 mW (0,35g & 80 Hz)	3 Hz
Volture PEH25w Midé	Piezo-elektrisch	85 g	40 cm ³	60 Hz – 140 Hz	2 mW (0,35g & 80 Hz)	3 Hz

Tabelle 25: Übersicht über die Eigenschaften einiger Vibrationsgeneratoren

Um einen Vergleich mit anderen Energiequellen zu ermöglichen, werden zusätzlich die Leistungsdichten bezogen auf die Masse und das Volumen angegeben. Zur Bestimmung der Effizienz der Vibrationsgeneratoren wird die mechanische Dämpfung ζ_m und damit Daten über die zur Messung angelegte Vibration benötigt. Diese wird in Datenblättern üblicherweise nicht angegeben. Ersatzweise soll jedoch ein Faktor Z_V bestimmt werden, der die Bandbreite mit der maximalen Leistung vergleicht und auf die angelegte Beschleunigung normiert wird. Z_V wird definiert als:

$$Z_V = \frac{P(\omega_0) \cdot B}{a^2} \quad (42)$$

Die Einheit ist $\frac{W \cdot s^3}{m^2}$

Produkt	Leistungsdichte pro Masse (0,05 g)	Leistungsdichte pro Volumen (0,05 g)	Leistungs-Bandbreite Produkt Z_V
PMG17-60 Perpetuum	3,360 mW/kg	0,017 mW/cm ³	0,0183 W·s ³ /m ²
PMG27-17 Perpetuum	10 mW/kg	0,034 mW/cm ³	0,005 W·s ³ /m ²
VEH-360 FerroSolutions	10,73 mW/kg	0,023 mW/cm ³	0,0193 W·s ³ /m ²
PEH20w Midé	23,53 mW/kg (bei a=0,35 g)	0,1 mW/cm ³ (bei a=0,35 g)	0,0018 W·s ³ /m ²

Tabelle 26: Leistungsdichten und Leistungs-Bandbreite-Produkt verschiedener Vibrationsgeneratoren

In der Literatur [44] finden sich Werte für die Leistungsdichte bis zu 40mW/cm³. Da die Leistungen bei höheren Beschleunigungen gemessen wurden und nach Gleichung (32) die Leistung quadratisch mit der Beschleunigung steigt, hat der PEH20w von Midé eine deutlich geringere Leistungsdichte als die anderen elektromagnetischen Vibrationsgeneratoren.

Vibrationsgeneratoren haben eine geringere Leistungsdichte pro Masse und Volumen als die anderen vorgestellten Generatoren. Der Vergleich der Leistungsdichten wurde bei einer kleinen Beschleunigung von 0,05 g = 0,49 m/s² angeführt und die Leistung nimmt quadratisch mit der Beschleunigung zu. Kann eine Applikation gefunden werden, in der eine starke monofrequente Vibration auftritt, zum Beispiel durch eine Drehbewegung oder einen Motor,

steigt die Leistungsdichte erheblich an und ein Einsatz solcher Generatoren kann sinnvoll sein.

3 Drahtlose Energieübertragung

3.1 Elektromagnetische Energieübertragung

Ein drahtloser Sensorknoten überträgt seine Daten zu einem Empfänger per Funk. Denkbar ist auch, diese Schnittstelle zum Übertragen der Versorgungsenergie zu nutzen. Angewandt wird dies bei Radio Frequency Identification oder kurz RFID, bei der über induktive Kopplung zunächst Energie zum Auslesen des RFID-Tags übertragen wird und dieser dann die Daten über die gleiche Schnittstelle an den Empfänger zurückgibt.

Im Folgenden soll nun untersucht werden, welche Frequenzbänder bei RFID sich am besten zur Energieübertragung anbieten. Da gleichzeitig auch Kommunikation mit dem Sensorknoten über die gleiche Schnittstelle möglich sein soll, kommen nur bestimmte freigegebene Frequenzbänder in Frage. Eine Übersicht einiger im ISO/IEC 18000 Standard beschriebenen Frequenzen liefert Tabelle 27:

Bezeichnung	Frequenzbereich
LF (Low frequency)	135 kHz
HF (High frequency)	13,56 MHz
UHF (Ultra High Frequency)	433 MHz
UHF (Ultra High Frequency)	860 MHz – 900 MHz
Microwave	2,45 GHz

Tabelle 27: Frequenzen für RFID

Die Frequenzbereiche unterscheiden sich in maximaler Datenrate, in der maximalen Sendeleistung und der Lesereichweite.

Wird eine elektromagnetische Welle angeregt, entsteht nach den Maxwell'schen Gleichungen ein magnetisches und ein elektrisches Feld. Je nach Entfernung vom Sender muss dabei zwischen Nah- und Fernfeld unterschieden werden. Im Nahfeld wirkt eine Antenne wie eine Vielzahl von elektromagnetischen Punktquellen, die alle ein eigenes Feld erzeugen. Wenn die Entfernung von der Quelle noch klein gegenüber der Länge der Antenne oder der Wellenlänge ist, dann können sich unter Umständen die Punktquellen gegenseitig auslöschen. Weit von der Quelle entfernt erscheint die Antenne jedoch nur noch wie eine einzelne Quelle, die Punktquellen überlagern sich dann zu einer großen Welle. Die äußere Grenze des Nahfeldes wird nach [56] angegeben mit:

$$r_{\text{nah}} = \frac{\lambda}{2 \cdot \pi} = \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot f} \tag{43}$$

Die Grenze des Fernfeldes für Antennen, die gegenüber der Wellenlänge klein sind, ist etwa beim Doppelten der Wellenlänge.

$$r_{\text{fern}} = 2 \cdot \lambda = 2 \cdot \frac{c}{f} \tag{44}$$

Ist die Antenne groß gegenüber der Wellenlänge, müssen auch die Abmessungen der Antenne in die Grenze des Fernfeldes einbezogen werden. In den folgenden Betrachtungen soll allerdings angenommen werden, dass die Antenne gegenüber der Wellenlänge klein ist

Für die in Tabelle 27 vorgestellten Frequenzbereiche sind die Übergänge damit wie folgt anzunehmen (siehe Tabelle 28):

Frequenzbereich	r_{nah}	r_{fern}
135 kHz (LF)	354 m	4.444 m
13,56 MHz (HF)	3,52 m	44,25 m
433 MHz	11 cm	1,38 m
900 MHz (UHF)	5,3 cm	66,7 cm
2,45 GHz (Microwave)	1,95 cm	24,5 cm

Tabelle 28: Grenzen des Nah- und Fernfeldes in den verschiedenen RFID-Frequenzbereichen

Wird als Leseabstand für RFID eine Entfernung von 1m von der Quelle angenommen, ist in den Frequenzbereiche bei 135 kHz und 13,56 MHz der Empfänger im Nahfeld. Für die Frequenzbänder 900 MHz und 2,45 GHz ist der Empfänger im Fernfeld und für das Frequenzband bei 433 MHz im Übergangsbereich.

Induktive Kopplung

Zur Daten- und Energieübertragung kann beispielsweise die induktive Kopplung genutzt werden. Das Prinzip ist dabei ähnlich der Spannungs- und Stromübertragung in einem Transformator. In einer Primärspule (in diesem Fall der Sender) wird mittels eines Wechselstroms ein Magnetfeld erzeugt. Die magnetische Feldstärke berechnet sich dabei allgemein nach der Maxwellschen Gleichung:

$$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = I \quad (45)$$

Es entsteht damit ein magnetischer Fluss Φ :

$$\Phi = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \int_A \vec{H} \cdot d\vec{A} \quad (46)$$

Über ein Medium mit der Permeabilität μ_r , in diesem Fall die Luft, wird der magnetische Fluss zu einer sekundären Spule übertragen, wo mittels Induktion wieder eine elektrische Spannung erzeugt wird. Die Anzahl der Windungen der sekundären Spule ist n_2 . Für die induzierte Spannung gilt:

$$U_{\text{out}} = -n_2 \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -n_2 \cdot \frac{d}{dt} \left(\int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \right) \quad (47)$$

Die induktive Kopplung eignet sich gut für Leistungsübertragung im Nahfeld, da die gesamte Energie im magnetischen Feld übertragen wird. So sinkt die Leistung bei induktiver Kopplung mit $1/r^6$ im Nahfeld, während ein elektromagnetisches Feld nur mit $1/r^2$ abnimmt [57]. Andererseits können Antennen für induktive Kopplung so gebaut werden, dass die Magnetfeldlinien in eine Richtung zeigen (zum Beispiel Spule) und sich somit verstärken. Bei einer maximalen Übertragungsstrecke von 1m wären geeignete Frequenzbereiche nach Tabelle 28 135 kHz (LF) und 13,56 MHz (HF).

Die Übertragung der Daten ist bidirektional und in nach Anwendungen aufgeteilten Standards (z.B. ISO/IEC 15693) definiert. Während die primäre Seite die Daten per Amplitudenmodulation (OOK) überträgt, erfolgt die Rückübertragung mittels Lastmodulation. Durch die Lastmodulation auf der sekundären Seite verändern sich der Strom und die Spannung auf der primären Seite der Spule.

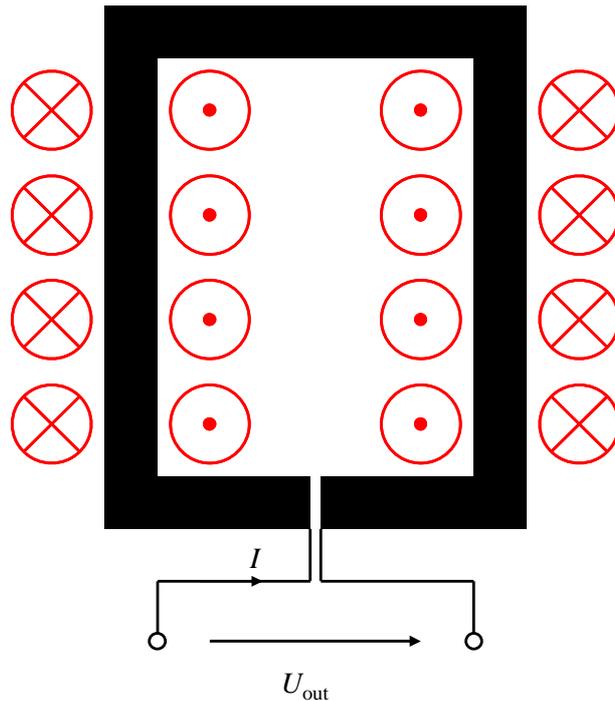


Abbildung 17: Magnetfeld einer Leiterschleife

Ein einfaches Beispiel für Antennen ist die Leiterschleife. Wie in Abbildung 17 sichtbar erzeugen die einzelnen Windungen der Leiterschleife magnetische Felder, die sich gegenseitig addieren. Andererseits können Leiterschleifen sehr dünn ausgelegt sein, sie eignen sich daher gut für den Einsatz auf Leiterplatten oder flexiblen Substraten. Um die Leistung, die Spannung und die Frequenz der Leiterschleife abzustimmen, ist es notwendig ein elektrisches Ersatzschaltbild einzuführen. Angenommen sei, dass eine primäre kreisrunde Leiterschleife mit einem Strom I_{in} und der Anzahl der Windungen n_1 eine magnetische Flussdichte B erzeugt. Diese ist nach Gleichung (47) in der x-Komponente in x-Richtung [58]:

$$B(x) = \frac{1}{2} \mu \cdot I_{in} \cdot n_1 \cdot \frac{r_1^2}{\sqrt{(x^2 + r_1^2)^3}} \cdot \vec{e}_x \quad (48)$$

Es soll ein elektrisches Ersatzschaltbild einer Leiterschleife ermittelt werden, um einen Anhaltspunkt für die zu erwartende Ausgangsspannung und Ausgangsleistung zu erhalten.

Leiterschleifen-Antenne

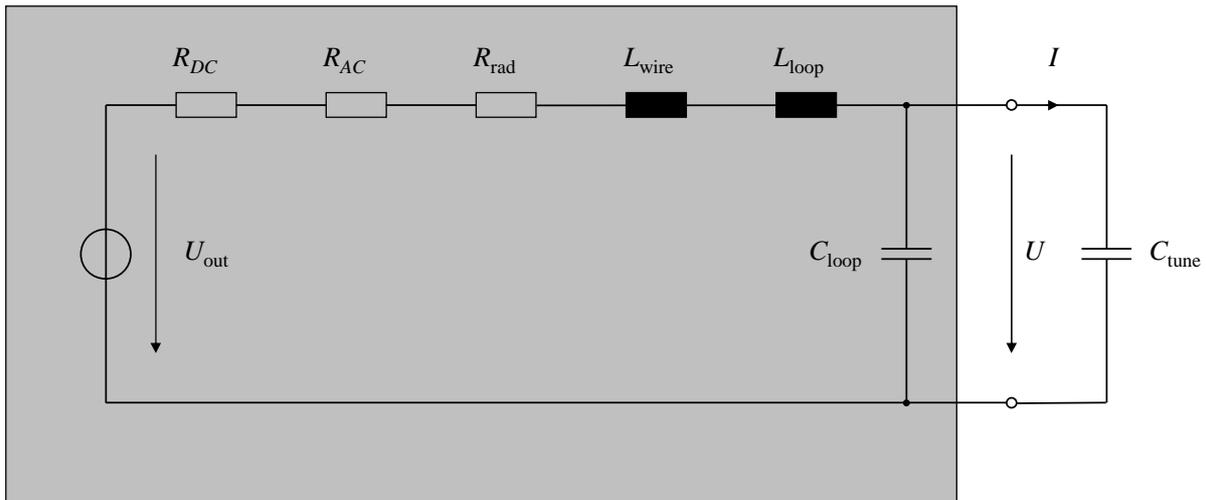


Abbildung 18: Elektrisches Ersatzschaltbild der sekundären Leiterschleife

Abbildung 18 zeigt das elektrische Ersatzschaltbild der sekundären Leiterschleife [59]. Die einzelnen Parameter R_{DC} , R_{AC} , R_{rad} , L_{wire} , L_{loop} und C_{loop} sollen nun im Einzelnen für ein einfaches Leiterschleifenbeispiel mit einer Windung vorgestellt und berechnet werden.

Mit Gleichung (47) und Gleichung (48) ist die in die sekundäre kreisrunde Spule induzierte Spannung:

$$U_{out} = - \left(\frac{1}{2} \mu \cdot n_1 \cdot n_2 \cdot \pi^2 \cdot \frac{r_1^2 \cdot r_2^2}{\sqrt{(x^2 + r^2)^3}} \right) \cdot \frac{dI_{in}}{dt} = -M \cdot \frac{dI_{in}}{dt} \quad (49)$$

Der Klammerterm wird auch als Gegeninduktivität M bezeichnet. Die Gegeninduktivität M ist damit ein Maß für die Übertragung von Strom auf der primären Seite in Spannung auf der sekundären Seite.

Angenommen I_{in} sei ein monofrequenter Wechselstrom mit:

$$I_{in} = I_0 \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (50)$$

Für U_{out} sei in ähnlicher Weise definiert:

$$U_{out} = -U_0 \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (51)$$

Dann ist die Spitzenspannung U_0 :

$$U_0 = I_0 \cdot \mu \cdot n_1 \cdot n_2 \cdot \pi^3 \cdot f \cdot \frac{r_1^2 \cdot r_2^2}{\sqrt{(x^2 + r^2)^3}} \quad (52)$$

Die Spannung steigt also linear mit der Frequenz und dem Anregungsstrom, sinkt andererseits aber auch mit der dritten Potenz der Entfernung vom Sender.

Im elektrischen Ersatzschaltbild müssen einige Effekte, die als ohmsche Widerstände wirken, berücksichtigt werden. Der ohmsche Widerstand der Leiterschleife R_{DC} ist:

$$R_{DC} = \rho \cdot \frac{l}{A} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{A} \quad (53)$$

Der Parameter l stellt dabei die Gesamtlänge der Leiterschleife mit allen Windungen und A die Querschnittsfläche des Leiters dar; ρ ist der spezifische elektrische Widerstand des Leitermaterials (z.B. Kupfer).

Zusätzlich zum ohmschen Anteil muss allerdings auch der Anteil am elektrischen Widerstand berücksichtigt werden, der durch den Skin-Effekt entsteht. Bei diesem drängt die Wechselspannung für hohe Frequenzen die Ladungsträger an den Rand des Leiters und erhöht so den ohmschen Widerstand. Für eine rechteckige Leiterschleife ist dieser [60]:

$$R_{AC} = \frac{l}{\sigma \cdot (d + w)} \cdot \frac{1}{\delta} \quad (54)$$

d ist die Dicke und w die Weite der Leiterschleife (siehe Abbildung 19). Der Parameter δ ist die so genannte Eindringtiefe der Welle in das Material und ist definiert als:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma}} \quad (55)$$

Die Formel (54) wird so zu:

$$R_{AC} = \frac{l}{d + w} \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}{\sigma}} \quad (56)$$

Es gilt also, je größer die Frequenz, desto größer wird der Widerstand R_{AC} . Reduziert werden kann dieser Widerstand, in dem der Querschnitt der Leiterbahn einen möglichst großen Umfang besitzt.

Zudem muss noch der Einfluss der Konversion von magnetischer in elektrische Energie berücksichtigt werden. Daraus ergibt sich mit dem Wellenwiderstand Z_0 (für Luft $Z_0 \approx 377\Omega$) als Strahlungswiderstand für eine kreisrunde Leiterschleife nach der Johnson-Nyquist-Formel [61]:

$$R_{\text{rad}} = \frac{8}{3} \cdot \pi^3 \cdot Z_0 \cdot \left(\frac{n_2 \cdot \mu_r \cdot A}{\lambda^2} \right)^2 \quad (57)$$

Die Induktivität der Antenne teilt sich in zwei Teilinduktivitäten: die Induktivität der Spule L_{loop} und die Induktivität der Leitung L_{wire} , die sich beide zur Gesamtinduktivität addieren. Die Induktivität einer Leiterschleife mit der Gesamtlänge l_{gesamt} ist dabei nach [61] ungefähr:

$$L_{\text{wire}} \approx \frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \cdot l_{\text{gesamt}} \cdot \left(2,303 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot l_{\text{gesamt}}}{d} \right) - 1 + \frac{\mu_r}{4} + \left(\frac{d}{2 \cdot l_{\text{gesamt}}} \right) \right) \quad (58)$$

Für die Berechnung der Induktivität der Spule muss zusätzlich der Einfluss der Gegeninduktivität jeder Windung auf die benachbarte und die gegenüberliegende Windung berücksichtigt werden.

Die Selbstinduktivität jedes Windungsabschnittes n ist nach [58]:

$$L_n = \frac{1}{5} l_n \cdot \left(\ln \left(\frac{2l_n}{d_n + w_n} \right) + 0,50049 + \frac{d_n + w_n}{3 \cdot l_n} \right) \cdot 10^{-6} \quad (59)$$

Die gesamte Selbstinduktivität der Spule ist

$$L_{\text{selbst,gesamt}} = \sum_n L_n \quad (60)$$

Die Gegeninduktivität benachbarter Windungen spielt nur dann eine Rolle, wenn beide Leitungen parallel zueinander sind. Ist die Stromflussrichtung gleich, so wird die Gegeninduktivität größer, sind die Stromflussrichtungen gegenläufig, wird sie kleiner.

Als Beispiel zur Berechnung der Gegeninduktivität soll die in Abbildung 19 gezeigte Spule mit einer Windung betrachtet werden.

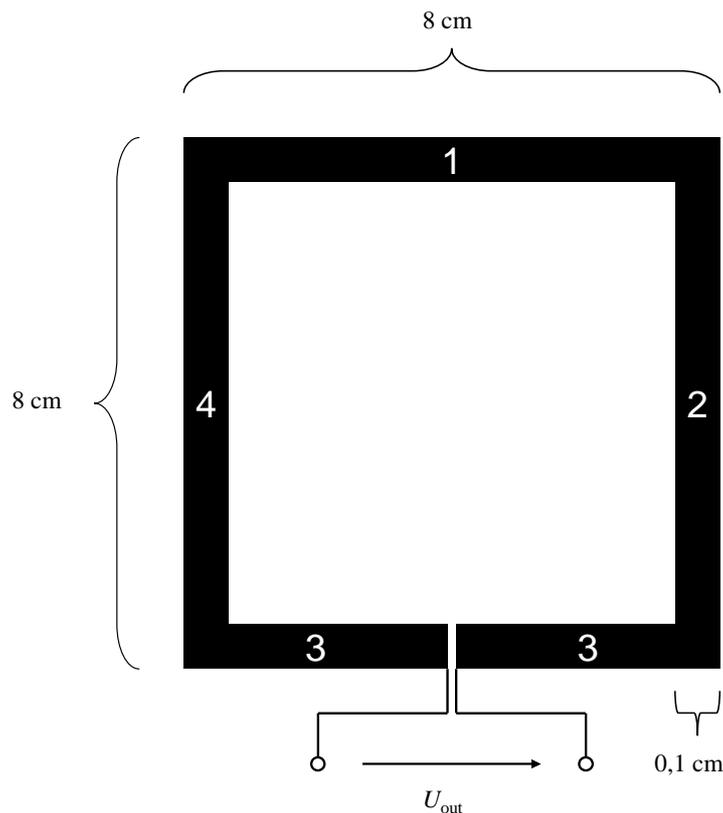


Abbildung 19: Beispiel einer Leiterschleife mit einer Windung

Für das Beispiel mit einer Windung wirken folgende Gegeninduktivitäten: Windungsabschnitt 1 wirkt auf Abschnitt 3 und Abschnitt 2 wirkt auf 4 und umgekehrt. Da die Stromrichtungen immer gegenläufig sind, ist die Gegeninduktivität nach [58]:

$$M_{n,m} = 2 \cdot l_n \cdot \left(\ln \left[\frac{l_n}{s_{n,m}} + \sqrt{1 + \left(\frac{l_n}{d_{n,m}} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left(\frac{d_{n,m}}{l_n} \right)^2} + \frac{l_n}{s_{n,m}} \right) \cdot 10^{-7} \quad (61)$$

mit $(n,m) = \{(1,3), (2,4)\}$ und $s_{n,m}$ dem Abstand zwischen den zwei Leiterbahnabschnitten

Die Gegeninduktivität des Abschnittes n auf m sind genauso groß ist wie die von m auf n , deshalb wird in Formel (61) auf eine Unterscheidung verzichtet und die Gegeninduktivität mit dem Faktor 2 multipliziert. Die Gesamtgegeninduktivität und die daraus und mit (60) resultierende Gesamtinduktivität sind somit:

$$M_{\text{gesamt}} = 2 \cdot (M_{1,3} + M_{2,4}) \quad (62)$$

Außerdem muss für die Antenne noch die Kapazität der Spule betrachtet werden. Nach [61] wird diese näherungsweise:

$$C_{\text{Loop}} = \left[3,9685 \cdot 10^{-13} \cdot \sqrt[3]{\frac{(400 \cdot l)}{\pi}} \cdot \frac{1}{100 \cdot w} \right] F \quad (63)$$

Die Resonanzfrequenz ist:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_{\text{gesamt}} \cdot C_{\text{gesamt}}}} \quad (64)$$

Zur Verdeutlichung der Ergebnisse sollen zwei Beispiele berechnet werden. Zum einen ist dies eine einfache quadratische Kupferleiterschleife (siehe Abbildung 19) mit einer Windung. Eine Seite soll dabei eine Länge l von 8cm, eine Weite w von 1mm und einer Dicke d von $36\mu\text{m}$ aufweisen. Bei einer Übertragungsfrequenz von 13,56 MHz werden dabei folgende Werte erzielt: (siehe Tabelle 29)

R_{dc}	0,153Ω
R_{ac}	0,297Ω
R_{rad}	5,33μΩ
L_{wire}	0,623μH
L_{loop}	0,325μH
C_{loop}	119pF
f_0	14,93 MHz

Tabelle 29: Elektrische Daten für eine quadratische Kupferleiterschleife

Damit die Resonanzfrequenz zur Übertragungsfrequenz passt, muss zusätzlich zur Kapazität C_{loop} eine weitere Kapazität C_{tune} eingesetzt werden

$$C_{\text{tune}} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2} \cdot \frac{1}{L} - C \quad (65)$$

Um im obigen Beispiel die Antenne auf 13,56MHz abzustimmen ist eine Kapazität $C_{\text{tune}} = 25,5\text{pF}$ notwendig, der Phasenwinkel von Z wird dann $-0,32^\circ$.

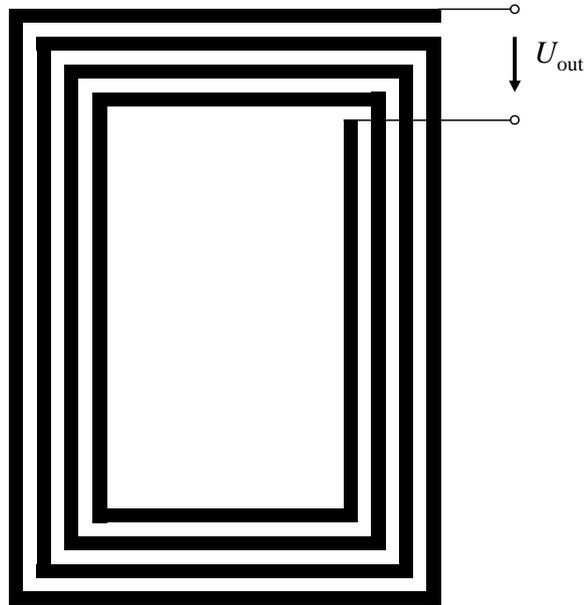


Abbildung 20: Beispiel einer Leiterschleife mit vier Windungen

Verglichen werden sollen diese Daten nun mit einer rechteckigen Leiterschleife mit 4 Windungen. Hier treten folgende Parameter auf (siehe Abbildung 20 und Tabelle 31)

Länge der äußersten Windung l_2 (lange Seite)	10,75 cm
Länge der äußersten Windung l_1 (kurze Seite)	7,74 cm
Abstand der benachbarten Windungen a	0,3 mm
Dicke der Windungen d	36 μm
Weite der Windungen w	0,8 mm

Tabelle 30: Abmessungen einer rechteckigen Leiterschleife als Beispiel

Parameter	Wert
R_{DC}	0,85 Ω
R_{AC}	0,81 Ω
R_{rad}	0,12 m Ω
L_{wire}	2,31 μ H
L_{loop}	5,02 μ H
C_{loop}	15,7 pF
f_0	14,8 MHz
C_{tune}	3,07 pF

Tabelle 31: Elektrische Daten für die eine rechteckige Kupferleiterschleife mit vier Windungen

Werden die Werte aus Tabelle 29 und Tabelle 31 miteinander verglichen, wird deutlich, dass mit mehr Windungen die Impedanz steigt. Auf der anderen Seite steigt, aufgrund der größeren Anzahl von Windungen, auch die Spannung an.

Je nach Frequenzbereich und Land ist die maximale erlaubte Sendeleistung für RFID-Systeme unterschiedlich. Bezogen werden die Daten zumeist auf die noch vorhandene Stärke des Magnetfeldes in einem bestimmten Abstand von der Antenne. Tabelle 32 zeigt die Bestimmungen in Europa und den USA im LF- und im HF-Band.

	<135 kHz (LF-Band)	13,56 MHz (HF-Band)
Europa	119-127 kHz: 66 dB μ A/m im Abstand von 10m 127-135 kHz: 42 dB μ A/m im Abstand von 10m	42 dB μ A/m im Abstand von 10m
USA	2400 μ V/m im Abstand von 300m	42 dB μ A/m im Abstand von 10m

Tabelle 32: Maximale Sendeleistung für RFID im LF- und HF-Band [62]

Die Beschränkung der Leistung im LF-Band in den USA ist als Beschränkung der elektrischen Feldstärke angegeben, die anderen Beschränkungen sind in Dezibel bezogen auf eine magnetische Referenzfeldstärke von 1 μ A/m angeben.

Der maximale Strom, der in der Sendeantenne in ein Magnetfeld umgesetzt werden kann ist nach Formel (48):

$$I = \frac{2H}{n_1} \cdot \frac{\sqrt{(x^2 + r_1^2)^3}}{r_1^2} \quad (66)$$

Für die Leiterschleife aus dem ersten Beispiel ergäbe sich damit theoretisch ein maximaler Strom von rund 40A, es können somit über kleine Entfernungen sehr große Leistungen übertragen werden

Soll nun eine Leiterschleife konstruiert werden, mit der sowohl Daten als auch Leistung übertragen werden kann, muss zunächst der benötigte Platz auf der Leiterplatte bestimmt werden und dann mittels der obigen Gleichungen (53) bis (65) eine Leiterschleife konstruiert werden, die nach Möglichkeit bereits auf die Sendefrequenz abgestimmt ist. Damit wird kein zusätzliches Anpassnetzwerk benötigt, um die richtige Frequenz zu erhalten. Zudem ist es sinnvoll bei der angestrebten Leistung und dem zu erwartenden Leseabstand die Spannung so einzustellen, dass das daran anschließende Leistungs- und Energiemanagement diese einfach verarbeiten kann (zum Beispiel Anpassung auf minimal 1V und maximal 3,3V).

Störend wirkt sich oftmals das Vorhandensein von metallischen Oberflächen in der Nähe des Senders oder Empfängers aus. Durch das magnetische Feld wird in die metallischen

Flächen eine Spannung induziert, die dann wiederum aufgrund der Lenzschen Regel ein Gegenmagnetfeld aufbaut, das den Empfänger oder Sender stört. Durch die Metallfläche in der Nähe der Antenne werden die Magnetfeldlinien so gekrümmt, dass sie nicht mehr die Leiterschleife durchdringen können. Sind metallische Oberflächen in der Nähe, sollte beispielsweise ein gewisser Abstand eingehalten werden. Da das Magnetfeld mit der 3. Potenz kleiner wird (siehe Formel (48)), reichen hier oft schon wenige Zentimeter. Eine weitere Möglichkeit ist der Einsatz von Materialien mit hoher Permeabilität zwischen Antenne und Metalloberfläche (z.B. Licalloy [63]). Diese reduzieren den Einfluss der Metalloberfläche auf die Antenne stark, beziehungsweise sie krümmen die Magnetfeldlinien wieder so ab, dass diese hauptsächlich durch die Leiterschleife gehen.

Elektromagnetische Kopplung

Alternativ kann Energie auch mit elektromagnetischer Kopplung übertragen werden. Im Gegensatz zur magnetischen Kopplung wird auch das elektrische Feld zum Übertragen von Energie genutzt. In Frage kommen dazu insbesondere die hohen Frequenzbänder, wie 860-960 MHz (UHF) oder 2,45 GHz (Microwave). Grundsätzlich eignen sich auch die anderen in Tabelle 27 vorgestellten Frequenzen. Um jedoch ein elektromagnetisches Feld der gewünschten Frequenz erzeugen zu können, sollte die Antenne mindestens eine Länge von $\lambda/4$ haben, das heißt bei einer Frequenz von 13,56MHz eine Länge von 5,5 m.

Die Leistung, die in einem elektromagnetischen Feld (in x-Richtung) übertragen wird, ist durch die Friis-Gleichung gegeben [64]:

$$P_{\text{Empfänger}}(x) = P_{\text{Sender}} \cdot G_{\text{Sender}} \cdot G_{\text{Empfänger}} \cdot \left(\frac{c}{4 \cdot \pi \cdot f \cdot x} \right)^2 \quad (67)$$

Die Variablen G_{Sender} und $G_{\text{Empfänger}}$ symbolisieren die Verstärkung der Sender- und Empfangsantenne.

Anders als bei der induktiven Kopplung sinkt die Leistung nur mit der 2. Potenz der Entfernung vom Sender und ist damit besser geeignet, Leistung über größere Strecken zu übertragen. Bei kleinen Abständen vom Sender im Nahfeld muss allerdings mit Verlusten gerechnet werden, da sich bestimmte Punktquellen des Senders gegenseitig auslöschen können.

Als Antennen kommen für die elektromagnetische Übertragung viele verschiedene Bauweisen in Frage, die jedoch auf die Resonanzfrequenz und deren Wellenlänge λ angepasst werden müssen. Der Unterschied zwischen den Antennen liegt zumeist in der Abstrahlcharakteristik, die üblicherweise nicht in alle Raumrichtungen gleich ist, beziehungsweise der Verstärkung. Ausgedrückt wird die Verstärkung in Bezug auf einen Isotropstrahler (einer Antenne, die in alle Raumrichtungen gleichmäßig abstrahlt) in dBi. Nachteilig ist oft die im Gegensatz zur Schleifen-Antenne wenig kompakte Bauform der Antennen.

Auch für eine Energieübertragung mittels elektromagnetischer Kopplung gibt es Beschränkungen der maximalen Leistung. Hier ist allerdings die Sendeleistung, normiert auf den Antennengewinn eines Halbwelldipols (P_{erp}) oder auf einen Isotropstrahler (P_{eirp}), selbst beschränkt.

	860-960 MHz (UHF-Band)	2,45 GHz (Microwave-Band)
Europa	865-868 MHz: $P_{\text{erp}}=20$ dBm 865,6-868 MHz: $P_{\text{erp}}=27$ dBm 865,6-867,6MHz: $P_{\text{erp}}=33$ dBm	2,446 – 2,454 GHz: $P_{\text{eirp}}=500$ mW (draußen) $P_{\text{eirp}}=4$ W (drinnen)
USA	902-928 MHz: $P_{\text{eirp}}=4$ W	2,4 -2,486 GHz: $P_{\text{eirp}}= 4$ W

Tabelle 33: Maximale Sendeleistung für RFID im UHF- und Microwave-Band

Eine Zusammenfassung der Beschränkungen in Tabelle 33 zeigt, dass die maximale Leistung bei elektromagnetischer Kopplung deutlich kleiner ist als bei induktiver Kopplung.

Ist eine metallische Oberfläche in der Nähe der Antenne, gilt allgemein, dass bei höheren Frequenzen auch mehr Leistung absorbiert wird. Jedoch ist es im Gegensatz zur induktiven Kopplung bei der elektromagnetischen Kopplung möglich, Antennen zu bauen, die eine bestimmte Richtcharakteristik haben. Denkbar sind daher auch Antennen, die von der metallischen Oberfläche wegstrahlen und somit den Einfluss der metallischen Oberfläche zumindest beim Senden minimieren können. Eine flache Bauform dieser Antennen ist jedoch kaum möglich.

3.2 Akustische Energieübertragung

In bestimmten Fällen ist eine Kommunikation oder Datenübertragung mit elektromagnetischen Wellen nicht möglich. Dies gilt insbesondere dann, wenn ein Sensor innerhalb eines faradayschen Käfigs (z.B. metallischer Behälter) drahtlos ausgelesen und mit Energie versorgt werden soll. Alternativ bietet sich hier die Kommunikation mit mechanischen (akustischen) Wellen direkt durch das Metall an [65][66].

Der piezoelektrische Effekt kann nicht nur dazu genutzt werden, Energie aus mechanischen Wellen aufzunehmen (siehe Kapitel 2.2.3), es ist auch möglich, mechanische Wellen zu erzeugen. Erzeugt werden die mechanischen (oder akustischen) Wellen mit einem Piezoaktor. Diese werden dann durch ein Transportmedium zu einem zweiten Piezoaktor transferiert, bei dem die mechanische Energie wieder in elektrische umgewandelt wird. Wird bei der Anregung und der Aufnahme der mechanischen Wellen ein zylinderförmiger Piezoaktor eingesetzt, ergeben sich zwei Resonanzfrequenzen: eine Dickenschwingung, deren Frequenz über die Dicke des Zylinders eingestellt wird und eine radiale Resonanz, die über den Durchmesser eingestellt wird. Je nach gewünschter Frequenz und gewünschtem Schwingungsmodus werden Dicke und Radius des Piezoaktors gewählt.

Muss die mechanische Welle durch ein Medium (beispielsweise Aluminium) transportiert werden, entsteht am Übergang zwischen dem Piezoaktor und dem Transportmedium eventuell eine Reflexion der mechanischen Welle:

$$r = \frac{Z_{F,2} - Z_{F,1}}{Z_{F,2} + Z_{F,1}} \quad (68)$$

Z_F ist die so genannte Schallkennimpedanz, die entweder als Quotient aus Schalldruck p und Schallschnelle v oder über das Produkt der Dichte und der Schallgeschwindigkeit in dem Medium definiert ist.

$$Z_F = \frac{p}{v} = \rho_D \cdot c \quad (69)$$

Um die Reflektion am Übergang zwischen zwei Medien so klein wie möglich zu halten, sollten die Schallimpedanzen gleich sein. Ein Blick in Tabelle 34 zeigt allerdings auch, dass eine Schallwelle an einem Übergang von Aluminium in die Umgebung wie Luft oder Wasser nahezu vollständig reflektiert wird.

	Dichte ρ_D	Schallgeschwindigkeit c (longitudinal)	Schallkennimpedanz Z_F
Luft (20°C)	1,204 kg/m ³	343 m/s	413 Ns/m ³
Wasser	1000 kg/m ³	1484 m/s	1.484.000 Ns/m ³
Aluminium	2710 kg/m ³	5100 m/s	13.821.000 Ns/m ³

Tabelle 34: Dichte, Schallgeschwindigkeit und Schallkennimpedanz von verschiedenen Medien

Die Intensität der akustischen Wellen nimmt mit größer werdender Entfernung vom Sender ab. Für die Schallintensität einer Kugelwelle gilt beispielsweise für die in das Medium eingesperte Schallleistung P_{ak} :

$$J = \frac{p^2}{Z_F} = \frac{P_{ak}}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (70)$$

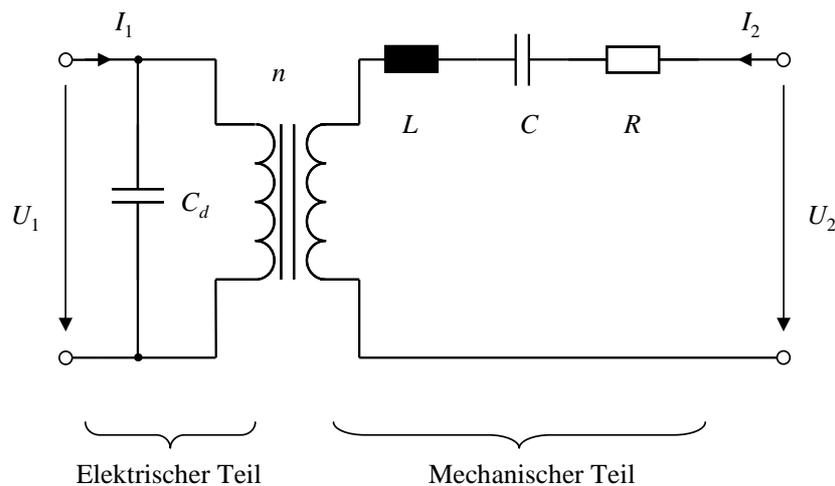


Abbildung 21: Elektrisches Ersatzschaltbild eines Piezoaktor

Um maximale Leistung übertragen zu können, müssen die Piezoaktoren auf die Übertragungstrecke angepasst werden. Hierfür bietet sich, ähnlich wie für RFID-Signale, die Verwendung eines elektrischen Ersatzschaltbildes an [67]. Das elektrische Ersatzschaltbild eines Piezogenerators zeigt Abbildung 21. In diesem steht die Spule mit der Induktivität L für die Masse des Piezoaktors, der Kondensator C für die Elastizität und der Widerstand R für mechanische Verluste. C_d ist im elektrischen Ersatzschaltbild die elektrische Kapazität des Piezoaktors. Sollen nun zwei Piezoaktoren gekoppelt werden, kann das so entstehende elektrische Ersatzschaltbild (siehe Abbildung 22) vereinfacht werden (siehe Abbildung 23) [69]. Die Verluste im Übertragungsmedium sollen in dem Ersatzschaltbild vernachlässigt werden.

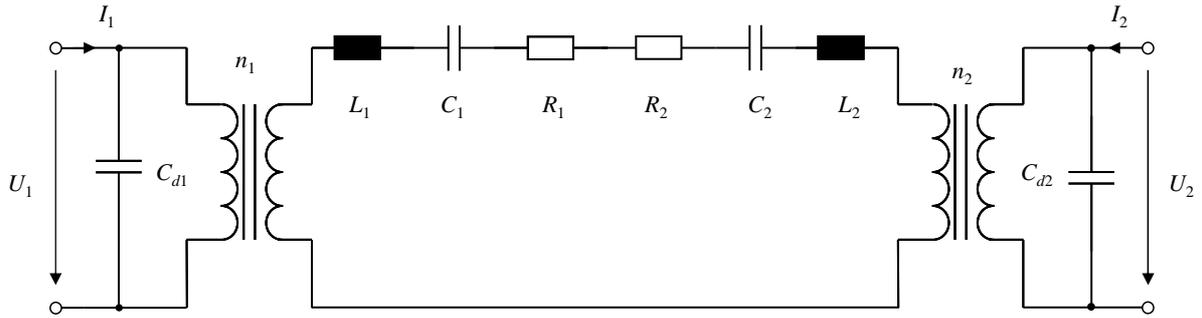


Abbildung 22: Elektrisches Ersatzschaltbild zweier gekoppelter Piezogeneratoren unter Vernachlässigung der Übertragungsstrecke

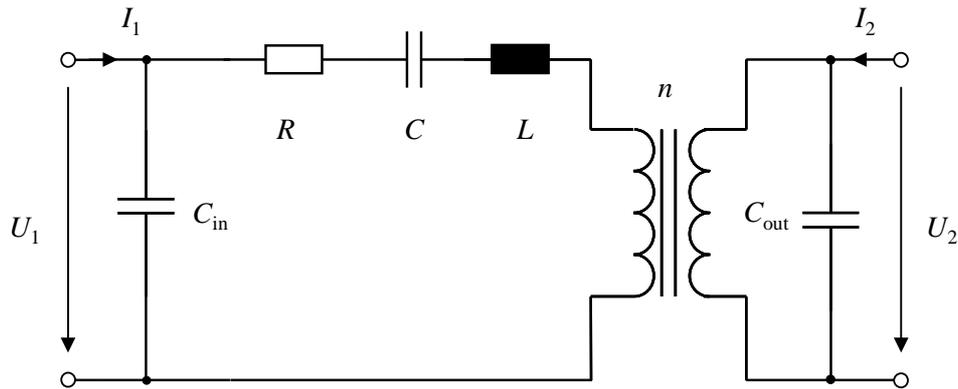


Abbildung 23: Vereinfachtes Ersatzschaltbild zweier gekoppelter Piezogeneratoren

Die Werte der in Abbildung 23 zusammengefassten Bauteile sind:

$$n = \frac{n_1}{n_2} \quad (71)$$

$$R = \frac{R_1 + R_2}{n_1^2} \quad (72)$$

$$L = \frac{L_1 + L_2}{n_1^2} \quad (73)$$

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot n_1^2 \quad (74)$$

$$C_{\text{in}} = C_{d1} \quad (75)$$

$$C_{\text{out}} = C_{d2} \quad (76)$$

Die Piezübertragungstrecke kann als Zweitor aufgefasst werden. Die Bestimmung der Parameter aus den Gleichungen (71) bis (76) erfolgt durch eine Messung der Admittanz Y_{11} bei der gewünschten Frequenz. Für die Bestimmung der Admittanz Y_{11} muss der Ausgang der Übertragungstrecke kurzgeschlossen werden. Abbildung 24 zeigt das dann vereinfachte Ersatzschaltbild. Y_{11} wird so:

$$Y_{11} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2=0} = j \cdot \omega \cdot C_{in} + \frac{1}{R + j \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)} \quad (77)$$

In der Messung des Parameters Y_{11} treten zwei Resonanzfrequenzen auf: Zum einen wird ein Reihenschwingkreis durch L und C gebildet, der ein Maximum in der Admittanz erzeugt, zum anderen entsteht ein Parallelschwingkreis (C_{in} mit L und C), der ein Minimum erzeugt. Die beiden Resonanzfrequenzen $f_{parallel}$ und f_{serie} werden aus dem Admittanzverlauf abgelesen und daraus die erforderlichen Daten ermittelt (siehe Kapitel 6.4).

Das Verhältnis der beiden Kondensatoren C_{in} und C ergibt sich aus dem Verhältnis der beiden Resonanzfrequenzen $f_{parallel}$ und f_{serie} zueinander. Es ist:

$$\frac{C_{in}}{C} = \frac{f_{serie}^2}{f_{parallel}^2} - 1 \quad (78)$$

Zur Ermittlung der Größe der Kondensatoren wird das Verhalten der Admittanz bei kleinen Eingangsfrequenzen untersucht. Unter Vernachlässigung des Widerstandes R wird der Betrag von Y_{11} für kleine Frequenzen:

$$\lim_{f \rightarrow 0} |Y_{11}| = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot \left(1 + \frac{C_{in}}{C} \right) = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot \frac{f_{serie}^2}{f_{parallel}^2} \quad (79)$$

Zur Ermittlung der Induktivität L wird das Verhalten des Betrages der Admittanz bei großen Frequenzen näher betrachtet. Für große Frequenzen wird der Betrag von Y_{11} :

$$\lim_{f \rightarrow \infty} |Y_{11}| = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{in} - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L} \quad (80)$$

Der Widerstand R kann jetzt mit Hilfe der ermittelten Daten für die Spulen und Kondensatoren aus Gleichung (77) abgelesen werden.

Dieses Modell beschreibt die Übertragungstrecke nicht vollständig. Zum einen wurden die Einflüsse des Übertragungsmediums vernachlässigt, zum anderen gilt das Modell nur für einen Bereich rund um die Frequenz (die Resonanzfrequenz des Systems), die zur Ermittlung der Daten angesetzt wurde.

