

# Gemeinsamer Abschlussbericht

## Flexible Plattform für Energiesammelsysteme für die Gebäudeautomation - MEH

### Projektkoordinator:

**Marc Neujahr**  
**Möhlenhoff GmbH**  
Museumsstraße 54a  
38229 Salzgitter  
Tel: +49 (5341) 8475-465  
m.neujahr@moehlenhoff.de

Projektlaufzeit: 01.10.2018-30.09.2021  
Kennwort: MEH  
Verbundnummer: ES2KMU17/402

### Weitere Projektpartner:

<p><b>Dr. Stefan Möller</b> <b>deister electronic GmbH</b> Hermann-Bahlsen-Str. 11 30890 Barsinghausen Tel: +49 (5105) 5161-11 stefan.moeller@deister.com</p>	<p><b>Prof. Dr.-Ing. Jens Passoke</b> <b>Hochschule Hannover</b> <b>Abt. Hochfrequenz- und</b> <b>Mikrowellentechnik (HsH)</b> Ricklinger Stadtweg 120 30459 Hannover Tel: +49 (511) 9296-1295 jens.passoke@hs-hannover.de</p>	<p><b>Prof. Dr.-Ing Holger Blume</b> <b>Leibniz Universität Hannover</b> <b>Institut für</b> <b>Mikroelektronische Systeme</b> <b>(LUH)</b> Appelstraße 4 30167 Hannover Tel:+49 (511) 762-19640 blume@ims.uni-hannover.de</p>
---	--	--



# Einleitung