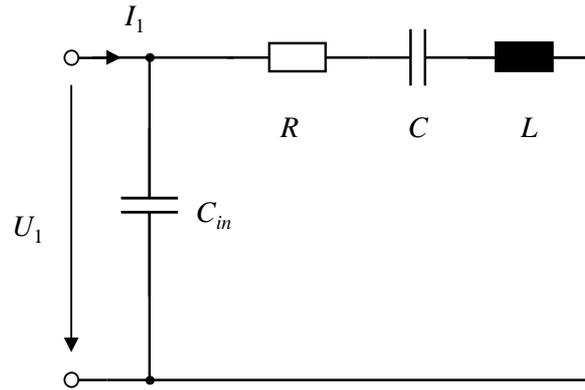


Abbildung 24: Schaltung zur Bestimmung der Admittanz Y_{11}

Alternativ ist es möglich direkt aus den piezoelektrischen Gleichungen die Parameter zu ermitteln. Nach [68] gilt bei einer radialen Schwingung eines zylindrischen Piezogenerators:

$$C_{\text{in/out}} = \frac{\pi \cdot r^2 \cdot \varepsilon_{33}^T \cdot \left[1 - \frac{d_{31}^2}{\varepsilon_{33}^T \cdot S_{11}^E \cdot (1 - \sigma)} \right]}{t_{1/2}} \quad (81)$$

$$R = \frac{(t_1 + t_2)}{r} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \rho \cdot S_{11}^{E3} \cdot (1 - \sigma)^3}}{32 \cdot Q_m \cdot d_{31}^2} \quad (82)$$

$$L = (t_1 + t_2) \cdot \frac{\rho \cdot S_{11}^{E2} \cdot (1 - \sigma)^2}{16 \cdot \pi \cdot d_{31}^2} \quad (83)$$

$$C = \frac{32 \cdot r^2}{(t_1 + t_2)} \cdot \frac{d_{31}}{\pi \cdot S_{11}^E \cdot (1 - \sigma)} \quad (84)$$

Sind die Parameter für das elektrische Ersatzschaltbild bestimmt, kann ermittelt werden wie viel Leistung mit der Übertragungsstrecke übertragen werden kann. Dabei zeigt sich, dass die maximale Leistung zwischen den beiden Resonanzfrequenzen f_{serie} und f_{parallel} übertragen wird. Im Bereich zwischen den Frequenzen dreht die Phase der Admittanz (siehe Abbildung 25) auf 0° und hat damit einen großen Realteil. Die Arbeitsfrequenz muss nun so eingerichtet werden, dass exakt diese Frequenz eingestellt wird. Analog zu den Vibrationsgeneratoren ist die Bandbreite dieser Piezoübertragungstrecke der Frequenzbereich, in dem die Leistung mehr als 50% der maximalen Leistung bei Resonanz besitzt.

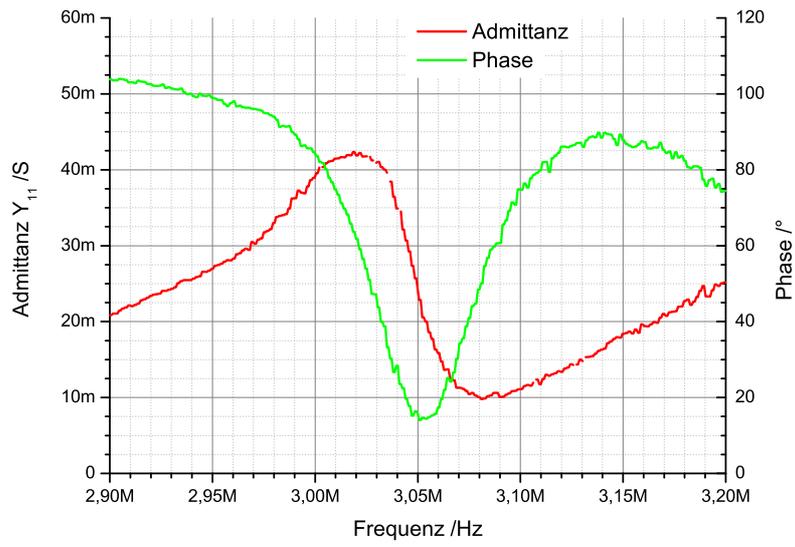


Abbildung 25: Phase und Betrag der Admittanz Y_{11}

4 Charakterisierung eines drahtlosen Sensorknotens

4.1 Aufbau eines Sensorknotens

Nachdem in Kapitel 2 und 3 mögliche Energiequellen charakterisiert wurden, wird nun der Sensorknoten und dessen Eigenschaften näher beschrieben. Der Sensorknoten lässt sich grob in drei Blöcke aufteilen [70][71] (siehe Abbildung 26).

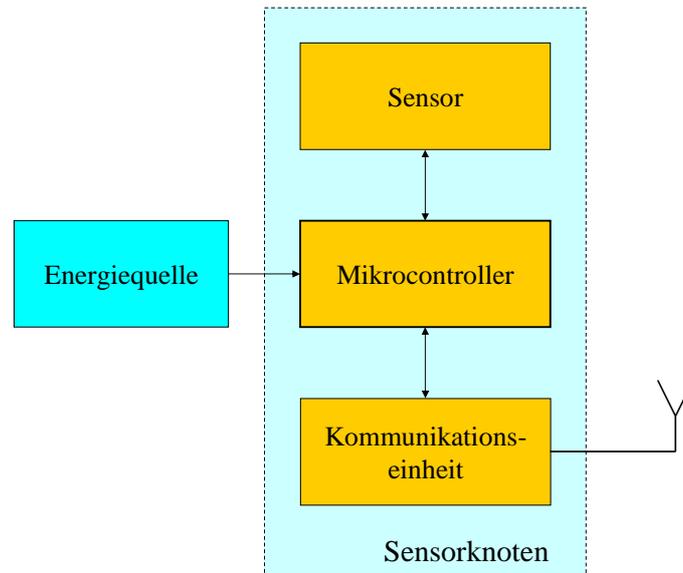


Abbildung 26: Blockdiagramm des Sensorknotens

Herzstück des Sensorknotens ist der Mikrocontroller. Dieser übernimmt neben der Datenverarbeitung auch das Leistungsmanagement für die einzelnen Bausteine. Müssen beispielsweise keine Daten aufgenommen oder übertragen werden, können der Transceiver oder der Sensor deaktiviert und damit ein großer Teil des Energiebedarfs eingespart werden. Außerdem ist es möglich (siehe Kapitel 5.5), das Energie- und Leistungsmanagement des Sensorknotens mit Hilfe eines Mikrocontrollers zu steuern.

Neben der Speichergröße, der maximalen Verarbeitungsgeschwindigkeit und der Baugröße, ist bei der Auswahl eines Mikrocontrollers in einem drahtlosen Sensorknoten der Energiebedarf ein entscheidendes Kriterium.

Ein Beispiel für einen Mikrocontroller mit einem niedrigen Energiebedarf ist der MSP430F1611 von Texas Instruments [72]. Tabelle 36 zeigt, dass der aktivierte MSP430F1611 bei einer Arbeitsfrequenz (Taktfrequenz) von 1 MHz einen Strombedarf von 500 μA (1,5 mW) hat. Mit der Arbeitsfrequenz steigen sowohl die minimal benötigte Versorgungsspannung als auch der Strombedarf. Kann die Arbeitsfrequenz des Mikrocontrollers zum Beispiel auf 4 Hz (theoretischer minimaler Wert) reduziert werden, reduziert sich der Strombedarf ebenso auf nur noch 9 μA . Ein vergleichbarer Mikrocontroller mit ähnlichem Strombedarf ist der ATmega32A von Atmel. (siehe Tabelle 36).

Zusätzlich besteht die Möglichkeit, den Mikrocontroller in verschiedene Low-power Moden zu schalten, die den Strombedarf deutlich reduzieren. Dafür werden bestimmte Teile des Mikrocontrollers (siehe Tabelle 35), wie die Recheneinheit (CPU) oder die verschiedenen internen Clock und Oszillator-Signale, wie Main clock (MCLK), Sub-Main clock (SMCLK) oder Auxiliary clock (ACLK), nacheinander deaktiviert. Ferner wird der interne Spannungsregler, der beispielsweise als Spannungsversorgung für den Sensor dienen kann,

abgeschaltet. Der Strombedarf eines MSP430F1611 kann so sukzessive von 500µA auf 0,2µA reduziert werden.

Je mehr Funktionen des Mikrocontrollers abgeschaltet werden, desto länger wird benötigt, diese zu reaktivieren. Wird eine große Arbeitsfrequenz benötigt und der Mikrocontroller dementsprechend oft an- und ausgestellt, kann dies dazu führen, dass während des Abschaltzyklus nicht mehr alle Funktionen deaktiviert werden können.

	CPU	MCLK	SMCLK	ACLK	Spannungsregler	Oszillator
Active mode	X	X	X	X	X	X
Low-power Mode 0 (LPM0)			X	X	X	X
Low-power Mode 1 (LPM1)			X	X		X
Low-power Mode 2 (LPM2)				X	X	X
Low-power Mode 3 (LPM3)				X		X
Low-power Mode 4 (LPM4)						X

Tabelle 35: Status der Clock-Signale und des Spannungsreglers eines MSP430F1611 in den Low-power Moden (X = aktiviert)

	MSP430F1611	ATmega32A
Spannungsversorgung	1,8V – 3,6V	2,7V - 5,5V
Maximale Frequenz	8 MHz	16 MHz
Strombedarf im Active-Mode (bei 3V)	500µA @ 1MHz	600µA @ 1MHz
Strombedarf im Low-Power-Mode	• 75µA (LPM0)	• 250µA (Idle-Mode)
	• 17µA (LPM2)	• 9µA (Power-Save)
	• 1,1µA (LPM3)	• 0,3 µA (Power-Down)
	• 0,2µA (LPM4)	

Tabelle 36: Vergleich zwischen MSP430F1611 (Texas Instruments) und ATmega32A (Atmel) im Bezug auf elektrische Parameter

Sensoren werden benötigt, um die zu messenden Daten in elektrische Signale zu wandeln. Je nach Anwendung können diese sehr unterschiedlich in der Funktion und im Leistungsbedarf sein. Um jedoch eine Energieversorgung aus der Umwelt sicherstellen zu können, muss der Energiebedarf auf die vorhandenen Potenziale angepasst werden. Einige Beispiele für Sensoren aus dem Bereich des Structural Health Monitoring (SHM) sind Dehnungsmessstreifen, Crack Wire oder Piezofolien.

Mit Dehnungsmessstreifen und Crack Wire können starke Verformungen der Struktur aufgenommen werden. Während Dehnungsmessstreifen bei Verformung kurzzeitig ihren Widerstand ändern und dementsprechend regelmäßig ausgelesen werden müssen, zeichnen Crack Wire nur einmal eine starke Verformung auf. Crack Wire müssen deshalb nur während einer normalen Wartung ausgelesen werden; zeigen diese dann auffällige Werte an, sollte das Strukturelement näher untersucht werden.

Piezofolien können beispielsweise Einschläge auf die Struktur (zum Beispiel von Vögeln, o.ä.) registrieren, müssen aber sehr oft (Bandbreite 300 kHz) ausgelesen werden.

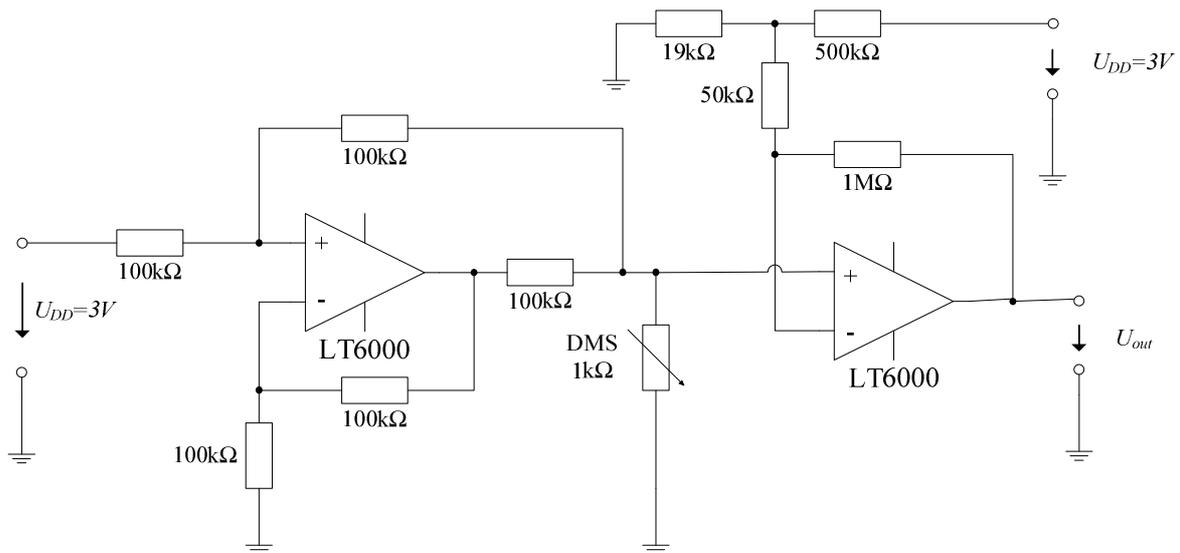


Abbildung 27: Elektronik zum Auslesen eines Dehnungsmessstreifens

Zusätzlich zum Verbrauch des Sensors selber muss der Leistungsbedarf der Messelektronik berücksichtigt werden. Zum Auslesen der Daten eines Dehnungsmessstreifen (SR-4 von Vishay (FAE-12-100X)), wird die in Abbildung 27 gezeigte Messelektronik eingesetzt. Der elektrische Innenwiderstand des Dehnungsmessstreifens beträgt 1.000 Ω , die Widerstandsänderung bei Dehnung hingegen nur maximal 50 Ω . Da es einfacher ist, Spannungsänderungen zu messen, benötigt der Dehnungsmessstreifen eine konstante Stromquelle. Für die Größe des Stroms muss dabei ein Kompromiss zwischen Energiebedarf und der Größe der Spannungsänderung im Dehnungsmessstreifen gefunden werden.

Die Eingangsstufe stellt am Dehnungsmessstreifen einen konstanten Strom von etwa 200 μ A ein. Aufgrund des Widerstandes ist die Spannung am Dehnungsmessstreifen somit 0,2 V, die Spannungsänderung 10 mV. Diese muss von der Ausgangsstufe (Faktor 7,5) verstärkt und in den für die weitere Verarbeitung notwendigen Spannungsbereich transformiert werden. Der gesamte Strombedarf des Sensors ist somit in diesem Beispiel:

	Strombedarf im Ruhezustand	Leistungsbedarf (3V)
Dehnungsmessstreifen	118,18 μ A	354,54 μ W
Stromquelle	31,82 μ A	95,46 μ W
Verstärker V=7,5	20,45 μ A	61,35 μ W
gesamt	171,07 μ A	511,35 μ W

Tabelle 37: Strom- und Leistungsbedarf eines Dehnungsmessstreifens und der dazu gehörigen elektrischen Schaltung

Die Datenübertragung ist die Schnittstelle mit dem Sensornetzwerk. Zur Kommunikation kommen verschiedene Verfahren und Übertragungsfrequenzen in Frage. Neben einer Kommunikation mit elektromagnetischen Wellen ist in speziellen Fällen auch eine akustische Datenübertragung (siehe Kapitel 3.2) denkbar. Bei beiden Verfahren müssen Kommunikationsprotokoll und Übertragungsfrequenz festgelegt werden.

Das ZigBee-Protokoll ist entwickelt worden, um mit kleinem Energiebedarf, Daten übertragen zu können [73][74]. ZigBee ist ein offener Funknetz-Standard, der auf dem IEEE 802.15.4 Standard aufsetzt und bei einer Frequenz von 2,45 GHz sendet und empfängt. Nachteilig ist die gegenüber anderen Protokollen (GSM) geringere Reichweite von maximal 100 m auf freiem Feld. Darüber hinaus gibt es einige Erweiterungen für diesen Standard, die speziell für Datenübertragungen in drahtlosen Sensornetzwerken entwickelt worden sind [75].

Verschiedene Hersteller (z.B. Atmel oder Texas Instruments) haben Transceiver-Bausteine entwickelt, die den ZigBee-Standard beherrschen und, durch einen Mikrocontroller gesteuert, Daten übertragen können. Zur Übertragung der Daten wird außerdem eine auf die Übertragungsfrequenz und die Übertragungsimpedanz angepasste Antenne benötigt.

Als Beispiele sollen der AT86RF230 von Atmel und der CC2420 von Texas Instruments betrachtet werden.

	AT86RF230 Atmel	CC2420 Texas Instruments (Chipcon)
Protokolle	2,4 GHz ZigBee/ IEEE 802.15.4	2,4 GHz ZigBee/ IEEE 802.15.4
Sendeleistung	Maximal 3 dBm (2 mW)	Maximal 0 dBm (1 mW)
Empfängerempfindlichkeit	-101 dBm (0,08 nW)	-97 dBm (0,2 nW)
Versorgungsspannung	1,8 V – 3,6 V	2,1 V – 3,6 V
Strombedarf SLEEP-Modus	20 nA	20 nA
Strombedarf während des Senden (maximale Leistung)	16,5 mA	17,4 mA
Strombedarf während des Empfangens	15,5 mA	18,8 mA

Tabelle 38: Vergleich zwischen den ZigBee-Transceiver-Chips AT86RF230 und CC2420

Die Reichweite beider Transceiver beträgt auf freiem Feld etwa 100 m, in geschlossenen Räumen rund 10 m. Tabelle 38 zeigt, dass sowohl beim Senden als auch beim Empfangen von Daten ein hoher Strom- und Leistungsbedarf besteht, im Ruhezustand quasi kein Strom verbraucht wird. Je öfter und je länger Daten gesendet werden oder der Sensorknoten auf Daten wartet, desto größer ist der Strombedarf.

4.2 Energiebedarf eines Sensorknotens

Ein typischer Energiebedarf für einen Sensorknoten soll am Beispiel des Radio Communication Module (RCM) von EADS Innovation Works gezeigt werden (siehe Abbildung 28). Das RCM-Board besteht aus einem MSP430F1611 als Mikrocontroller und einem CC2420 als Transceiver. Es stellt eine Plattform zur Verfügung, an die verschiedene Sensoren angeschlossen werden.

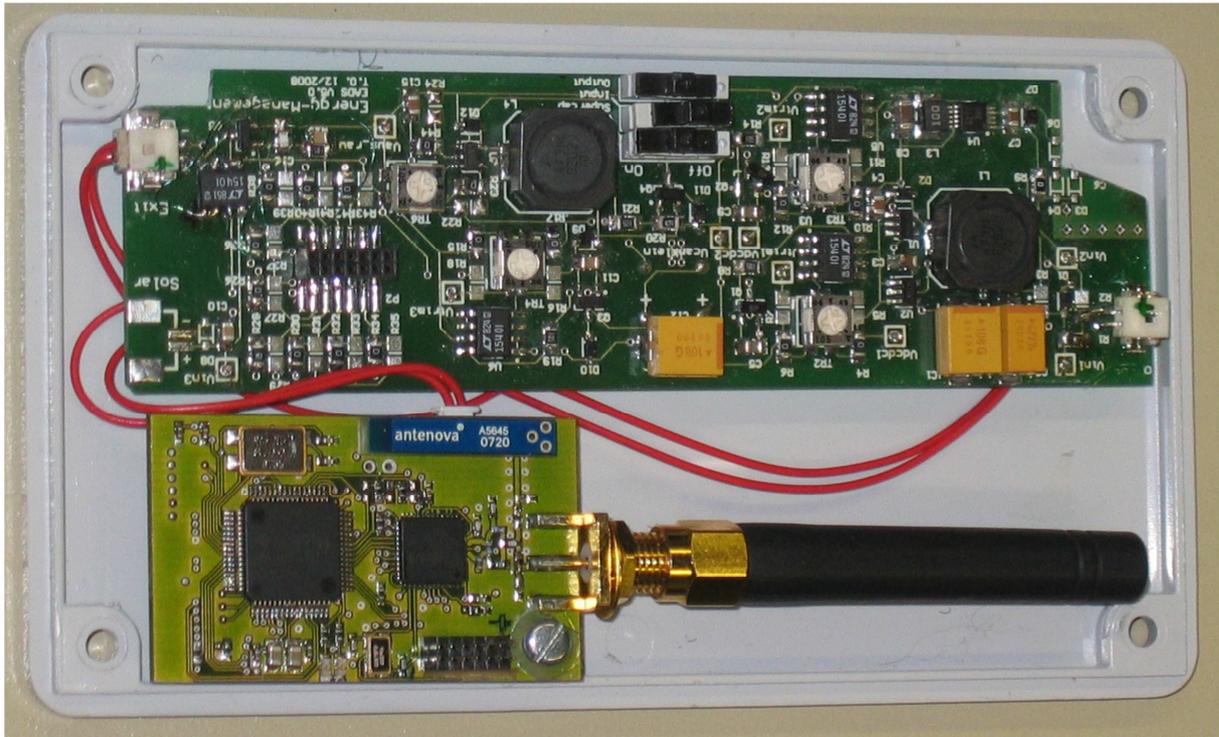


Abbildung 28: EADS Innovation Works Radio Communication Module (RCM)(unten) zusammen mit Energie- und Leistungsmanagement (oben, ältere Version)

Entscheidend für den Strombedarf des RCM-Moduls ist die Zeit, für die die einzelnen Bausteine aktiviert werden müssen. Die Dauer richtet sich nach der Anzahl der Datenpakete, die aufgenommen, verarbeitet und übertragen werden müssen. Typischerweise muss ein MSP430F1611 9 ms aktiviert sein, um ein Datenpaket verarbeiten zu können, ein CC2420 4 ms. Pro Paket benötigt ein MSP430F1611 so eine Energie von 14,85 μJ , ein CC2420 248 μJ . Ein Dehnungsmessstreifen als Sensor würde in dieser Zeit 4,6 μJ verbrauchen. Je nachdem wie oft die Bausteine aktiviert werden, erhöht sich der Energiebedarf. Eine beispielhafte Stromaufnahme eines Sensorknotens mit einer Aktivierungsfrequenz von 16 Hz zeigt Abbildung 29. Den jeweiligen Anteil, den Transceiver, Mikrocontroller und Sensor am Gesamtenergiebedarf haben, zeigt Abbildung 30.

Je größer die Aktivierungsfrequenz, umso häufiger treten die Stromspitzen auf. Damit steigt die durchschnittliche Strom- und Leistungsaufnahme des Sensorknotens an.

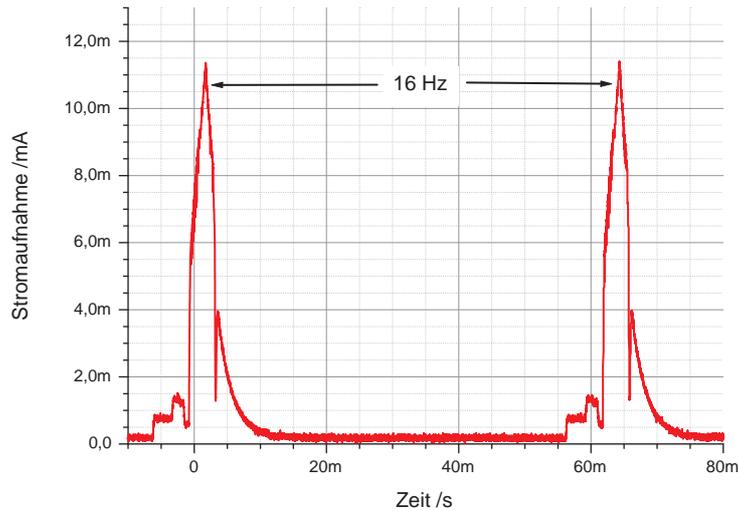


Abbildung 29: Typischer Strombedarf eines Sensorknotens mit MSP430F1611 und CC2420 mit einer Aktivierungsfrequenz von 16Hz

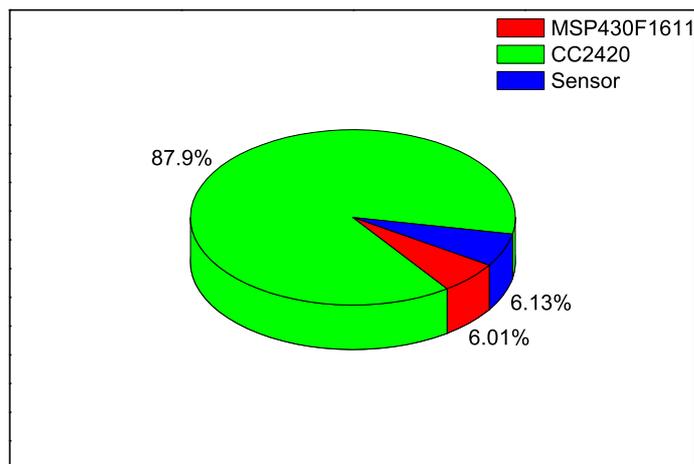


Abbildung 30: Anteil der Bauteile am Gesamtenergiebedarf (Aktivierungsfrequenz 16 Hz)

Die Versorgungsspannung des Sensorknotens ist abhängig von den minimalen und maximalen Spannungen der oben vorgestellten Bauteile. Tabelle 36 und Tabelle 38 zeigen, dass der Versorgungsspannungsbereich zwischen 2,1V und 3,6V gewählt werden kann, jedoch nach Möglichkeit konstant gehalten werden sollte. Dabei gilt allgemein, dass eine niedrigere Versorgungsspannung einen geringeren Leistungsbedarf des Sensorknotens bedeutet. Andererseits sinken die Übertragungsreichweite des CC2420 und die maximale Verarbeitungsgeschwindigkeit des MSP430F1611.

Zusammenfassend bleibt festzuhalten, dass ein Sensorknoten auch im Leerlauf eine konstante Stromaufnahme besitzt und bei Aktivierung kurze Strompulse auftreten können (siehe Abbildung 29). Ein Energie- und Leistungsmanagement muss daher in der Lage sein, sowohl einen konstanten Strom bereitzustellen als auch kurze Strompulse liefern zu können.

Für die folgenden Betrachtungen soll ein durchschnittlicher Leistungsbedarf des Sensorknotens von 1mW (0,3mA Strombedarf) angenommen werden.

5 Energie- und Leistungsmanagement

5.1 Einleitung

In den beiden vorhergehenden Abschnitten wurde diskutiert, welche Energiequellen für ein drahtloses Sensornetzwerk zur Verfügung stehen und mit welchem Energiebedarf zu rechnen ist. Die Energieanforderungen des Sensorknotens müssen speziell mit der aus der Umgebung gewonnenen Energie verglichen werden. Kapitel 2.2 zeigt, dass alle vorgestellten Generatoren eine von bestimmten Umgebungsparametern abhängige Leistung liefern. Bei thermoelektrischen Generatoren ist dies eine Temperaturdifferenz, bei Solarzellen die Beleuchtungs- oder Strahlungsintensität und bei Vibrationsgeneratoren die Auslenkung einer mechanischen Vibration. Die zur Verfügung stehende Leistung der Quellen ist somit nicht konstant und kann unter bestimmten Bedingungen, wie Solarzellen in Dunkelheit, komplett versiegen.

Sensorknoten benötigen hingegen eine konstante Grundleistung, um zum Beispiel den Mikrocontroller mit Energie zu versorgen. Zusätzlich hat der Sensorknoten während der Kommunikation und der Datenaufnahme einen vergrößerten Energiebedarf (siehe dazu Kapitel 4).

Zwischen Energiequelle und Verbraucher wird daher ein Energiepuffer benötigt, der, wenn ausreichend Eingangsleistung vorhanden ist, sowohl Energie zwischenspeichern, als auch Energie liefern kann, wenn nicht ausreichend Energie aus der Umgebung gewonnen werden kann. Zusätzlich muss der Puffer in der Lage sein, kurze Energiepulse zu liefern, um den erhöhten Leistungsbedarf beim Messen, Senden und Empfangen abzudecken. Der Energiepuffer muss also sowohl als Langzeit- als auch als Kurzzeitenergiespeicher dienen können.

Ein Energie- und Leistungsmanagement muss außerdem in der Lage sein, die sich mit den Umgebungsbedingungen variierende Eingangsspannung auf eine konstante Ausgangsspannung zu transformieren, die als Versorgungsspannung für den Sensorknoten dienen kann. Die Spannung im Energiespeicher kann zudem vom Ladezustand abhängig sein und damit je nach Betriebszustand variieren. Um eine konstante Ausgangsspannung zu erhalten, muss die gespeicherte Spannung eventuell noch einmal transformiert werden. Bei bestimmten Energiequellen, wie thermoelektrischen Generatoren, muss außerdem mit sehr kleinen Eingangsspannungen (unter 0,8V) gerechnet werden. Da Spannungsregler oft eine minimale Eingangsspannung von mindestens 0,8V benötigen, muss auch für kleinere Spannungen eine Lösung gefunden werden.

Kapitel 2 zeigt zudem, dass die Energie aus der Umwelt sowohl als Gleich-, als auch als Wechselspannung zur Verfügung stehen kann, oder dass sich die Polarität einer Gleichspannungsquelle (thermoelektrischer Generator) ändert. Dies macht es erforderlich, möglichst effizient die Spannung gleichzurichten.

Die Rahmenbedingungen für die notwendigen Energiekonversionen sind nochmals in Tabelle 39 zusammengefasst. Im Folgenden wird diskutiert, wie ein Leistungs- und Energiemanagement für Sensorknoten aussehen kann und welche Bausteine dafür benötigt werden [76].

Energiequelle	<ul style="list-style-type: none"> • Eingangsenergie abhängig von Umgebungsvariablen • Je nach Energiequelle, Gleichspannungsquelle, Wechselfspannungsquelle oder Gleichstromquelle • Spannung kann sehr klein sein (thermoelektrischer Generator)
Energiespeicher	<ul style="list-style-type: none"> • Akkus benötigen bestimmtes Ladeverfahren (U/I) • Ultrakondensatoren
Sensorknoten	<ul style="list-style-type: none"> • Grundlast durch Mikrocontroller und externe Beschaltung • Spitzenlast durch Aktivierung der Messschaltung und während des Sendens und Empfangens von Daten

Tabelle 39: Zusammenfassung der Rahmenbedingungen für ein Energie- und Leistungsmanagement

Für bestimmte Blöcke des Leistungs- und Energiemanagements werden in der Literatur bereits Lösungen präsentiert, teilweise werden diese auch schon zum Kauf angeboten.

Die Abteilung Power- und Batteriemangement des Fraunhofer-Institutes für Integrierte Schaltungen (IIS) präsentiert ein Micro Energy Power Management Module (ME-PM2) [77], dass Spannungen ab einer Eingangsspannung von 70mV (Ausgangsspannung 2V) transformieren kann. Zudem ist auf dem Board ein Funkmodul implementiert, dass Sensordaten aufnimmt und diese an einen Empfänger schickt. Bei einer Ausgangsspannung von 3,8 V, einer Eingangsspannung von 0,5 V und einer Ausgangsleistung von 1 mW ist die Effizienz der Umwandlung etwa 60%. Bei diesem Modul fehlt allerdings ein Langzeitenergiespeicher, der notwendig ist, wenn die Eingangsleistung nicht kontinuierlich vorhanden ist.

Die Möglichkeit einen Langzeitenergiespeicher anzuschließen, hat der Chip des CEA/LETI MINATEC [78]. Dort wurde ein Gleichstromsteller für thermoelektrische Generatoren entwickelt, an den außerdem eine Mikrobatterie angeschlossen werden kann. Sämtliche Bauteile, beispielsweise auch Spulen oder Kondensatoren, wurden auf dem Chip integriert. Bei einer Ausgangsspannung von 3V ist der Ausgangsstrom jedoch auf 170µA und die Effizienz auf 25% begrenzt.

Das EPAD Energy Harvesting Modul EH300 von Advanced Linear Devices [79] ist ebenfalls ein Spannungsregler, der in einem Kondensator Ladungen sammelt, bis eine bestimmte Ladungsmenge und damit die Spannung erreicht ist. Dann wird der Ausgang aktiviert die Spannung steht der nachfolgenden Schaltung zur Verfügung. Sinkt die Ladungsmenge, sinkt auch die Spannung. Nach Unterschreiten einer zweiten Schwelle wird der Ausgang wieder deaktiviert. Der Eingangsspannungsbereich liegt zwischen -500V und +500V Wechsel- oder Gleichspannung. Bei betragsmäßig kleinen Leistungen nimmt jedoch die Startzeit stark zu und kann im Bereich von Minuten liegen. Zudem ist die Ausgangsspannung nicht konstant und nicht immer verfügbar.

Ein anderes Management ist der LTC3108 von Linear Technologies [80], der einen Spannungswandler für sehr kleine Eingangsspannungen und eine Leistungsanpassung beinhaltet. Es ist möglich, einen Langzeitenergiespeicher anzuschließen. Der Eingangsspannungsbereich des LTC3108 liegt zwischen 20mV und 500mV. Die maximale Leistung ist etwa 175mW. Die Effizienz ist zwischen 60 % für eine Eingangsspannung von 100mV und 20% für eine Eingangsspannung von 20 mV.

Weitere Ansätze zum Energie- und Leistungsmanagement sind in der Literatur zu finden [81]. Die Effizienzen der hier vorgestellten Schaltungen sind entweder nicht für den Eingangsspannungs- oder Leistungsbereich optimiert oder es kann kein Langzeitenergiespeicher angeschlossen werden.

5.2 Bausteine für ein Energie- und Leistungsmanagement

5.2.1 Energiespeicher (Ultrakondensatoren)

Zur Auswahl eines Energiespeichers muss zunächst die Größe des Speicherkondensators bestimmt werden. Es wird sowohl ein Langzeitenergiespeicher benötigt, um Phasen ohne Eingangsenergie überbrücken zu können, als auch ein Kurzzeitenergiespeicher. Grundsätzlich kann jeder Langzeitenergiespeicher auch als Kurzzeitspeicher arbeiten, wenn der Last die Energie schnell zur Verfügung gestellt werden kann. Wichtig ist dafür der interne elektrische Widerstand des Speichers, der den maximalen Strom definiert und die Kapazität, die zusammen mit dem Widerstand die Anstiegszeit des Stroms begrenzt.

Zur Bestimmung der notwendigen Kapazität wird zunächst das Verhalten als Langzeitenergiespeicher untersucht; es soll dazu ein durchschnittlicher Leistungsbedarf von 1mW angenommen werden. Wird als Energiequelle eine Solarzelle eingesetzt, kann täglich durchschnittlich $t_{\ddot{U}}=12$ Stunden lang keine Energie gewonnen werden. Während dieser Zeit muss der Energiespeicher in der Lage sein, den Sensorknoten zu versorgen. Es gilt:

$$W_{\text{Speicher}} \geq t_{\ddot{U}} \cdot P_{\text{Durchschnitt}} \quad (85)$$

In 12 Stunden entsteht ein Energiebedarf von 12 mWh oder 43,2 J. Bei einer Arbeitsspannung von 3,3V entspricht dies 3,6 mAh oder mit

$$C_{\text{Speicher}} = \frac{2 \cdot W_{\text{Speicher}}}{U^2} \quad (86)$$

einer Kapazität von rund 8 F.

Tatsächlich muss eine größere Kapazität gewählt werden, da der Energiespeicher in aller Regel nicht vollständig geladen oder entladen werden kann.

Je nach Anwendung und Energiequelle müssen $t_{\ddot{U}}$ und damit C_{Speicher} neu bestimmt werden. Bei anderen Energiequellen wie thermoelektrischen Generatoren oder Vibrationsgeneratoren, die nur während des Fluges Energie liefern, können die Intervalle ohne Energie aus der Umwelt kürzer sein. Bei elektromagnetischer oder akustischer Energieübertragung, die nur während einer Wartung stattfinden soll, sind die Intervalle unter Umständen deutlich länger. Als Entwurfsgröße sollen zunächst die oben ermittelten 8 F dienen.

Als Energiespeicher kommen grundsätzlich zwei verschiedene Typen in Frage: Eine sekundäre Batterie und ein Doppelschicht-Kondensator (Ultrakondensator) [82]. Die Eigenschaften der sekundären Batterien wurden bereits im Vergleich mit primären Batterien in Kapitel 2.1.1 vorgestellt.

Neben Akkumulatoren kommen als Energiespeicher auch Kondensatoren in Frage [83] [84]. Die Kondensatoren mit der höchsten Energiedichte sind dabei die Doppelschicht-Kondensatoren oder Ultrakondensatoren (englisch: electrochemical double layer capacitor, EDLC). Bei den Doppelschicht-Kondensatoren werden die beiden Elektroden zusätzlich mit einem Elektrolyt benetzt. Wird zwischen den Elektroden nun eine Spannung angelegt, sammeln sich an den Elektrolytschichten Ladungsträger entgegengesetzter Polarität und erzeugen so zwei seriell verbundene Kondensatoren [85].

Da im Gegensatz zu Akkumulatoren die Energie im Kondensator direkt elektrostatisch gespeichert wird, ist die Energie unmittelbar abhängig von der gespeicherten Spannung:

$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U \quad (87)$$

Durch eine Spannungsmessung kann die aktuell gespeicherte Energie bestimmt werden. Ist zu Beginn der Kondensator entladen und wird ein konstanter Ladestrom I angenommen, ist die Ladezeit t auf die Spannung U :

$$t = \frac{C \cdot U}{I} \quad (88)$$

Wichtige Hersteller von Ultrakondensatoren sind: NEC-Tokin, Cooper-Bussmann, Maxwell und Cap-XX. Viele Ultrakondensatoren sind dabei für Kapazitäten von 100F und mehr ausgelegt [86]. Für die vorgestellten drahtlosen Sensorknoten werden jedoch deutlich kleinere Kapazitäten benötigt. Tabelle 40 stellt einige geeignete Doppelschicht-Kondensatoren vor:

Name	Hersteller	Kapazität	Max. Spannung	Volumen	Gewicht
A-Series	Cooper-Bussmann	4,7 F	2,5 V	7,03 cm ³	10,7 g
B-Series	Cooper-Bussmann	10 F	2,5 V	3,45 cm ³	5,6 g
F-Series	Cooper-Bussmann	0,33 F	3,6 V	1,7 cm ³	1,9 g
PM-Series	Cooper-Bussmann	3 F	5 V	4,9 cm ³	5,4 g
PC-10	Maxwell	10 F	2,5 V	3,35 cm ³	6,3 g
Cap-XX-HS208	Cap-XX	0,9 F	5,5 V	1,99 cm ³	-

Tabelle 40: Vergleich unterschiedlicher Ultrakondensatoren bezüglich ihrer Kapazität, Maximalen Spannung, des Volumens und des Gewichtes

Die wichtigsten elektrischen Eigenschaften sind in Tabelle 41 zusammengefasst:

Name	Elektrischer Innenwiderstand	Max. Energiedichte pro Volumen	Max. Energiedichte pro Gewicht
A-Series	0,025 Ω	2,08 J/cm ³	1,37 J/g
B-Series	0,06 Ω	9,05 J/cm ³	5,58 J/g
F-Series	0,25 Ω	1,25 J/cm ³	1,12 J/g
PM- Series	0,07 Ω	7,65 J/cm ³	6,94 J/g
PC-10	0,18 Ω	9,32 J/cm ³	4,96 J/g
Cap-XX-HS208	0,055 Ω	6,84 J/cm ³	-

Tabelle 41: Vergleich unterschiedlicher Ultrakondensatoren bezüglich des Innenwiderstandes und der Energiedichten

Da beim Laden und Entladen eines Doppelschicht-Kondensators keine Energiewandlung von elektrischer und chemischer Energie notwendig ist, tritt beim Ultrakondensator kein Memory-Effekt auf; es kann bei jedem Ladevorgang wieder die maximale Speicherkapazität geladen werden. Erst bei einer sehr großen Zahl von Lade- und Entladevorgängen (>500.000) ist mit einer Veränderung der Kapazität zu rechnen. Bei Akkumulatoren (siehe Tabelle 4) muss dagegen schon bei wenigen hundert Lade- und Entladezyklen mit einer Veränderung der Gesamtkapazität gerechnet werden.

Die Energiedichten der Doppelschicht-Kondensatoren sind hingegen deutlich kleiner als die der Akkumulatoren. Bei gleicher Größe und gleichem Gewicht ist somit die Kapazität der Doppelschicht-Kondensatoren kleiner. Ebenso ist der Preis pro Energieeinheit (vergleiche Tabelle 4) der Ultrakondensatoren mit rund 24 €/kJ größer als der der Akkumulatoren.

Die fehlende Energiekonversion führt allerdings bei Kondensatoren zu einer höheren Selbstentladung [87][88]. Für verschiedene Doppelschicht-Kondensatoren soll die Selbstentladung über einen bestimmten Zeitraum gemessen werden (siehe Abbildung 31). Für diese Messung wurden die Kondensatoren auf die maximale Spannung aufgeladen. Nach einer bestimmten Zeit wurden die Spannung und damit der Energieverlust der Kondensatoren gemessen. Die Kondensatoren B-Series von Cooper-Bussmann und PC-10 von Maxwell haben nur eine maximal zulässige Spannung von 2,5 V. Zur besseren Vergleichbarkeit werden daher zwei Kondensatoren in Reihe geschaltet und die maximale Spannung so auf 5 V erhöht.

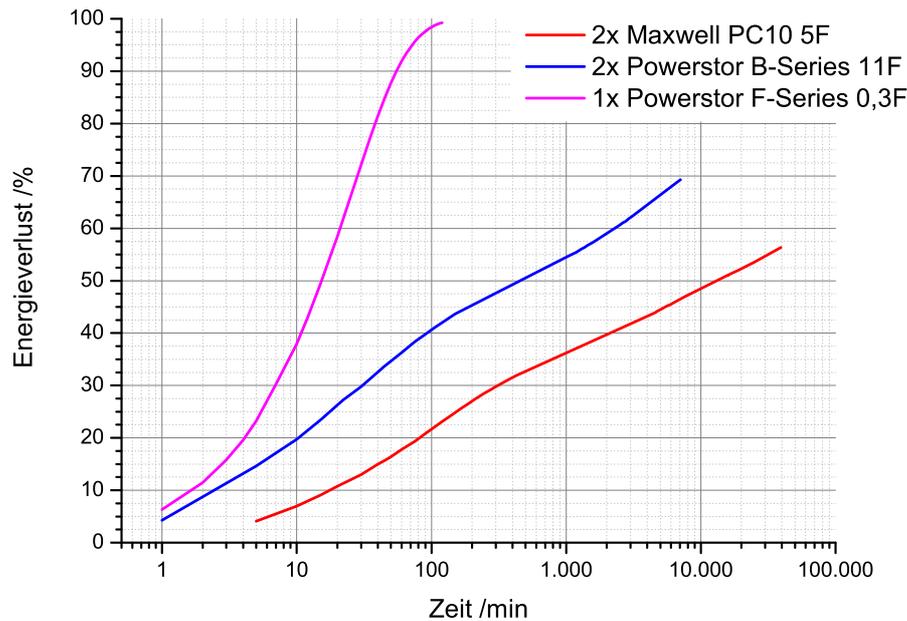


Abbildung 31: Energieverlust durch Selbstentladung der Ultrakondensatoren B-Series und F-Series von Cooper-Bussmann und PC-10 von Maxwell in Abhängigkeit der Zeit

Dabei wird deutlich, dass je nach Bauweise und Kapazität die Selbstentladung stark variieren kann. Als Maß soll der Zeitraum dienen, in dem die Hälfte der Energie durch Selbstentladung im Kondensator verloren geht. Für die oben eingeführten Doppelschicht-Kondensatoren konnten dabei folgende Werte ermittelt werden:

Ultrakondensatoren	Selbstentladung bis 50%
F-Series (Cooper-Bussmann)	15 Minuten
B-Series (Cooper-Bussmann)	6 Stunden
PC-10 (Maxwell)	8 Tage

Tabelle 42: Zeit bis der Ultrakondensator durch Selbstentladung bis auf 50% seiner ursprünglichen Energie entladen ist

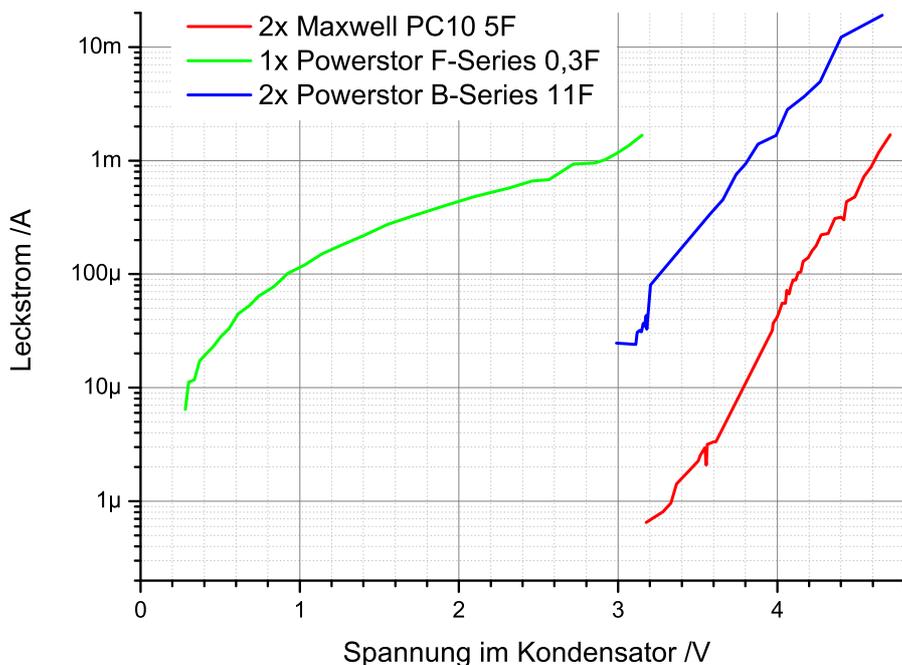


Abbildung 32: Selbstentladestrom der Ultrakondensatoren aus Tabelle 42 in Abhängigkeit von der Spannung

Aus dem Spannungsabfall an den Kondensatoren in einem bestimmten Zeitintervall lässt sich zusätzlich der Selbstentladestrom jedes Kondensators berechnen (siehe Abbildung 32). Während sowohl für den Kondensator Cooper-Bussmann F-Series und B-Series der Selbstentladestrom groß ist, so ist dieser für Spannungen unter 3,5 V bei zwei seriellen PC-10 von Maxwell klein gegenüber dem durchschnittlichen Strom von 0,3 mA (siehe oben). Wird die maximale Spannung im Kondensator deshalb auf die Versorgungsspannung von 3,3 V begrenzt, ist die Selbstentladung während des normalen Betriebs vernachlässigbar.

Verglichen mit den Werten aus Tabelle 5 fällt auf, dass Akkumulatoren eine erheblich längere Selbstentladungszeit haben als Kondensatoren. Ebenso ist die Zeit, in der die Hälfte der Energie durch Selbstentladung bei Ultrakondensatoren verloren geht, mit wenigen Minuten bis Stunden erheblich kürzer als bei sekundären Batterien (Monate bis Jahre), so dass sich Ultrakondensatoren kaum für die langfristige Energiespeicherung eignen.

Der Temperaturbereich [89] der PC-10 Ultrakondensatoren ist von -40°C bis 85°C spezifiziert und ist damit größer als der der Lithium-Ion- oder Nickel-Metallhydrid-Batterien.

Für Ultrakondensatoren wird im Gegensatz zu Akkumulatoren keine spezielle Ladeelektronik wie das U/I-Ladeverfahren benötigt, ebenso können Ultrakondensatoren auch tiefentladen werden, ohne dass diese Schaden nehmen. Laden mit der Quellspannung limitiert jedoch die maximale Speicherenergie im Ultrakondensator. Sinkt die Quellspannung ab, so kann die Speicherenergie wieder über die Quelle abfließen. Zur Erhöhung der Speicherkapazität werden somit Spannungsregler und eine Leistungsanpassung benötigt.

	Vorteile
Sekundäre Batterien (Akkus)	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Energiedichte • Konstante Ausgangsspannung • Geringe Selbstentladung • Geringerer Preis pro Energieeinheit • Guter Langzeitenergiespeicher
Ultrakondensatoren	<ul style="list-style-type: none"> • Kein Memory-Effekt, einfacheres Ladeverfahren • Hohe Anzahl an Lade-/Entladezyklen • Größerer Temperaturbereich • Guter Kurzzeitenergiespeicher • Höherer Kurzzeitstrom möglich • Keine spezielle Ladeelektronik notwendig

Tabelle 43: Zusammenfassung der wichtigsten Parameter für Energiespeicher

5.2.2 Spannungsregler – Gleichstromsteller

Spannungsregler werden benötigt, um sowohl eine konstante Spannung zum Laden eines Energiespeichers bereitzustellen als auch eine konstante Versorgungsspannung für den Sensorknoten zu garantieren. Besonders beim Einsatz thermoelektrischer Generatoren ist es wichtig, auch kleine Eingangsspannungen verarbeiten zu können.

Allgemein soll für alle Spannungsregler ein Maß für die Effizienz der Spannungskonversion eingeführt werden. Dies ist:

$$\mu = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{R_{\text{in}} \cdot I_{\text{out}}}{U_{\text{in}}^2} \cdot U_{\text{out}} = \frac{P_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} \cdot \frac{1}{I_{\text{in}}} \quad (89)$$

Das Maß für das Verhältnis der Spannungskonversion soll für Aufwärtsregler

$$n_{\text{up}} = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} \quad (90)$$

sein.

Zu Beginn sollen verschiedene Spannungsregler vorgestellt werden: Der Linearregler, die Ladungspumpe (Charge Pump) und der Gleichstromsteller (DC-DC-Converter).

Linearregler

Der einfachste Spannungsregler ist der Linearregler. Anders als die anderen Spannungsregler sind Linearregler nur dazu geeignet, Eingangsspannungen zu verkleinern. Sie kommen daher nur für Anwendungen in Frage, bei denen die Eingangsspannung größer ist als die benötigte Ausgangsspannung (zum Beispiel Vibrationsgenerator oder RF-Power). Die Funktionsweise ist ähnlich der Leistungsanpassung, die in Abschnitt 5.3.1 vorgestellt wird. Über einem p-MOS- oder Bipolar-Transistor in Gate- oder Basisschaltung wird ein

Spannungsabfall erzeugt, der von einem Controller geregelt wird. Dieser Controller vergleicht die Ausgangsspannung mit einer internen Referenz und erhöht oder erniedrigt je nach Bedarf den Stromfluss im Transistor und stellt damit die Ausgangsspannung ein.

Die Effizienz des Linearreglers LT3008 von Linear Technologies in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und der Ausgangsleistung zeigt Abbildung 33. Für diese Messung wurde die Eingangsspannung und der Lastwiderstand verringert und bei bestimmten Eingangsspannungen der Eingangsstrom und die Ausgangsspannung aufgenommen. Die Effizienz ergibt sich mit Gleichung (89).

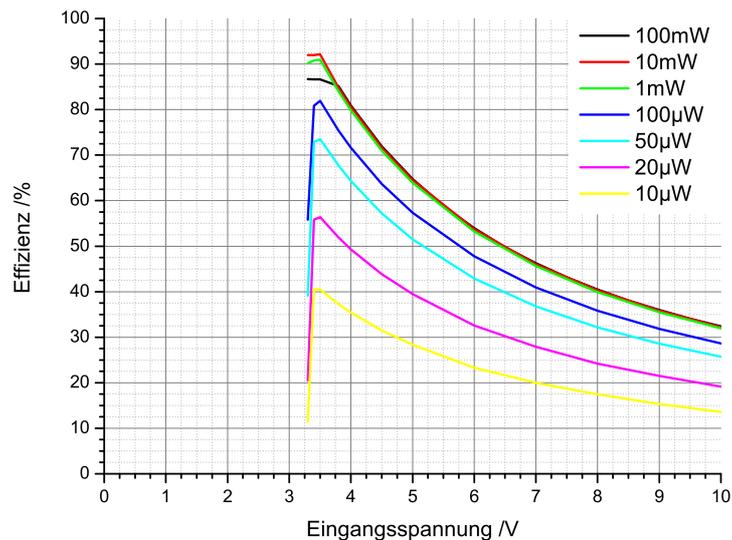


Abbildung 33: Effizienz des Linearreglers LT3008 in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und der Ausgangsleistung

Mit steigender Eingangsspannung und mit fallender Ausgangsleistung wird die Effizienz des Linearreglers kleiner. Je größer die Eingangsspannung, desto größer muss der Spannungsabfall am Transistor werden, umso kleiner wird die Effizienz. Für kleinere Ausgangsleistungen dominiert der Verlust des Controllers, der den Spannungsabfall regeln soll.

Da ein Linearregler die Spannung nur abwärts regeln kann, scheidet dieser für Spannungsquellen mit niedriger Eingangsspannung (wie thermoelektrische Generatoren) aus.

Der Vorteil der Linearregler im Gegensatz zu den anderen Spannungsreglern ist, dass die Ausgangsspannung konstant ist und ihr kein Wechselsignal durch Schaltvorgänge überlagert ist. Besonders beim Einsatz von Bausteinen im Sensorknoten, die eine konstante Spannungsversorgung benötigen (wie Analog-Digital-Umsetzer) kann es sinnvoll sein, die Ausgangsspannung durch einen Linearregler zu stabilisieren. Zudem ist auch der Strom konstant. Ein weiterer großer Vorteil ist die einfache und kompakte Bauweise der Linearregler, die zumeist in kleinen Chipgehäusen (SOT-23) angeboten werden und weitestgehend ohne große externe Komponenten wie Spulen auskommen. Linearregler können deshalb besonders in Anwendungen eingesetzt werden, in denen aufgrund knapper Platzverhältnisse das Energiemanagement besonders kompakt sein muss (siehe Kapitel 6.4).

Ladungspumpe (Charge Pump)

Eine Ladungspumpe konvertiert Spannungen, in dem Ladung in einem Kondensator zwischengespeichert wird und dann mit Hilfe der Eingangsspannung auf ein anderes Potenzial gesetzt wird. Mit einer Ladungspumpe ist es möglich, Spannung auf ein höheres, niedrigeres oder sogar negatives Potenzial zu transformieren [90][91].

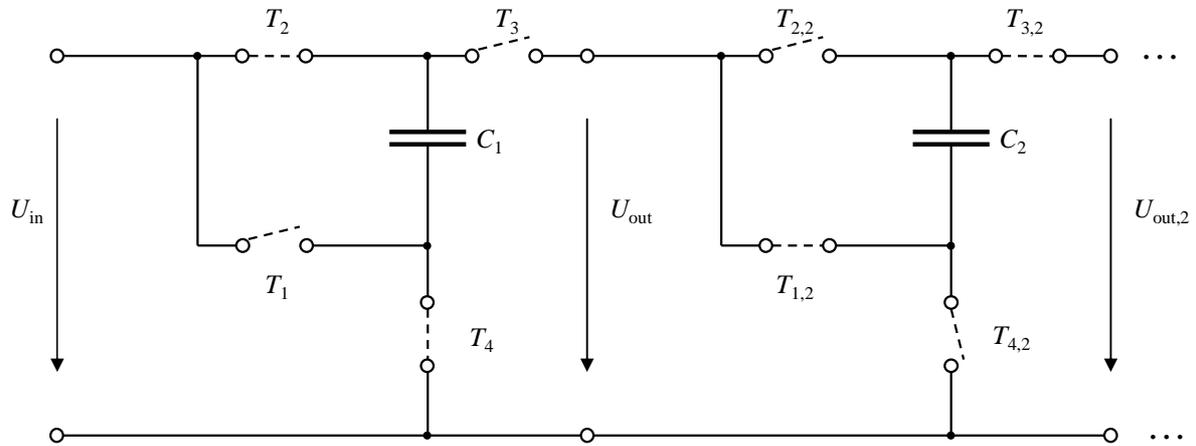


Abbildung 34: Schematischer Aufbau einer Aufwärts-Ladungspumpe mit n -Stufen

Abbildung 34 zeigt die Funktionsweise einer Aufwärts-Ladungspumpe. Diese kann mehreren Stufen bestehen. Jede Stufe hat einen Kondensator, der über vier Schalter gesteuert wird. Die Steuerung der Schalter mit einer festen Frequenz übernimmt ein Ring-Oszillator. In einigen Ladungspumpen ist die Frequenz des Oszillators variabel mit der Eingangsspannung, das heißt je größer die Eingangsspannung, desto größer die Oszillatorfrequenz. Das Funktionsprinzip soll an der ersten Schalterstufe, in Abbildung 34 gezeigt, verdeutlicht werden. Zu Beginn der Konversion werden Schalter T_1 und T_3 geöffnet, die Schalter T_2 und T_4 geschlossen und damit der Kondensator C_1 mit U_{in} geladen. Nach einer bestimmten Zeit t_1 schaltet der Ringoszillator, Schalter T_2 und T_4 werden geöffnet und Schalter T_1 und T_3 geschlossen. Die im Kondensator C_1 gespeicherte Spannung wird zur Eingangsspannung U_{in} hinzuaddiert und die Ausgangsspannung U_{out} wird

$$U_{out} = U_{in} + U_{in} = 2 \cdot U_{in} \quad (91)$$

Nach ähnlichen Prinzipien kann die Spannung invertiert werden, so dass $U_{out} = -U_{in}$ wird, oder reguliert werden, so dass $U_{out} = 0,5 \cdot U_{in}$ am Ausgang anliegt. Wird eine größere Spannungsverstärkung benötigt, werden n Kondensatorstufen in Reihe geschaltet. Die Ausgangsspannung wird dann

$$U_{out} = 2^n \cdot U_{in} \quad (92)$$

Die Größe der Kondensatoren bestimmt dabei auch die maximale Energie, die pro Schaltzyklus transformiert werden kann. Mit

$$W_{transportiert} = \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot U_{out}^2 \quad (93)$$

wird die Energie größer, wenn auch der Kondensator C_2 größer wird. Die Leistung, die eine Ladungspumpe kontinuierlich liefern kann, ist:

$$P_{\text{aus}} = \frac{W_{\text{transportiert}}}{t_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_2 \cdot U_{\text{out}}^2}{t_1} \quad (94)$$

Werden n Verstärkerstufen in Reihe geschaltet, muss der Kondensator in jeder weiteren Stufe mindestens um den Faktor 4 kleiner werden, da die Spannung sich jedes Mal verdoppelt und die Energie gleich bleibt. Bleibt hingegen die Kapazität des Kondensators gleich, gilt, dass die maximal zu konvertierende Energie mit der Anzahl der Stufen n kleiner wird. Je kleiner die Eingangsspannung, desto geringer die maximale Leistung einer Ladungspumpe.

Ladungspumpen eignen sich gut, um ganzzahlige Vielfache oder Teile der Eingangsspannung zu erzeugen. Dabei können hohe Effizienzen mit deutlich über 90% erreicht werden [92].

Soll nun eine konstante Ausgangsspannung eingestellt werden, wird das Ausgangssignal zum Beispiel mit einem Linearregler begrenzt. Da Linearregler nur abwärts regeln können, muss die Ladungspumpe mindestens die einzustellende Ausgangsspannung erzeugen. Angenommen die Ausgangsspannung U_{out} soll zu 3,3V gewählt werden, und die ausgewählte Ladungspumpe hat $n=3$ Verstärkerstufen, dann liegt nach Gleichung (92) die minimale Eingangsspannung bei $U_{\text{in,min}} = 0,4125 \text{ V}$. Für diese Eingangsspannung ist die Effizienz maximal, da die Ausgangsspannung exakt 3,3V ergibt und nicht reguliert werden muss. Kleinere Eingangsspannungen erreichen die Ausgangsspannung nicht, für größere Eingangsspannungen sinkt die Effizienz schnell, da der Linearregler einen Teil der Leistung wegnimmt. Oftmals ist auch der Eingangsspannungsbereich nach oben begrenzt, wenn die verstärkte Ausgangsspannung für den Linearregler zu groß wird. Liegt bei diesem Beispiel die Spannungsobergrenze bei 10V für den Linearregler, so ist der Eingangsspannungsbereich bis $U_{\text{in,max}} = 1,25 \text{ V}$ begrenzt.

Ferner gibt es Ladungspumpen, die je nach Bedarf Verstärkerstufen zu- und abschalten können. Diese Ladungspumpen haben bei ganzzahligen Teilern der einzustellenden Ausgangsspannung ein Effizienzmaximum. Ein Beispiel für einen Effizienzverlauf soll in Abbildung 35 mit dem Baustein TPS60310 gegeben werden. Wie bei der Bestimmung der Effizienz für den Linearregler (siehe oben) wurde hierfür der Lastwiderstand und die Eingangsspannung variiert. Aufgenommen wurden Ausgangsspannung und Eingangsstrom.

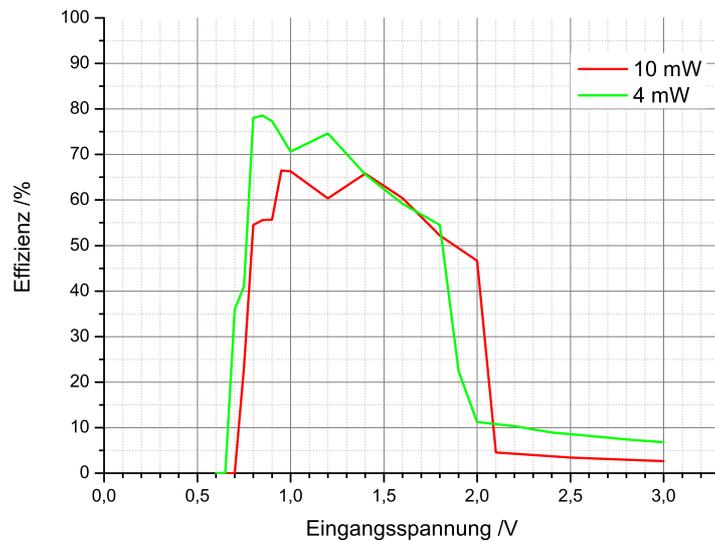


Abbildung 35: Effizienz der Ladungspumpe TPS60310 in Abhängigkeit von der Eingangsspannung bei 4mW und 10mW Ausgangsleistung

Allgemein ist die minimale Eingangsspannung einer Ladungspumpe größer als bei Gleichstromstellern. Es gibt nur wenige Ladungspumpen mit einer minimalen Eingangsspannung kleiner 1 V und einer maximalen Ausgangsleistung von mehr als 1 mW. Es wurden zwar auch Ladungspumpen mit einer minimalen Eingangsspannung von 80mV demonstriert [93], jedoch ist der maximale Strom auf 200 μ A begrenzt. Die Ladungspumpe mit der gegenwärtig geringsten minimalen Eingangsspannung ist S882-Z von Seiko Instruments mit 0,25V und liegt damit noch unter der kleinsten Eingangsspannung für Gleichstromsteller (TPS61200 bei 0,3V, siehe unten).

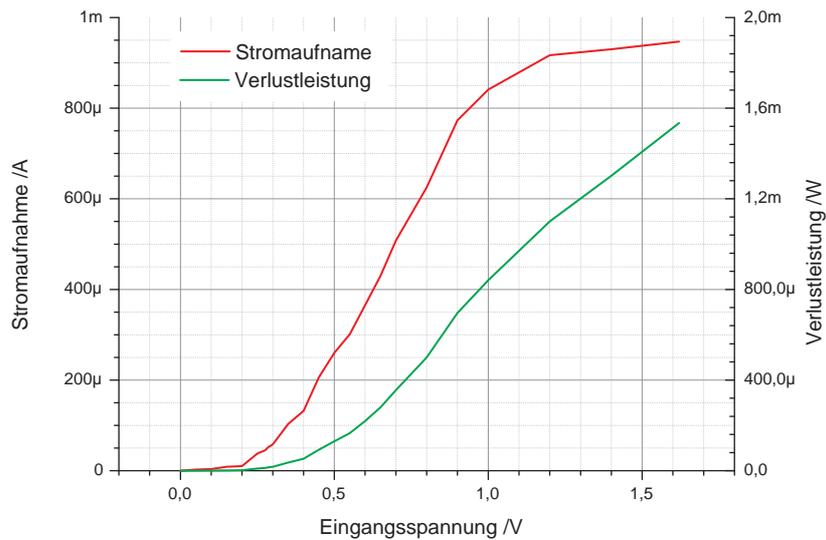


Abbildung 36: Stromaufnahme und Verlustleistung der Ladungspumpe S882-Z in Abhängigkeit von der Eingangsspannung (Ausgangsspannung 2 V)

Die Ladungspumpe S882-Z [94] generiert eine pulsformige Ausgangsspannung, die je nach Bauweise auf 1,8 V bis 2,4 V reguliert ist. Der Puls, der dabei von der Ladungspumpe erzeugt wird, ist ausreichend, um einen Kondensator der Größe 10 µF zu laden. Je größer die Eingangsspannung, desto häufiger werden Spannungspulse erzeugt, umso mehr steigt jedoch auch die Verlustleistung (siehe Abbildung 36). Ab etwa einer Eingangsspannung von 1 V wird eine kontinuierliche Spannung ausgegeben. Die Verluste bei den hohen Spannungen entstehen dabei fast ausschließlich durch den Spannungsregler, der die Ausgangsspannung begrenzen soll. Die Ladungspumpe eignet sich somit gut, um sehr kleine Eingangsspannungen auf ein höheres Spannungsniveau zu transformieren. Allerdings gilt auch für S882-Z, dass der maximale Ausgangsstrom mit fallender Eingangsspannung kleiner wird und dieser bei etwa 1 µA liegt. Um Energie zur Versorgung eines Sensorknotens zu transformieren, eignet sich diese Ladungspumpe daher nicht.

Festzuhalten bleibt, dass Ladungspumpen sehr gut geeignet sind, bei kleinen Ausgangslasten ganzzahlige Vielfache der Eingangsspannung zu erzeugen. Muss die Spannung auf einen bestimmten Wert reguliert werden oder sind große Ausgangslasten zu erwarten, nimmt die Effizienz schnell ab.

Gut geeignet sind Ladungspumpen, um Spannungen effizient zu invertieren. Im Gegensatz zum Gleichstromsteller, der ebenfalls Spannungen invertieren kann (siehe unten), ist die Ausgangsspannung jedoch nicht auf einen bestimmten Wert geregelt, sondern verändert sich mit der Eingangsspannung. Dies ist immer dann notwendig, wenn beispielsweise bipolare Messwerte verstärkt oder mit einem Analog-Digital-Umsetzer aufgenommen werden sollen. In diesen Fällen wird oft präzise die invertierte Spannung benötigt, um die Mittelspannung, die häufig die Entscheidungsschwelle darstellt, exakt einstellen zu können.

Gleichstromsteller (DC-DC-Converter)

Die dritte Gruppe der Spannungswandler sind die Gleichstromsteller (DC-DC-Converter). Ein Gleichstromsteller besteht aus einer Spule, einem Eingangs- und Ausgangskondensator, einem Schalter, üblicherweise ein n-MOS-Transistor, einer Diode und einem Controller, der den Schalter steuert. Je nach Verschaltung der Bauteile kann der Gleichstromsteller als

Aufwärtswandler (Step-Up-Converter), als Abwärtswandler (Step-Down-Converter) oder als Inverter (Buck-Boost-Converter) arbeiten. Ein schematisches Konzept eines Aufwärtswandlers wird in Abbildung 37 vorgestellt. Je nach Ausführung können dabei der Schalter und die Diode im Gleichstromstellerbauelement integriert sein. Die Spule und die Kondensatoren werden hingegen üblicherweise als externe Bauelemente ausgeführt.

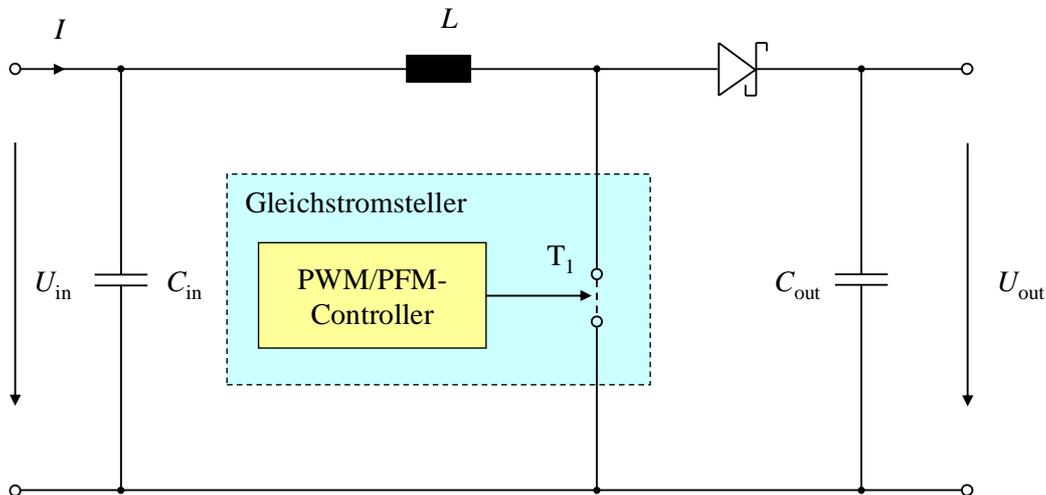


Abbildung 37: Schematischer Aufbau eines Gleichstromstellers (Aufwärtswandler)

Ist der Schalter geschlossen, dann fließt der Strom I durch die Spule gegen Masse. Dabei wird, je nach Strom, Größe der Spule und Dauer des Schaltzyklus, Energie in der Spule gespeichert. Ist eine bestimmte Energiemenge erreicht, so wird der Schalter geöffnet, und in der Spule entsteht eine Gegeninduktion. Die entstehende Induktionsspannung ist nach der Lenz'schen Regel entgegengesetzt der Stromrichtung I und addiert sich damit zur Eingangsspannung hinzu.

Der Controller regelt je nach Ausgangsspannung den Schalter. Gleichstromsteller werden in einem großen Leistungsbereich von etwa 10mW bis zu mehreren Watt eingesetzt. Für jeden Bereich werden dafür besondere Lösungen bezüglich des Controllers eingesetzt. Im Leistungsbereich um 1mW, der für den drahtlosen Sensorknoten benötigt wird, dominieren die folgenden Funktionsweisen.

Das gängigste Prinzip ist die Pulsweitenmodulation (pulse wide modulation, PWM) [95][96]. Während der vom internen Oszillator vorgegebenen Periode wird dabei, je nach Ausgangsspannung, das Tastverhältnis des Schalters variiert. Je tiefer die Ausgangsspannung sinkt, desto länger wird der Schalter geschlossen und die Spule geladen. Damit kann, während der Schalter geöffnet ist, mehr Energie in den Ausgangskondensator transportiert werden.

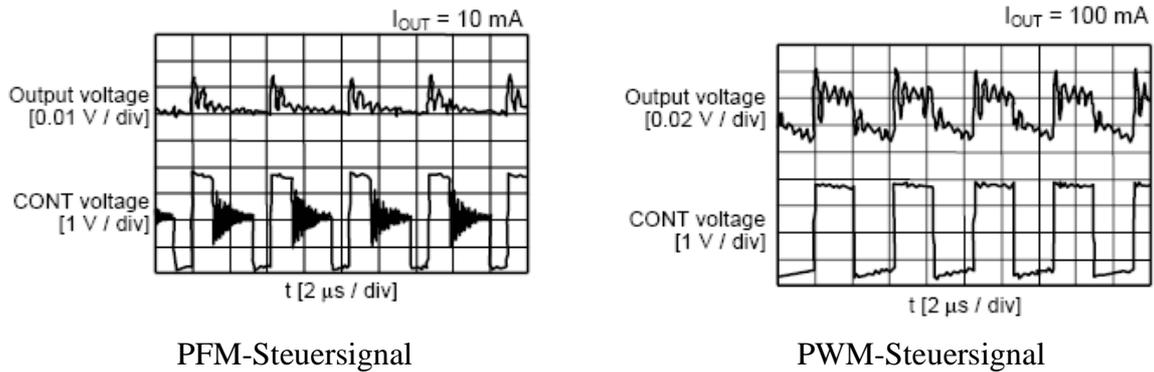


Abbildung 38: PFM- und PWM-Steuersignale am Beispiel des Gleichstromstellers S-8354 (Seiko Instruments) (nach [97])

Ein anderes Modulationsverfahren ist die Pulsfrequenzmodulation („pulse frequency modulation“, PFM). Dabei wird das Tastverhältnis des Schalters konstant gehalten und nur der Abstand zwischen den Schaltzyklen je nach Ausgangsspannung variiert. Abbildung 38 zeigt den Unterschied zwischen dem PFM- und dem PWM-Modulationsverfahren am Beispiel des S-8354, bei dem extern zwischen beiden Modulationsverfahren geschaltet werden kann.

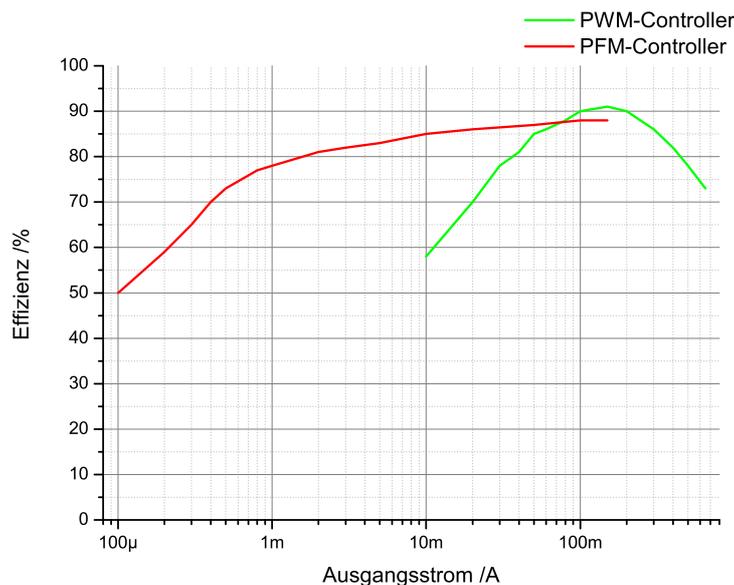


Abbildung 39: Unterschied der Effizienzen in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom zwischen PFM- und PWM-Controllern am Beispiel des MAX1703 bei einer Eingangsspannung von 1,2V und einer Ausgangsspannung von 3,3V (nach [98])

Abbildung 39 verdeutlicht den Unterschied der Effizienzen eines Aufwärtswandlers mit PFM- und PWM-Modulation. Bei PWM ist die Effizienz im Allgemeinen etwas höher und die maximal mögliche Ausgangsleistung größer als bei PFM-Modulation. Dafür bietet die PFM-Modulation besonders bei Ausgangsleistungen kleiner 10 mW gute Effizienzen und ist für diese Arbeitsbereiche besser geeignet. Grund hierfür ist, dass während eines PWM-Schaltzyklus immer eine kurze Zeit der Schalter geschlossen wird, obwohl der

Ausgangskondensator während dieses Schaltzyklus die Energie nicht aufnehmen kann. Bei PFM-Modulation kann hingegen der Abstand zwischen zwei Schaltzyklen beliebig groß werden. Die Effizienz für kleine Ausgangsleistungen wird nur deshalb kleiner, weil der Energiebedarf des Controllers dominiert. Für große Ausgangsleistungen ($>10\text{mW}$) ist es jedoch vorteilhaft, dass der Schalter während eines Schaltzyklus lang geschlossen bleibt und viel Energie zwischengespeichert werden kann.

Für Eingangsspannungen nahe der eingestellten Ausgangsspannung sinkt bei beiden Controllern die Effizienz, wenn der Aufwärtswandler nur leicht belastet wird. Dieser Effekt ist bei einem PFM-Controller stärker. In diesem Fall ist die Energie, die während eines Schaltzyklus übertragen wird, größer als die Energie, die zwischen zwei Schaltzyklen verbraucht wird. Besonders bei PFM-Controllern, bei denen bei jedem Schaltzyklus immer eine bestimmte Menge Energie zwischengespeichert wird, ist dieser Effekt zu beobachten.

Die Eigenschaften, sowie die wichtigsten Vor- und Nachteile sind nochmals kurz in Tabelle 44 zusammengefasst.

PWM-Contoller	PFM-Controller
<ul style="list-style-type: none"> • An-/Aus-Verhältnis ist variabel (minimale An-, bzw. Aus-Zeit) • Schaltfrequenz ist konstant • Effizient besonders für Ausgangsleistungen $>1\text{mW}$ • Eignet sich für große Eingangsspannungen besser 	<ul style="list-style-type: none"> • Konstantes An-/Aus-Verhältnis • Abstand zwischen zwei Schaltzyklen ist variabel (in gewissem Maße) • Effizient besonders für Ausgangsleistungen $<10\text{mW}$

Tabelle 44: Vergleich zwischen PWM- und PFM-Controllern in Gleichstromstellern

Der hier vorgestellte Sensorknoten hat einen durchschnittlichen Leistungsbedarf von etwa 1mW , so dass in der Regel PFM-Controller eine bessere Effizienz bieten.

Da Gleichstromsteller eine Spule und eventuell große Kondensatoren benötigen, ist der Platzbedarf auf einer Platine deutlich größer als bei einer Ladungspumpe und einem Linearregler. Außerdem wird durch die Spule des Gleichstromstellers ein Magnetfeld erzeugt, das in bestimmten Anwendungen unerwünscht sein könnte. Sind starke Magnetfelder in der Umgebung vorhanden, können die Spulen dieses aufnehmen und dadurch beeinflusst werden.

Da es sich bei Gleichstromstellern um Regler handelt, muss in vielen Anwendungen in Betracht gezogen werden, dass der Regelkreis instabil werden kann, und damit die Ausgangsspannung zu schwanken beginnt. Da in allen Applikationen jedoch nur kleine Spannungen und kleine Lasten auftreten und eine stabile Ausgangsspannung zunächst zweitrangig ist, werden die Gleichstromsteller nicht näher auf Stabilität überprüft.

Modellierung eines Aufwärtswandlers

Ist Schalter T_1 aus Abbildung 37 geschlossen, so ergibt sich folgendes Schaltbild:

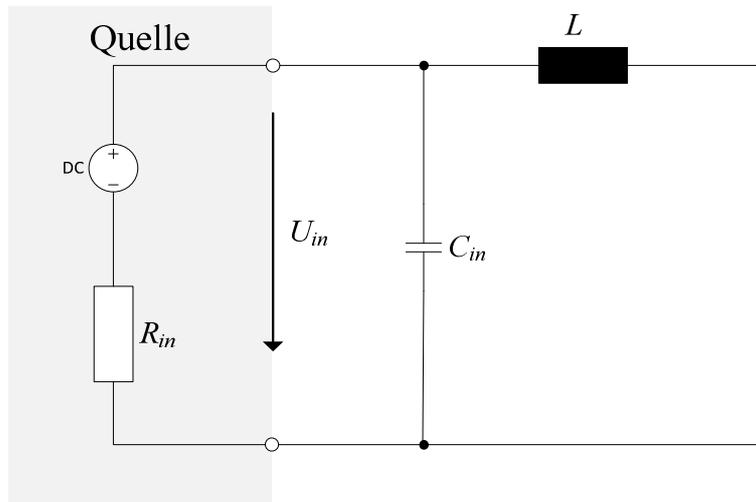


Abbildung 40: Elektrisches Schaltbild eines Aufwärtswandlers mit geschlossenem Schalter T_1

R_i ist dabei der Innenwiderstand der Quelle, hier exemplarisch durch einen thermoelektrischen Generator repräsentiert. Da U_{in} anders als bei einer idealen Spannungsquelle nicht konstant ist, entsteht folgende Differentialgleichung in der der Einfluss des Eingangskondensators C_{in} vernachlässigt wird:

$$\dot{I}(t) = \frac{U_0}{L} - I(t) \cdot \frac{R_i}{L} \quad (95)$$

Angenommen der Strom zum Zeitpunkt $t=0$ sei $I_0 = \frac{U_0}{R_i}$, dann ist die Lösung von Gleichung (95)

$$I(t) = \frac{U_0}{R_i} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R_i}{L}t} \right) \quad (96)$$

Die während des Zeitraums t_1 in der Spule gespeicherte Energie ist:

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot I(t_1)^2 \cdot L \quad (97)$$

Nach Ablauf des Zeitintervalls t_1 wird der Schalter geöffnet und die in der Spule gespeicherte Energie wird während des Zeitraums t_2 in den Kondensator C_{out} geladen. Das Schaltbild ist nun (Abbildung 41):

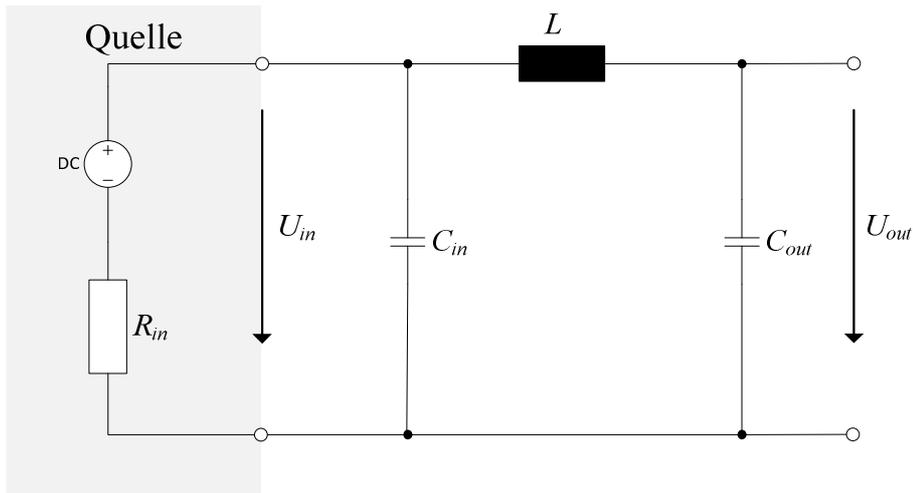


Abbildung 41: Elektrisches Schaltbild eines Aufwärtswandlers mit geöffnetem Schalter T_1

Die Gegeninduktionsspannung während des Schalten zum Zeitpunkt t_1 in die Spule ist:

$$U_L(t_1) = U_0 \cdot e^{-\frac{R_i}{L} \cdot t_1} \quad (98)$$

Da die Spannung U_L nach Gleichung (98) negativ wird und die Diodenspannung U_D konstant angenommen werden soll, muss $U_{out} \geq U_i$ sein. Damit kann mit dieser Schaltung die Spannung vergrößert werden.

Übliche Größen für die Spule, den Ausgangskondensator und die Schaltzeit t_1 sind in Tabelle 45 aufgeführt:

Bauteilbezeichnung (siehe Abbildung 41)	Typische Bauteilgrößen
L	1 μ H – 100 μ H
C_{out}	1 μ F – 10 μ F
t_1	Maximum 5 μ s (MAX1724)

Tabelle 45: Typische Bauteilgrößen für Aufwärtswandler

Der Einfluss von R_i auf den Aufwärtswandler soll weiter unten betrachtet werden. Für einen PWM-Aufwärtswandler gilt für den Zusammenhang zwischen den Schaltintervallen

$$t_1 + t_2 = \frac{1}{f} \quad (99)$$

und für einen PFM-Aufwärtswandler:

$$t_1 = t_2 \quad (100)$$

Verluste im Gleichstromsteller

In der Spule L dominieren die Verluste durch den elektrischen Innenwiderstand der Spule R_L . Beim Laden und Entladen der Spule geht ein Teil der Energie im Innenwiderstand verloren. Dieser Verlust wird auch durch die Güte der Spule

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R_L} \quad (101)$$

ausgedrückt. Je größer dabei die Güte Q , desto geringer sind die Verluste. Besonders bei hohen Spannungsverstärkungen ist die Verlustleistung, die durch die Spule verursacht wird, groß.

In vielen Anwendungen, in denen Gleichstromsteller eingesetzt werden, muss bei der Auswahl der Spule auch auf den maximalen Strom geachtet werden. Die Stromspitze, die während des Schaltens auftreten kann, fließt durch die Spule in den Ausgangskondensator. In dieser Anwendung sind die Ströme jedoch zumeist klein (maximal etwa 50mA), so dass das Hauptkriterium zur Auswahl der Spule die Güte Q ist.

Verluste treten zusätzlich, je nach Bauart entweder in der Diode D oder im Schalter T_1 auf. In beiden Fällen wird der Energieverlust ähnlich sein, jedoch kann mit einer externen Diode das Verhalten eines Gleichstromstellers bei kleinen Eingangsspannungen verbessert werden (siehe unten). Gleichung (109) zeigt, dass die Diode D einen Spannungsverlust U_D verursacht, der zu einer niedrigeren Ausgangsspannung U_{out} führt. Die Höhe des Spannungsverlustes ist bei üblichen p-n-Dioden konstant (0,7 V).

Eine Schottky-Diode hat in der Regel kleinere Spannungsverluste, jedoch sind diese vom Stromfluss durch die Diode abhängig. Der Spannungsverlust der Schottky-Diode PMEG2005AEA (NXP, Philips) liegt bei einem Strom von 1mA bei 150mV (siehe Tabelle 48). Wird der Strom größer, steigt auch der Spannungsverlust an. Bei einem Strom von 100mA beträgt der Spannungsabfall über der Diode 280mV. Der Energieverlust über der Diode ist dominant, wenn große Ströme auftreten.

Ist die Ausgangsleistung klein, dominieren zumeist die Verluste des Controllers. Der Controller benötigt eine konstante Leistung. Ist also die Ausgangs- und damit auch die Eingangsleistung klein, so ist der Verlust anteilmäßig besonders hoch.

Die Energiebilanz in einem Gleichstromsteller ist damit:

$$E_{in} = E_{out} + E_{Verlust,L} + E_{Controller} + E_{Diode} \quad (102)$$

Diese Verluste sollen am Beispiel des MAX1724 demonstriert werden.

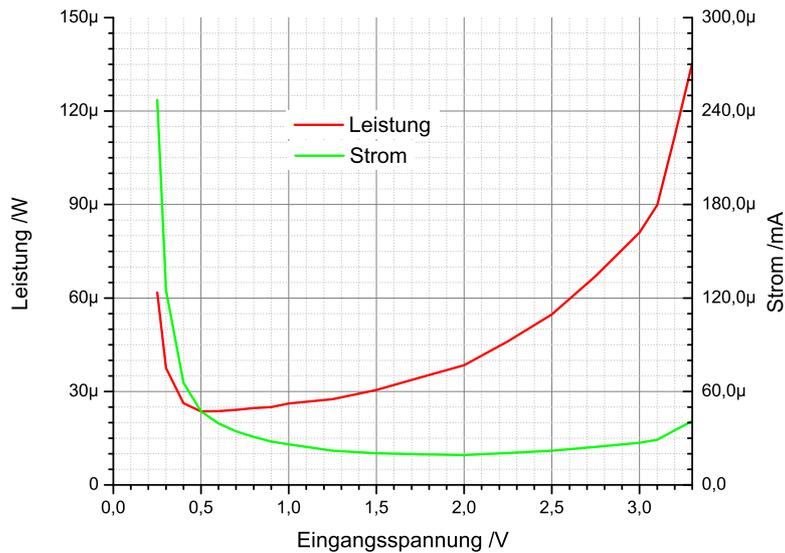


Abbildung 42: Energie- und Strombedarf des MAX 1724 im Leerlauf in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Abbildung 42 zeigt den Energie- und Strombedarf des MAX1724 im Leerlauf. Der Strombedarf ist dabei etwa zwischen einer Eingangsspannung von 1V und 3V nahezu konstant bei etwa 30μA. Der Leistungsbedarf steigt in diesem Bereich aufgrund der steigenden Eingangsspannung an, der minimale Wert von etwa 50μW wird bei einer Eingangsspannung von 0,6V erreicht. Für Eingangsspannungen größer als 3V steigen sowohl Strom- als auch Leistungsbedarf an (siehe oben). Hier wird die überschüssige Energie über eine Zener-Diode als Verlustenergie abgeführt. Für sehr kleine Eingangsspannungen kleiner als 1V steigt erst der Strombedarf, ab einer Eingangsspannung von 0,5V auch der Leistungsbedarf stark an. In diesem Bereich muss der Aufwärtswandler die maximal mögliche Energie zwischenspeichern, und die Verluste besonders der Spule und der Diode steigen an.

Abwärtswandler und Inverter

Mit Gleichstromstellern kann die Spannung auch verkleinert oder sogar invertiert werden. Abbildung 43 zeigt den schematischen Aufbau eines Abwärtswandler und den eines Inverters.

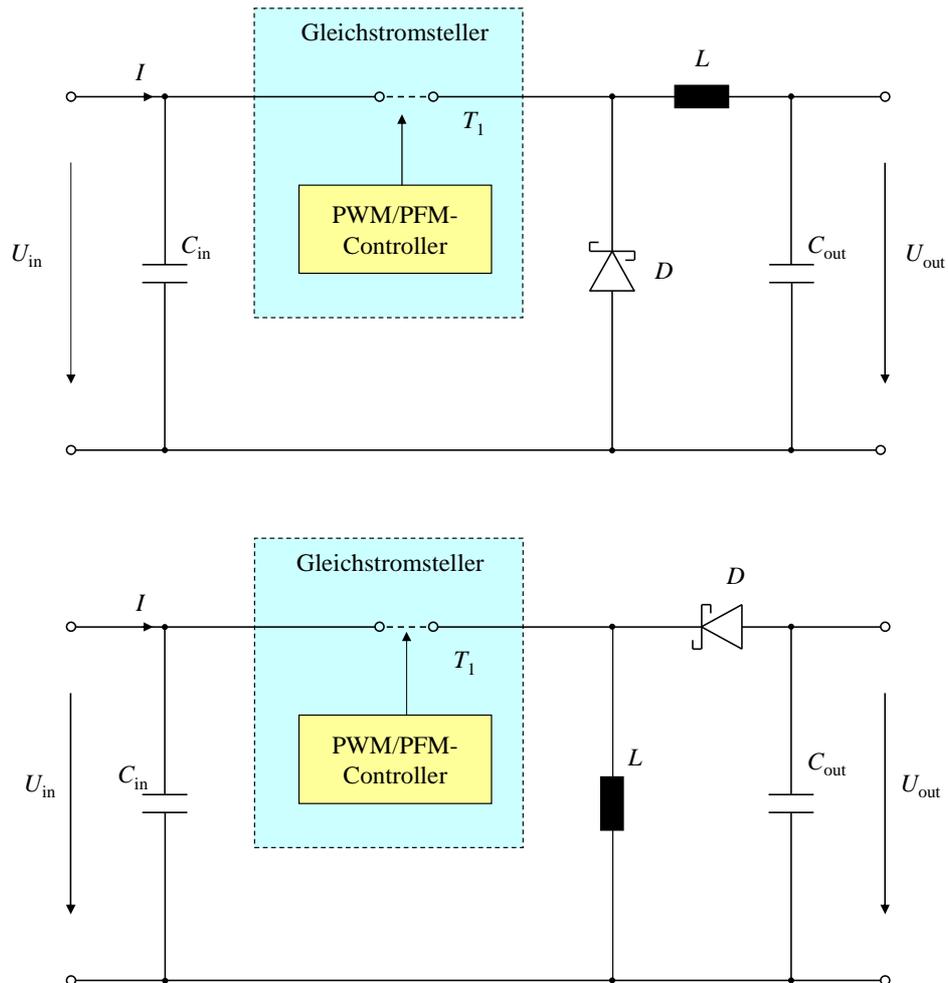


Abbildung 43: Schematischer Aufbau eines Abwärtswandlers (oben) und eines Inverters (unten)

Der Abwärtswandler speichert ebenfalls die Energie in der Spule. Durch den Schaltvorgang wird die durch die Gegeninduktion erzeugte Spannung nicht zur Ausgangsspannung addiert, sondern subtrahiert. Der Inverter blockiert die positive Eingangsspannung durch eine Diode in Sperrrichtung und es wird nur die negative Gegeninduktionsspannung in den Ausgangskondensator geladen.

Bei Abwärtswandlern im Leistungsbereich 1mW wird ebenfalls zwischen PFM- und PWM-Controllern unterschieden. PFM-Controller sind dabei wie bei den Aufwärtswandlern besser für den Einsatz bei einer Ausgangsleistung von 1mW geeignet.

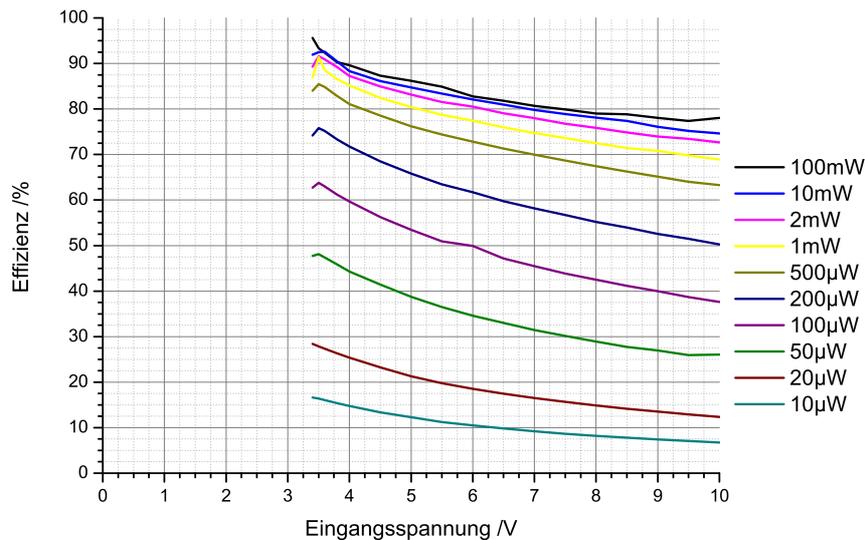


Abbildung 44: Effizienz des Abwärtswandlers TPS62056 in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und der Ausgangsleistung (Ausgangsspannung 3,3 V)

Am Beispiel des PFM-Abwärtswandlers TPS62056 soll die Effizienz der Spannungskonversion auf eine konstante Spannung von 3,3V in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und der Ausgangsleistung demonstriert werden (Abbildung 44). Dafür wurde an einem Referenzdesign des TPS62056 die Eingangsspannung und die Ausgangsleistung verändert und Eingangsstrom und Ausgangsspannung aufgenommen.

Wie bei Aufwärtswandlern sind die Verluste des Controllers bei kleiner Ausgangsleistung dominierend, während für große Eingangsspannungen die Verluste in der Spule größer werden. Verglichen mit der Effizienz eines Linearreglers (siehe Abbildung 33) zeigt sich, dass Abwärtswandler bei großen Eingangsspannungen eine größere Effizienz erreichen, während für Eingangsspannungen nahe der Ausgangsspannung teilweise Linearregler bessere Effizienzen haben.

Ein Gleichstromsteller kann auch so erweitert werden, dass er zusätzlich zur regulären Ausgangsspannung U_{out} auch eine invertierte Ausgangsspannung $-U_{\text{out}}$ erzeugt mit $|-U_{\text{out}}| = |U_{\text{out}}|$. Mit der invertierten Spannung können Schaltungen betrieben werden, die sowohl eine positive als auch eine negative Versorgungsspannung benötigen (z.B. 5V, -5V). Abbildung 45 zeigt die Schaltung am Beispiel eines Aufwärtswandlers.

Durch die zusätzlichen Dioden wird in Kondensator $C_{\text{out},2}$ nur die negative Gegeninduktionsspannung gespeichert ($-U_{\text{out}}$). Diese wird allerdings nicht über den Aufwärtswandler geregelt und ist instabiler als U_{out} . Bei ungleichmäßiger Belastung von $-U_{\text{out}}$ und U_{out} kann es passieren, dass die Beträge der beiden Spannung nicht mehr übereinstimmen. Durch die zusätzlichen Dioden erhöht sich der Energiebedarf des Gleichstromstellers leicht (siehe Abbildung 46)

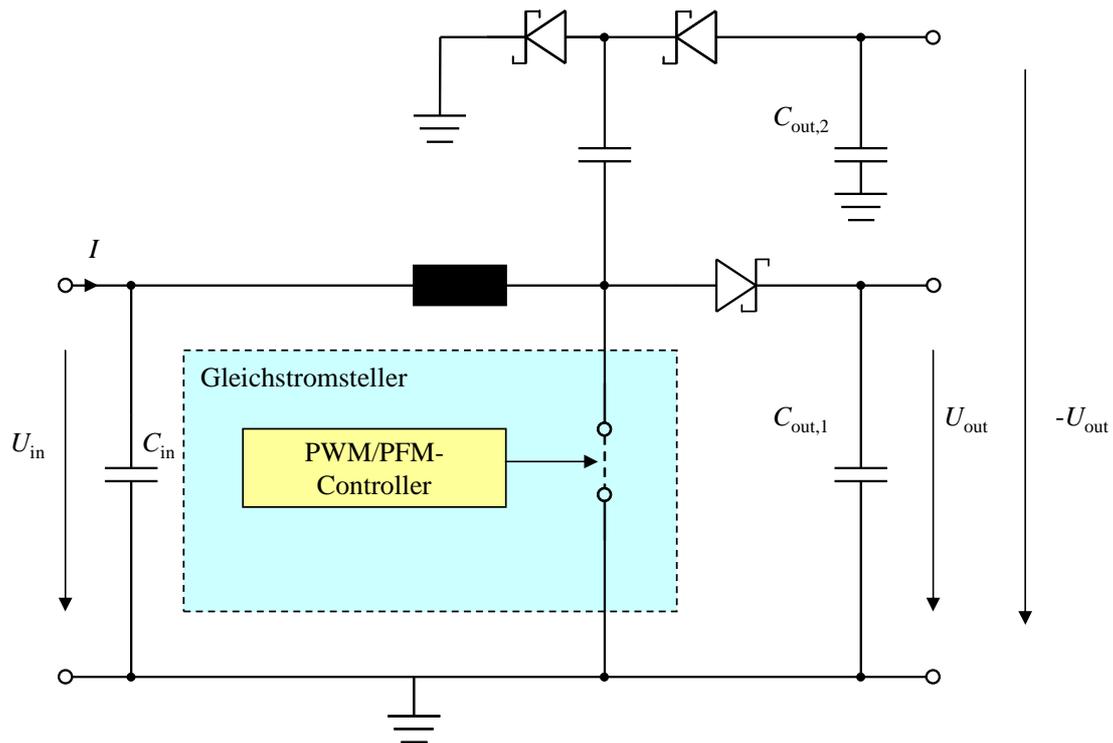


Abbildung 45: Schematische Schaltung eines Aufwärtswandlers mit nicht reguliertem invertierendem Ausgang

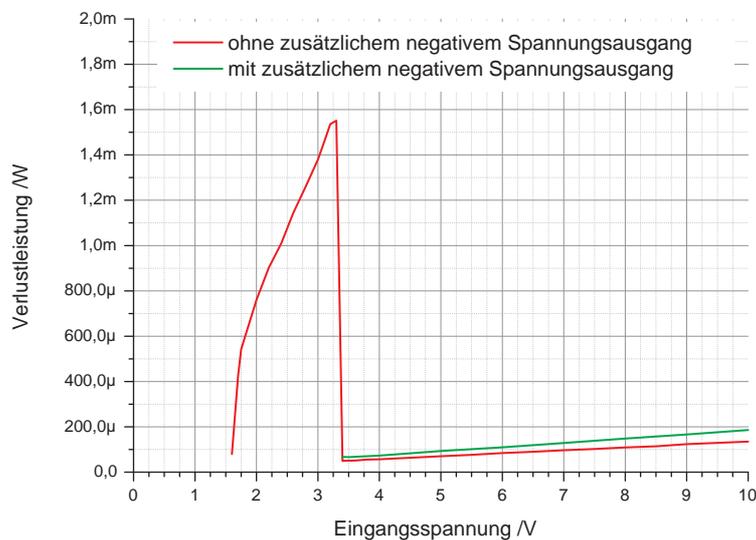


Abbildung 46: Verlustleistung des Abwärtswandlers TPS62056 mit und ohne negativer Ausgangsspannung

Startverhalten eines Aufwärtswandlers

Zum Starten benötigen die Aufwärtswandler eine minimale Eingangsspannung, damit der interne Controller versorgt und während eines Schaltzyklus die benötigte Energie in den Ausgangskondensator geladen wird [99].

Eine ideale Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand $R_i=0\Omega$ kann kurzzeitig einen großen Strom liefern, der die Spule so weit auflädt, dass während des Entladens eine Spannung von 3,3V in den Ausgangskondensator C_{out} geladen wird. Ist andererseits der maximale Strom der Quelle durch einen Innenwiderstand $R_i>0\Omega$ begrenzt, reicht die gespeicherte Energie während der vorgegebenen Zeit t_1 nicht aus, um die Ausgangsspannung zu erzeugen.

Für diesen Fall wird ein zusätzlicher Eingangskondensator benötigt, der am Eingang des Aufwärtswandlers ausreichend Energie zwischenspeichert. Es gilt:

$$E_{in} = \frac{1}{\mu} \cdot E_{out} = \frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot U_{in}^2 = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{1}{2} \cdot C_{out} \cdot U_{out}^2 \quad (103)$$

oder

$$C_{in} = \frac{1}{\mu} \cdot C_{out} \cdot \left(\frac{U_{out}}{U_{in}} \right)^2 = \frac{1}{\mu} \cdot C_{out} \cdot n^2 \quad (104)$$

In Gleichung (104) müssen die Extremwerte, also die größte auftretende Ausgangsspannung und die Startspannung des Aufwärtswandlers eingesetzt werden. Bei einer angenommenen minimalen Effizienz der Spannungskonversion von 50 %, sollte der Eingangskondensator mindestens

$$C_{in} \geq 2 \cdot C_{out} \cdot n^2 \quad (105)$$

sein.

Ist die Ausgangsspannung U_{out} auf 3,3V eingestellt, die minimale Eingangsspannung U_{in} bei 300mV und der Ausgangskondensator C_{out} 4,7 μ F, so ist die minimale Eingangskapazität C_{in} 1mF. In Abbildung 47 wird gezeigt, wie sich Ein- und Ausgangsspannung verhalten, wenn der Eingangskondensator zu klein (links) und ausreichend groß (rechts) gewählt wird. Dafür wurde mit LTspice von Linear Technologies eine Simulation des Aufwärtswandlers LT3525 durchgeführt und der Spannungsverlauf über der Zeit aufgetragen.

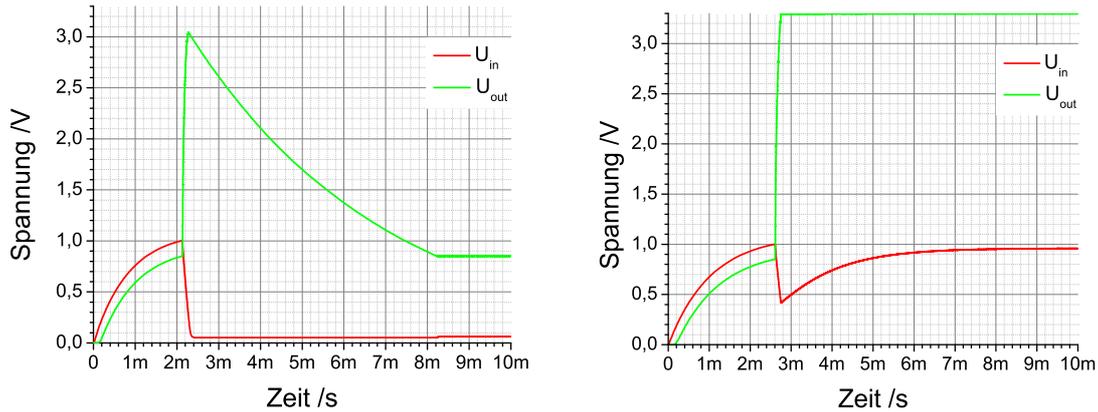


Abbildung 47: Beispiel des Starten eines Aufwärtswandlers im Leerlauf mit einem zu kleinen Eingangskondensator ($C_{in}=100\mu F$)(links) und einem ausreichenden Eingangskondensator ($C_{in}=150\mu F$)(rechts). $U_{in}=1V$, $U_{out}=3,3V$, $R_i=100\Omega$

Durch die größeren Eingangskondensatoren und den begrenzten Eingangsstrom ergeben sich unter Umständen relativ lange Startzeiten für die Schaltung. Als Beispiel sei angenommen, dass eine Spannungsquelle eine Eingangsspannung von 310mV bei einem Innenwiderstand von 10Ω liefert. Zum Starten werden 300mV benötigt, die Kapazität des Eingangskondensators sei zu 1mF gewählt. Die Startzeit ist dann:

$$t_{\text{Start}} = -R_i \cdot C_{in} \cdot \ln\left(1 - \frac{U_{\text{Startspannung}}}{U_{in}}\right) \quad (106)$$

In diesem Fall beträgt die Startzeit $34\mu s$. Wird der Unterschied zwischen der Eingangsspannung U_{in} und der minimalen Startspannung $U_{\text{Startspannung}}$ sehr klein, wird die Startzeit groß.

Kann der Ausgangskondensator auf die gewünschte Spannung geladen werden, muss nur noch die Energie nachgeführt werden, die während eines Schaltzyklus von der Last verbraucht wird.

Die Versorgung des Controllers erfolgt bei vielen Aufwärtswandlern durch die Eingangsspannung. Die minimale Arbeitsspannung kann dadurch erhöht werden, indem die Versorgung von der Ausgangsspannung sichergestellt wird, was allerdings nur bei wenigen Aufwärtswandlern möglich ist.

Wegen des Spannungsabfalls an der Diode wird zum Starten zwar eine etwas höhere Eingangsspannung benötigt, jedoch kann während des normalen Betriebs die verstärkte Spannung zur Versorgung der internen Schaltung verwendet werden. Besonders bei kleinen Ausgangsleistungen führt dies dazu, dass der Aufwärtswandler deutlich kleinere Eingangsspannungen noch auf die benötigte Ausgangsspannung transformieren kann. Die minimale Arbeitsschwelle wird erst dann erreicht, wenn während eines Schaltzyklus des Controllers, der bei kleinen Eingangsspannungen immer länger wird, die Ausgangsspannung durch den Verbrauch des Wandlers und der Last so weit absinkt, dass beim Wiederaufladen die Spannung nicht mehr erreicht wird.

Die minimale Eingangsspannung eines PFM-Aufwärtswandler kann so deutlich unter die Startspannung gesenkt werden. Bei Verwendung des MAX1723 als Aufwärtswandler kann im Leerlauf die minimale Eingangsspannung, bei der noch die volle Ausgangsspannung von

3,3V erreicht wird, auf 110mV gesenkt werden. Wird die Spannung noch weiter gesenkt, beginnt die Ausgangsspannung zu sinken, ab einer Eingangsspannung von 60mV schaltet der MAX1723 ab.

Zum Starten eines Abwärtswandlers gelten die Formeln (103) bis (106) ebenfalls. Da allerdings die Eingangsspannung größer ist als die Ausgangsspannung, ist die Bedingung aus Formel (105) immer erfüllt, wenn die Größe des Eingangskondensators gleich der des Ausgangskondensators ist.

Starten eines Aufwärtswandlers für kleine Eingangsspannungen

In den bisherigen Betrachtungen wurde nicht berücksichtigt, dass zum Betrieb eines Aufwärtswandlers immer eine minimale Startspannung (zumeist 0,8-0,9V) benötigt wird. In einigen Fällen können jedoch Eingangsspannungen, insbesondere beim Einsatz von thermoelektrischen Generatoren, auftreten, die immer deutlich kleiner als 0,8V (siehe Kapitel 6.2) sind. Der Aufwärtswandler mit der niedrigsten Eingangsspannung ist der Baustein TPS61200 mit einer minimalen Startspannung von 0,3V. Da dieser allerdings von einem PWM-Controller geregelt wird, ist die Effizienz in dem gewünschten Spannungs- und Leistungsbereich sehr klein (siehe Abbildung 48). Zudem können Eingangs- und Versorgungsspannung nicht voneinander getrennt werden, so dass 0,3V auch die minimale Arbeitsspannung ist.

Die Effizienz wurde auch bei diesem Bauteil in einem Referenzdesign ermittelt. Variiert wurden die Eingangsspannung und der Lastwiderstand. Aufgenommen wurden Ausgangsspannung und Eingangsstrom.

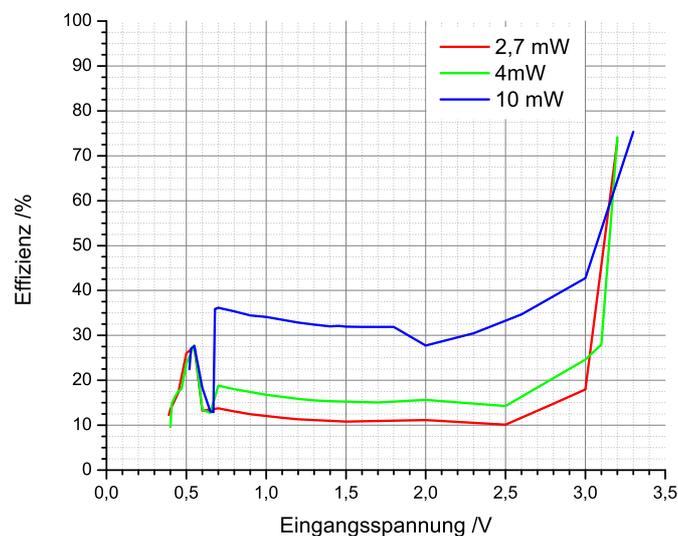


Abbildung 48: Effizienz des Aufwärtswandlers TPS61200

Die Startspannungen der in Frage kommenden PFM-Aufwärtswandler sind in Tabelle 46 zusammengefasst:

PFM-Aufwärtswandler	Minimale Startspannung
LTC3525 (Linear Technologies)	0,85 V
MAX1723 (Maxim/Dallas)	0,83 V
NCP1402 (On Semiconductor)	0,8 V
S8351/8352 (Seiko Instruments)	0,9 V
TC115 (Microchip)	0,9V

Tabelle 46: Minimale Startspannung unterschiedlicher PFM-Aufwärtswandler

Werden, wie im vorherigen Kapitel beschrieben, Eingangs- und Versorgungsspannung voneinander getrennt und die Versorgungsspannung von der Ausgangsspannung bereitgestellt, muss während des Startvorgangs der Ausgangskondensator auf die in Tabelle 46 angeführte Spannung geladen werden. Die benötigte Startspannung kann beispielsweise vom Energiespeicher bereitgestellt werden.

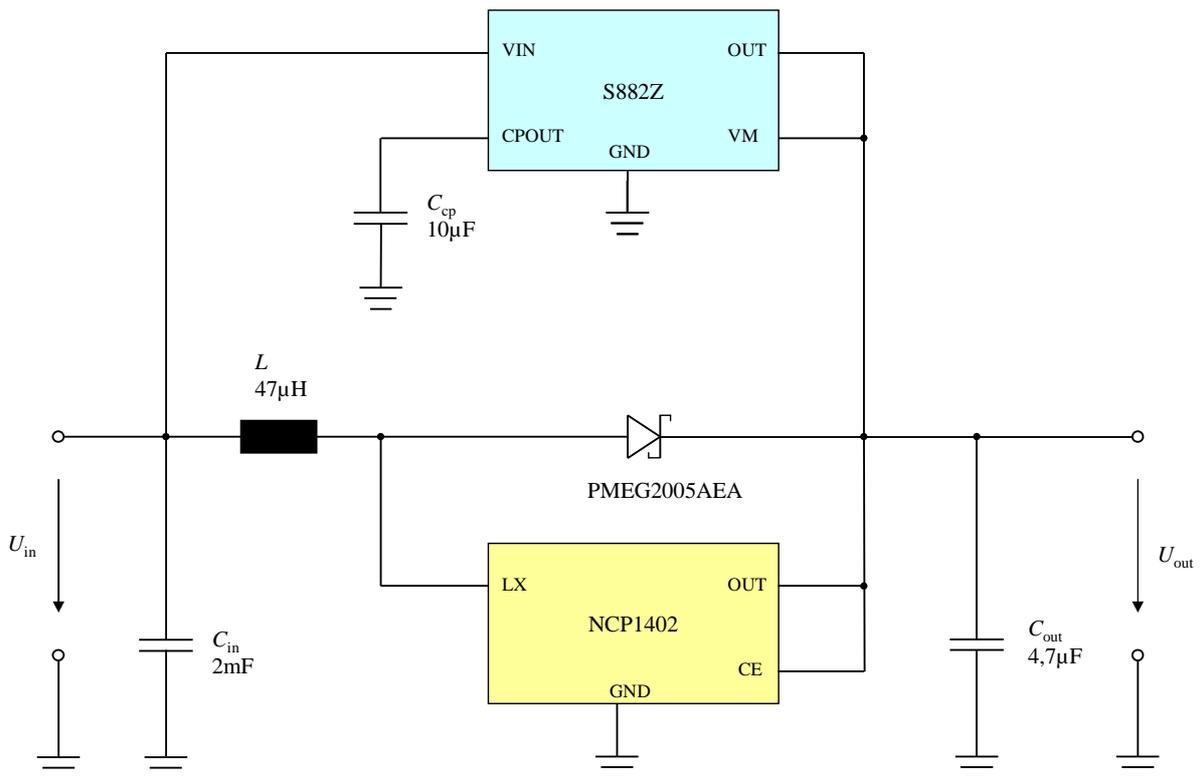


Abbildung 49: Schaltbild eines Aufwärtswandlers mit paralleler Ladungspumpe S882-Z zum Starten des Aufwärtswandlers mit 0,3V

Ist im Energiespeicher keine Energie gespeichert, kann zusätzlich auch die Ladungspumpe S882-Z von Seiko Instruments zum Starten genutzt werden (siehe Schaltbild in Abbildung 49). Diese startet bereits bei einer minimalen Eingangsspannung von 0,25V (die Version S882-Z24 benötigt 0,3 V) und konvertiert ausreichend Energie, um den Aufwärtswandler zu starten. Ist dieser gestartet und eine ausreichend hohe Ausgangsspannung in C_{out} geladen, wird die Ladungspumpe deaktiviert, da diese insbesondere bei großen Eingangsspannungen einen hohen Leistungsbedarf hat (siehe Abbildung 36).

Wird die Ladungspumpe nicht deaktiviert, sinkt die Effizienz des Aufwärtswandlers für hohe Eingangsspannungen stark (siehe Abbildung 50).

Zur Bestimmung der Effizienz des S8351 mit nicht deaktivierter Ladungspumpe in Abbildung 50 wurde die Schaltung aus Abbildung 49 verwendet, der Pin VM des Bauteils S882-Z jedoch auf Masse geschaltet.

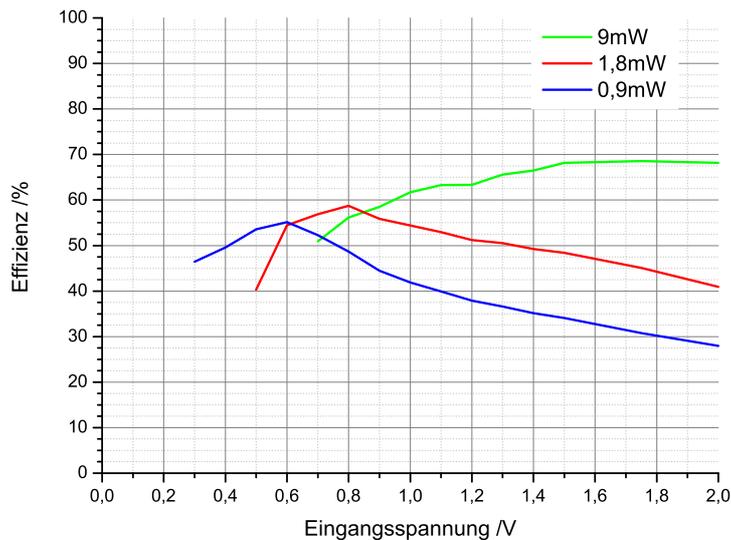


Abbildung 50: Effizienz des Aufwärtswandlers S8351 mit nicht deaktivierter Ladungspumpe S882-Z nach Abbildung 49

Sinkt die Ausgangsspannung U_{out} unter ein bestimmtes Niveau, dann startet die Ladungspumpe wieder und versucht den Aufwärtswandler erneut zu starten. Die Schaltschwelle liegt dabei, je nach Ladungspumpe, bei 1,9V bis 2,5V und ist im Schnitt 0,1V höher als die eingestellte Ausgangsspannung des S882-Z. Wird eine zu kleine Ausgangsspannung des Gleichstromstellers eingestellt (zum Beispiel 1,8V), dann läuft die Ladungspumpe als zusätzlicher Verbraucher weiter mit und es ergibt sich ein Effizienzverlauf nach Abbildung 50.

Die Startzeit der Ladungspumpe S882-Z ist von der Eingangsspannung abhängig. Je kleiner die Eingangsspannung, umso seltener erzeugt die Ladungspumpe einen Spannungspuls. Die maximale Zeit liegt dabei bei einer Eingangsspannung von 250mV etwa bei 2s. Hinzu kommt allerdings noch die Zeit, in der der Eingangskondensator auf 250mV geladen wird (siehe Formel (106)). Im Datenblatt des S882-Z [100] sind einige Betriebszustände und deren Startzeiten zu finden.

In den hier betrachteten Anwendungen wird der Ausgangskondensator im Bereich zwischen 1 μ F und 10 μ F gewählt, so dass die maximale Startzeit sich für 0,3V Eingangs- und 2,0V Ausgangsspannung auf weniger als 10s verkürzt.

Bei sinkender Temperatur muss ebenfalls mit steigender Startzeit gerechnet werden. Liegt die Startzeit bei Raumtemperatur wie oben erwähnt bei 10s, muss bei -30°C schon mit 17s gerechnet werden. Ebenso steigt die minimale Eingangsspannung bei tiefen Temperaturen leicht an.

Das Startverhalten des Aufwärtswandlers ändert sich, wenn der Ausgang zusätzlich belastet wird. In diesem Fall wird ein Teil der Energie, die zum Starten des Aufwärtswandlers benötigt wird, bereits von der Last verbraucht. Es wird entweder mehr Eingangsleistung oder eine höhere Spannung zum Starten benötigt. Der Aufwärtswandler muss deshalb einschalten können, bevor ein Lastwiderstand angeschlossen wird.

Wird die Schaltung trotzdem beim Einschalten belastet, bedeutet dies, dass die Spannung der Quelle (mit Innenwiderstand R_i) durch den größer werdenden Strom sinkt und somit auch die Effizienz des Aufwärtswandlers. Durch das Absinken der Effizienz erhöht sich der

Strombedarf des Aufwärtswandlers weiter, was zu einem weiteren Absinken der Eingangsspannung und der Effizienz führt. Es kann sich dadurch ein Zustand einstellen, bei dem der Aufwärtswandler die gesamte Eingangsleistung zur eigenen Versorgung benötigt und keine Energie mehr konvertiert wird.

Alternative Ansätze, bei denen Gleichstromsteller entwickelt wurden, die bereits beim Starten Energie zwischenspeichern und mit dieser den Gleichstromsteller starten, sind in der Literatur zu finden. [101][102]

Elektrisches Verhalten eines Gleichstromstellers

Ein Gleichstromsteller lässt einen Energietransfer nur vom Eingang zum Ausgang zu, ferner ist die Ausgangsspannung konstant. Der Ausgangsstrom des Gleichstromstellers ist bis zu einem bestimmten Wert, der durch den elektrischen Innenwiderstand der Energiequelle festgelegt wird, variabel. Wird der maximale Strom überschritten, bricht die Ausgangsspannung zusammen. Mit (103) gilt für den elektrischen Innenwiderstand, bei dem die Ausgangsspannung zusammenbricht:

$$R_{\text{Conv}} = \mu \cdot \frac{U_{\text{out}}^2}{U_{\text{in}}^2} \cdot R_{\text{in}} = \mu \cdot n^2 \cdot R_{\text{in}} \quad (107)$$

Der maximale Ausgangsstrom eines Gleichstromstellers ist somit:

$$I_{\text{max}} = \frac{U_{\text{out}}}{R_{\text{Conv}}} = \frac{U_{\text{out}}}{\mu \cdot n^2 \cdot R_{\text{in}}} \quad (108)$$

R_{Conv} ist somit für den Verbraucher der maximale scheinbare Innenwiderstand der Quelle und vom Übersetzungsverhältnis n abhängig. Als Beispiel soll ein thermoelektrischer Generator mit einem Innenwiderstand R_{in} von 10Ω und einer Spannung von $0,3\text{V}$ angenommen werden, die durch einen Aufwärtswandler auf $U_{\text{out}} = 3\text{V}$ gebracht werden soll. Die Effizienz der Übertragung μ soll 70% betragen. Der scheinbare Innenwiderstand der Quelle ist somit $R_{\text{Conv}}=700\Omega$. Wird andererseits ein Vibrationsgenerator mit 1000Ω Innenwiderstand und einer Ausgangsspannung von 10V als Quelle angenommen, wird dessen scheinbarer Innenwiderstand nach dem Gleichstromsteller zu 76Ω (Effizienz 70%).

Zusammenfassung

Tabelle 47 fasst abschließend die in diesem Kapitel ermittelten wichtigsten Eigenschaften der drei Spannungswandlerarten zusammen.

	Wichtigste Eigenschaften der Spannungswandler
Linearregler	<ul style="list-style-type: none">• Nur Abwärtsregler• Effizient für kleine Spannungsunterschiede• Geringer Platzbedarf, kaum externe Bausteine benötigt• Stabile Ausgangsspannung
Ladungspumpe	<ul style="list-style-type: none">• Kann effizient die Spannung verdoppeln, halbieren oder invertieren• Für eine konstante Ausgangsspannung muss die Spannung noch reguliert werden• Höherer Platzbedarf als Linearregler, geringerer als Gleichstromsteller
Gleichstromsteller	<ul style="list-style-type: none">• Kann effizient die Spannung regulieren (aufwärts, abwärts und invertiert)• Auch für kleine Eingangsspannungen (<1V) geeignet• Höchster Platzbedarf aller Spannungswandler (besonders externe Komponenten)

Tabelle 47: Zusammenfassung der wichtigsten Eigenschaften der Spannungswandler

5.2.3 Gleichrichter

Eine Gleichrichtung wird für das Leistungs- und Energiemanagement dann notwendig, wenn die Eingangsspannung die Polarität wechseln kann. Dies ist bei allen Wechselspannungsquellen wie Vibrationsgeneratoren, aber auch bei einem thermoelektrischen Generator der Fall, wenn dort die Temperaturdifferenz negativ wird.

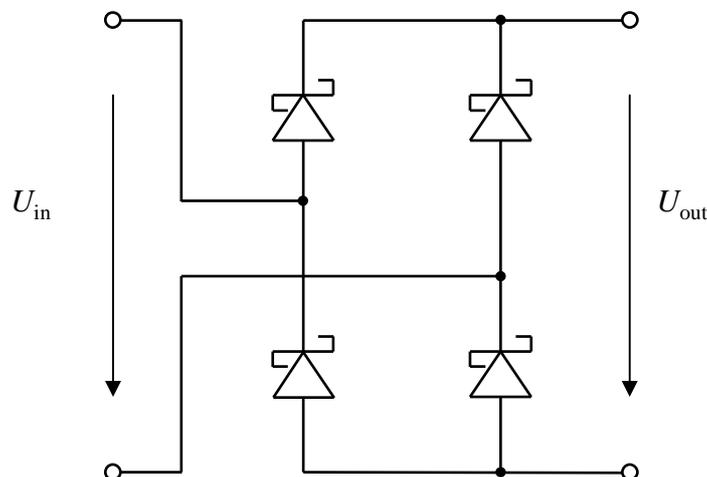


Abbildung 51: Passiver Vollbrückengleichrichter

In der Leistungselektronik werden oftmals passive Vollbrückengleichrichter, die aus Dioden aufgebaut werden, verwendet (siehe Abbildung 51). Ein Vollbrückengleichrichter ist jedoch nicht verlustfrei, über den Dioden fällt ein Teil der Spannung als Verlustspannung U_D ab. Die Ausgangsspannung nach dem Vollbrückengleichrichter ist:

$$U_{\text{out}} = U_{\text{in}} - 2 \cdot U_D \quad (109)$$

p-n-Dioden haben einen vom Strom unabhängigen Spannungsabfall, der nur von den eingesetzten Materialien abhängig ist. Bei Silizium-Dioden ist U_D etwa 0,7V, über dem Gleichrichter würden insgesamt rund 1,4V abfallen.

Der Spannungsabfall an Schottky-Dioden ist hingegen vom Durchlassstrom abhängig und sinkt mit kleiner werdendem Strom. Tabelle 48 zeigt den Spannungsabfall an der Diode PMEG2005AEA von NXP (Philips).

Strom in Durchlassrichtung	Spannungsabfall
0,1 mA	90 mV
1 mA	150 mV
10 mA	210 mV
100 mA	280 mV
500 mA	355 mV

Tabelle 48: Spannungsabfall an der Schottky-Diode PMEG2005AEA in Abhängigkeit vom Strom [103]

Angenommen ein Vibrationsgenerator mit einem elektrischen Innenwiderstand von $3k\Omega$ liefert eine konstante Leistung von 3mW. Der Eingangsstrom ist dann 1mA und die effektive Eingangsspannung 3V. Wird ein Vollbrückengleichrichter mit den Schottky-Dioden PMEG2005AEA eingesetzt, fallen dort nach Gleichung (109) und Tabelle 48 etwa 300mV ab. Die gleichgerichtete Ausgangsspannung ist 2,7 V, die Ausgangsleistung 2,7mW, der Leistungsverlust insgesamt rund 10%.

Für größere Frequenzen, wie sie bei RF-Signalen auftreten können, eignet sich die Schottky-Diode PMEG2005AEA nicht sehr gut. Der Metall-Halbleiter-Übergang der Schottky-Diode stellt eine zusätzliche Kapazität dar, die die maximale Bandbreite der Diode begrenzt. Die Bandbreite berechnet sich so:

$$f_{\max} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot C_D \cdot (R_i + 2 \cdot R_D)} \quad (110)$$

C_D ist die parasitäre Kapazität der Diode, wie sie in Datenblättern angegeben wird. Zusätzlich zum Widerstand der Diode muss auch der elektrische Widerstand der Energiequelle berücksichtigt werden. Die Diode PMEG2005 besitzt eine Diodenkapazität von $C_D=66pF$. Mit einer idealen Spannungsquelle ($R_i = 0$) beträgt die Bandbreite etwa 400 kHz, RF-Signale von 13,56 MHz können deshalb mit dieser Diode nicht gleichgerichtet werden.

Mit der Schottky-Diode BAV99 sinkt die Diodenkapazität auf 1,5pF, somit erhöht sich die maximale Frequenz auf 17,3MHz. Tabelle 49 zeigt jedoch auch, dass mit einem größeren Spannungsabfall gerechnet werden muss als bei der Diode PMEG2005AEA (vergleiche Tabelle 48).

Strom in Durchlassrichtung	Spannungsabfall
0,1 mA	500 mV
1 mA	600 mV
10 mA	750 mV
100 mA	980 mV

Tabelle 49: Spannungsabfall an der Schottky-Diode BAV99 in Abhängigkeit vom Strom [104]

Ein thermoelektrischer Generator liefert grundsätzlich eine Gleichspannung, trotzdem ist es denkbar, dass bei Umkehrung der Temperaturdifferenz sich auch die Polarität der Spannung umkehrt (siehe Kapitel 6.1). Für diesen Fall wird ebenfalls ein Gleichrichter benötigt. Angenommen ein thermoelektrischer Generator besitzt einen Innenwiderstand von 10Ω und liefert eine Leistung von 3mW , dann ergeben sich eine Eingangsspannung von $0,17\text{V}$ und ein Eingangsstrom von 17mA . Wird im Vollbrückengleichrichter die Schottky-Diode PMEG2005AEA eingesetzt, beträgt nach Tabelle 48 der Spannungsabfall an einer einzelnen Diode etwa 250mV , so dass die gesamte Spannung am Gleichrichter verloren geht.

Eine Lösung ist hierbei die Unterstützung des passiven Gleichrichters durch einen aktiven [105][106]. Bei einem aktiven Vollbrückengleichrichter werden mit aktiven Bausteinen (zum Beispiel einem Mikrocontroller) die Polarität erfasst und Steuersignale berechnet, die dann Feldeffekttransistoren in Gateschaltung schalten. Abbildung 52 zeigt eine mögliche Umsetzung eines aktiven Gleichrichters.

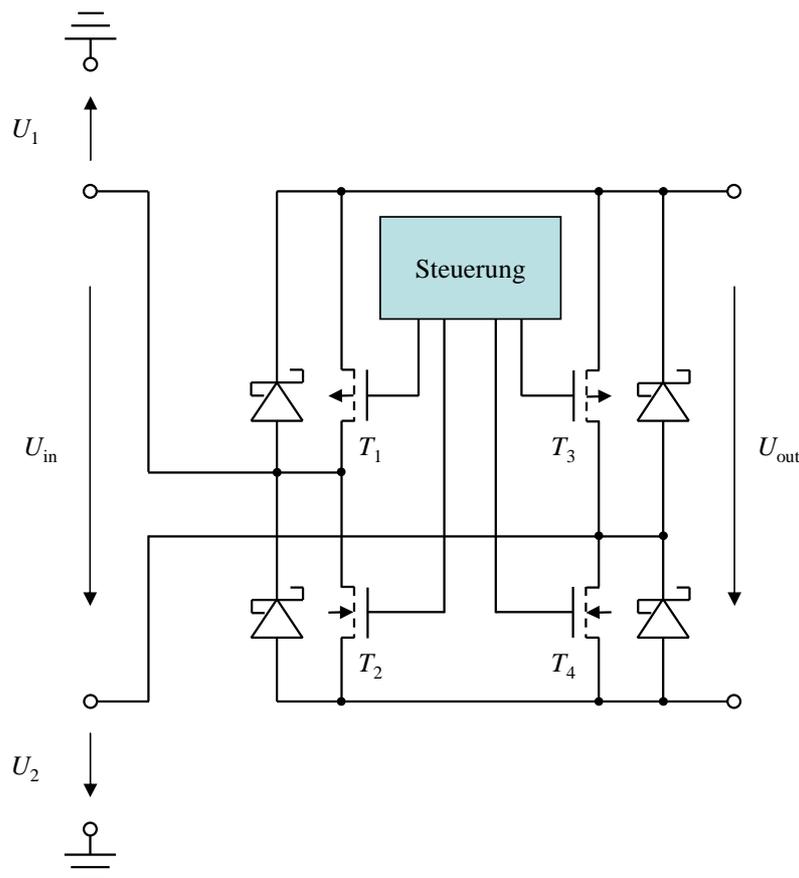


Abbildung 52: Schaltung eines aktiven Gleichrichters als Unterstützung eines passiven Gleichrichters

Der Spannungsverlust im Gleichrichter nach Abbildung 52 ist:

$$U_{\text{out,eff}} = U_{\text{in,eff}} - 2 \cdot U_{DS} \quad (111)$$

Bei einem idealen Transistor, der voll durchgeschaltet ist, ist der Spannungsabfall zwischen Drain und Source näherungsweise 0.

Dabei dürfen nie zwei benachbarte Transistoren gleichzeitig geschaltet werden, da sonst die Quelle kurzgeschlossen wird. Es dürfen nur T_1 und T_4 , sowie T_2 und T_3 gleichzeitig schalten. Ebenso muss beim Umschalten zunächst die eine Transistorengruppe deaktiviert und anschließend die andere aktiviert werden. Zudem ist es in dieser Anwendung sinnvoll, aktive Gleichrichter nur unterstützend zu passiven einzusetzen, da eine Versorgungsspannung für den aktiven Gleichrichter benötigt wird. Anders als bei Schottky-Dioden kann sich der Ausgangskondensator C_{out} über der Quelle entladen, sollte die Eingangsspannung kleiner werden (zum Beispiel beim Umkehren der Polarität) als die im Kondensator C_{out} gespeicherte Spannung. Es muss daher sichergestellt werden, dass in solchen Fällen der aktive Gleichrichter deaktiviert wird und die Spannung nur passiv gleichgerichtet wird.

Gesteuert werden kann ein aktiver Gleichrichter beispielsweise über einen Mikrocontroller. Der Mikrocontroller muss dabei die beiden Eingangspotenziale U_1 und U_2 messen und entscheiden, wie groß die Spannungsdifferenz ist und welche Spannung größer ist. Ein Mikrocontroller kann dann, sollte die Ausgangsspannung kleiner sein als die Eingangsspannung, zur Unterstützung des passiven Gleichrichters die Transistoren schalten und damit den aktiven Gleichrichter aktivieren. Der Mikrocontroller benötigt allerdings eine Spannungsversorgung, die bei leerem Energiespeicher von der Quelle bereitgestellt werden müsste.

5.3 Aufbau des Energie- und Leistungsmanagements

Das Energie- und Leistungsmanagement besteht aus drei wesentlichen Teilen. Neben der Energiespeicherung werden zur Anpassung der Spannungen und der Impedanzen Energiekonversionen (Eingangs- und Ausgangsstufe) benötigt [107].

Zunächst soll ein Energie- und Leistungsmanagement vorgestellt werden, mit dem alle in Kapitel 2.2 vorgestellten Energiequellen verarbeitet werden können. Zur Erhöhung der Effizienz in bestimmten Anwendungen kann es sinnvoll sein auf Schaltungsteile zu verzichten (siehe Kapitel 6).

5.3.1 Eingangsstufe

Der zentrale Teil des Energie- und Leistungsmanagements ist die Eingangsstufe, da diese in der Lage sein muss, die Energie der eingesetzten Quelle so zu konvertieren, dass damit ein Energiespeicher geladen werden kann. Vorgestellt werden soll eine Eingangsstufe, die Energie aus unterschiedlichen Energiequellen in einem weiten Eingangsspannungsbereich zum Laden eines Ultrakondensators oder eines Akkumulators konvertieren kann.

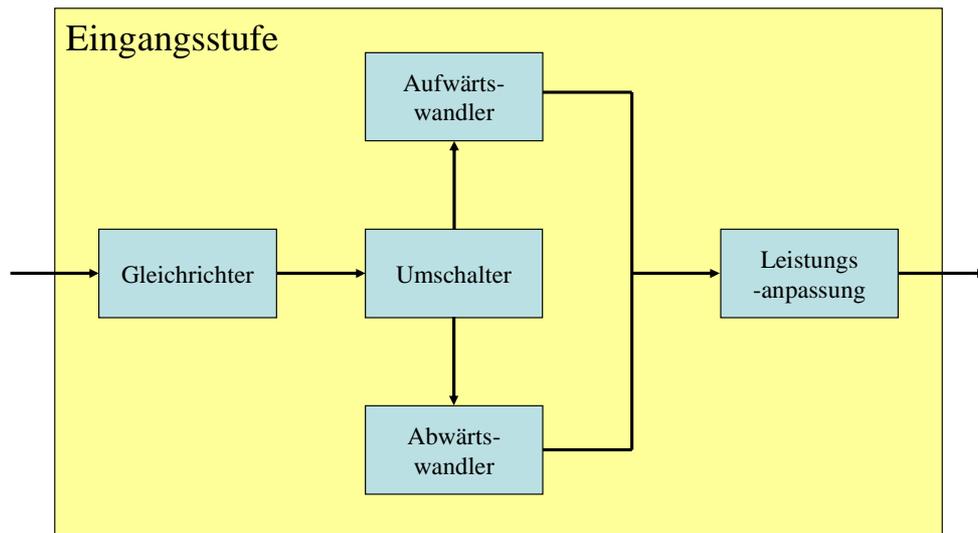


Abbildung 53: Blockschaltbild einer Eingangsstufe des Energie- und Leistungsmanagements für alle Energiequellen

Gleichrichter

Für RFID-Signale und Vibrationsgeneratoren wird ein Gleichrichter zwingend benötigt. Da beide Generatoren Spannungsquellen mit hohem Innenwiderstand sind, bieten sich Schottky-Dioden, wie in Kapitel 5.2.3 gezeigt, an. Um eine Anpassung sowohl auf die Frequenzen des Vibrationsgenerators als auch auf die der RFID-Signale zu erreichen, können zwei Vollbrückengleichrichter parallel geschaltet werden. Da thermoelektrische Generatoren zumeist nur eine kleine Ausgangsspannung generieren, muss der passive Gleichrichter zusätzlich durch einen aktiven Gleichrichter unterstützt werden. Damit kann der Energieverlust durch die Gleichrichtung minimiert werden. Abbildung 52 zeigt die dafür vorgesehene Schaltung.

Umschaltung zwischen Auf- und Abwärts-wandler

Der Spannungslevel der Energiequellen kann sehr unterschiedlich sein und reicht von wenigen 100mV bei thermoelektrischen Generatoren bis hin zu einigen Volt bei Vibrationsgeneratoren und RF-Signalen. Je nach gewünschter Ausgangsspannung, muss die Spannung mittels eines Aufwärts- oder eines Abwärts-wandlers angepasst werden. Übersteigt jedoch die Eingangsspannung die gewünschte Ausgangsspannung, kann ein Aufwärts-wandler die Spannung nicht mehr einstellen und die Effizienz sinkt. Ebenfalls kann ein Abwärts-wandler bei Eingangsspannungen kleiner als der Ausgangsspannung nicht arbeiten. Wird bei Aufwärts-wandlern außerdem die maximale Eingangsspannung (meist etwa 5,5V) überschritten, besteht die Gefahr, dass das Bauteil zerstört wird. Für diesen Fall wird eine Umschaltung zwischen Aufwärts- und Abwärts-wandler benötigt. Abbildung 54 zeigt die Steuerschaltung dazu. Besonders wichtig ist eine Umschaltung, wenn die Eingangsspannung um die gewünschte Ausgangsspannung herum schwankt.

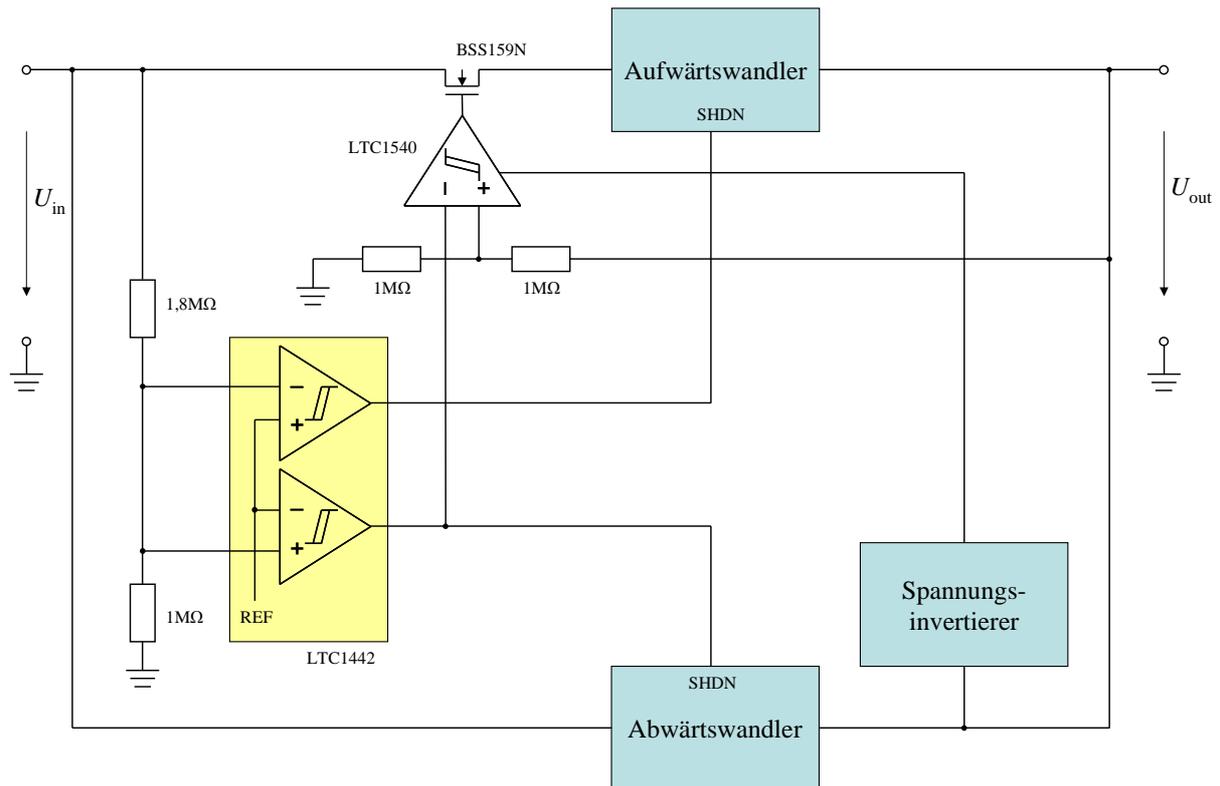


Abbildung 54: Steuerschaltung für die Umschaltung zwischen Auf- und Abwärtswandlern

Über einen Vergleich der Eingangsspannung mit einer internen Referenz wird entweder der Aufwärts- oder der Abwärtswandler aktiviert, die Schaltschwelle wird in die Nähe der Ausgangsspannung (z.B. 3,3V) gesetzt. Damit der Aufwärtswandler bei zu großen Eingangsspannungen nicht zerstört wird, wird dieser, wenn er deaktiviert ist, von der Eingangsspannung getrennt. Es ist jedoch wichtig, dass bei sehr kleinen Eingangsspannungen dieser Zweig aktiv bleibt. Realisiert werden kann dies mit einem Depletion-N-MOS-Transistor. Dieser hat die Eigenschaft, erst bei negativen Spannung (Beispiel BSS139: $U_{th} = -1,4 \text{ V}$) zu sperren und bei kleinen Spannungen durchgeschaltet zu sein. Zur Sperrung des Transistors ab einer bestimmten Eingangsspannung wird eine negative Steuerspannung benötigt. Diese kann einerseits mittels einer Ladungspumpe aus der Ausgangsspannung des Abwärtswandlers (siehe Kapitel 5.2.2) oder direkt aus der Ausgangsspannung des Abwärtswandlers erzeugt werden (siehe Abbildung 54). Die direkte Erzeugung der negativen Spannung bietet dabei den Vorteil, dass auf ein zusätzliches Bauteil verzichtet werden kann. Jedoch ist es möglich, dass bei ungleichmäßiger Belastung des Ausgangs die negative Spannung zusammenbrechen kann.

Leistungsanpassung

Wie in Kapitel 2.2 gezeigt, ist die Wahl des Lastwiderstandes wichtig, um in der Energiequelle maximale Leistung zu generieren [108][109]. Der Lastwiderstand für die Eingangsstufe ist in diesem Fall der Energiespeicher. Die Last des Sensorknotens wird durch den Speicher gepuffert und hat keinen Einfluss auf die Eingangsstufe.

Bei einem Ultrakondensator ist der Lastwiderstand abhängig vom Ladezustand. Wird beispielsweise ein leerer Kondensator mit einem konstanten Strom geladen, ist der ohmsche Lastwiderstand R des Kondensators (mit R_C als parasitärem Widerstand des Kondensators):

$$R = \frac{U}{I} = R_C \cdot e^{-\frac{1}{R_C \cdot C} t} \quad (112)$$

Zu Beginn des Ladevorgangs ($t = 0$) wirkt nur der parasitäre Widerstand R_C , der meist sehr klein ist (siehe Tabelle 41), wird der Kondensator jedoch geladen, vergrößert sich der Widerstand.

Ein Gleichstromsteller, der in der Eingangsstufe benötigt wird, liefert eine konstante Spannung, ist jedoch je nach Eingangsleistung im Ausgangsstrom begrenzt. Wird dieser mit einer kleinen ohmschen Last belastet (entladener Kondensator), bricht die Spannung zusammen. Da der Gleichstromsteller weiter versuchen wird, die gewünschte Ausgangsspannung einzustellen, sinkt auch die Effizienz und der Bedarf des Gleichstromstellers wird gleich der Eingangsenergie sein. Wird die Spannungsquelle direkt an den Kondensator angeschlossen, ist der Strom der Quelle groß, die Spannung aber minimal. Es wird nicht die maximal mögliche Leistung generiert. Zudem kann höchstens auf die Leerlaufspannung der Quelle geladen werden. Sinkt diese, wird der Ultrakondensator über der Energiequelle entladen.

Der Strom und die Spannung der Quelle müssen so eingestellt werden, dass die Leistung als Produkt von Strom und Spannung maximal wird. Eine denkbare Möglichkeit ist dabei, einen Gleichstromsteller zu entwickeln, der seinen Schaltzyklus so einstellt, dass nur die gewünschte Leistung transformiert wird. Diese Lösung setzt allerdings voraus, den Schaltzyklus direkt und damit den Controller zu steuern. Bei fertigen Chips besteht diese Möglichkeit jedoch nicht, so dass ein neuer Gleichstromsteller entwickelt werden müsste. Zudem muss eine Steuerelektronik entwickelt werden, die eine Versorgungsspannung benötigt. Da die Steuerelektronik direkt den Gleichstromsteller steuern kann nicht sichergestellt werden, dass eine konstante Versorgungsspannung zur Verfügung steht.

Alternativ ist es auch denkbar, die Ausgangsspannung des Gleichstromstellers so zu regeln, dass die Leistung der Quelle maximal wird. Dafür muss n (siehe Gleichung (107)) so eingestellt werden, dass der Ausgangswiderstand R_{Conv} gleich dem elektrischen Widerstand des Ultrakondensators ist. Allerdings ist der einstellbare Spannungsbereich zumeist begrenzt (z.B. 1,8-5,5V), für eine effiziente Leistungsanpassung müssten allerdings auch kleine Ausgangsspannungen einstellbar sein. Abwärtswandler haben allgemein einen größeren Ausgangsspannungsbereich (Beispiel: TPS62050: 0,7V – 6V), so dass zumindest für diesen Eingangs- und Ausgangsspannungsbereich eine Leistungsanpassung durch Veränderung der Ausgangsspannung denkbar wäre.

Leistungsanpassung ist auch mit Hilfe eines Stromreglers am Ausgang des Gleichstromstellers möglich. Da die Ausgangsspannung des Gleichstromstellers konstant ist, ist auch die Leistung konstant.

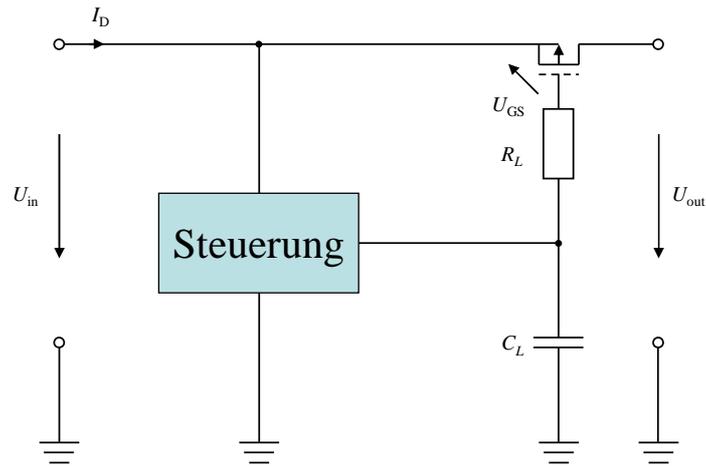


Abbildung 55: p-MOS-Feldeffekttransistor in Gateschaltung als Stromsteller

Ein einfacher Stromregler ist ein p-MOS-Feldeffekttransistor in Gateschaltung (siehe Abbildung 55). Wird die Gate-Source-Spannung des Transistors so eingestellt, dass der Transistor im Sättigungsbereich arbeitet, ist der Strom im Transistor unabhängig von der Drain-Source-Spannung und damit vom Ladezustand des Kondensators. Es gilt für den Strom im Transistor:

$$I_D = \beta \cdot (U_{GS} - U_{th})^2 \quad (113)$$

Nur wenn die Spannung im Energiespeicher (U_{out}) etwa gleich der Gate-Source-Spannung U_{GS} ist, und damit $U_{DS} \approx 0$, wird die Spannung von der gespeicherten Spannung abhängig und der Strom beginnt zu sinken. Das folgende Strom-Ladeprofil entsteht für den Ultrakondensator: (siehe Abbildung 56)

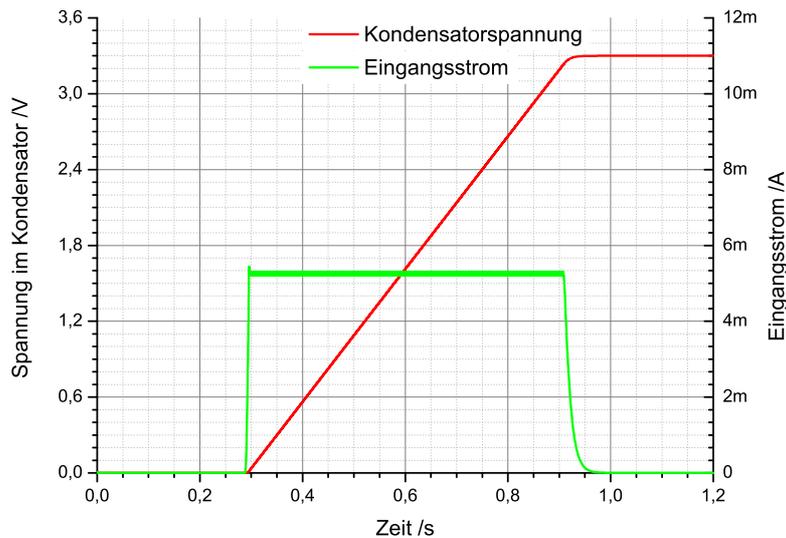


Abbildung 56: Eingangsstrom und Ladezustand eines 1mF Kondensators, der mit der in Abbildung 55 vorgestellten Leistungsanpassung geladen wird

Der Feldeffekttransistor muss so gesteuert werden, dass der Strom und damit die Leistung der Quelle maximal wird. Folgende Steuerschaltungen kommen in Frage:

Einstellung auf maximale Leistung des Gleichstromstellers

Zur Leistungsanpassung soll der Arbeitspunkt eingestellt werden, indem der Gleichstromsteller maximale Leistung liefert. Zunächst muss der Feldeffekttransistor geschlossen sein, damit der Gleichstromsteller ohne Last starten kann und die eingestellte Ausgangsspannung erreicht. (z.B. 3.3V). Wird der Transistor langsam geöffnet, beginnt der Strom zu steigen. Mit steigendem Strom wird der Gleichstromsteller immer stärker belastet, bis dieser während seines Schaltzyklus nicht mehr ausreichend Energie konvertieren kann, um den Ausgangskondensator auf der gewünschten Spannung zu halten. Beginnt dann die Ausgangsspannung des Gleichstromstellers zu sinken, muss der Strom wieder verringert werden. Ist die Ausgangsspannung kurz darauf wieder erreicht, wird der Strom wieder erhöht und es stellt sich ein quasi stabiler Zustand ein.

Dieser Punkt markiert die maximale Leistung, die ein Gleichstromsteller transformieren kann, bei höheren Strömen beginnt die Spannung und damit die Ausgangsleistung schnell zu sinken.

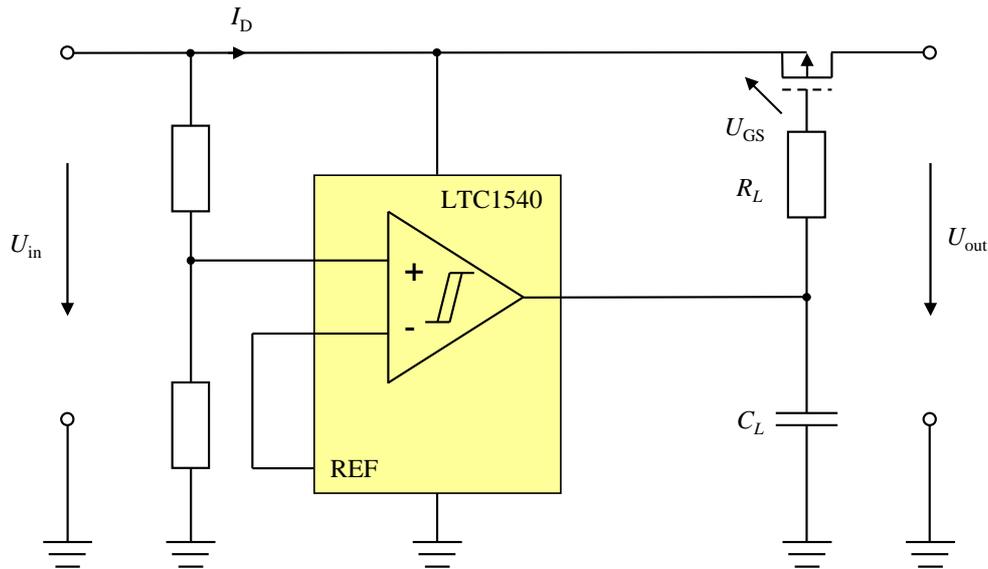


Abbildung 57: Steuerschaltung in der Leistungsanpassung zur Ermittlung des Arbeitspunktes, an dem der Gleichstromsteller maximale Leistung liefert

Eine einfache Realisierung dieser Steuerschaltung zeigt Abbildung 57. Der Komparator sollte so ausgewählt werden, dass er einen möglichst geringen Leistungsbedarf besitzt. Als Beispiel sei LTC1540 von Linear Technologies genannt, der mit einem Bedarf von $0,3\mu\text{A}$ im Ruhezustand eine geringe Stromaufnahme besitzt. Der LTC1540 liefert eine Referenzspannung von $1,182\text{V}$, die ab einer Versorgungsspannung von 2V intern in einem Linearregler erzeugt wird und als Vergleichsspannung zur Ausgangsspannung genutzt wird. Durch C_L und R_L wird das Ausgangssignal des Komparators integriert und eine langsame Veränderung der Gate-Spannung am Transistor erzeugt.

Im Ruhezustand ist $U_{GS} = 0$. Ist nun die über Widerstandsteiler verkleinerte Ausgangsspannung des Gleichstromstellers größer als die Referenz, so erzeugt der Komparator einen Low-Pegel und öffnet damit langsam den Transistor. Sinkt die Ausgangsspannung unter die eingestellte Schwellspannung, erzeugt der Komparator einen High-Pegel und schließt damit den Feldeffekttransistor wieder. Die zugehörige Zeitkonstante ist:

$$\tau_{\text{Regler}} = \frac{1}{R_L \cdot C_L} \quad (114)$$

Sinnvoll sind dabei Werte im Bereich $\tau_{\text{Regler}} = 10\text{ s}$, da die Konstante β in Formel (113) in aller Regel so groß ist, dass nur kleine Änderungen von U_{GS} genaue Einstellungen des Stroms ermöglichen.

Einstellung auf maximale Leistung der Energiequelle

Ist das Strom-Spannungs-Verhältnis einer Energiequelle linear, so kann maximale Leistung generiert werden, wenn die Spannung der Quelle auf die Hälfte der Leerlaufspannung U_0 oder auf die Hälfte des Kurzschlussstroms eingestellt wird. Eine solche Quelle ist beispielsweise der thermoelektrische Generator (siehe Kapitel 2.2.1)

Soll ein thermoelektrischer Generator maximale Leistung erzeugen, muss zur Ermittlung der Arbeitsspannung zunächst die Leerlaufspannung in einem großen Speicherkondensator

(~0,5 mF) zwischengespeichert werden. Dabei müssen alle Verbraucher, in erster Linie der Gleichstromsteller, deaktiviert sein. Der Speicherkondensator wird über eine Schottky-Diode geladen und hält damit sein Spannungslevel auch wenn die Eingangsspannung sinkt. Am Stromregler wird der Strom so lange erhöht, bis die Spannung der Energiequelle der Arbeitsspannung entspricht, die über einen Spannungsteiler aus der Leerlaufspannung erzeugt werden kann. In diesem Fall ist die Leistung der Quelle maximal (siehe Abbildung 58).

Die Speicherung der Leerlaufspannung erfolgt jedoch nur einmal beim Einschalten des Managements. Ändert sich nun die Eingangsspannung, zum Beispiel durch eine Änderung einer Temperaturdifferenz, wird diese Änderung nicht berücksichtigt. Zudem verliert der Kondensator durch den Bedarf des Komparators und die Selbstentladung langsam Energie. (siehe Abbildung 58) So wird die Vergleichsspannung kleiner, der Strom größer und die Effizienz der Leistungsübertragung schlechter.

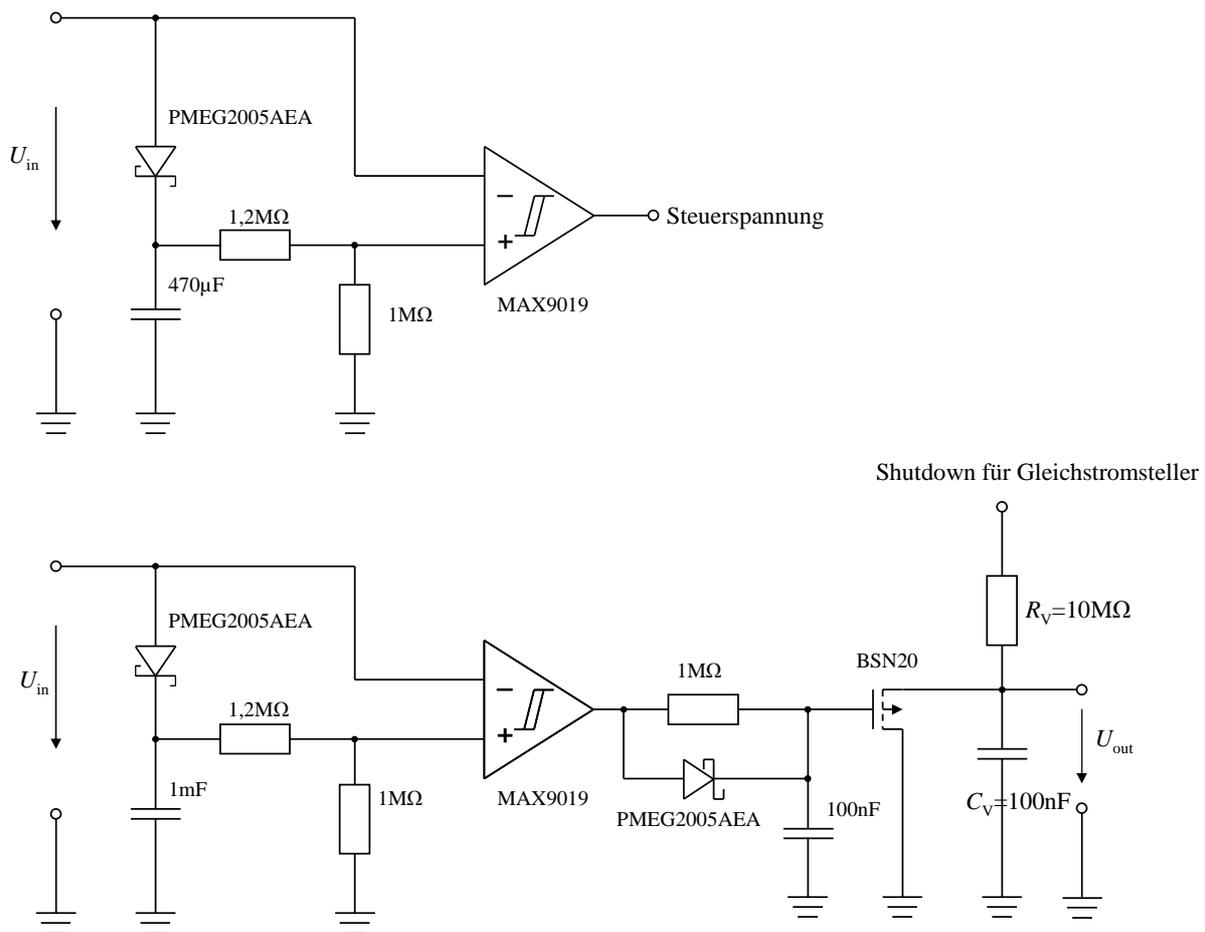


Abbildung 58: Steuerschaltung in der Leistungsanpassung zur Ermittlung des Arbeitspunktes, an dem die Energiequelle maximale Leistung liefert

Wird im Leerlauf ein zweiter Speicherkondensator mit einer größeren Kapazität (1 mF) geladen, kann mit diesem detektiert werden, wenn ein bestimmter Spannungslevel unterschritten wird. Mit der größeren Kapazität wird die Selbstentladung kleiner und die Spannung wird länger gehalten. Für die Kapazitäten der Speicherkondensatoren muss daher gelten:

$$C_{\text{Speicher},1} < C_{\text{Speicher},2} \quad (115)$$

Der Gleichstromsteller wird deaktiviert, wenn die Schaltschwelle unterschritten wird. An der Quelle stellt sich wieder die Leerlaufspannung ein und die beiden Speicherkondensatoren können dann wieder nachgeladen werden. Durch das Ansteigen der Eingangsspannung würde allerdings der Gleichstromsteller reaktiviert, obwohl möglicherweise die Speicherkondensatoren noch nicht wieder auf die Leerlaufspannung geladen sind. Durch ein zusätzliches RC-Glied vor dem Shutdown-Pin des Gleichstromstellers wird das Reaktivieren so weit verzögert, bis die Kondensatoren wieder auf die Leerlaufspannung geladen sind. Die Verzögerungszeit beim Einschalten des Gleichstromstellers beträgt (siehe Abbildung 58):

$$\tau_{\text{aus}} = \frac{1}{R_V \cdot C_V} \quad (116)$$

Bei einem Einsatz thermoelektrischer Generatoren ist ein sinnvoller Wert für die Verzögerung $\tau_{\text{aus}} = 1\text{ s}$ ($R_V = 10\text{ M}\Omega$, $C_V = 100\text{ nF}$).

Werden die Spannungsteiler, wie in Abbildung 58 angegeben, eingestellt, ergeben sich folgende Schaltschwellen:

$$U_{\text{Schwelle,oben}} = 0,6 \cdot U_{\text{Leerlauf}} \quad (117)$$

$$U_{\text{Schwelle,unten}} = 0,4 \cdot U_{\text{Leerlauf}} \quad (118)$$

Die Zeit, die ein Gleichstromsteller aktiviert ist und damit Spannung konvertiert, wird von den Selbstentladungen und der Stromaufnahme der Komparatoren bestimmt, sowie der Höhe der Arbeitsspannung; sie liegt etwa im Bereich 30s. Das Verhältnis zwischen der Zeit, in der Energie übertragen wird (Gleichstromsteller aktiviert) und der Zeit, in der keine Energie übertragen werden kann (Gleichstromsteller deaktiviert) liegt somit etwa bei 30.

Abbildung 59 zeigt einen Schaltzyklus mit einer Eingangsspannung von 0,775 V, und einer Ausgangsspannung von 3,3 V.

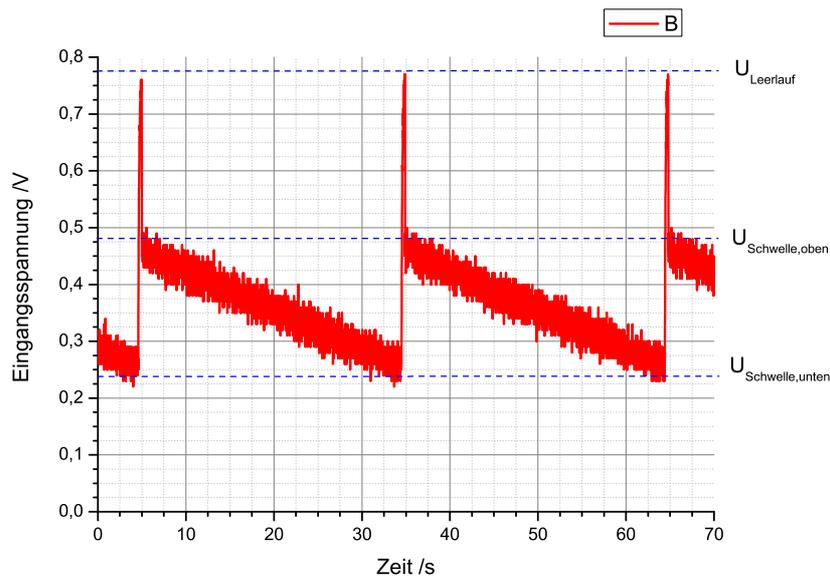


Abbildung 59: Zeitlicher Verlauf eines Steuervorgangs zur Ermittlung der maximalen Ausgangsleistung eines thermoelektrischen Generators

Beide Steuerschaltungen haben Vor- und Nachteile. So stellt die eine zwar die maximale Leistung des Gleichstromstellers ein, dies ist jedoch nicht unbedingt die maximale Leistung der Quelle. Die Eingangsspannung der Quelle kann beim Start des Gleichstromstellers bereits so weit absinken, dass kaum noch Leistung bereitgestellt wird. Damit ist auch die maximale Leistung des Gleichstromstellers begrenzt. Bei der anderen Steuerschaltung ist es genau umgekehrt, hier wird auf die maximale Leistung der Quelle gestellt, jedoch nicht auf die des Gleichstromstellers. Die Spannung und damit die Effizienz des Gleichstromstellers können bereits sinken bevor die halbe Leerlaufspannung an der Quelle eingestellt worden ist.

Die beiden vorgestellten Steuerschaltungen für die Leistungsanpassung stellen jeweils auf die maximale Leistung entweder der Quelle oder des Gleichstromstellers ein. Zusätzlich besteht auch die Möglichkeit, Strom und Spannung der Quelle und des Gleichstromstellers zu messen und mit diesen Werten die maximale Leistung einzustellen. Für dieses Verfahren wird allerdings ein Mikrocontroller benötigt (siehe unten), der die Daten misst und die korrekte Steuerspannung einstellt. Als Mikrocontroller kann entweder, sofern vorhanden und dafür geeignet, der Mikrocontroller des Sensor Knotens verwendet oder ein zweiter unabhängiger Mikrocontroller eingesetzt werden, der speziell auf die Aufgabe der Steuerung der Leistungsanpassung angepasst ist.

Die Versorgung des Mikrocontrollers kann durch den Energiespeicher oder durch die Ausgangsspannung des Gleichstromstellers erfolgen. Es muss jedoch gewährleistet werden, dass der Gleichstromsteller auch ohne die Steuerung eines Mikrocontrollers angeschaltet ist.

Entscheidend, welche Steuerung für die Leistungsanpassung verwendet werden sollte, sind die Innenwiderstände der Energiequellen. Ist der Innenwiderstand klein, der Eingangsstrom und das Spannungsübersetzungsverhältnis groß, dann ist es wahrscheinlich, dass ein Gleichstromsteller nicht die gesamte Energie konvertieren kann und die Spannung am Ausgang zusammenbricht. In diesem Fall sollte die maximale Leistung des Gleichstromstellers eingestellt werden. Ist der Innenwiderstand groß, so ist der Spannungsabfall am Ausgang der Gleichstromsteller beim Erreichen des maximalen Stroms so stark, dass der Steuerelektronik keine Versorgungsspannung mehr zur Verfügung steht;

und die Leistungsanpassung nicht mehr funktioniert. Wird auf die maximale Leistung der Quelle eingestellt, sollte zusätzlich beim Erreichen des maximalen Stroms des Gleichstromstellers, der Strom zurückgesetzt werden.

5.3.2 Ultrakondensator als Energiespeicher und Ausgangsstufe

Soll als Energiespeicher ein Ultrakondensator eingesetzt werden, muss berücksichtigt werden, dass die Spannung proportional zur Ladung ist:

$$U = \frac{i}{C} = q \cdot \frac{1}{C} \quad (119)$$

Bei einem leeren Kondensator ist somit auch die Spannung gleich null. Je nach Größe des Kondensators ergeben sich unterschiedlich lange Ladezeiten. Wird mit einem konstanten Strom aus der Leistungsanpassung geladen, ergibt sich für die Aufladezeit t_A auf Spannung U mit Formel (119):

$$t_A = \frac{C \cdot U}{I} \quad (120)$$

Soll der Ultrakondensator PC-10 mit einer Kapazität von 10F mit einem Ladestrom von 1mA auf 0,25V aufgeladen werden, beträgt die Aufladezeit $t_A = 2.500$ s.

Um diese Aufladezeit zu verkürzen, wird folgende Schaltung mit zwei kaskadierten Kondensatoren eingeführt (siehe Abbildung 60) [110]:

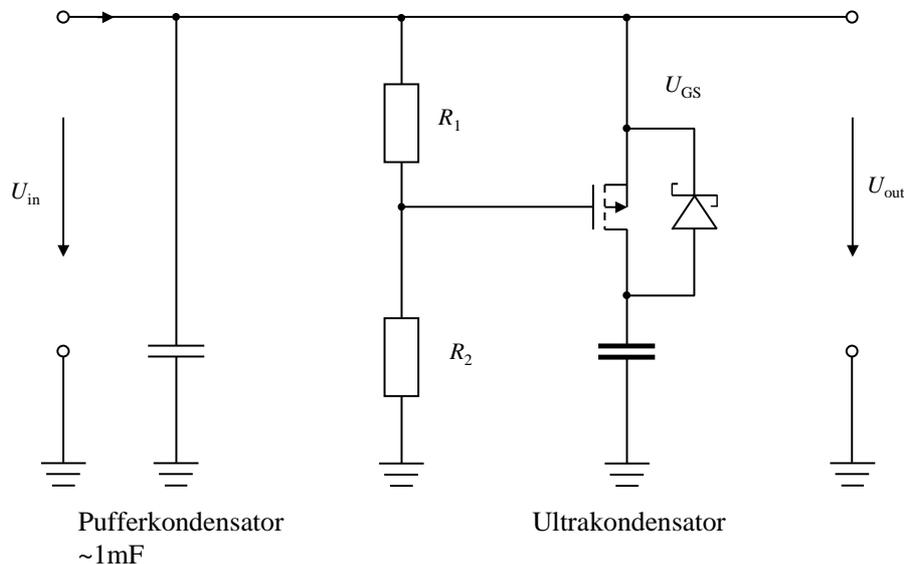


Abbildung 60: Kaskadierte Kondensatoren zum schnelleren Starten des Energie- und Leistungsmanagements

Zusätzlich zum Ultrakondensator wird ein kleiner Pufferkondensator verwendet, der ausschließlich Energie zwischenspeichern soll, um schnell das Spannungsniveau anzuheben. Die Ladung des Ultrakondensators wird über einen Feldeffekttransistor gesteuert, der bei einer fest eingestellten Spannung durchschaltet.

Wird nun Energie in die leeren Kondensatoren geladen, steigt zunächst die Ladespannung im Pufferkondensator bis die Schwellspannung des Transistors erreicht ist. Dann öffnet dieser

und speichert die überschüssige Energie im Ultrakondensator. Die Ladespannung bleibt konstant auf der Schwellspannung des Transistors bis die Spannung im Ultrakondensator größer wird als die Ladespannung. Soll die in den kaskadierten Kondensatoren gespeicherte Energie verbraucht werden, wird der Ultrakondensator zunächst über den geöffneten Transistor entladen. Nach Unterschreiten der Schwellspannung entlädt sich der Ultrakondensator über die parasitäre Diode des Transistors. Alternativ kann zur Unterstützung auch eine Schottky-Diode parallel zum Transistor geschaltet werden.

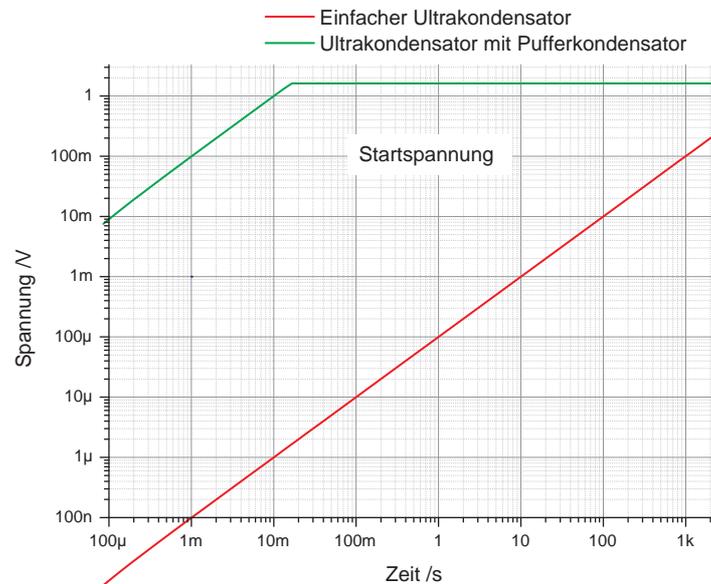


Abbildung 61: Zeitlicher Verlauf der Spannung im Energiespeicher mit und ohne kaskadierten Kondensatoren (nach Abbildung 60)

Die Schwellspannung muss so eingestellt werden, dass zum einen ein Aufwärtswandler am Ausgang sicher startet (ab $0,8V$). Andererseits darf die Schwellspannung nicht zu hoch gewählt werden, da sonst der Stromregler der Leistungsanpassung (siehe Kapitel 5.3.1) nicht mehr im Sättigungsbereich arbeitet und eventuell den Strom begrenzt.

Die Aufladezeit auf eine Spannung von $0,25V$ kann mit einem $1mF$ Pufferkondensator (Schwellspannung $1,5V$) von $2500s$ auf $2,5s$ verkürzt werden (siehe Abbildung 61). Ein Aufladen auf $3,3V$ dauert aber in beiden Fällen $33.000s$ oder 9 Stunden und 10 Minuten.

5.3.3 Ausgangsstufe

Eine Ausgangsstufe wird dann notwendig, wenn die Spannung im Energiespeicher nicht konstant ist und noch eine Spannungsstabilisierung vorgenommen werden muss. Dies trifft insbesondere auf Ultrakondensatoren zu, deren Spannung nur von der Ladung abhängig ist. Bei Akkumulatoren hingegen schwankt die Spannung je nach Ladung nur in einem relativ kleinen Bereich, der für die Versorgung des Sensorknotens oft unkritisch ist. Wird jedoch eine konstante Ausgangsspannung benötigt, muss auch hier eine Ausgangsstufe eingesetzt werden.

Die Ausgangsstufe besteht allgemein aus einem Aufwärtswandler, der die variable Spannung im Energiespeicher auf eine konstante Spannung transformieren muss. Grundsätzlich eignen sich hier dieselben Gleichstromsteller, die bereits oben vorgestellt wurden, jedoch wird keine Ladungspumpe zum Starten benötigt, da die Spannung im

Energiespeicher unkritisch ist. Soll die Ausgangsspannung in einem weiten Bereich einstellbar sein (1,8V-5,5V), eignet sich besonders MAX1723 (siehe Abbildung 42) als PFM-Aufwärtswandler.

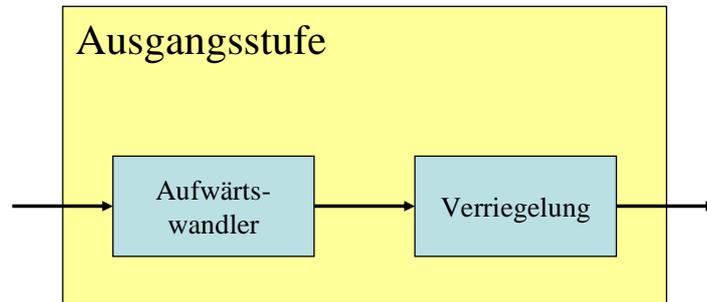


Abbildung 62: Aufbau der Ausgangsstufe des Energie- und Leistungsmanagements

Um ein sicheres Starten des Energie- und Leistungsmanagements garantieren zu können, ist es wichtig, erst die Ausgangsspannung mit Hilfe einer Verriegelungsschaltung zu stabilisieren. Diese garantiert, dass der Sensorknoten erst dann Energie zur Verfügung gestellt bekommt, wenn Ein- und Ausgangsstufe gestartet und der Pufferkondensator geladen ist (siehe Abbildung 62).

5.4 Daten des Energie- und Leistungsmanagements

Abbildung 63 zeigt das fertige Energie- und Leistungsmanagement. Es arbeitet ohne externe Spannungsversorgung und ist insbesondere für den Einsatz mit den oben vorgestellten Energiequellen und Sensorknoten optimiert. Zur Eingangsstufe gehört zunächst ein passiver Vollbrückengleichrichter, der mit den Dioden PMEG2005AEA und BAV99 gebildet wird.



Abbildung 63: Foto des Energie- und Leistungsmanagements (letzte Version)

Die Eingangsstufe des Energie- und Leistungsmanagements ist sowohl mit einem Aufwärtswandler (MAX1723 oder NCP1402) als auch mit einem Abwärtswandler bestückt. Beide Gleichstromsteller können per Schalter aktiviert und deaktiviert werden. Bei Bedarf ist es auch möglich, automatisch zwischen Auf- und Abwärtswandler zu wechseln.

Als Steuerschaltung für die Leistungsanpassung wird auf die halbe Leerlaufspannung des Eingangs eingestellt, zusätzlich wird jedoch noch die Ausgangsspannung der

Gleichstromregler überwacht und, wenn die Ausgangsspannung der Gleichstromsteller eine bestimmte Schwelle unterschreitet, die Leistungsanpassung zurückgesetzt.

Optimiert wurde die Schaltung für einen Einsatz mit Ultrakondensatoren als Energiespeicher, jedoch ist grundsätzlich auch ein Einsatz einer sekundären Batterie denkbar. Für diesen Zweck wird bei Bedarf noch eine Abschaltung bei Unterspannung integriert.

In der Ausgangsstufe werden ein einstellbarer Aufwärtswandler (MAX1723) und eine Verriegelungsschaltung eingesetzt, die die Versorgungsspannung für den Sensorknoten stabilisieren soll.

Das hier vorgestellte Energie- und Leistungsmanagement kann aus beliebigen Spannungs- oder Stromquellen mit einer Eingangsspannung von 300mV bis 10V eine konstante Ausgangsspannung generieren und überschüssige Energie in einem Ultrakondensator oder einem Akkumulator zwischenspeichern. Allerdings muss jede Energiequelle einen minimalen Strom liefern, um den Leistungsbedarf der Managementschaltung zu bedienen. Der minimale Strom ist dabei abhängig von den eingesetzten Bauteilen, der Eingangsspannung und dem Ladezustand des Energiespeichers.

Außerdem kann durch Weglassen bestimmter Blöcke (siehe Kapitel 6) eine auf eine bestimmte Quelle spezialisierte Schaltung generiert werden.

Verlustleistung des Energie- und Leistungsmanagements

Die Abbildung 42 und die Abbildung 46 zeigen die Verlustleistung des Aufwärtsreglers MAX1723 und des Abwärtsreglers TPS62056. Die Ausgangsspannung ist jeweils auf 3,3V fixiert. Der Aufwärtsregler MAX1723 wird auch in der Ausgangsstufe eingesetzt, ist jedoch bezüglich der Ausgangsspannung einstellbar.

Die Verlustleistung der Gleichstromsteller im Leerlauf stellt den minimalen Verlust bei der Spannungsconversion dar. Der Leistungsbedarf der Gleichstromsteller unter Last ist abhängig von der Energiequelle, des Energiespeichers und deren Spannungslevel. Eine exakte Bestimmung der Verlustleistung ist somit nur in Zusammenhang mit der Anwendung möglich (siehe Kapitel 6).

Die Verlustleistung der Leistungsanpassung ist abhängig vom aktuellen Spannungslevel im Energiespeicher. Dabei gilt für die Verlustleistung:

$$P_{\text{Verlust}} = U_{DS} \cdot I = (U_{DC} - U_{\text{Speicher}}) \cdot I \quad (121)$$

Beim Laden eines Akkumulators ist die Spannungsdifferenz zwischen der Ausgangsspannung des Gleichstromstellers und des Akkus klein. Beim Einsatz von Ultrakondensatoren als Energiespeicher sind höhere Verluste zu erwarten, da die Spannung der Kondensatoren vom Ladezustand abhängig ist. Wenn ein über das gesamte Ladeverfahren konstanter Eingangsstrom angenommen wird, ist der Verlust beim Laden eines Ultrakondensators:

$$P_{\text{Verlust}} = (U_{DC} - U_{\text{Cap}}) \cdot C \cdot \frac{U_{\text{cap}}}{t} \quad (122)$$

Maximal ist der Energieverlust damit bei entladem Kondensator und minimal bei geladem Kondensator. Wird ein Kondensator komplett geladen (von 0% auf 100%) ergibt sich bei einem konstanten Strom ein Gesamtenergieverlust von 50%.

Wird alternativ der Kondensator direkt aus der Quelle geladen, ergibt sich folgende Verlustleistung im Vergleich zur maximalen Leistung der Quelle:

$$P_{\text{Verlust}} = \frac{U_{\text{in}}^2}{R} \cdot e^{-\frac{1}{R \cdot C} \cdot t} \quad (123)$$

Wird der Kondensator vollständig von einem Ladezustand von 0% auf 100% geladen, steigt die Verlustleistung exponentiell mit der Zeitkonstante $-\frac{1}{R \cdot C}$ an.

Außerdem muss noch der Energiebedarf der anderen Komponenten des Energie- und Leistungsmanagements berücksichtigt werden. Eine Übersicht darüber gibt Tabelle 50:

	Strombedarf im Ruhezustand	Verlustleistung im Ruhezustand (3,3V)
Aktiver Gleichrichter	12 μA	39,6 μW
Ladungspumpe nach Start	0,8 μA	2,64 μW
Umschalter	7,8 μA	25,74 μW
Leistungsanpassung	7,7 μA	25,41 μW
Ultrakondensator Ladeschaltung	2,24 μA	7,4 μW
Akkumulator Ladeschaltung	2,54 μA	8,4 μW
Verriegelung Ausgang	3,3 μA	10,89 μW
gesamt	36, 38 μA	120 μW

Tabelle 50: Strombedarf und Verlustleistungen des Energie- und Leistungsmanagements im Ruhezustand

Eine Abschätzung der Gesamteffizienz des Energie- und Leistungsmanagements soll in Zusammenhang mit der Betrachtung der Anwendungen gegeben werden.

5.5 Aktive Steuerung des Energie- und Leistungsmanagements

Wie in den vorherigen Abschnitten schon erwähnt, kann es sinnvoll sein, die Steuerung des Leistungs- und Energiemanagements aktiv durch einen Mikrocontroller vorzunehmen. Der Mikrocontroller nimmt die einzelnen Zustände im Energie- und Leistungsmanagement auf und verarbeitet diese. Damit stehen alle relevanten Messzustände im Mikrocontroller zur Verfügung und können zur Steuerung des Energie- und Leistungsmanagement benutzt werden. Es ist möglich, einzelne Stufen des Managements, je nach Bedarf, ein- und auszuschalten, die Leistungsanpassung zu steuern und die Spannungslevel zu variieren. Außerdem können die Daten der Managements, insbesondere der Ladezustand des Speichers dazu genutzt werden, um einzelne Funktionen des Sensoriknotens zu beeinflussen. Es können beispielsweise bei niedrigem Ladestand einzelne Teile der Schaltung deaktiviert oder die Messintervalle verlängert werden, um Energie zu sparen.

Ein Mikrocontroller kann auch für ein schnelleres Starten des Energie- und Leistungsmanagements sorgen, da die Zeitintervalle, die zur Stabilisierung der Betriebszustände, benötigt werden, nicht konstant, sondern variabel sein können. Wie bereits in Kapitel 5.3.1 angedeutet, kann mit einer aktiven Steuerung der Leistungsanpassung im Rahmen der Fähigkeit des Gleichstromstellers eine verbesserte Leistungsanpassung erreicht werden. Für diese muss das Ausgangsspannungsniveau des Gleichstromstellers so eingestellt werden, dass es nur wenig oberhalb des Spannungslevels im Ultrakondensator liegt. Damit kann der Spannungsabfall im Transistor verringert und der Ladestrom erhöht werden. Alternativ kann auch die Eingangs- und Ausgangsleistung des Gleichstromstellers gemessen

werden und so nicht nur die maximale Leistung der Energiequelle, sondern auch die maximale Effizienz des Gleichstromstellers eingestellt werden.

Messdaten und Steuersignale der einzelnen Bauelemente, die für eine solche Steuerelektronik benötigt werden, zeigen Tabelle 51 und Tabelle 52.

	Messdaten
Eingangsstufe	<ul style="list-style-type: none"> • Eingangspotenziale (auch zur Bestimmung der Polarität) • Eingangsstrom aus Quelle • Eingangsspannung Spannungswandler (nach Gleichrichter) • Ausgangsspannung Spannungswandler • Ausgangsstrom Spannungswandler zur Leistungsanpassung (optional)
Energiespeicher (Ultrakondensator)	<ul style="list-style-type: none"> • Spannungslevel Ultrakondensator • Spannungslevel Pufferkondensator
Ausgangsstufe	<ul style="list-style-type: none"> • Eingangsspannung Spannungswandler • Ausgangsspannung Spannungswandler • Ausgangsspannung der Ausgangsstufe nach Verriegelung

Tabelle 51: Messdaten des Energie- und Leistungsmanagements, die bei einer aktiven Steuerung aufgenommen werden können

	Steuersignale
Eingangsstufe	<ul style="list-style-type: none"> • Transistoren der aktiven Gleichrichter • Shutdown für Gleichstromsteller und Ladungspumpe • Steuersignal für automatische Umschaltung (Depletion-Transistor) • Eventuell Spannungslevel des Gleichstromstellers • Leistungsanpassung
Energiespeicher (Ultrakondensator)	<ul style="list-style-type: none"> • Umschalten zwischen Ultrakondensator und Puffer
Ausgangsstufe	<ul style="list-style-type: none"> • Ausgangsspannungslevel am Gleichstromsteller • Shutdown für Gleichstromsteller • Aktivierung der Verriegelung

Tabelle 52: Steuersignale des Energie- und Leistungsmanagements, die bei einer aktiven Steuerung beeinflusst werden können

Es wird deutlich, dass sehr viele Daten aufgenommen und viele Steuersignale geschaltet werden können. Ist die maximale Anzahl von Steuersignalen beim Mikrocontroller erreicht, kann auch auf bestimmte Einstellungen verzichtet werden (z.B. Ausgangsspannungslevel).

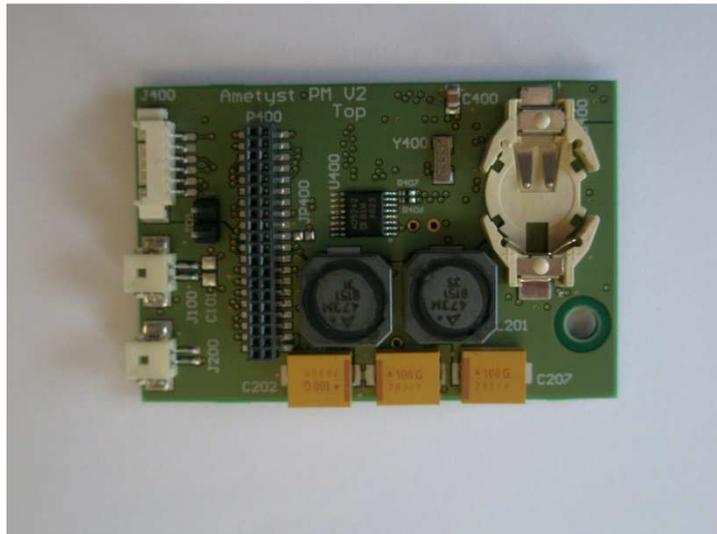


Abbildung 64: Foto eines Prototypen zum aktiven Energie- und Leistungsmanagements

Das Hauptproblem einer aktiven Steuerung des Energie- und Leistungsmanagements ist jedoch die Energieversorgung des Mikrocontrollers, insbesondere, wenn der Energiespeicher entladen ist. In diesem Fall erhält der Mikrocontroller keine Versorgungsspannung und kann das Energie- und Leistungsmanagement nicht starten. Eine denkbare Lösung des Problems wäre es, parallel zur aktiven Beeinflussung eine passive Eingangsstufe aufzubauen, die die Spannungsversorgung für den Mikrocontroller bereitstellt. Ist die Spannungsversorgung garantiert, kann der Mikrocontroller die Steuerung übernehmen und den passiven Teil deaktivieren.

Ein Prototyp eines aktiven Energie- und Leistungsmanagements zeigt Abbildung 64. Diese Schaltung wird noch durch eine Batterie versorgt, demonstriert allerdings eine aktive Gleichrichtung zum Beispiel für thermoelektrische Generatoren.

6 Anwendungen in der Luftfahrt

Abschließend sollen einige Anwendungen aus der Luftfahrt für drahtlose Sensorknoten, die mit Energie aus der Umgebung versorgt werden, vorgestellt werden.. Je nach Applikation wird das im vorherigen Kapitel vorgestellte Energie- und Leistungsmanagement angepasst, um maximale Effizienz erzielen zu können.

6.1 Strukturüberwachung

Zwecks Gewichtsersparnis werden neue Flugzeugmodelle zu einem großen Teil aus kohlenstoffverstärktem Kunststoff (CFK) oder glasfaserverstärktem Kunststoff (GFK) hergestellt. Bei gleichem Gewicht haben diese Materialien eine größere Elastizität als beispielsweise Aluminium, das bislang hauptsächlich im Flugzeugbau verwendet wurde. Tabelle 53 vergleicht einige charakteristische Durchschnittswerte miteinander.

	Aluminium	CFK (quer zur Faser)	GFK (quer zur Faser)
Dichte ρ_D	2,7 g/cm ³	1,5 g/cm ³	2 g/cm ³
Elastizitätsmodul E (senkrecht zur Faser)	~70 kN/mm ²	~12 kN/mm ²	~13 kN/mm ²
Schubmodul G	25,5 kN/mm ²	5,8 kN/mm ²	5,5 kN/mm ²
Zugfestigkeit R_m	49 N/mm ²	1500 N/mm ²	900 N/mm ²
Poissonzahl ν	0,33	0,26	0,25
Spezifische Festigkeit R_{spez}	18,15 Nm/g	1000 Nm/g	450 Nm/g

Tabelle 53: Festigkeiten verschiedener Materialien im Flugzeugbau

Verglichen mit Aluminium sind die verstärkten Kunststoffe CFK und GFK bei gleicher Dicke aufgrund der kleineren Dichte ρ_D nicht nur leichter, sondern auch fester (Zugfestigkeit R_m). Ein charakteristischer Wert ist die spezifische Festigkeit R_{spez} (siehe Tabelle 53), die sich wie folgt berechnet:

$$R_{spez} = \frac{R_m}{\rho_D} \quad (124)$$

Das Verhältnis Zugfestigkeit zu Dichte ist bei CFK etwa um den Faktor 55 größer als bei Aluminium, bei GFK noch um den Faktor 25. Auch die spezifische Festigkeit von Titan, das im Flugzeugbau eingesetzt wird, ($\rho_D=4,5$ g/cm³, $R_m=343$ N/mm²) ist mit $R_{spez}=76$ Nm/g kleiner als die der verstärkten Kunststoffe.

Nachteilig an CFK und GFK sind allerdings die relativ geringen Elastizitätsmoduln, insbesondere senkrecht zur Faserrichtung. Sollte eines der Materialien brechen, so brechen intern die Fasern, was von außen nicht sichtbar sein muss. Der Bruch kann sich bei erneuter Belastung ausdehnen und damit die Struktur zerstören.

Ein Verfahren, Risse und Brüche in verstärkten Kunststoffen aufzuspüren, ist das so genannte Structural Health Monitoring (SHM), bei dem mittels verschiedener Sensoren die Struktur überwacht wird und Defekte detektiert werden [111]. Als Sensoren werden dafür Dehnungsmessstreifen, Crack Wire oder Piezo-Folien eingesetzt. Die Sensoren untersuchen die Struktur nicht auf mögliche Beschädigungen, sondern registrieren nur, ob eine bestimmte Grenzbelastung, zum Beispiel durch Dehnung oder Stauchung, überschritten wird. Piezo-Folien messen direkt, ob es einen Einschlag auf die Struktur, beispielsweise durch Vogelschlag gegeben hat. Um Gewicht der Verdrahtung zu sparen, ist ein Einsatz von drahtlosen Sensorknoten sinnvoll.

Die Sensoren müssen auf der Struktur platziert werden und sind bei einer Wartung, zum Beispiel zum Wechseln einer Batterie, nur schwer zugänglich. Um das Wechseln vermeiden zu können, sollte die Energie aus der Umgebung gewonnen werden.

Als mögliche Energiequellen werden die in Kapitel 2.2 vorgestellten Energiepotenziale, Solarenergie, Vibrationen und Temperaturdifferenzen untersucht. Außerdem wird die Möglichkeit, die Sensoren mittels RFID mit Energie zu versorgen und auszulesen näher untersucht. In den folgenden Abschätzungen soll angenommen werden, dass der Sensorknoten einen Energiebedarf von 3 mW besitzt.

Ob ein Einsatz von Solarzellen sinnvoll ist oder nicht, entscheidet sich dadurch, wo die Sensoren platziert werden. Ist es möglich, die Sensoren quasi in der Art eines dünnen Pflasters, ohne dass dieses bei tiefen Temperaturen vereist, auf die Außenhülle zu platzieren, erscheint ein Einsatz von Solarzellen am sinnvollsten. In diesem Fall kann direkt das Sonnenlicht als Energiequelle angenommen werden und es werden Beleuchtungsstärken von bis zu 100.000 lx erzielt. Nach Tabelle 22 wird bei einem Einsatz einer dünnen und flexiblen Solarzellen (Powerfilm SP3-37) für 3mW Leistungsbedarf etwa eine Fläche von 1,08 cm² benötigt (100.000 lx), das Gewicht der Solarzelle wäre dann 31 mg. Wird der Sensor jedoch auf die Innenseite der Struktur platziert, kann die Solarzelle nicht als Energiequelle eingesetzt werden, da es dort keine Beleuchtung gibt.

Ein Einsatz von Vibrationsgeneratoren ist im Flugzeug nur an bestimmten Stellen sinnvoll. Während am Rumpf des Flugzeuges sehr breitbandige und schwache Vibrationen auftreten, können an der Spitze des Flügels Vibrationen bis etwa 9,81 m/s² (1g) auftreten (Frequenz etwa 200 Hz), die mit einem piezoelektrischen Generator genutzt werden könnten. Nach Formel (32) nimmt jedoch die Leistung mit steigender Resonanzfrequenz ab. Der piezoelektrische Vibrationsgenerator PEW20w (Midé) generiert beispielsweise bei einer Resonanzfrequenz von 175Hz und einer Vibration von 9,81 m/s² (1g) eine Leistung von etwa 1mW. Sollen 3mW erzeugt werden, werden mindestens drei Vibrationsgeneratoren benötigt, die dann zusammen ein Volumen von 120 cm³ und ein Gewicht von 255g haben (siehe Tabelle 25). Die tatsächliche Leistung wird aufgrund der höheren Resonanzfrequenz (200 Hz) jedoch nochmals geringer und damit Gewicht und Volumen nochmals größer sein.

Ein mögliches Energiepotenzial für thermoelektrische Generatoren im Flugzeug ist die Temperaturdifferenz zwischen Innenraum und Umgebung. Während eines Fluges auf einer Höhe von etwa 10 km kühlt sich die Umgebungsluft auf bis zu -50°C ab, während der Innenraum klimatisiert ist und auf einer konstanten Temperatur von etwa 22°C gehalten wird. Aufgrund des Wärmeübergangs zwischen Hülle und Umgebungsluft ist die tatsächliche Temperatur auf der Hülle mit minimal -23°C größer (siehe Abbildung 65), es ergibt sich jedoch immer noch eine Temperaturdifferenz von 45K.

Anders als bei den Betrachtungen zum thermoelektrischen Generator in Kapitel 2.2.1 kann in den Leistungsbetrachtungen die Zuleitung der thermischen Leistung zum Generator nicht vernachlässigt werden.

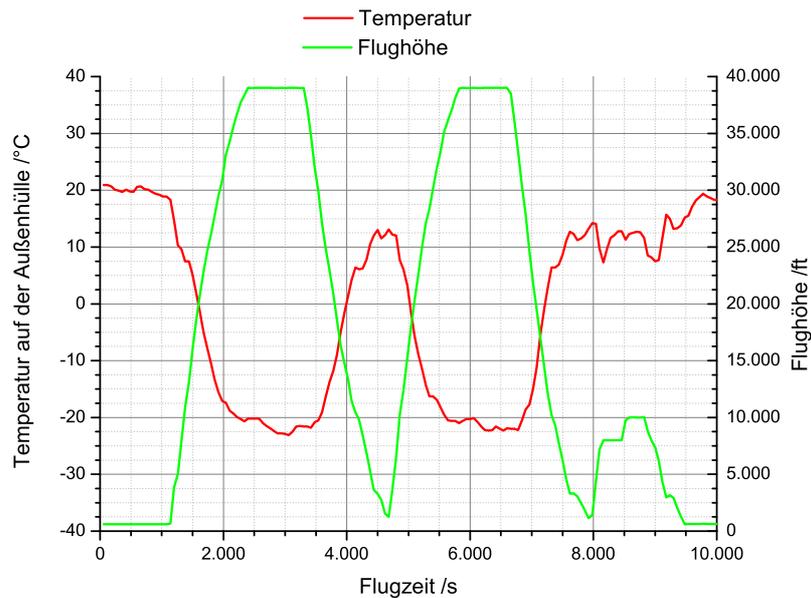


Abbildung 65: Temperatur auf der Außenhülle eines Flugzeuges während eines Testfluges und die dazugehörige Flughöhe [112]

Thermische Zuleitung

Die Materialien, die die Wärme zum thermoelektrischen Generator leiten müssen, besitzen thermische Widerstände, die nicht vernachlässigt werden können. Zudem treten auch Kotaktwiderstände zwischen einzelnen Materialien und Wärmeübergangswiderstände zwischen den Wärmeleitmaterialien und den umgebenden Medien auf. An bestimmten Stellen werden kleine Wärmeübergangswiderstände benötigt, um thermische Energie an die Umgebung abzugeben oder aus ihr aufzunehmen. An anderen Stellen können thermische Übergangswiderstände auch störend sein, beispielsweise wenn der thermische Leiter nicht gegen die Umgebung isoliert ist.

Der thermische Widerstand R_{th} berechnet sich zu:

$$R_{th} = \frac{1}{G_{th}} = \frac{\Delta T}{P_V} = \frac{l}{\lambda_{th} \cdot A} \quad (125)$$

P_V ist dabei der Wärmefluss durch das Material, l die Länge des Materials und A die Querschnittsfläche. Der Parameter λ_{th} ist der spezifische Wärmeleitwert. Dieser ist temperatur- und materialabhängig, typische Werte für verschiedene Materialien zeigt Tabelle 54.

Material	Spezifischer Wärmeleitwert λ_{th} in $\frac{W}{m \cdot K}$ bei 273K
Aluminium	221
Kupfer	350 - 370
Silizium	148
Aluminiumoxid	28
Bismutellurid (Bi ₂ Te ₃)	3
Wasser	0,58
Leder	0,15
Luft	0,0261

Tabelle 54: Spezifischer Wärmeleitwert ausgewählter Materialien [113]

Am Übergang zwischen zwei Medien müssen zwei Effekte berücksichtigt werden. Zum einen wird Wärme durch Konvektion übertragen, ausgedrückt durch den Wärmeübergangskoeffizient h_c , und zum anderen durch Wärmestrahlung, ausgedrückt durch h_r . Mit den beiden Übergangskoeffizienten wird der Wärmewiderstand eines thermischen Übergangs (A ist die Oberfläche der Kontaktfläche):

$$R_{th, \text{Übergang}} = \frac{1}{(h_c + h_r) \cdot A} \quad (126)$$

Der thermische Übergangskoeffizient durch Strahlung h_r ist definiert mit:

$$h_r = 4 \cdot \varepsilon \cdot \sigma_B \cdot T_m^3 \quad (127)$$

T_m ist die mittlere Temperatur der Oberfläche, σ die Stefan-Boltzmann-Konstante und ε der Emissionsgrad der Oberfläche.

Der durch Konvektion gebildete thermische Übergangskoeffizient h_c ist nicht nur temperaturabhängig, sondern ändert sich auch mit der Strömungsgeschwindigkeit v des Mediums (wie Luft oder Wasser). h_c kann für Luft und Wasser näherungsweise (nach EN ISO 6946) angegeben werden.

$$h_{c, \text{Luft}} = 2 + 12 \cdot \sqrt{v} \quad (128)$$

$$h_{c, \text{Wasser}} = 580 + 2100 \cdot \sqrt{v} \quad (129)$$

Der thermische Widerstand $R_{th, \text{Übergang}}$ nimmt mit zunehmender Strömungsgeschwindigkeit ab. Für einen Kupferblock mit einer Oberfläche von 1 dm² ergeben sich bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten folgende thermische Widerstände (Emissionsgrad $\varepsilon \approx 1$, Temperatur $T_m=273$ K):

Strömungsgeschwindigkeit v	$R_{th,Übergang}$ Luft	$R_{th,Übergang}$ Wasser
0 m/s	15,1 K/W	0,17 K/W
1 m/s	5,4 K/W	0,04 K/W
5 m/s	3 K/W	0,019 K/W
10 m/s	2,2 K/W	0,013 K/W
100 m/s	0,79 K/W	0,0046 K/W

Tabelle 55: Thermische Widerstände am Übergang zu Luft und Wasser bei verschiedenen Strömungsgeschwindigkeiten (Oberfläche 1dm^2)

Um den Einfluss der Zuleitung auf den thermoelektrischen Generator darstellen zu können, wird das in Abbildung 4 vorgestellte elektrische Ersatzschaltbild um ein thermisches Ersatzschaltbild erweitert (siehe Abbildung 66).

Zur Darstellung der thermischen Leitung wird die Analogie zwischen thermischen und elektrischen Parametern genutzt. Die Analogien sind in Tabelle 56 aufgeführt:

Elektrischer Parameter	Thermisches Analogon
Elektrische Spannung U in V	Temperaturdifferenz ΔT in K
Elektrischer Strom I in A	Wärmestrom P_v in W
Elektrischer Widerstand R in Ω	Thermischer Widerstand R_{th} in W/K
Elektrische Leitfähigkeit in S/m	Thermische Leitfähigkeit λ in W/(m·K)
Elektrische Kapazität C in F	Wärmekapazität C_{th} in J/K

Tabelle 56: Analogien zwischen elektrischen und thermischen Parametern

Analog gelten damit die Gesetze und Regeln der elektrischen Größen, wie zum Beispiel das ohmsche Gesetz oder die Maschenregeln auch für den thermischen Teil.

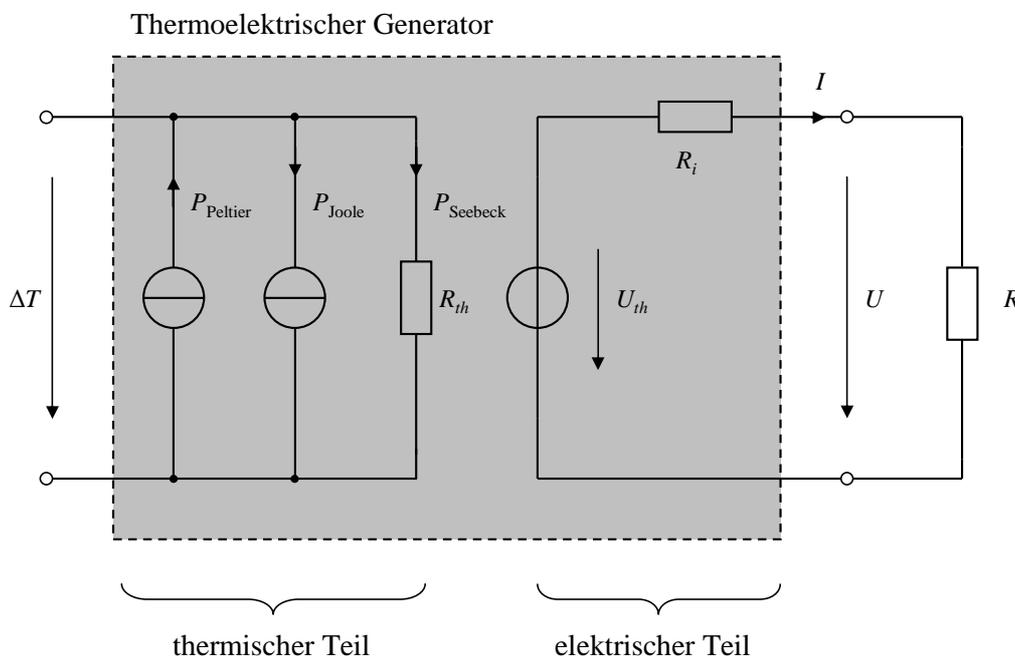


Abbildung 66: Um den thermischen Teil erweitertes elektrisches Ersatzschaltbild eines thermoelektrischen Generators (siehe auch Abbildung 4)

Der Einfluss des Seebeck-Effektes und der Joule'schen Wärme wird nach der Formel (8) berechnet. Wird nun der Zuleitungswiderstand größer, nehmen der Wärmefluss und damit die Temperaturdifferenz, die über dem thermoelektrischen Generator anliegt, ab.

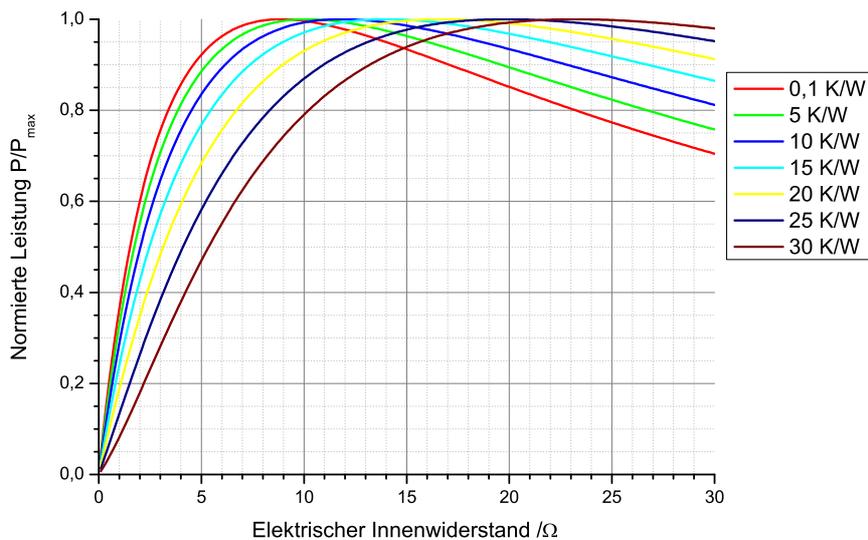


Abbildung 67: Die auf den maximalen Wert normierte Leistung in Abhängigkeit vom elektrischen Innenwiderstand und vom Zuleitungswiderstand R_Z mit $R_i=8,85\Omega$

Abbildung 67 zeigt die Veränderung des optimalen Lastwiderstandes in Abhängigkeit vom elektrischen Innenwiderstand und vom Zuleitungswiderstand nach Abbildung 66. Dabei wird deutlich, dass bei steigendem Zuleitungswiderstand der elektrische Innenwiderstand des thermoelektrischen Generators ansteigt [114].

Um die Verluste an den thermischen Zuleitungen zu minimieren, muss näher bestimmt werden, wie groß der thermische Widerstand der Zuleitungen und des thermoelektrischen Generators ist.

Mechanischer Aufbau und Ergebnisse

Genutzt werden soll der Wärmeunterschied zwischen Kabine und Umgebung während des Fluges. Abbildung 65 zeigt die Temperatur auf der Außenhülle während eines Flugzyklus und die dabei erreichte Flughöhe. Diese Daten wurden während eines Airbus-Testfluges an einem A320 aufgenommen. Die Temperatur auf der Hülle geht dabei bis auf -23°C zurück, während die Innentemperatur konstant auf 22°C gehalten wird.

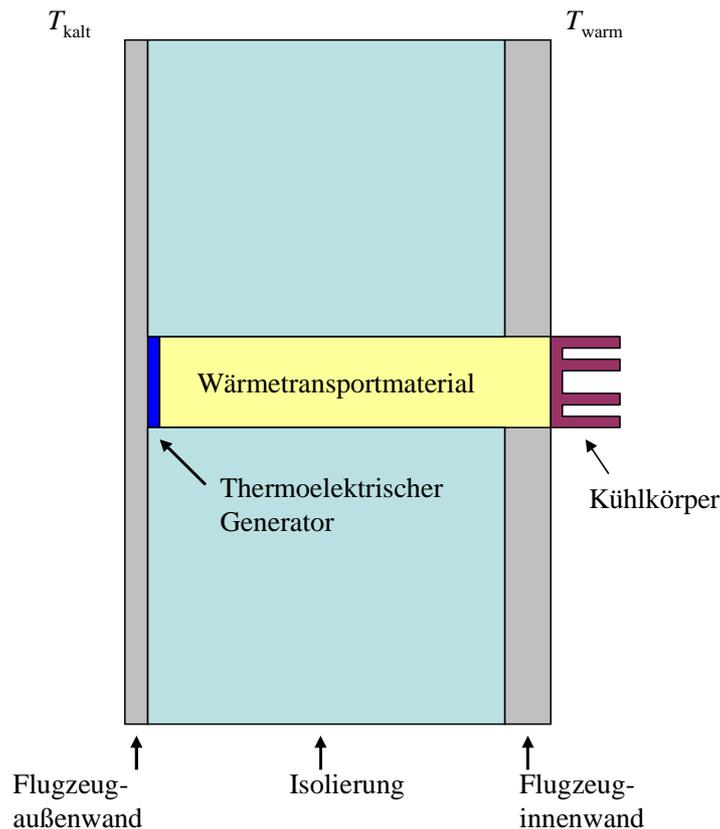


Abbildung 68: Schematischer Aufbau einer Flugzeughülle und Einbau eines thermoelektrischen Generators

Damit die Temperaturdifferenz am thermoelektrischen Generator maximal wird, müssen die Zuleitungen und die thermischen Übergänge so dimensioniert werden, dass deren thermischer Widerstand klein gegenüber dem des Generators wird. Nach Tabelle 13 beträgt der thermische Widerstand des Generators Eureka TEG-9.1-9.9-0.8/X 30 K/W.

Als Transportmedium zwischen Außenhülle und Innenwand bieten sich entweder Aluminium oder Kupfer an. Zwar hat Kupfer nach Tabelle 54 die größere Wärmeleitfähigkeit, Aluminium jedoch die geringere Dichte und damit bei gleichem Volumen das geringere Gewicht. Noch geringere Wärmewiderstände können mit Wärmerohren (Heat Pipe) erreicht werden. Wärmerohre sind hermetisch geschlossene Kupferrohre, die im Vakuum mit einem Wärmetransportmaterial (z.B. Wasser) gefüllt werden. Durch den Unterdruck verdunstet das Wasser schon bei geringen Temperaturen, der Wasserdampf bewegt sich durch die leichte Druckerhöhung in Richtung der kalten Seite und kondensiert dort wieder. Für den Rücktransport des kondensierten Wassers sorgen im Wärmerohr kleine Kapillarstrukturen.

Nach [115] beträgt die Dicke der Isolationsschicht in einem Flugzeug 6,6 cm (siehe auch Abbildung 68), die vom Wärmetransportmaterial überbrückt werden müssen. Als Beispiel sollen die Wärmewiderstände und die Gewichte eines Aluminium-, eines Kupferstabes und eines Wärmerohres gleichen Volumens miteinander verglichen werden.

	Aluminium	Kupfer	Wärmerohr Quick Cool QG-SHP-D3-080MN
Länge l	8 cm	8 cm	8 cm
Durchmesser d	3 mm	3 mm	3 mm
Wärmewiderstand R_{th}	48 K/W	28,2 K/W	0,15 K/W
Gewicht m	1,52 g	5,04 g	ca. 3,2 g

Tabelle 57: Wärmewiderstand und Gewicht eines Aluminium- und Kupferstabes, sowie eines Wärmerohres im Vergleich

Die Innenverkleidung der Kabine hat einen großen thermischen Widerstand, deshalb wird diese vom Wärmeleiter zum thermoelektrischen Generator durchstoßen.

Der thermoelektrische Generator wird direkt auf die Außenhülle (siehe Abbildung 68 links) platziert, die Anbindung an das Wärmereservoir der Kabine erfolgt über das Wärmerohr QG-SHP-D3-080MN von Quick Cool. Tabelle 55 zeigt, dass der Übergangswiderstand zur Kabine im Vergleich zum thermischen Widerstand des Generators groß ist. Hier muss durch Kühlelemente (die in diesem Fall die Wärme aufnehmen sollen) die Oberfläche zur Umgebung vergrößert werden, damit an diesem Übergang nur eine geringe Temperaturdifferenz verloren geht.

Als Beispiel soll ein Strangkühlkörper von Fischer Elektronik (SK 454 20 1 x M3) mit einer Oberfläche von etwa 30 cm² verwendet werden. Dieser Kühlkörper hat ein Gewicht von 34 g und einen thermischen Widerstand von 10,8 K/W.

Tabelle 58 zeigt die thermischen Widerstände. Im Flugprofil (siehe Abbildung 65) wurde die Temperatur auf der Außenhülle gemessen, die Temperaturdifferenz beträgt maximal 45 K. Durch die Analogie zwischen den elektrischen und thermischen Parametern kann die sich aus den thermischen Widerständen ergebene Temperaturdifferenz mittels der Spannungsteilerregel berechnet werden.

	Thermischer Widerstand	Temperaturdifferenz
Übergangswiderstand zur Kabine	42,56 K/W	23,2 K
Kühlkörper zur Kabine	10,8 K/W	5,9 K
Wärmerohr zum Wärmetransport	0,15 K/W	0,08 K
Thermoelektrischer Generator	30 K/W	16,36 K
Gesamtwert	82,51 K/W	45 K

Tabelle 58: Thermische Widerstände und Temperaturdifferenzen an dem in Abbildung 68 vorgestellten Aufbau

Die sich am thermoelektrischen Generator ergebene Temperaturdifferenz ist 16,36 K, mit dem Einsatz des Eureka TEG-9.1-9.9-0.8/X ergibt sich eine Leerlaufspannung von 441 mV und eine maximale Ausgangsleistung von 5,4mW, ausreichend um den angenommenen Sensorknoten zu betreiben. Der Wärmestrom beträgt 0,545 W und damit die Effizienz etwa 1%. Das Gesamtgewicht der Anordnung beträgt etwa 38,2 g, die des thermoelektrischen Generators davon nur 1 g.

Insbesondere die Anbindung an das Wärmereservoir der Kabine erzeugt dabei einen großen thermischen Verlust und hat ein großes Gewicht, der Verlust durch das Wärmetransportmaterial ist nahezu vernachlässigbar.

Diese Daten sollen nochmals mit Hilfe des Programms THERM5 der University of California simuliert werden. Abbildung 69 zeigt die 2D-Anordnung, Abbildung 70 die Temperaturverteilung und Abbildung 71 den Wärmefluss in der Anordnung. Um die Ankopplung des Wärmerohres an den thermoelektrischen Generator und den Kühler zu verbessern, wurden zusätzlich zwei Koppellelemente aus Kupfer eingesetzt.

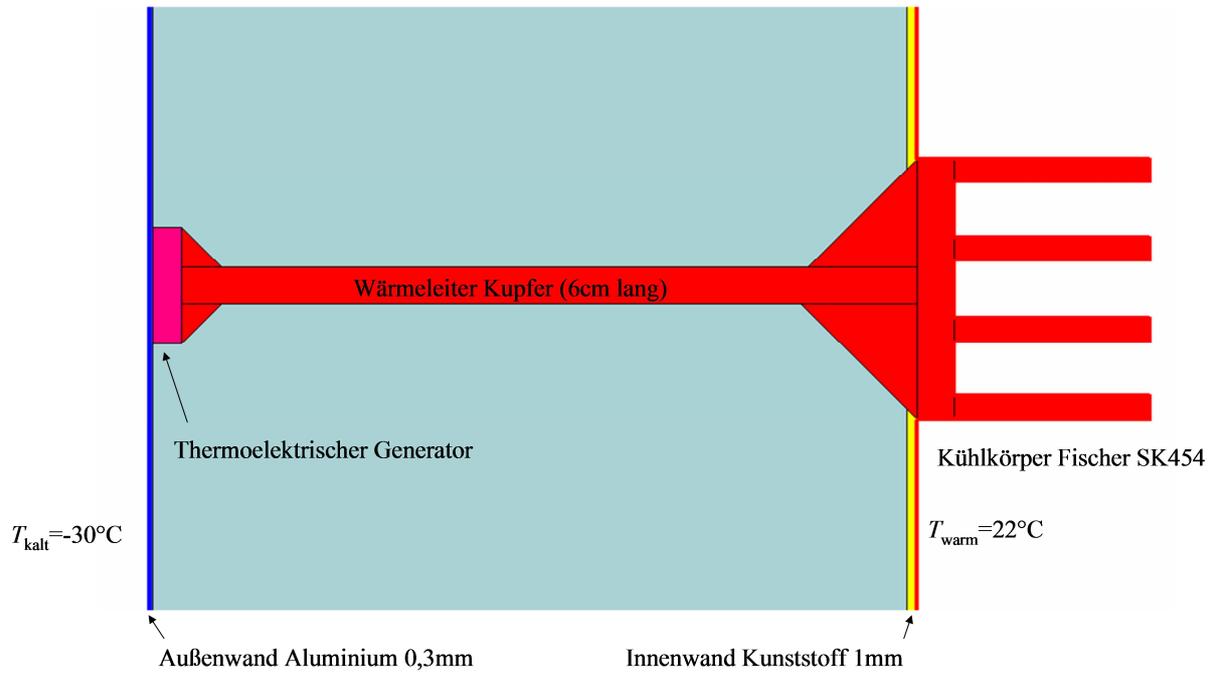


Abbildung 69: Simulation des thermoelektrischen Generators auf der Flugzeughülle mit dem 2D-Simulationsprogramm THERM5 der University of California

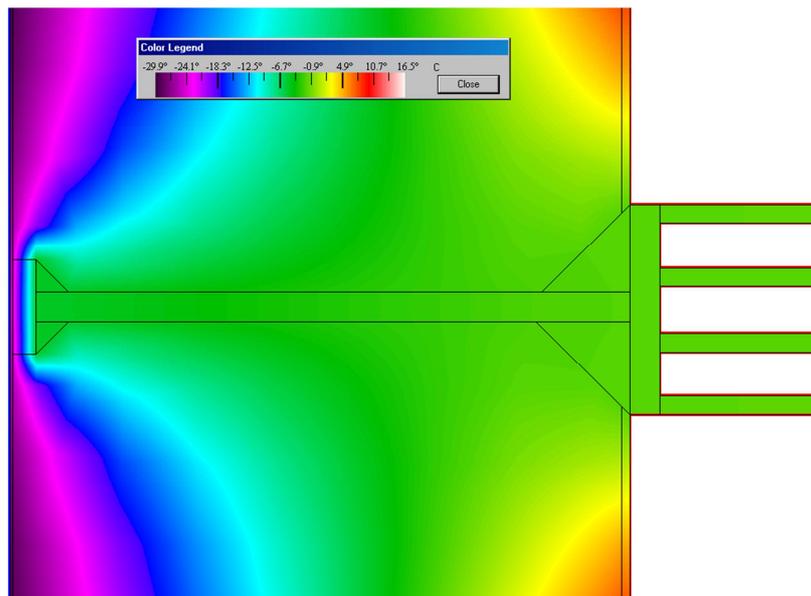


Abbildung 70: Temperaturverteilung des in Abbildung 69 vorgestellten Aufbaus mit dem Simulationsprogramm THERM5

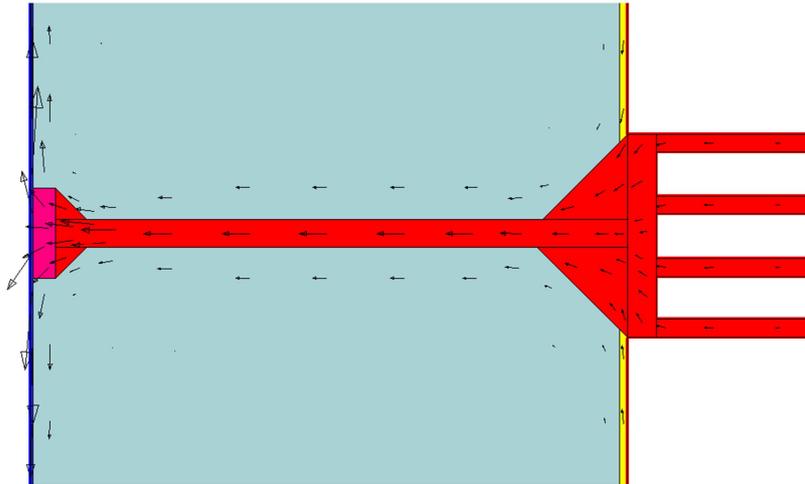


Abbildung 71: Wärmefluss des in Abbildung 69 vorgestellten Aufbaus mit dem Simulationsprogramm THERM5

Abbildung 70 zeigt, dass die Temperatur auf der Oberseite des Kühlers (linke Seite) auf $-1,7^{\circ}\text{C}$ absinkt, damit besteht an dieser Stelle die Gefahr der Kondensation von Wasser, die in der Flugzeugkabine nicht erwünscht ist. Ein weiterer Nachteil dieser Anordnung ist, dass die Wärmemenge, die durch den thermoelektrischen Generator fließt (in diesem Fall 545mW), von der Heizung der Kabine aufgebracht werden muss. Werden in Flugzeug mehrere tausend Sensorknoten eingebaut, steigt auch der Leistungsbedarf der Klimaanlage entsprechend an. Bislang ungeklärt ist die mechanische Stabilität des hier vorgestellten Aufbaus. Treten im Flugzeug starke Kräfte auf die Hülle auf, ist es möglich, dass diese den thermoelektrischen Generator und die Wärmeleitung zerstören.

Wärmespeicher

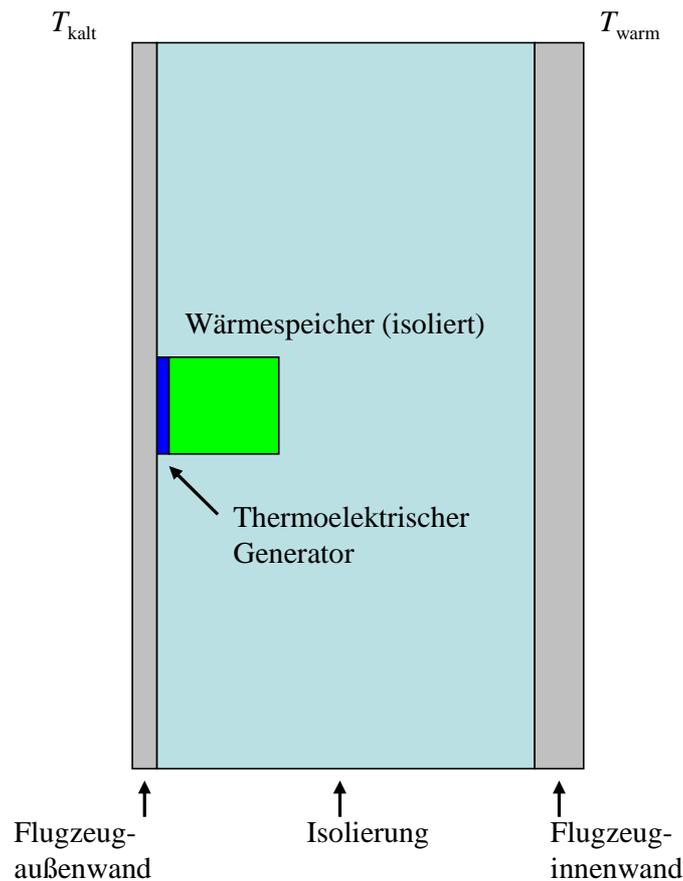


Abbildung 72: Alternativer Aufbau mit Wärmespeicher

Ein alternativer Ansatz zur Nutzung der niedrigen Außentemperaturen während des Fluges, ist, statt des Wärmepotenzials der Kabine, die Änderung der Temperatur während eines Steig- oder Sinkfluges auszunutzen [116][117]. Dafür wird auf den thermoelektrischen Generator an der Außenwand ein Wärmespeicher platziert. Der Wärmespeicher wird mit Wasser gefüllt, da Wasser eine große Wärmekapazität besitzt und einen Schmelzpunkt von 0°C hat. Verringert sich nun während des Steigfluges die Temperatur der Außenhülle, baut sich zwischen Wärmespeicher und Außenwand eine Temperaturdifferenz auf, die der Generator in elektrische Energie wandeln kann. Beim weiteren Steigen beginnt auch die Temperatur im Wärmespeicher zu sinken, beim Phasenübergang bei 0°C wird jedoch eine zusätzliche Wärmemenge (latente Wärme) benötigt, um das Wasser zu gefrieren. Deshalb stellt sich hier eine größere Temperaturdifferenz ein. Abbildung 73 zeigt den Temperaturverlauf der Außenhülle und den des Wärmespeichers während eines Steigfluges. Beim Flug auf Reiseflughöhe wird sich wieder ein thermisches Gleichgewicht einstellen, beim Sinkflug hingegen erzeugt der Wärmespeicher wieder Energie, allerdings ändert sich das Vorzeichen der Spannung.

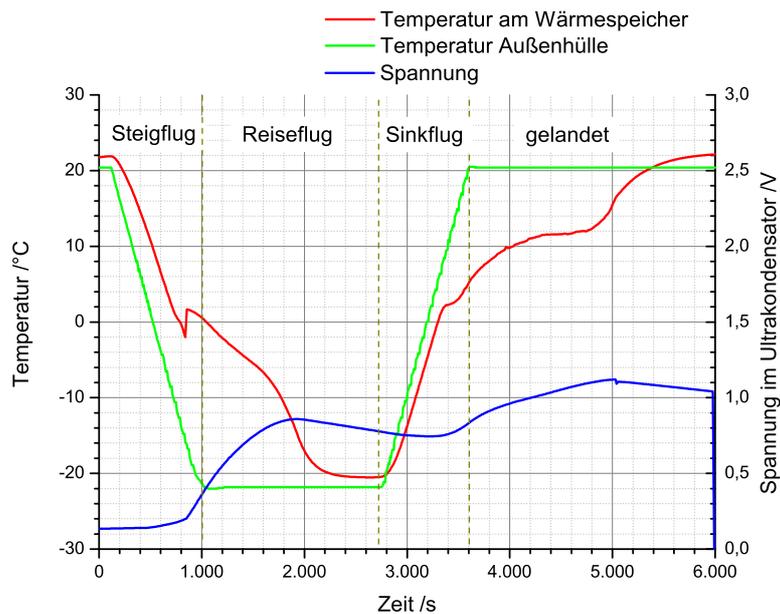


Abbildung 73: Temperatur am Wärmespeicher und der Außenhülle während eines simulierten Flugzyklus (Steig-, Reise- und Sinkflug), sowie der Spannungslevel der im Ultrakondensator PC-10 gespeicherten Energie

Zur Vermessung der Energiemenge, die ein Wärmespeicher während eines Flugprofils (siehe Abbildung 73) erzeugen kann, wird ein Sensorknoten mit einem durchschnittlichen Verbrauch von etwa 1mW angeschlossen. Zur Konvertierung und Pufferung der Eingangsleistung wird ein Energie- und Leistungsmanagement mit zwei PC-10 Ultrakondensatoren (Gesamtkapazität 5F) eingesetzt (siehe unten). Am Ende des Fluges kann im Ultrakondensator eine Spannung von 1,05 V und damit eine Energie von 2,75 J gemessen werden, ausreichend um den Sensorknoten bei einer Effizienz von 50 % noch weitere 22 Minuten mit Energie zu versorgen.

Der Einsatz eines Wärmespeichers zur Energiegewinnung bringt den Vorteil, dass keine Kühlelemente benötigt werden und keine Wärmeenergie aus der Kabine verbraucht wird. Andererseits wird pro Flug nur eine bestimmte Menge Energie erzeugt, während des Fluges auf Reiseflughöhe kann keine Leistung generiert werden. Der Wärmespeicher eignet sich daher besonders gut bei Kurzstreckenflügen, bei denen es oft Steig- und Sinkflüge gibt.

	Leistungsdichte pro Volumen/Fläche	Leistungsdichte pro Gewicht
Solarzellen (Powerfilm SP3-37) ¹	2,77 mW/cm ²	97 mW/g
Vibrationsgeneratoren PEW20w ²	0,025 mW/cm ³	0,012 mW/g
Thermoelektrischer Generator Eureka TEG-9.9-9.9-0.8-X (ohne Zuleitung)	44 mW/cm ²	40 mW/g
Thermoelektrische Generatoren (mit Zuleitung)	1,17 mW/cm ³	0,145 mW/g

Tabelle 59: Vergleich der Leistungsdichten pro Fläche/Volumen und Gewicht der verschiedenen Energiequellen beim Einsatz in der Strukturüberwachung

Tabelle 59 vergleicht abschließend nochmals die maximal erreichbaren Leistungsdichten der unterschiedlichen Energiequellen miteinander. Ist es möglich dünne Solarzellen auf die Außenhülle eines Flugzeuges aufzubringen, scheinen diese die beste Wahl zu sein. Ist dies nicht möglich, ist der thermoelektrische Generator die bessere Wahl. Für Kurzstreckenflüge bietet sich der Einsatz des Wärmespeichers auf der Außenhülle an, für Langstreckenflüge eher das Energiepotenzial zwischen Kabine und der Umgebung.

Auswirkungen auf ein Energie- und Leistungsmanagement

Werden nun thermoelektrische Generatoren eingesetzt, bleibt die Spannung gering, bei der Ausnutzung der Temperaturdifferenz zwischen Umgebung und Kabine werden maximal 441mV pro Generator erzeugt. Daher wird zwingend ein Aufwärtswandler (MAX1724 oder NCP1402) mit Leistungsanpassung benötigt, auf einen Abwärtswandler und einen Umschalter kann verzichtet werden. Ein Gleichrichter ist nur beim Einsatz mit dem Wärmespeicher notwendig, hier muss allerdings ein aktiver Gleichrichter eingesetzt werden, da die Eingangsspannungen klein, die Ströme aber hoch sind (siehe Kapitel 5.2.3). Als Energiespeicher bieten sich aufgrund des häufigen Ladens und Entladens sowie der niedrigen Temperaturen Ultrakondensatoren an.

Die Größe dieser sollte auf die maximal erzielbare Energie (während eines Steig- oder Sinkfluges beim Wärmespeicher) ausgerichtet sein. Im obigen Flugzyklus, bei dem etwa eine Energie von 2,75 J erzeugt wird, kann mit einer Kapazität von etwa 0,5 F der Ultrakondensator während des Flugzyklus komplett geladen werden.

Die erwartete Effizienz des Aufwärtswandlers in Abhängigkeit der Temperaturdifferenz zeigt Abbildung 74:

¹ Die Werte für die Solarzellen gelten nur für Solarzellen, die auf die Außenhülle aufgebracht und in Richtung des Sonnenlichtes ausgerichtet werden. Auf der Innenseite der Hülle ist die Leistungsdichte 0.

² Werte sind angegeben für die Flügelspitze bei einer Resonanzfrequenz von 175 Hz. Da die tatsächliche Resonanzfrequenz höher ist (etwa 200 Hz), ist die Leistungsdichte eher kleiner. Am Rumpf ist die Leistungsdichte ebenfalls kleiner.

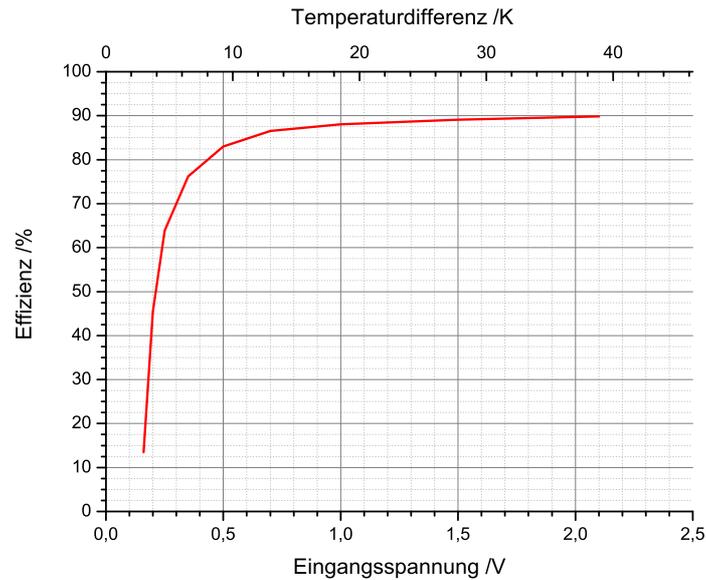


Abbildung 74: Effizienz des MAX1724, angepasst auf einen Innenwiderstand der Quelle von 40Ω (Wärmespeicher) und eine Ausgangsspannung von 3,3V, in Abhängigkeit der Eingangsspannung

Die Effizienz der Leistungsanpassung, des Energiespeichers und der Ausgangsstufe ist abhängig vom Ladezustand des Ultrakondensators und ist damit wie folgt:

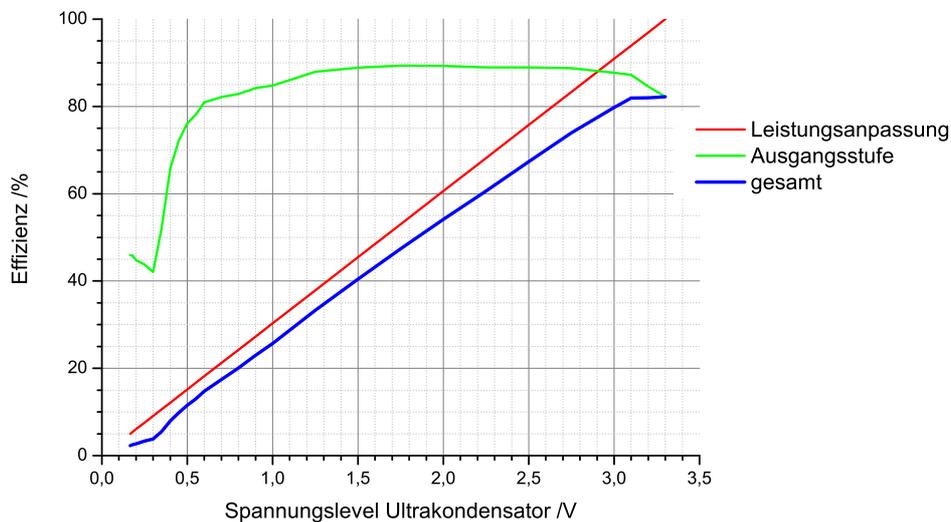


Abbildung 75: Effizienz der Leistungsanpassung, des Energiespeichers und der Ausgangsstufe in Abhängigkeit vom Spannungslevel des Ultrakondensators

Da sich während des Fluges erst langsam eine Temperaturdifferenz aufbaut, hat das Energie- und Leistungsmanagement bei entlademem Energiespeicher eine Startzeit von einigen Minuten, bis genügend Energie zwischengespeichert ist, um alle Stufen der Schaltung zu starten. In Kopplung mit dem Wärmespeicher beträgt die Startzeit beispielsweise rund 7 Minuten.

Daten- und Energieübertragung mit RFID

Steht keine Möglichkeit zur Verfügung, Energie aus der Umwelt zu gewinnen, kann die Energie auch drahtlos an den Sensorknoten übertragen werden. Kapitel 3.1 zeigt, dass sich besonders die induktive Kopplung zur Übertragung von Energie gut eignet, zudem kann RFID zur Kommunikation mit dem Sensorknoten genutzt werden.

Anders als im obigen Ansatz erfolgt die Kommunikation nicht mit einem zentralen Datenknoten im Flugzeug, sondern aufgrund der geringen Reichweite während einer Wartung. Dafür muss die Ausleseeinheit in unmittelbarer Umgebung zum Sensorknoten platziert werden, um zusätzlich ausreichend Energie übertragen zu können. Es ergeben sich zwei Möglichkeiten, die Daten auszulesen: Zum einen kann es ausreichend sein, nur den aktuellen Status des Sensors (z.B. Crack Wire) auszulesen (Betrieb als RFID Sensor Tag), bei anderen Sensoren muss ein zeitlicher Verlauf der Daten dargestellt werden (Dehnungsmessstreifen). Im ersten Fall ist es ausreichend, den Sensor nur zum Auslesen mit Energie zu versorgen, beim zweiten Fall benötigt der Sensor kontinuierlich Energie. Dann wird ein Energie- und Leistungsmanagement wichtig, dass genügend Energie zwischenspeichert, um damit im Wartungsintervall Daten aufzeichnen zu können.

Als Controller im Sensorknoten können in diesem Fall spezielle passive RFID Tags eingesetzt werden, die einen A/D-Umsetzer zur Sensordatenaufnahme und einen internen Speicher besitzen. Wird der Tag über RFID angesprochen, kann er sämtliche angeforderten Daten übertragen. Die Energieversorgung des Tags kann dabei entweder direkt aus dem RFID-Signal oder über eine externe Batterie, in diesem Fall durch eine sekundäre Batterie, erfolgen.

Abbildung 76 zeigt eine schematische Anordnung des Sensorknotens.

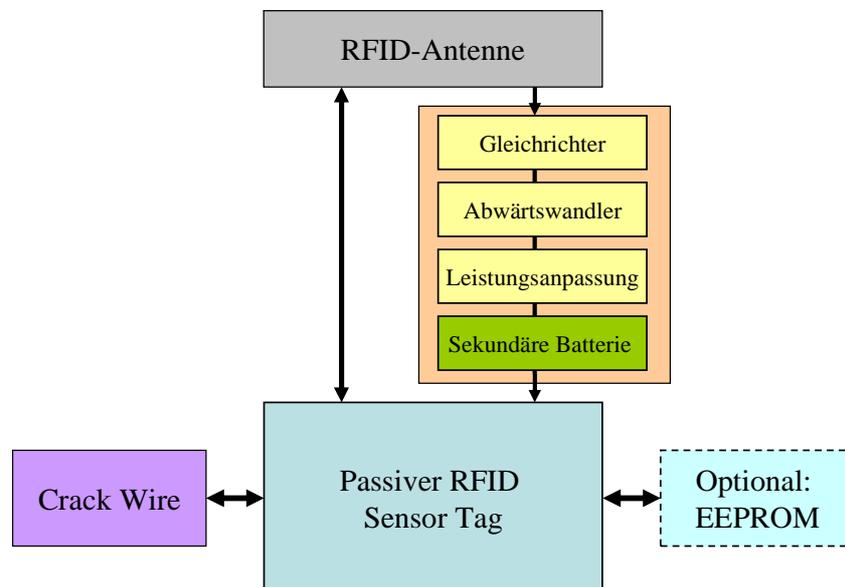


Abbildung 76: Aufbau eines drahtlosen RFID-Sensorknotens mit Energiespeicherung

Beispiele für RFID Tags bei einer Frequenz von 13,56 MHz sind der MLX90129 von Melexis und der SL-13A von IDS. Beide Bausteine besitzen einen Analog-Digital-Umsetzer, an den ein Sensor angeschlossen werden kann, und einen internen EEPROM. MLX90129 besitzt zudem die Möglichkeit, extern über eine SPI-Schnittstelle einen weiteren EEPROM-Speicher anzuschließen. Beide Tags besitzen neben der RFID-Schnittstelle, bei der mit dem Protokoll ISO/IEC 15693 Daten übertragen werden, eine SPI-Schnittstelle, die ebenfalls zum Datenaustausch genutzt werden kann. Die wichtigsten Unterschiede zeigt Tabelle 60.

MLX 90129 (Melexis)	SL13A (IDS)
Maximale Frequenz der Datenaufzeichnung 1 kHz Internes EEPROM: 4kbit Externes EEPROM über SPI möglich Leistungsverbrauch: <ul style="list-style-type: none"> • Active-Modus: 1,5mW • Sleep-Modus: 4,5µW Ausleseentfernung: ca. 5cm (gemessen)	Maximale Frequenz der Datenaufzeichnung 1Hz Internes EEPROM: 8kbit Leistungsverbrauch: <ul style="list-style-type: none"> • Active-Modus: 225µW • Sleep-Modus: 0,45 µW Ausleseentfernung: ca. 10cm (gemessen)

Tabelle 60: Vergleich der RFID-Tags MLX 90129 und SL13A

Der markanteste Unterschied ist, dass MLX 90129 Daten mit einer Frequenz von bis zu 1.000 Hz aufzeichnen kann, SL13A jedoch nur fest mit 1Hz. Ebenso kann die Speicherkapazität bei Verwendung eines externen EEPROM beim MLX90129 größer sein. Nachteilig sind jedoch der deutlich höhere Leistungsbedarf und die geringere Ausleseentfernung. Um Speicherplatz zu sparen, können beide Tags so konfiguriert werden, dass sie nur markante Daten, die außerhalb eines bestimmten Bereiches liegen, aufzeichnen. Somit wird nur der Zeitpunkt aufgezeichnet, an dem die Bereichsgrenze (zum Beispiel bei zu großer Dehnung) überschritten wird.

In diesem Beispiel soll ein Crack Wire mittels RFID ausgelesen und mit Energie versorgt werden. Dabei interessiert nicht nur, ob ein Crack Wire ausgelöst wurde, sondern auch wann. Es müssen also kontinuierlich Daten abgefragt und bei Bedarf aufgezeichnet werden. Zum Einsatz kommt neben einem SL13A als Controller und einem Crack Wire als Sensor auch ein Energie- und Leistungsmanagement.

Die Antenne sollte nach den in Kapitel 3.1 eingeführten Kriterien so dimensioniert werden, dass diese gut auf die Übertragungsfrequenz (13,56 MHz) angepasst ist und maximale Leistung übertragen werden kann. Zunächst soll die in Kapitel 3.1 vorgestellte Beispielleiterschleife mit 4 Windungen vermessen werden. Diese Leiterschleife wird zusammen mit den Sensoren und dem SL13A auf einer 1,5 mm dicken FR4-Leiterplatte aufgebaut und mit dem OBID I-scan HF/UHF der Firma Feig Electronic ausgelesen. Abhängig vom Leseabstand und der abgestrahlten Leistung des Readers ergeben sich folgende Eingangsleistungen in der Empfangsantenne.

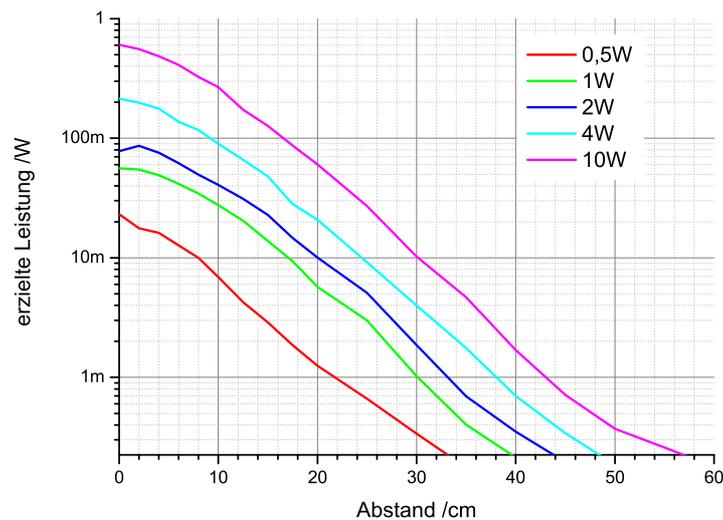


Abbildung 77: Eingangsleistung in der Empfangsantenne abhängig von der Leseentfernung und der abgestrahlten Leistung

Die maximale Effizienz der Übertragungstrecke liegt zwischen 4,8 % und 6 % bei Überlappung der Antennen. Bei der Wartung muss innerhalb kurzer Zeit soviel Energie übertragen werden, dass der Energiespeicher den Sensorknoten bis zur nächsten Wartung kontinuierlich mit Energie versorgen kann. Werden als Energiespeicher zwei Ultrakondensatoren PC-10 in Reihe mit einer Gesamtkapazität von 5F und einer maximalen Aufladespannung von 3,3 V eingesetzt, beträgt die Aufladezeit bei einer Effizienz des Managements von 70% und einer Entfernung von 10 cm vom Sender zwischen 1,5 Stunden (Sendeleistung 0,5W) und 145 s (Sendeleistung 10W). Bei einem angenommenen Energiebedarf des Sensors von 500 μ W reicht die gespeicherte Energie dann für maximal 15 Stunden.

Um die Energie speichern zu können, muss das Energie- und Leistungsmanagement zunächst die Spannung konvertieren. Da die Antenne wie eine hochohmige Wechselspannungsquelle wirkt, wird zunächst eine Gleichrichtung notwendig. Aufgrund der hohen Frequenz von 13,56 MHz wird dazu ein passiver Gleichrichter mit BAV99 Schottky-Dioden eingesetzt.

Die von der Antenne abgegebene Spannung ist größer als die Versorgungsspannung für den Tag SL13A (3V) und muss daher mit einem Abwärtswandler verkleinert werden. Bei großen Entfernungen des Sensorknotens vom Sender, kann es auch sinnvoll sein, eine automatische Umschaltung zwischen dem Auf- und Abwärtswandler aufzubauen.

Als Energiespeicher kommen sowohl Ultrakondensatoren (aufgrund ihres größeren Temperaturbereiches) als auch sekundäre Batterien in Betracht. Werden Ultrakondensatoren eingesetzt, reicht die gespeicherte Energie nur für einen Langstreckenflug, mit Batterien könnten erheblich längere Intervalle erreicht werden. Mit einem Lithium-Akku mit einer Kapazität von 250mAh (3V) könnte der Sensorknoten beispielsweise 1500 Stunden (=62,5 Tage) versorgt werden, die Ladezeit mit einer Sendeleistung von 10W und einer Entfernung von 10cm würde jedoch auf rund 4 Stunden steigen.

6.2 Sitzplatzüberwachung

Während verschiedener Phasen eines Passagierfluges ist es aus Sicherheitsgründen notwendig, dass die Passagiere die Sitzlehne aufrecht stellen, den Tisch zurückklappen oder sich anschnallen. Damit alle Passagiere diese Sicherheitsanweisungen einhalten, muss das Bordpersonal durch die Gänge gehen und jeden einzelnen Passagier kontrollieren. Zur Unterstützung der Crew ist es denkbar, die Abfrage der Daten zu automatisieren und nur noch die Passagiere zu kontrollieren, die die Sicherheitsbestimmungen nicht einhalten. Eine solche Abfrage der Passagierdaten muss für jeden Sitz einzeln erfolgen. Da die Fluggesellschaften allerdings zur besseren Anpassung des Angebotes an die Nachfrage in der Lage sein wollen, die Positionierung der Sitze schnell zu verändern, sollte die Übermittlung der Daten drahtlos erfolgen. In diesem Fall muss, wenn die Sitzanordnung verändert wird, nicht auch gleich die Verkablung verändert werden.

Bei der Abfrage der Daten sollte zunächst ermittelt werden, ob der Sitz belegt ist. Dies kann beispielsweise mittels eines Kontaktsensors in der Sitzfläche erfolgen. Ist der Sitz belegt, kann abgefragt werden, ob der Passagier angeschnallt ist. Die Position der Rücken- und Armlehne sowie des Tisches kann zum Beispiel mit einem Schalter, der in der Ausgangsstellung einrastet, ausgelesen werden. Der Leistungsbedarf der hier vorgeschlagenen Sensoren ist sehr klein, außerdem müssen die Sensoren nur bei Änderung oder Bedarf ausgelesen werden, was auch den gesamten Leistungsbedarf des Sensorknotens minimiert.

Als Quelle würde sich somit grundsätzlich eine Batterie eignen, die aufgrund des sehr niedrigen Leistungsbedarfs des Sensorknotens, eine sehr lange Lebensdauer haben könnte. Ein realistischer Leistungsbedarf für einen Sensorknoten mit den oben vorgestellten Parametern ist etwa $100\mu\text{W}$. Mit einer angenommenen Kapazität der Batterie von 1Ah und einer Spannung von 3,3V ergäbe sich eine theoretische Lebensdauer von 3,7 Jahren. Wird nun die Lebensdauer eines Flugzeuges mit 20 Jahren angenommen, muss nach 3,7 Jahren die Batterie in jedem Sitz getauscht werden. Alternativ bietet sich auch in diesem Fall die Energieversorgung durch die Umgebung an, jedoch sind die Energiepotenziale an einem Sitz deutlich geringer als an der Flugzeughülle.

Als Energiequellen sollen auch hier Solarzellen, Vibrationsgeneratoren und thermoelektrische Generatoren untersucht werden. Der Einsatz von Solarzellen in der Kabine ist dabei schwierig, da nur wenig Licht von außen einfällt und die Beleuchtung kaum 500 lx überschreitet. Zudem muss die Solarzelle in den Sitz integriert werden, wobei nur die Sitzlehnen und die obere Seite der Rückenlehne in Frage kommt. Vibrationen treten beim Sitz nicht auf, es könnte nur das einmalige Zusammen- und Auseinanderdrücken des Sitzpolsters während des Hinsetzens und Aufstehens zur kurzzeitigen Energiegewinnung genutzt werden. Das Energiepotenzial ist jedoch stark begrenzt.

Für den Einsatz von thermoelektrischen Generatoren wird eine Temperaturdifferenz im Sitz benötigt. Denkbar ist es, die Erwärmung des Sitzpolsters durch den Passagier zu nutzen und Wärme durch einen thermoelektrischen Generator zur Umgebungsluft in der Kabine abzuführen. Maximal ist dabei eine Temperaturdifferenz von 15 K denkbar (37°C Mensch, 22°C Kabine), die in Wirklichkeit jedoch nicht erreicht werden kann. Verluste treten in den thermischen Widerständen, den Übergangskoeffizienten zur Luft und den Koppelwiderständen zum Menschen auf [118][119]. Die thermische Anordnung ist in Abbildung 78 zu sehen.

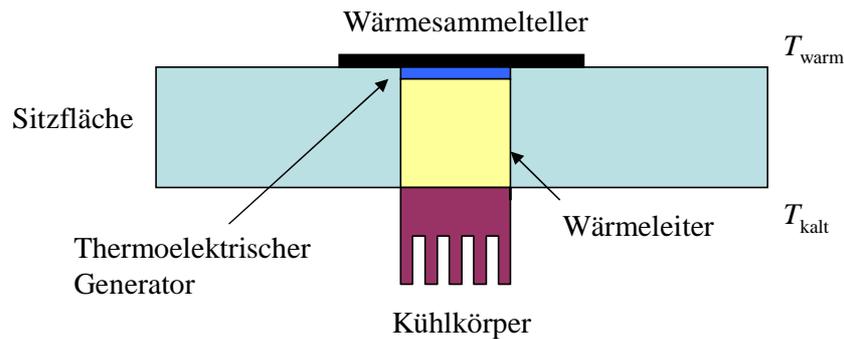


Abbildung 78: Integration des thermoelektrischen Generators im Sitz

Ein Sitzpolster eignet sich aufgrund der schlechten Wärmeleitfähigkeit kaum, um Wärme zu transportieren. Deshalb wird direkt auf dem Sitzpolster ein Teller platziert, der die Wärme sammeln soll. Der Kühlkörper auf der Rückseite des Polsters gibt die Wärme an die Umgebungsluft ab. Der thermoelektrische Generator wird direkt unter dem Teller platziert, die Wärmeleitung zum Kühlkörper durch einen Kupferstab realisiert. Die thermischen Eigenschaften der Haut und der Kleidung sind nicht bekannt, jedoch ist anzunehmen, dass der thermische Übergang zwischen dem Wärmesammler auf dem Sitzpolster und der Kleidung schlecht ist, der Wärmestrom vom Menschen wird daher stark begrenzt sein. Um ein Maß für die zu erwartende Leistung zu bekommen, müssen experimentell die Temperaturdifferenz und die sich daraus ergebende Leistung für den thermoelektrischen Generator bestimmt werden.

Messaufbau

Zur Bestimmung der Temperaturdifferenz am thermoelektrischen Generator, werden zwei Temperaturmessfühler auf dem Teller und dem Kühlkörper angebracht. Wie schon in der Anwendung für die Flugzeughülle ist der thermische Widerstand des Wärmeleiters klein gegenüber dem des Kühlkörpers (vergleiche Tabelle 58), so dass der Temperaturverlust auf der thermischen Leitung vernachlässigt werden kann. Als thermoelektrischer Generator wird Eureka TEG1-9.1-9.9-0.8/200 mit einem thermischen Widerstand von 30 W/K ausgewählt. Das Koppellement zwischen dem thermoelektrischen Generator und der Luft ist ein Kühler mit einer Oberfläche von 65cm² und dem daraus folgenden thermischen Übergangswiderstand von rund 200 W/K. Gemessen wird die Temperaturdifferenz mit einem testo 922 und zwei Folienmessfühlern („B&B Tempfühler“). Da die Anordnung in das Polster des Sitzes integriert wird, sind die Folienmessfühler gut gegen die Umgebungsluft isoliert.

Zu Beginn der Messung sind die beiden Seiten des thermoelektrischen Generators im thermischen Gleichgewicht, die Raumtemperatur beträgt 23,7°C. Abbildung 79 zeigt die Temperaturdifferenz am thermoelektrischen Generator und die erzeugte Leerlaufspannung.

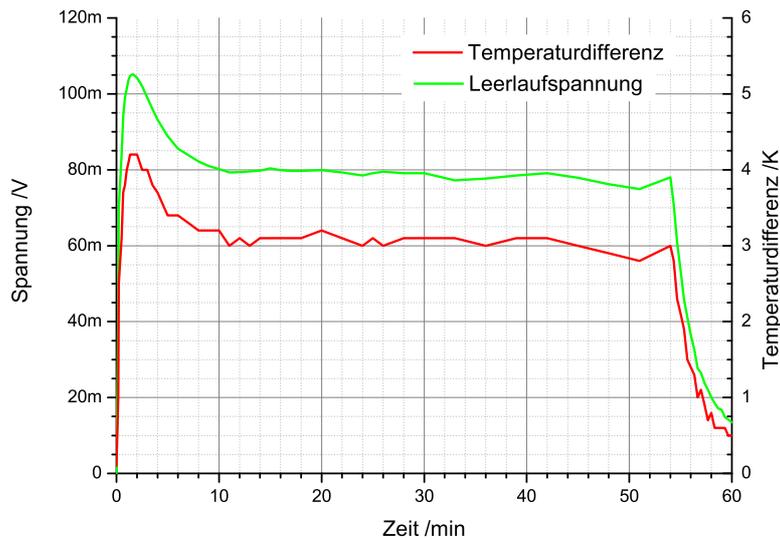


Abbildung 79: Temperaturdifferenz und Leerlaufspannung zwischen Wärmesammler und Kühlkörper bei der Energiegewinnung im Flugzeugsitz

Aufgrund des direkten Zusammenhangs (siehe Formel (2)) zwischen Temperaturdifferenz und Leerlaufspannung, besitzen beide Kennlinien die gleiche Charakteristik. Wird ein Sitz belegt, steigen die Temperaturdifferenz und die Leerlaufspannung zunächst stark an, da der Teller auf der Sitzoberfläche vom Passagier aufgewärmt wird. Der Kühlkörper auf der Rückseite ist jedoch noch kühl und die Spannung erreicht schon nach 90 Sekunden das Maximum. Die maximale Leistung ist zu diesem Zeitpunkt $340\mu\text{W}$. Da der thermische Übergangswiderstand zwischen Luft und Kühler trotz der Kontaktfläche von 65cm^2 noch groß ist, erwärmt sich der Kühler und die Spannung sinkt. Stabil ist die Temperaturdifferenz nach etwa 8 Minuten, nun beträgt die durchschnittliche Leistung des thermoelektrischen Generators $180\mu\text{W}$. Verlässt der Passagier den Sitzplatz beginnt die Temperaturdifferenz schnell zu sinken, nach rund zwei Minuten ist die Spannung auf die Hälfte abgesunken. Die mittlere Temperatur im Kühler nach der Messung beträgt $27,1\text{ }^\circ\text{C}$ und ist damit um $3,4\text{ K}$ angestiegen. Die erzeugte Gesamtenergie nach etwa 60 Minuten beträgt rund $0,6\text{ J}$.



Abbildung 80: Aufbau des EADS Demonstrators zur Sitzplatzüberwachung



Abbildung 81: Integration des EADS Demonstrators zur Sitzplatzüberwachung in einem Flugzeugsitz und die dazugehörige Ausleseinheit

Abbildung 80 zeigt den EADS Demonstrator zur Sitzplatzüberwachung. Für diese Anwendung wurden insgesamt sechs thermoelektrische Generatoren (Typ Eureka TEG1-9.1-9.9-0.8/200) in einen Flugzeugsitz eingebaut und elektrisch in Reihe geschaltet. Damit ergibt sich ein elektrischer Innenwiderstand von etwa 65Ω und eine Leerlaufspannung im stabilen Zustand von 500mV , die theoretische maximale Leistung ist etwa $960\mu\text{W}$. Als Sensorknoten dient ein modifiziertes Radio Communication Module (RCM) (siehe Kapitel 4.2), das alle 10 Sekunden Daten aufnimmt und diese bei Bedarf an eine zentrale Überwachungseinheit schickt. Der durchschnittliche Leistungsbedarf der Übertragungseinheit liegt bei etwa $150\mu\text{W}$. Die Überwachungsparameter sind die Sitzplatzbelegung, die Stellung des Tisches, der Arm- und Rückenlehne, sowie die Leselampen über dem Sitz. Visuell angezeigt werden die Daten auf einem tragbaren Monitor (siehe Abbildung 81).

Der Aufbau des Energie- und Leistungsmanagements gleicht dem des in Kapitel 6.1 vorgestellten Managements für die Strukturüberwachung. Unterschiedlich ist in diesem Fall, dass keine langfristige Energiespeicherung benötigt wird und deshalb der Ultrakondensator und der Aufwärtswandler in der Ausgangsstufe deaktiviert sind. Als kurzzeitiger Energiespeicher dient nur der Pufferkondensator.

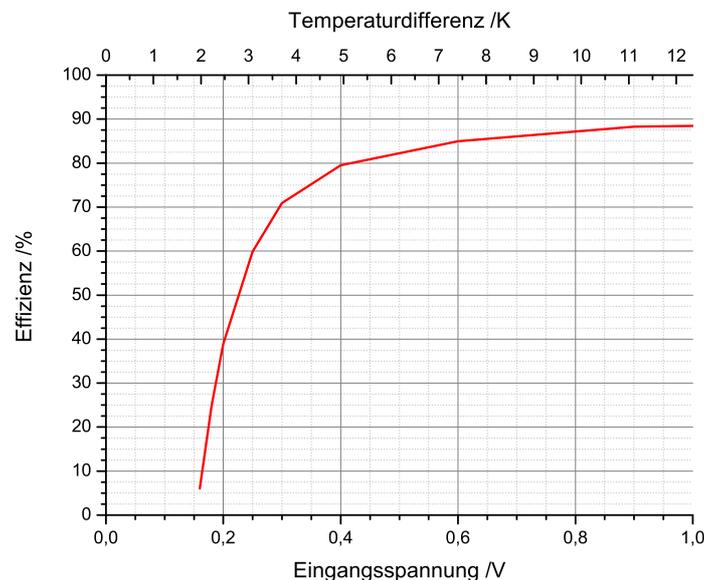


Abbildung 82: Effizienz des Aufwärtswandlers in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und der Temperaturdifferenz im Sitz

Bei einer Eingangsspannung von 400mV wird im thermoelektrischen Generator ein Strom von $6,2\text{mA}$ erzeugt. Da die Eingangsspannung unterhalb der üblichen 800mV zum Starten eines Aufwärtswandlers liegt, muss zusätzlich die Ladungspumpe S882-Z zum Starten eingesetzt werden. Nach Abbildung 82 ist die zu erwartende Effizienz des Aufwärtswandlers 80% .

6.3 Containerüberwachung

Ein gänzlich anderer Anwendungsbereich von drahtlosen Sensorknoten in der Luftfahrt, ist die Überwachung von Flugzeugcontainern auf dem Rollfeld. Bei EADS Innovation Works wurde ein System entwickelt, bei dem mit Hilfe eines Beschleunigungssensors überwacht werden kann, ob die Tür eines Containers unberechtigterweise geöffnet wurde.. Wird die Tür geöffnet, meldet der Sensor dies bei Bedarf über Funk [120].

Die Energieversorgung dieses Sensors erfolgt bislang über RFID. Sollen Daten kontinuierlich aufgezeichnet werden, ist auch eine Energieversorgung aus der Umwelt denkbar. Das größte Energiepotenzial in diesem Fall ist die Solarenergie. Da der Container lange Zeit auf dem Rollfeld steht, kann auf der Außenhülle eine Solarzelle angebracht werden. Selbst an schattigen Tagen ist mit Beleuchtungsstärken von >3.000 lx zu rechnen. Der zu erwartende Leistungsbedarf des Sensorknotens liegt bei etwa 3mW. Wird als Solarzelle die in Tabelle 17 beschriebene Dünnschichtsolarzelle ASI 3 Oo 04/097/080 M von Schott Solar auf Glassubstrat eingesetzt, beträgt die Ausgangsleistung bei 1.000 lx 2,08 mW und bei 3.000 lx etwa 6mW. Bei voller Sonneneinstrahlung (100.000 lx) können sogar bis zu 380mW elektrischer Leistung erwartet werden. Das Gesamtgewicht der Solarzelle liegt bei 62g und die Fläche bei 77,6 cm², die Leistungsdichte ist minimal (3.000 lx) etwa 0,096 mW/g und 0,078 mW/cm² (siehe auch Tabelle 19). Im Gegensatz zum Einsatz als passiver Sensor mit Datenauslesung über RFID, benötigt der Sensorknoten bei einem Einsatz einer Solarzelle ein Energie- und Leistungsmanagement (siehe Abbildung 83).

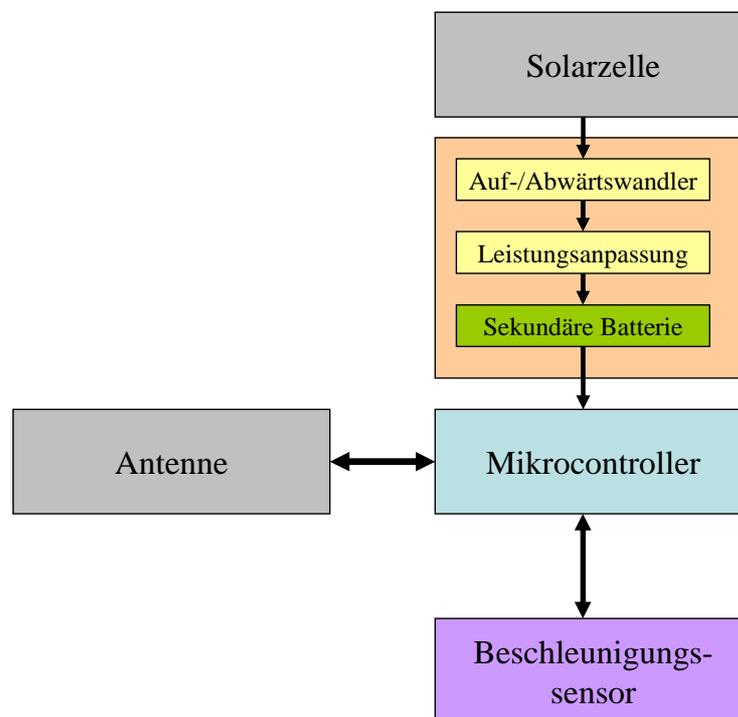


Abbildung 83: Schematischer Aufbau des Intrusion Detection Sensors mit Solarzelle als Energiequelle und Energie -und Leistungsmanagement

Als Energiespeicher soll in diesem Fall ein Lithium-Ion Akkumulator (Varta ML1220) eingesetzt werden. Mit einer Kapazität von 16mAh kann dieser theoretisch 16 h ohne Nachladen Energie liefern. Da der Lithium-Ion-Akku die Spannung recht konstant auf etwa 3V hält, kann auf eine Ausgangsstufe verzichtet werden. Im Gegenzug muss allerdings gewährleistet werden, dass die Betriebsspannung nicht unter 2V fällt. Im Energie- und Leistungsmanagement (siehe Abbildung 83) ist für diesen Fall eine automatische Abschaltung vorgesehen. Auf einen Auf- oder Abwärtswandler in der Eingangsstufe kann allerdings nicht verzichtet werden, damit der Lithium-Ion-Akku bis zu einer bestimmten Spannung geladen wird (I/U-Ladefahren). Wie in Kapitel 2.2.1 gezeigt, ist eine Solarzelle keine lineare Quelle, die Quellspannung mit der höchsten Leistung ist nicht die halbe Leerlaufspannung. Die Schaltschwellen der Leistungsanpassung müssen daher angepasst werden [121].



Abbildung 84: Bild eines Containers mit Intrusion Detection und Solarzelle als Energieversorgung

6.4 Datenaufnahme in einem Hydrauliktank

In Kapitel 3.2 wurde eine Möglichkeit vorgestellt, einen drahtlosen Sensorknoten in einem metallischen Behälter auszulesen. Im Projekt WISE wurde bei EADS Innovation Works zusammen mit der Universität Saarland ein drahtloser Sensorknoten entworfen, der in einem Hydrauliktank des Flugzeuges den Druck und die Temperatur überwachen soll [122]. Da der Hydrauliktank aus Metall gefertigt ist, bildet dieser einen Faradayschen Käfig, in dessen Innerem alle elektromagnetischen Wellen abgeschirmt werden.

Im Tank gibt es zudem keine Möglichkeit, Energie aus der Umwelt zu gewinnen. Als Energiequelle könnte eine Batterie eingesetzt werden, jedoch ist ein Austauschen der Batterie nach Ende ihrer Lebensdauer sehr schwierig.

Alternativ können sowohl die Daten als auch die Energie per Ultraschall (akustische Signale) übertragen werden. Werden zwei Piezoaktoren direkt gegenüber auf der Innen- und Außenseite der metallischen Wand des Hydrauliktanks platziert, werden die von dem einen Piezoaktor erzeugten mechanischen Wellen direkt in den anderen eingekoppelt. Der Verlust in der dünnen Metallschicht ist vernachlässigbar. Die Piezoaktoren werden so ausgelegt, dass die Resonanzfrequenz bei 3 MHz liegt. Die größte Schwierigkeit beim Aufbau der Übertragungstrecke sind die Koppelwiderstände an den Übergängen zwischen Metall und Piezoaktor, die unter anderem durch die richtige Klebtechnik angepasst werden müssen.

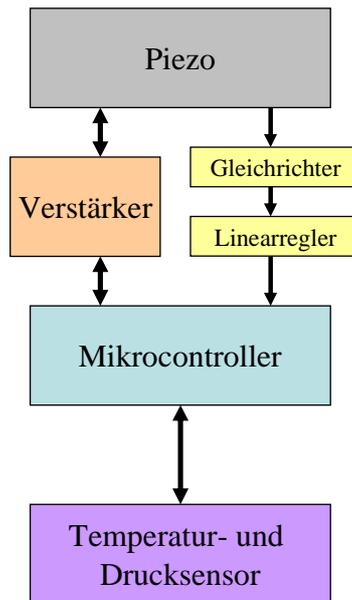


Abbildung 85: Schematischer Aufbau eines drahtlosen Sensorknotens mit akustischer Daten- und Energieübertragung

Abbildung 85 zeigt den Aufbau der Übertragungsstrecke. Die Piezoaktoren werden aus PIC-151 gefertigt, haben einen Durchmesser von 8 mm eine Dicke von 0,7 mm. Aufgrund von beengten Platzverhältnissen im Hydrauliktank darf die Fläche des gesamten Sensorknotens 225 mm² nicht überschreiten.

Aufgrund der beengten Platzverhältnisse müssen sowohl die Funktion des drahtlosen Sensorknotens als auch das Energie- und Leistungsmanagement optimiert werden. Für das Management bedeutet dies, dass auf eine Energiespeicherung verzichtet und die Energiekonversion auf das Nötigste beschränkt wird. Der Sensorknoten ist somit rein passiv und kann Messdaten nur dann ermitteln, wenn Energie übertragen wird. Die nötige Gleichrichtung wird durch eine einfache Schottky-Diode, bei der nur die positive Halbwelle genutzt wird, realisiert. Vorteilhaft ist dabei, dass aufgrund der festgelegten Übertragungsstrecke Eingangsspannung und -leistung des Piezoaktors konstant bei etwa 7V und 30mW sind. Da nur Abwärtswandler (auf 3,3V) benötigt werden, kann mit dem Linearregler MAX8881 ebenfalls ein platzsparendes Bauteil eingesetzt werden. Das sich so ergebende Energie- und Leistungsmanagement kann zusammen mit dem Sensor, dem Mikrocontroller und der Messelektronik auf einer 225 mm² großen Platine untergebracht werden (siehe Abbildung 86). Die Effizienz des Managements liegt konstant bei etwa 30%, die verbleibende Leistung ist mit 10mW jedoch noch ausreichend, um den Sensorknoten zu versorgen.

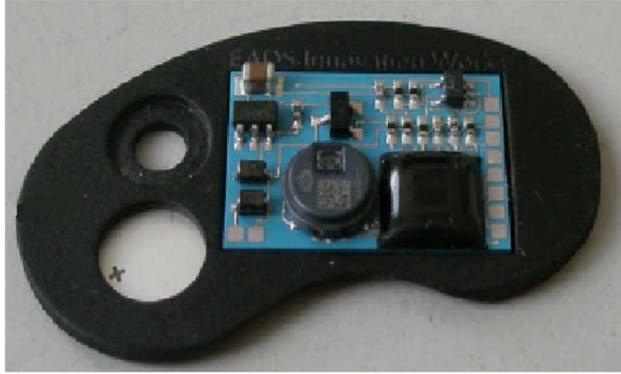


Abbildung 86: Bild des drahtlosen Sensorknotens

7 Zusammenfassung und Ausblick

Diese Arbeit stellt ein Energie- und Leistungsmanagement vor, das bei einer durchschnittlichen Leistung von 1mW einen drahtlosen Sensorknoten mit einer Effizienz von bis zu 80% versorgen kann. Als Energiequellen können Vibrationsgeneratoren, thermoelektrische Generatoren oder Solarzellen eingesetzt werden. Zudem ist eine drahtlose Energieübertragung mittels elektromagnetischer oder akustischer Wellen möglich.

Es wurden zunächst die Energiequellen näher vorgestellt und deren Eigenschaften mit den Leistungsanforderungen eines Sensorknotens verglichen. Das vorgestellte Energie- und Leistungsmanagement ist in der Lage die Eingangsenergie von der Energiequelle so zu konvertieren, dass der Sensorknoten eine konstante Spannungsversorgung erhält. Zudem kann ausreichend Energie zwischengespeichert werden, um einerseits kurze Stromspitzen des Sensorknotens zu versorgen, und andererseits eine Energieversorgung zu garantieren, selbst wenn keine Eingangsenergie von der Quelle vorhanden ist.

Die Größe der Leiterplatte (siehe Abbildung 64) beträgt rund 24 cm², das Gewicht etwa 30g... Die minimale Startspannung des Energie- und Leistungsmanagements liegt mit etwa 250 – 300 mV deutlich unter der minimalen Spannung für Gleichstromsteller (800mV). und kann nach dem Starten auf bis zu 110 mV gesenkt werden. Eine Leistungsanpassung ermöglicht es, maximale Leistung aus der Energiequelle zu entnehmen und in einem Energiespeicher zwischen zu speichern.

Abschließend wurden einige Anwendungsbeispiele für drahtlose Sensorknoten mit Energieversorgung aus der Umwelt in der Luftfahrt vorgestellt. Viele dieser Anwendungen haben dabei das Ziel, nicht nur Wartungs- und Überwachungsvorgänge zu vereinfachen, sondern auch gegenüber verdrahteten Sensornetzwerken einen Gewichts- und Größenvorteil zu besitzen. Daher muss auch das Gewicht und die Größe des Sensorknotens mit der Energieversorgung und dem Management optimiert werden.

Soll die gesamte Funktion des Energie- und Leistungsmanagements mit Energiespeicherung und Spannungskonversion erhalten bleiben, muss ein spezieller Chip entwickelt werden. Ein solcher Chip kann auf einer sehr kleinen Fläche sämtliche Konversionen und Steuerungen, die bislang auf einer Leiterplatte realisiert sind, übernehmen. Insbesondere im Bereich der Spannungskonversionen für sehr kleine Eingangsspannungen besteht die Möglichkeit, in den gewünschten Spannungsbereichen höhere Effizienzen zu erreichen. Eine Zusammenfassung des Energie- und Leistungsmanagements in einem Chip kann nicht nur Fläche und Gewicht sparen, es ist sogar möglich, wie in Kapitel 6.1 angedeutet, sehr dünne Sensorknoten zu entwickeln, die quasi als Pflaster auf die zu untersuchende Fläche aufgebracht werden. Diese Pflaster haben den Vorteil, dass sie ohne die Flugeigenschaften negativ zu beeinflussen auf die Außenhülle aufgebracht werden können und damit bei einer Wartung erheblich einfacher zu erreichen sind, als Sensorknoten auf der Innenseite zwischen Außenhülle und Isolierung.

Literatur

- [1] Boeing 787-8 Fact Sheet, abgerufen im Internet am 07.12.09 unter:
<http://www.boeing.com/commercial/787family/787-8prod.html>
- [2] „Taking the lead: The A350XWB“: EADS Präsentation, abgerufen im Internet unter am 07.12.09:
<http://www.eads.com/xml/content/OF00000000400004/7/19/41508197.pdf>
- [3] S. Roundy, D. Steingart, L. Frechette, P. Wright, J. Rabaey, “Power Sources for Wireless Sensor Networks”, Springer Science, Volume 2920, pp. 1-17, 2004
- [4] A. Du Pasquier, I. Plitz, S. Menocal, G. Amatucci, “A comparative study of Li-Ion battery, supercapacitor and nonaqueous asymmetric hybrid devices for automotive applications”, Journal of Power Sources, Vol. 115, Issue 1, pp.171-178, März 2003
- [5] A. Vinke, G. Marbach, J. Vinke, “Chemie für Ingenieure”, Oldenbourg Verlag, 2.Auflage, 2008, Seite 169 ff.
- [6] R.G. Lange, W. P Carroll, “Review of recent advances of radioisotope power systems“, Energy Conversion and Management, Vol. 49, Issue 3, pp. 393-401, März 2008
- [7] Y. Guo, R.W. Farquhar, “New Horizons mission design for the Pluto-Kuiper Belt mission”, AIAA/AAS Astrodynamics Specialist Conference and Exhibit, 5.-8. August 2002, Monterey
- [8] L.G. Thieme, J.G. Schreiber, L.S. Mason, “Stirling Technology Development at NASA GRC”, Space Technology and Applications International Forum (STAIF-2002), 3.-7. Februar 2002, Albuquerque
- [9] J.G. Schreiber, L.G. Thieme, “Overview of NASA GRC Stirling Technology Development“, First International Energy Conversion Engineering Conference, 17.-21. August 2003, Portsmouth
- [10] A. Lal, R. Duggirala, H. Li, “Pervasive Power: A Radioisotope-Powered Piezoelectric Generator”, IEEE Pervasive Computing Magazine, Januar- März 2005, Vol. 4, No. 1, pp.53-61
- [11] A. Lal, J. Blanchard, “Daintiest dynamos [nuclear microbatteries]”, IEEE Spectrum, September 2004, Vol. 41, Issue 9, pp. 36-41
- [12] G.D. Mahan, J.O. Sofo, M. Bartkowiak, “Multilayer thermoionic refrigerator and generator”, Journal of Applied Physics, Vol. 83, Issue 9, pp. 4683 ff., Mai 1998
- [13] D. Vashaee, A. Shakouri, “Thermionic power generation at high temperatures using SiGe/Si superlattices”, Journal of Applied Physics, Vol. 101, Issue 5, pp. 053719 ff, März 2007
- [14] “Basic Elements of Static RTG’s”, abgerufen im Internet am 08.12.09 unter
<http://fti.neep.wisc.edu/neep602/SPRING00/lecture5.pdf>
- [15] Y. Chang, “Aerospace Nuclear Safety at APL“, Johns Hopkins APL Technical Digest, Vol. 27, No. 3, pp. 253-260, 2007
- [16] A. Grigoriev, M. Sazhnev, N. Sherbina, “Main achievements in replacement and disposal of RTGs in Russia”, Bottleneck problems 2 years after CEG RTG workshop in Oslo, Februar 2005, abgerufen aus dem Internet am 08.12.09
- [17] L. Carette, K.A. Friedrich, U. Stimming, ”Fuel Cells - Fundamentals and Applications”, Fuel Cells, Vol. 1, Issue 1, pp. 5-39, Juni 2001
- [18] A. Kundu, J.H. Jang, J.H. Gil, C.R. Jung, H.R. Lee, S.-H. Kim, B. Ku, Y.S. Oh, “Micro-fuel cells – Current development and applications”, Journal of Power Sources, Vol. 170, Issue 1, pp. 67-78, Juni 2007
- [19] G. J. Snyder, “Small Thermoelectric Generators”, The Electrochemical Society: Interface, pp. 54 ff, Herbst 2008

- [20] J. Sommerlatte, K. Nielsch, H. Böttner, „Thermoelektrische Multitalente“, Physik Journal 6, No.5, pp.35 ff, 2007
- [21] J. Sharp, P. Gilbert, A. Thompson, “Electrical Resistivity and Seebeck Coefficient of Segmented Thermoelements”, 25th International Conference on Thermoelectrics, pp. 29-32, Wien, August 2006
- [22] L. Körtvélyessy, “Thermoelement Praxis” Vulkan Verlag, 3. Auflage, 1998, Seite 38
- [23] D.M. Rowe, “CRC Handbook of Thermoelectrics“, CRC Press LLC, 1995, Seite 446
- [24] T. M. Tritt, M. A. Subramanian, “Thermoelectric materials, phenomena, and applications: A bird’s eye view”, MRS Bulletin, Vol. 31, Number 3, pp. 188-194, 2006
- [25] L.D. Hicks, M.S. Dresselhaus, “Thermoelectric figure of merit of a one-dimensional conductor”, Physical Review B, Vol. 47, Issue 24, pp. 16631-16634, 1993
- [26] R. Venkatasubramanian, E. Siivola, T. Colpitts, B. O’Quinn, “Thin-film thermoelectric devices with high room-temperature figure of merit”, Nature, Vol. 413, pp. 597-602, August 2001
- [27] M. Kishi, H. Nemoto, T. Hamao, M. Yamamoto, S. Sudou, M. Mandai, S. Yamamoto, “Micro-Thermoelectric Modules and Their Application to Wristwatches as an Energy Source”, Eighteenth International Conference on Thermoelectrics, pp. 301-307, 29.08.1999-02.09.1999, Baltimore
- [28] L. M. Goncalves, C. Couto, P. Alpuim, D. M. Rowe, J. H. Correia, “Thermoelectric microstructures of Bi₂Te₃/Sb₂Te₃ for a self-calibrated micro-pyrometer”, Sensors and Actuators A: Physical, Vol.130-131, pp.346-351, August 2006
- [29] H. Böttner, J. Nurnus, A. Gavrikov, G. Kuhner, M. Jagle, C. Kunzel, D. Eberhard, G. Plescher, A. Schubert, K.-H. Schlereth, ”New thermoelectric components using microsystems technologies“, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 13, Issue 3, pp. 414-420, Juni 2004
- [30] H. Beyer, J. Nurnus, H. Böttner, A. Lamprecht, T. Roch, G. Bauer, ”PbTe based superlattice structures with high thermoelectric efficiency“, Applied Physics Letters, Vol.80, Issue 7, pp.1216 ff, Februar 2002
- [31] H. Böttner, “Micropelt miniaturized thermoelectric devices: small size, high cooling power densities, short response time”, 24th International Conference on Thermoelectrics, page 1-8, Oktober 2005
- [32] Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit, “Erneuerbare Energien in Zahlen: Nationale und internationale Entwicklung“, Dokumentation, Juni 2009
- [33] R.R. King, D.C. Law, K.M. Edmondson, C.M. Fetzer, G.S. Kinsey, H. Yoon, R.A. Sherif, N.H. Karam, “40% efficient metamorphic GaInP/GaInAs/Ge multijunction solar cells“, Applied Physics Letters, Vol.90, Issue 18, pp. 1835-16 ff., Mai 2007
- [34] K.L. Chopra, P.D. Paulson, V. DUTta, ”Thin-Film Solar Cells: An Overview“, Progress in Photovoltaics: Research and Applications, Vol. 12, Issue 2-3, pp. 69-92, März 2004
- [35] T. Tiedje, E. Yablonovitch, G.D. Cody, B.G. Brooks, “Limiting Efficiency of Silicon Solar Cells”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 31, Issue 5, pp. 711-716, Mai 1984
- [36] C.J. Brabec, “Organic photovoltaics: technology and market”, Solar Energy Materials & Solar Cells, Vol. 83, Issue 2-3, pp. 273-292, Juni 2004

- [37] Sayhan, M.-L. Bauersfeld, J. Woellenstein, T. Becker, "Dye and polymer based light sensor for tag integration", *Microsystems Technologies*, Vol. 14, No. 4-5, April 2008
- [38] D. Kühlke, "Optik: Grundlagen und Anwendungen", Verlag Harri Deutsch, Seite 192, 2. Auflage, 2007
- [39] Datenblatt "ASITM OEM Indoor", Schott Solar Thin Film, abgerufen aus dem Internet am 10.12.2009
- [40] D. Spreemann, B. Folkmer, Y. Manoli, "A Market Overview of Inductive Vibration Transducers", *Energieautarke Sensorik*, 5. GMM-Workshop: Mikrosensorik mit autarker Energieversorgung und drahtloser Signalübertragung, Düsseldorf, November 2008
- [41] M. El-hami, P. Glynne-Jones, N.M. White, M. Hill, S. Beeby, E. James, A.D. Brown, J.N. Ross, "Design and fabrication of a new vibration-based electromechanical power generator", *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. A92, No. 1-3, pp. 335-342, August 2001
- [42] N.G. Stephen, "On energy harvesting from ambient vibration", *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 293, Issues 1-2, pp. 409-425, Mai 2006
- [43] G. Despesse, T. Jager, J.J. Chaillout, J.M. Léger, S. Basrour, "Design and Fabrication of a New System For Vibration Energy Harvesting", 2005 PhD Research in Microelectronics and Electronics, Vol. 1, pp. 225-228, Juli 2005
- [44] S.P. Beeby, M.J. Tudor, N.M. White, "Energy harvesting vibration sources for microsystems applications", *Measurement science & technology*, Vol. 17, No. 12, pp. R175-R195, 2006
- [45] R.N. Torah, P. Glynne-Jones, M.J. Tudor, S.P. Beeby, "Energy aware wireless microsystem powered by vibration energy harvesting", *PowerMEMS 2007*, Freiburg, November 2007
- [46] R.N. Torah, M.J. Tudor, K. Patel, I.N. Garcia, S.P. Beeby, "Autonomous Low Power Microsystem Powered by Vibration Energy Harvesting", *IEEE Sensors 2007*, pp. 264-267, Atlanta, Oktober 2007
- [47] S. Roundy, P.K. Wright, J.M. Rabaey, "Energy scavenging for wireless sensor networks: with special focus on vibrations", Kluwer Academic Publishes, 1. Auflage, Oktober 2003
- [48] H.A. Sodano, D.J. Inman, G. Park, "Comparison of Piezoelectric Energy Harvesting Devices", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 16, No. 10, pp. 799-807, 2005
- [49] H.B. Fang, J.Q. Liu, Z.Y. Xu, L. Dong, L. Wang, D. Chen, B.C. Cai, Y. Liu, "Fabrication and performance of MEMS-based piezoelectric power generator for vibration energy harvesting", *Microelectronics Journal*, Vol. 37, Issue 17, pp. 1280-1294, November 2006
- [50] H.A. Sodano, "Power Harvesting Using Piezoelectric Materials", *PowerMEMS 2007*, Freiburg, November 2007
- [51] S. Roundy, P.K. Wright, "A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics", *Smart Materials and Structures*, Vol. 13, pp. 1131-1142, 2004
- [52] G. Despesse, J.J. Chaillout, I. Dekkaki, T. Jager, J.M. Léger, A. Vassilev, S. Basrour, B. Charlot, "High Damping Electrostatic System For Vibration Energy Scavenging", *ACM International Conference Proceedings Series*, Vol. 121, pp. 283-286, 2005
- [53] H. Kloub, Y. Manoli, "Capacitive Energy Harvesters", 5.GMM-Workshop: Mikrosensorik mit autarker Energieversorgung und drahtloser Signalübertragung, Düsseldorf, November 2008

- [54] G. Despesse, J.J. Chaillout, T. Jager, F. Cardot, A. Hoogerwerf, "Innovative Structure for Mechanical Scavenging", International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference 2007, pp. 895-898, Juni 2007
- [55] Z. Hadas, M. Kluge, V. Singule, C. Ondrusek, "Electromagnetic Vibration Power Generator", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, 2007, pp. 451-455, September 2007
- [56] T. Lecklider, "The World of the Near Field", EE: Evaluation Engineering, Vol. 44, Issue 10, pp. 52-57, Oktober 2005
- [57] P.V. Nikitin, K.V.S. Rao, S. Lazar, "An Overview of Near Field UHF RFID", IEEE International Conference on RFID 2007, pp. 167-174
- [58] Y. Lee, "Antenna Circuit Design for RFID Applications" Microchip Application Note AN710, Januar 2003, abgerufen im Internet am 18.12.09 unter: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00710c.pdf>
- [59] C. Reinhold, P. Scholz, W. John, U. Hilleringmann, "Efficient Antenna Design of Inductive Coupled RFID-Systems with High Power Demand", Journal of Communications, Vol. 2, No. 6, pp. 14-23, November 2007
- [60] A. Galehdar, D.V. Thiel, S.G. O'Keefe, "Antenna Efficiency Calculations for Electrically Small RFID Antennas", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 6, pp. 156-159, April 2007
- [61] "Magnetic Loop Antenna Theory", SID Monitoring Station, im Internet abgerufen am 22.12.09 unter: <http://sidstation.loudet.org/antenna-theory-en.shtml>
- [62] V. Chawla, D.S. Ha, "An Overview of Passive RFID", IEEE Applications & Practice, September 2007
- [63] J. Bernhard, T. Leipold, A. Pflaum, R. Wansch, "RFID in Metallic Environment", RFID SysTech 2007, 3rd European Workshop on RFID Systems and Technologies, Duisburg, Dezember 2007
- [64] K.V.S. Rao, P.V. Nikitin, S.F. Lam, "Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, Issue 12, pp. 3870-3876, Dezember 2005
- [65] L. Ngo, H. Seidel, U. Schmid, M. Kluge, J. Sabater, J. Schalk, "Long-Term Performance of Ultrasonic Transducers Used for Energy and Data Transmission", Smart Systems Integration 2008, Barcelona, April 2008
- [66] L. Ngo, H. Seidel, U. Schmid, M. Kluge, J. Sabater, J. Schalk, "Drahtlose Überwachung physikalischer Parameter in metallischen Behältern für luftfahrtbezogene Anwendungen", MikroSystemTechnik Kongress 2007, Dresden, Oktober 2007
- [67] R. Krimholtz, D.A. Leedom, G.L. Matthaei, "New equivalent circuits for elementary piezoelectric transducers", Electronic Letters, Vol. 6, Issue 13, pp. 398-399, Juni 1970
- [68] E.M. Baker, W. Huang, D.Y. Chen, F.C. Lee, "Radial Mode Piezoelectric Transformer Design for Fluorescent Lamp Ballast Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 5, pp. 1213-1220, September 2005
- [69] S. Bronstein, "Piezoelectric Transformers in Power Electronics", Ph.D. thesis, Ben-Gurion University, Beer-Sheeva, 2005
- [70] H. Baj, M. Atiquzzaman, D. Lilja, "Wireless sensor network for aircraft health monitoring", First International Conference on Broadband Networks 2004, San José, Oktober 2004
- [71] S.W. Arms, C.P. Townsend, D.L. Churchill, J.H. Galbreath, S.W. Mundell, "Power Management for Energy Harvesting Wireless Sensors", Proceedings of the SPIE, Vol. 5763, 265, Mai 2005

- [72] Datenblatt zu MSP430F1611, im Internet abgerufen am 21.12.09 unter <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f1611.pdf>
- [73] P. Kinney, "ZigBee Technology: Wireless Control that Simply Works", Communications Design Conference, Oktober 2003, im Internet abgerufen unter: http://www.zigbee.org/en/press_kits/2009_07_01/documents/white_papers/wp_zigbeetechwireless_final.pdf
- [74] Niyato, E. Hossain, M.M. Rashid, V.K. Bhargava, "Wireless sensor networks with energy harvesting technologies: a game-theoretic approach to optimal energy management", IEEE Wireless Communications, Vol. 14, Issue 4, pp. 90-96, August 2007
- [75] J. Sabater, M. Kluge, S. Bovelli, J. Schalk, "Low-power low-latency MAC protocol for aeronautic applications", Proceedings of the SPIE, Vol. 6589, Mai 2007
- [76] A.S. Weddell, G.V. Merrett, N.R. Harris, B.M. Al-Hashimi, "Energy Harvesting and Management for Wireless Autonomous Sensors", In Measurement + Control, Vol. 41 (4), pp. 104-108, 2008
- [77] Datenblatt zu "Micro Energy Power Management Module (ME-PM2)", Fraunhofer IIS, Abgerufen im Internet am 09.03.10 unter: http://www.iis.fraunhofer.de/fhg/Images/Datasheet_DC-DC-ASIC_tcm97-151876.pdf
- [78] H. Lhermet, C. Condemine, M. Plissonnier, R. Salot, P. Audebert, M. Rosset, "Efficient Power Management Circuit : From Thermal Energy Harvesting to Above-IC Microbattery Energy Storage", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 43, No. 1, pp. 246 ff, Januar 2008
- [79] Datenblatt zu "EH300/EH301 EPAD Energy Harvesting Modules", Advanced Linear Devices, abgerufen in Internet am 09.03.10 unter: <http://www.aldinc.com/pdf/EH300ds.pdf>
- [80] Datenblatt LTC3108, Linear Technologies, im Internet abgerufen am 09.03.10 unter <http://cds.linear.com/docs/Datasheet/3108f.pdf>
- [81] M.D. Seeman, S.R. Sanders, J.M. Rabaey, "An Ultra-Low Power Management IC for Energy-Scavenged Wireless Sensor Nodes", IEEE Custom Integrated Circuits Conference, pp. 567-570, San José, September 2007
- [82] M.E. Glavin, W.G. Hurley, "Ultracapacitor/battery hybrid for solar energy storage", 42nd International Universities Power Engineering Conference, 2007, Brighton, September 2007
- [83] Y. Kim, "Ultracapacitor Technology Power Electronic Circuits", Power Electronics Technology, Vol. 29, Issue 10, pp.34 ff, Oktober 2003
- [84] S. Arepalli, H. Fireman, C. Huffman, P. Moloney, P. Nikolaev, L. Yowell, C.D. Higgins, K. Kim, P.A. Kohl, S.P. Turano, W.J. Ready, "Carbon-Nanotube-Based Electrochemical Technologies for Spaceflight Applications", JOM Journal of the Minerals, Metals and Materials Society, Vol. 57, No. 12, pp. 26 ff, Dezember 2005
- [85] R. Kötz, M. Carlen, "Principles and applications of electrochemical capacitors", Electrochimica Acta, Vol. 45, Issue 15-16, pp. 2483-2498, Mai 2000
- [86] A. Burke, "Ultracapacitors: why, how, and where is the technology", Journal of Power Sources, Vol. 91, Issue 1, pp. 37-50, November 2000
- [87] B.E. Conway, W.G. Pell, T.C. Liu, "Diagnostic analyses for mechanisms of self-discharge of electrochemical capacitors and batteries", Journal of Power Sources, Vol. 65, Issue 1-2, pp. 53-59, März-April 1997
- [88] J. Niu, B.E. Conway, W.G. Pell, "Comparative studies of self-discharge by potential decay and float-current measurements at C double-layer capacitor and

- battery electrodes”, Journal of Power Sources, Vol 135, Issue 1-2, pp.332-343, September 2004
- [89] H. Michel, “Temperature and dynamics problems of ultracapacitors in stationary and mobile applications”, Journal of Power Sources, Vol. 154, Issue 2, pp. 556-560, März 2006
- [90] T. Samaddar, F. Pan, “Charge Pump Circuit Design”, McGraw-Hill Electronic Engineering, 1. Auflage, 2006
- [91] Y. Moisiadis, I. Bouras, A. Arapoyanni, “Charge Pump Circuits for Low-voltage Applications”, VLSI Design, Vol. 15, No. 1, pp. 477-483, Januar 2002
- [92] C-C. Wang, J-C. Wu, “Efficiency Improvement in Charge Pump Circuits”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 32, No. 6, Juni 1997
- [93] C.Y. Tsui, H. Shao, W.H. Ki, F. Su, “Ultra-low voltage power management circuit and computation methodology for energy harvesting applications”, Proceedings of the 2006 Asia and South Pacific Design Automation Conference, pp. 96-97, Yokohama, 2006
- [94] P. Spies, M. Pollak, G. Rohmer, “Power Management for Energy Harvesting Applications”, Proceedings of the 1st Annual nanoPower Forum 2007, pp.6 ff, San José, Juni 2007
- [95] B. Sahu, G.A. Rincon-Mora, “A high-efficiency, dual-mode, dynamic, buck-boost supply IC for portable applications”, 18th International Conference on VLSI Design, pp. 858-861, Atlanta, Januar 2005
- [96] J. Xiao, A. Peterchev, J. Zhang, S. Sanders, “An ultra-low-power digitally-controlled buck converter IC for cellular phone applications”, 19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 1, pp. 383-391, Anaheim, 2004
- [97] Datenblatt S-8354, Seiko Instruments, im Internet abgerufen am 12.1.2010 unter http://datasheet.sii-ic.com/en/switching_regulator/S8353_8354_E.pdf
- [98] Datenblatt MAX1703, Maxim/Dallas Semiconductor, im Internet abgerufen am 13.1.2010 unter: <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX1703.pdf>
- [99] T. Otterpohl, D. Samson, M. Kluge, U. Hilleringmann, ”Start-up behaviour of power management electronics for aircraft applications“, 28th International Conference on Thermoelectrics and 7th European Conference on Thermoelectrics, Freiburg, Juli 2009
- [100] Datenblatt S-882Z, Seiko Intruments, im Internet abgerufen am 5.1.2010 unter http://datasheet.sii-ic.com/en/charge_pump_ic/S882Z_E.pdf
- [101] J.M. Damaschke, ”Design of a Low-Input-Voltage Converter for Thermoelectric Generator”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, Issue 5, pp. 1203-1207, September/Okttober 1997
- [102] P. Spies, F. Förster, L. Mateu, M. Pollak, ”Power Management in Energy HARvesting Power Supplies“, 1st International Workshop On Power Supply on Chip, Cork, September 2008
- [103] Datenblatt PMEG2005AEA, NXP Semiconductors, im Internet abgerufen am 8.1.2010 unter http://www.nxp.com/documents/data_sheet/PMEG2005AEA_3005_4005.pdf
- [104] Datenblatt BAV99, NXP Semiconductors, im Internet abgerufen am 8.1.2010 unter http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAV99_SER.pdf
- [105] ”Synchronous Rectification Aids Low-Voltage Power Supplies“, Maxim/Dallas Semiconductor, Application Note 652, Januar 2001, Im Internet abgerufen am 8.1.2010 unter: <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN652.pdf>
- [106] D. Maurath, C. Peters, T. Hehn, N. Lotze, S. Mohamed, D. Mintenbeck, P. Becker, Y. Manoli, “Low-Power Electronics in Autonomous Systems”,

- Energieautarke Sensorik, 5.GMM-Workshop: Mikrosensorik mit autarker Energieversorgung und drahtloser Signalübertragung, Düsseldorf, November 2008
- [107] T. Becker, M. Kluge, J. Schalk, K. Tiplady, C. Paget, U. Hilleringmann, T. Otterpohl, "Autonomous Sensor Nodes for Aircraft Structural Health Monitoring", IEEE Sensors Journal, Vol.9, No.11, November 2009
- [108] L. Mateu, M. Pollak, P. Spies, "Analog Maximum Power Point Circuit Applied to Thermogenerators", Proceedings of PowerMEMS 2008, Sendai, November 2008
- [109] V. Raghunathan, P.H. Chou, "Design and Power Management of Energy Harvesting Embedded Systems", Proceedings of the 2006 International Symposium on Low Power Electronics and Design, pp. 369-374, Tegernsee, October 2006
- [110] T. Jirku, M. Steinbauer, M. Kluge, "Power management circuit for resonant energy harvesters", Proceedings of the SPIE, Vol. 7362, Dresden, Mai 2009
- [111] E. Sazonov, H. Li, D. Curry, P. Pillay, "Self-Powered Sensors for Monitoring of Highway Bridges", IEEE Sensors Journal, Vol. 9, No. 11, pp. 1422 ff, November 2009
- [112] Temperaturmessdaten A320, Airbus, 22. April 2009
- [113] H. Kuchling, "Taschenbuch der Physik", Carl Hanser Verlag, 19. Auflage, 2007
- [114] M. Freunek, L. Reindl, W.D. Walker, "Modified Model for Thermoelectric Generators", 6th European Conference on Thermoelectrics, Poster Session, P1-29, Paris, Juli 2008
- [115] C. Arnold, "Wärmeübertragung in der Flugzeugkabine: Basis einer Simulation der Temperaturregelung bei Flugzeugklimaanlagen", Vdm Verlag, Mai 2008
- [116] D. Samson, T. Otterpohl, M. Kluge, U. Schmid, T. Becker, "Aircraft-Specific Thermoelectric Generator Module", Journal of Electronic Materials, Online First, November 2009
- [117] N. Bailly, J.-M. Dilhac, C. Escriba, C. Vanhecke, N. Mauran, M. Bafleur, "Energy Scavenging Based on Transient Thermal Gradients: Application to Structural Health Monitoring of Aircrafts", 8th International Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications, Sendai, 2008
- [118] V. Leonov, T. Torfs, P. Fiorini, C. Van Hoof, "Thermoelectric Converters of Human Warrth for Self-Powered Wireless Sensor Nodes", IEEE Sensors Journal, Vol. 7, No. 5, pp. 650 ff, Mai 2007
- [119] V. Leonov, P. Fiorini, S. Sedky, T. Torf, C. Van Hoof, "Thermoelectric MEMS generators as a power supply for a body area network", The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Vol. 1, pp. 291-294, Seoul, Juni 2005
- [120] T. Becker, I. Sayhan, M. Kluge, F. Neubauer, B. Gerum, S. Enderle, "Intrusion Detection System for Container Security", IEEE Sensors, pp. 1623-1625, Lecce, Oktober 2008
- [121] Y. Li, H. Yu, B. Su, Y. Shang, "Hybrid Micropower Source for Wireless Sensor Network", IEEE Sensors Journal, Vol. 8, No. 6, pp. 578 ff., Juni 2008
- [122] M. Kluge, "Ultrasonic Technology Overview: Requirements, Principles and Achievements", WISE Conference & Exhibition, Arcachon, Juni 2008, im Internet abgerufen unter: <http://www.wise-project.org/>

Veröffentlichungen

- J. Schalk, T. Otterpohl, U. Hilleringmann, M. Kubisch, M. Kluge, T. Becker, S. Bovelli, "Autonomous Sensors for Aeronautic Applications", 1. Landshuter Symposium Mikrosystemtechnik, Februar 2008, Landshut

- T. Becker, M. Kluge, T. Otterpohl, U. Hilleringmann, „Power Management for Thermal Energy Harvesting in Aircrafts“, IEEE Sensors 2008, pp. 681-684, Oktober 2008, Lecce
- T. Otterpohl, D. Samson, M. Kluge, T. Becker, U. Hilleringmann, „Start-up behaviour of power management electronics for aircraft applications“, 28th International Conference on Thermoelectrics and 7th European Conference on Thermoelectrics, Juli 2009, Freiburg
- T. Becker, M. Kluge, J. Schalk, K. Tiplady, C. Paget, U. Hilleringmann, T. Otterpohl, „Autonomous Sensor Nodes for Aircraft Structural Health Monitoring“, IEEE Sensors Journal, Vol. 9, No. 11, pp. 1589 ff., November 2009
- M. Kluge, T. Becker, J. Schalk, T. Otterpohl, „Remote acoustic powering and data transmission for sensors inside of conductive envelopes“, IEEE Sensors 2008, pp. 41-44, Oktober 2008, Lecce
- D. Samson, T. Otterpohl, M. Kluge, U. Schmid, T. Becker, „Aircraft specific thermoelectric generator module“, 28th International Conference on Thermoelectrics and 7th European Conference on Thermoelectrics, Juli 2009, Freiburg
- D. Samson, T. Otterpohl, M. Kluge, U. Schmid, T. Becker, „Aircraft specific thermoelectric generator module“, Journal of Electronic Materials, Online First, November 2009

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Galvanische Zelle.....	7
Abbildung 2: Schematischer Aufbau eines Thermopaars	15
Abbildung 3: Güte verschiedener Materialien nach [24] in Abhängigkeit von der Temperatur	18
Abbildung 4: Elektrisches Ersatzschaltbild eines thermoelektrischen Generators	19
Abbildung 5: Die Leistung des thermoelektrischen Generators TEG1-9.1-9.9-0.8/200 in Abhängigkeit vom Lastwiderstand bei einer konstanten Temperaturdifferenz von 10K	20
Abbildung 6: Die Effizienz des thermoelektrischen Generators TEG1-9.1-9.9-0.8/200 in Abhängigkeit vom Lastwiderstand bei einer konstanten Temperaturdifferenz von 10K	21
Abbildung 7: Effizienzvergleich zwischen TEG-9.1-9.9-0.8/X und MPG-D751 in Abhängigkeit von der Temperaturdifferenz bei Leistungsanpassung.....	24
Abbildung 8: Elektrisches Ersatzschaltbild einer Solarzelle.....	26
Abbildung 9: Blockschaltbild eines Vibrationsgenerators.....	32
Abbildung 10: Mechanisches Modell eines Vibrationsgenerators.....	33
Abbildung 11: Ausgangsleistung eines Vibrationsgenerators in Abhängigkeit der Frequenz und der Dämpfung.....	34
Abbildung 12: Schematischer Aufbau eines elektromagnetischen Vibrationsgenerators	35
Abbildung 13: Elektrisches Ersatzschaltbild eines elektromagnetischen Vibrationsgenerators	36
Abbildung 14: Schematischer Aufbau eines piezoelektrischen Vibrationsgenerators.....	37
Abbildung 15: Elektrisches Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Vibrationsgenerators...	38
Abbildung 16: Schematischer Aufbau eines elektrostatischen Vibrationsgenerators.....	40
Abbildung 17: Magnetfeld einer Leiterschleife	45
Abbildung 18: Elektrisches Ersatzschaltbild der sekundären Leiterschleife	46
Abbildung 19: Beispiel einer Leiterschleife mit einer Windung	48
Abbildung 20: Beispiel einer Leiterschleife mit vier Windungen	50
Abbildung 21: Elektrisches Ersatzschaltbild eines Piezoaktor	54
Abbildung 22: Elektrisches Ersatzschaltbild zweier gekoppelter Piezogenatoren unter Vernachlässigung der Übertragungstrecke	55

Abbildung 23: Vereinfachtes Ersatzschaltbild zweier gekoppelter Piezogeneratoren.....	55
Abbildung 24: Schaltung zur Bestimmung der Admittanz Y_{11}	57
Abbildung 25: Phase und Betrag der Admittanz Y_{11}	58
Abbildung 26: Blockdiagramm des Sensorknotens	59
Abbildung 27: Elektronik zum Auslesen eines Dehnungsmessstreifens	61
Abbildung 28: EADS Innovation Works Radio Communication Module (RCM)(unten) zusammen mit Energie- und Leistungsmanagement (oben, ältere Version).....	63
Abbildung 29: Typischer Strombedarf eines Sensorknotens mit MSP430F1611 und CC2420 mit einer Aktivierungsfrequenz von 16Hz	64
Abbildung 30: Anteil der Bauteile am Gesamtenergiebedarf (Aktivierungsfrequenz 16 Hz). 64	
Abbildung 31: Energieverlust durch Selbstentladung der Ultrakondensatoren B-Series und F- Series von Cooper-Bussmann und PC-10 von Maxwell in Abhängigkeit der Zeit	70
Abbildung 32: Selbstentladestrom der Ultrakondensatoren aus Tabelle 42 in Abhängigkeit von der Spannung.....	71
Abbildung 33: Effizienz des Linearreglers LT3008 in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und der Ausgangsleistung	73
Abbildung 34: Schematischer Aufbau einer Aufwärts-Ladungspumpe mit n-Stufen	74
Abbildung 35: Effizienz der Ladungspumpe TPS60310 in Abhängigkeit von der Eingangsspannung bei 4mW und 10mW Ausgangsleistung.....	76
Abbildung 36: Stromaufnahme und Verlustleistung der Ladungspumpe S882-Z in Abhängigkeit von der Eingangsspannung (Ausgangsspannung 2 V)	77
Abbildung 37: Schematischer Aufbau eines Gleichstromstellers (Aufwärtswandler).....	78
Abbildung 38: PFM- und PWM-Steuersignale am Beispiel des Gleichstromstellers S-8354 (Seiko Instruments) (nach [97])	79
Abbildung 39: Unterschied der Effizienzen in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom zwischen PFM- und PWM-Controllern am Beispiel des MAX1703 bei einer Eingangsspannung von 1,2V und einer Ausgangsspannung von 3,3V (nach [98])	79
Abbildung 40: Elektrisches Schaltbild eines Aufwärtswandlers mit geschlossenem Schalter T_1	81
Abbildung 41: Elektrisches Schaltbild eines Aufwärtswandlers mit geöffnetem Schalter T_1 . 82	
Abbildung 42: Energie- und Strombedarf des MAX 1724 im Leerlauf in Abhängigkeit von der Eingangsspannung.....	84
Abbildung 43: Schematischer Aufbau eines Abwärtswandlers (oben) und eines Inverters (unten)	85
Abbildung 44: Effizienz des Abwärtswandlers TPS62056 in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und der Ausgangsleistung (Ausgangsspannung 3,3 V)	86
Abbildung 45: Schematische Schaltung eines Aufwärtswandlers mit nicht reguliertem invertierendem Ausgang	87
Abbildung 46: Verlustleistung des Abwärtswandlers TPS62056 mit und ohne negativer Ausgangsspannung.....	87
Abbildung 47: Beispiel des Starten eines Aufwärtswandlers im Leerlauf mit einem zu kleinen Eingangskondensator ($C_{in}=100\mu F$)(links) und einem ausreichenden Eingangskondensator ($C_{in}=150\mu F$)(rechts). $U_{in}=1V$, $U_{out}=3,3V$, $R_i=100\Omega$	89
Abbildung 48: Effizienz des Aufwärtswandlers TPS61200	90
Abbildung 49: Schaltbild eines Aufwärtswandlers mit paralleler Ladungspumpe S882-Z zum Starten des Aufwärtswandlers mit 0,3V.....	91
Abbildung 50: Effizienz des Aufwärtswandlers S8351 mit nicht deaktivierter Ladungspumpe S882-Z nach Abbildung 49	92
Abbildung 51: Passiver Vollbrückengleichrichter	94
Abbildung 52: Schaltung eines aktiven Gleichrichters als Unterstützung eines passiven Gleichrichters	96

Abbildung 53: Blockschaltbild einer Eingangsstufe des Energie- und Leistungsmanagements für alle Energiequellen	98
Abbildung 54: Steuerschaltung für die Umschaltung zwischen Auf- und Abwärtswandlern .	99
Abbildung 55: p-MOS-Feldeffekttransistor in Gateschaltung als Stromsteller	101
Abbildung 56: Eingangsstrom und Ladezustand eines 1mF Kondensators, der mit der in Abbildung 55 vorgestellten Leistungsanpassung geladen wird	102
Abbildung 57: Steuerschaltung in der Leistungsanpassung zur Ermittlung des Arbeitspunktes, an dem der Gleichstromsteller maximale Leistung liefert	103
Abbildung 58: Steuerschaltung in der Leistungsanpassung zur Ermittlung des Arbeitspunktes, an dem die Energiequelle maximale Leistung liefert	104
Abbildung 59: Zeitlicher Verlauf eines Steuervorgangs zur Ermittlung der maximalen Ausgangsleistung eines thermoelektrischen Generators	106
Abbildung 60: Kaskadierte Kondensatoren zum schnelleren Starten des Energie- und Leistungsmanagements	107
Abbildung 61: Zeitlicher Verlauf der Spannung im Energiespeicher mit und ohne kaskadierten Kondensatoren (nach Abbildung 60)	108
Abbildung 62: Aufbau der Ausgangsstufe des Energie- und Leistungsmanagements	109
Abbildung 63: Foto des Energie- und Leistungsmanagements (letzte Version).....	109
Abbildung 64: Foto eines Prototypen zum aktiven Energie- und Leistungsmanagements....	113
Abbildung 65: Temperatur auf der Außenhülle eines Flugzeuges während eines Testfluges und die dazugehörige Flughöhe [112].....	116
Abbildung 66: Um den thermischen Teil erweitertes elektrisches Ersatzschaltbild eines thermoelektrischen Generators (siehe auch Abbildung 4)	118
Abbildung 67: Die auf den maximalen Wert normierte Leistung in Abhängigkeit vom elektrischen Innenwiderstand und vom Zuleitungswiderstand R_Z mit $R_i=8,85\Omega$	119
Abbildung 68: Schematischer Aufbau einer Flugzeughülle und Einbau eines thermoelektrischen Generators.....	120
Abbildung 69: Simulation des thermoelektrischen Generators auf der Flugzeughülle mit dem 2D-Simulationsprogramm THERM5 der University of California	122
Abbildung 70: Temperaturverteilung des in Abbildung 69 vorgestellten Aufbaus mit dem Simulationsprogramm THERM5	122
Abbildung 71: Wärmefluss des in Abbildung 69 vorgestellten Aufbaus mit dem Simulationsprogramm THERM5	123
Abbildung 72: Alternativer Aufbau mit Wärmespeicher	124
Abbildung 73: Temperatur am Wärmespeicher und der Außenhülle während eines simulierten Flugzyklus (Steig-, Reise- und Sinkflug), sowie der Spannungslevel der im Ultrakondensator PC-10 gespeicherten Energie	125
Abbildung 74: Effizienz des MAX1724, angepasst auf einen Innenwiderstand der Quelle von 40Ω (Wärmespeicher) und eine Ausgangsspannung von 3,3V, in Abhängigkeit der Eingangsspannung.....	127
Abbildung 75: Effizienz der Leistungsanpassung, des Energiespeichers und der Ausgangsstufe in Abhängigkeit vom Spannungslevel des Ultrakondensators	127
Abbildung 76: Aufbau eines drahtlosen RFID-Sensorknotens mit Energiespeicherung.....	128
Abbildung 77: Eingangsleistung in der Empfangsantenne abhängig von der Leseentfernung und der abgestrahlten Leistung	130
Abbildung 78: Integration des thermoelektrischen Generators im Sitz	132
Abbildung 79: Temperaturdifferenz und Leerlaufspannung zwischen Wärmesammler und Kühlkörper bei der Energiegewinnung im Flugzeugsitz.....	133
Abbildung 80: Aufbau des EADS Demonstrators zur Sitzplatzüberwachung.....	134
Abbildung 81: Integration des EADS Demonstrators zur Sitzplatzüberwachung in einem Flugzeugsitz und die dazugehörige Ausleseinheit	134

Abbildung 82: Effizienz des Aufwärtswandlers in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und der Temperaturdifferenz im Sitz	135
Abbildung 83: Schematischer Aufbau des Intrusion Detection Sensors mit Solarzelle als Energiequelle und Energie -und Leistungsmanagement.....	136
Abbildung 84: Bild eines Containers mit Intrusion Detection und Solarzelle als Energieversorgung	137
Abbildung 85: Schematischer Aufbau eines drahtlosen Sensorknotens mit akustischer Daten- und Energieübertragung	138
Abbildung 86: Bild des drahtlosen Sensorknotens	139

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Elektrochemisches Potenzial einiger Materialien	8
Tabelle 2: Vergleich zwischen zwei verschiedenen Primärbatterien (Alkali-Mangan und Lithium).....	9
Tabelle 3: Allgemeine Eigenschaften von Alkali-Mangan- und Lithium-Batterien [4]	9
Tabelle 4: Vergleich zwischen drei verschiedenen Sekundärbatterien (Blei, Lithium-Ion und Nickel-Metallhydrid).....	10
Tabelle 5: Allgemeine Eigenschaften von Blei-, Lithium-Ion und Nickel-Metallhydrid-Batterien	10
Tabelle 6: Eigenschaften radioaktiver Isotope zum Einsatz in Radioisotopengeneratoren	12
Tabelle 7: Leistungsdichten der Isotope unter Berücksichtigung einer Effizienz von 1% für den angeschlossenen Generator	12
Tabelle 8: Energiedichte der Isotope bei einer Lebensdauer gleich der Halbwertszeit.....	12
Tabelle 9: Thermospannungen unterschiedlicher Materialien bei Raumtemperatur bezogen auf Kupfer [22]	14
Tabelle 10: Thermospannungen unterschiedlicher Halbleiter (p- und n-dotiert) bei Raumtemperatur nach [23].....	15
Tabelle 11: Vergleich verschiedener Halbleiter im Bezug auf ihre Güte [23].....	17
Tabelle 12: Übersicht über die elektrischen und mechanischen Eigenschaften einiger gelöteter thermoelektrischer Generatoren	22
Tabelle 13: Übersicht über die elektrischen und mechanischen Eigenschaften einiger mikrotechnologisch hergestellter thermoelektrischer Generatoren.....	22
Tabelle 14: Vergleich verschiedener thermoelektrischer Generatoren	23
Tabelle 15: Vergleich verschiedener thermoelektrischer Generatoren anhand ihrer Preise	24
Tabelle 16: Vergleich verschiedener Beleuchtungsstärken in unterschiedlichen Umgebungen	28
Tabelle 17: Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Glassubstrat.....	29
Tabelle 18: Elektrische Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Glassubstrat bei 1.000 lx Beleuchtungsstärke	30
Tabelle 19: Elektrische Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Glassubstrat bei 100.000 lx Beleuchtungsstärke	30
Tabelle 20: Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Polysubstrat.....	30
Tabelle 21: Elektrische Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Polysubstrat bei 2.000 lx Beleuchtungsstärke	31
Tabelle 22: Elektrische Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Polysubstrat bei 100.000 lx Beleuchtungsstärke	31
Tabelle 23: Elektrische Eigenschaften der Dünnschicht-Solarzellen auf Glas- und Polysubstrat bei 100.000 lx Beleuchtungsstärke.....	31
Tabelle 24: Einstellbare Parameter eines piezoelektrischen Vibrationsgenerators.....	39
Tabelle 25: Übersicht über die Eigenschaften einiger Vibrationsgeneratoren.....	41
Tabelle 26: Leistungsdichten und Leistungs-Bandbreite-Produkt verschiedener Vibrationsgeneratoren	41
Tabelle 27: Frequenzen für RFID	43
Tabelle 28: Grenzen des Nah- und Fernfeldes in den verschiedenen RFID-Frequenzbereichen	44
Tabelle 29: Elektrische Daten für eine quadratische Kupferleiterschleife.....	49
Tabelle 30: Abmessungen einer rechteckigen Leiterschleife als Beispiel	50
Tabelle 31: Elektrische Daten für die eine rechteckige Kupferleiterschleife mit vier Windungen	51
Tabelle 32: Maximale Sendeleistung für RFID im LF- und HF-Band [62].....	51

Tabelle 33: Maximale Sendeleistung für RFID im UHF- und Microwave-Band.....	53
Tabelle 34: Dichte, Schallgeschwindigkeit und Schallkennimpedanz von verschiedenen Medien.....	54
Tabelle 35: Status der Clock-Signale und des Spannungsreglers eines MSP430F1611 in den Low-power Moden (X = aktiviert).....	60
Tabelle 36: Vergleich zwischen MSP430F1611 (Texas Instruments) und ATmega32A (Atmel) im Bezug auf elektrische Parameter	60
Tabelle 37: Strom- und Leistungsbedarf eines Dehnungsmessstreifens und der dazu gehörigen elektrischen Schaltung.....	61
Tabelle 38: Vergleich zwischen den ZigBee-Transceiver-Chips AT86RF230 und CC2420 ..	62
Tabelle 39: Zusammenfassung der Rahmenbedingungen für ein Energie- und Leistungsmanagement	67
Tabelle 40: Vergleich unterschiedlicher Ultrakondensatoren bezüglich ihrer Kapazität, Maximalen Spannung, des Volumens und des Gewichtes.....	69
Tabelle 41: Vergleich unterschiedlicher Ultrakondensatoren bezüglich des Innenwiderstandes und der Energiedichten.....	69
Tabelle 42: Zeit bis der Ultrakondensator durch Selbstentladung bis auf 50% seiner ursprünglichen Energie entladen ist	71
Tabelle 43: Zusammenfassung der wichtigsten Parameter für Energiespeicher.....	72
Tabelle 44: Vergleich zwischen PWM- und PFM-Controllern in Gleichstromstellern.....	80
Tabelle 45: Typische Bauteilgrößen für Aufwärtswandler	82
Tabelle 46: Minimale Startspannung unterschiedlicher PFM-Aufwärtswandler.....	91
Tabelle 47: Zusammenfassung der wichtigsten Eigenschaften der Spannungswandler	94
Tabelle 48: Spannungsabfall an der Schottky-Diode PMEG2005AEA in Abhängigkeit vom Strom [103]	95
Tabelle 49: Spannungsabfall an der Schottky-Diode BAV99 in Abhängigkeit vom Strom [104]	96
Tabelle 50: Strombedarf und Verlustleistungen des Energie- und Leistungsmanagements im Ruhezustand	111
Tabelle 51: Messdaten des Energie- und Leistungsmanagements, die bei einer aktiven Steuerung aufgenommen werden können	112
Tabelle 52: Steuersignale des Energie- und Leistungsmanagements, die bei einer aktiven Steuerung beeinflusst werden können.....	112
Tabelle 53: Festigkeiten verschiedener Materialien im Flugzeugbau.....	114
Tabelle 54: Spezifischer Wärmeleitwert ausgewählter Materialien [113].....	117
Tabelle 55: Thermische Widerstände am Übergang zu Luft und Wasser bei verschiedenen Strömungsgeschwindigkeiten (Oberfläche 1dm ²).....	118
Tabelle 56: Analogien zwischen elektrischen und thermischen Parametern	118
Tabelle 57: Wärmewiderstand und Gewicht eines Aluminium- und Kupferstabes, sowie eines Wärmerohres im Vergleich	121
Tabelle 58: Thermische Widerstände und Temperaturdifferenzen an dem in Abbildung 68 vorgestellten Aufbau	121
Tabelle 59: Vergleich der Leistungsdichten pro Fläche/Volumen und Gewicht der verschiedenen Energiequellen beim Einsatz in der Strukturüberwachung	126
Tabelle 60: Vergleich der RFID-Tags MLX 90129 und SL13A	129

Symbolverzeichnis

a	Beschleunigung
A	Querschnittsfläche
b^*	Längenabhängige Hilfsvariable (siehe Gleichung (40))
B	Magnetische Flussdichte
c	Lichtgeschwindigkeit
c_D	Dämpfungskonstante
C	Kapazität eines Kondensators
d_{31}	Piezomodul der piezoelektrischen Schicht
e	Elektrische Ladung
E_e	Strahlungsintensität der Sonne
E_v	Beleuchtungsstärke
E_{33}	Elastizitätsmodul der piezoelektrischen Schicht
f	Frequenz
f_0	Resonanzfrequenz
F	Kraft
G	Verstärkung
G_{th}	Thermischer Leitwert
h_c	Thermischer Übergangskoeffizient
h_r	Wärmeübergangskoeffizient durch Strahlung
H	Magnetische Feldstärke
I	Elektrischer Strom
I_{ph}	Fotostrom
I_S	Diodensättigungsstrom
J	Schallintensität
j	Imaginäre Einheit
k	Boltzmann-Konstante
k	Federkonstante
k_{31}	Piezoelektrischer Kopplungskoeffizient
K_m	Photometrisches Strahlungsäquivalent
l	Länge
L	Induktivität einer Spule
m	Masse
M	Gegeninduktivität
n	Anzahl der Windungen einer Spule oder der Anzahl piezoelektrischer Schichten
n_e	Emissionsfaktor einer Diode
p	Schalldruck
P	Elektrische Leistung
P_{ak}	Schalleistung
P_{th}	Thermische Leistung
P_v	Mechanische Leistung
q	Elektrische Ladung

Q	Seebeck-Koeffizient / Thermokraft
r	Radius
r_{nah}	Äußere Grenze des Nahfeldes
r_{fern}	Innere Grenze des Fernfeldes
R	Elektrischer Widerstand
R_i	Elektrischer Innenwiderstand einer Quelle
R_m	Zugfestigkeit
R_{spez}	Spezifische Festigkeit
R_{th}	Thermischer Widerstand
s	Weg
t	Zeit
t_c	Dicke des Piezoelektrischen Materials
T	Temperatur
U	Elektrische Spannung
U_{ind}	Induzierte Spannung
U_{diff}	Spannungsdifferenz
v	Geschwindigkeit
$V(\lambda)$	Helligkeitsfunktion des menschlichen Auges
w	Weite
W	Elektrische Arbeit
x	Koordinate in x-Richtung
y	Koordinate in y-Richtung
Y	Admittanz
Y_0	Maximale Auslenkung in y-Richtung
z	Koordinate in z-Richtung
Z	Güte (Figure of Merit)
Z_F	Schallkennimpedanz
Z_G	Gütemaß für thermoelektrische Generatoren
Z_v	Leistungs-Bandbreite-Produkt eines Vibrationsgenerators
ZT	Mit der mittleren Temperatur multiplizierte Güte eines thermoelektrischen Generators
Z_0	Wellenwiderstand
β	Feldeffekttransistor-Konstante
δ	Eindringtiefe
ε	Emissionsgrad
ε_0	Elektrische Feldkonstante
ζ	Dämpfung im mechanischen Modell
ζ_e	Elektrische Dämpfung
ζ_m	Mechanische Dämpfung
λ	Wellenlänge
λ_{th}	Spezifische thermische Leitfähigkeit
μ	Effizienz
μ_0	Magnetische Feldkonstante
μ_r	Permeabilität

π	Konstante Pi
ρ	Spezifischer elektrischer Widerstand
ρ_D	Dichte
σ	Spezifische elektrische Leitfähigkeit
σ_{in}	Mechanische Spannung
σ_{SB}	Stefan-Boltzmann-Konstante
τ	Zeitkonstante
ϕ	Elektrisches Potenzial
ϕ_e	Strahlungsleistung einer Lichtquelle
ϕ_V	Strahlungsstärke, bzw. Lichtstrom, der vom menschlichen Auge erkannt wird
Φ	Magnetischer Fluss
χ	Faktor zwischen Strahlungsintensität der Sonne und Beleuchtungsstärke
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Resonanzkreisfrequenz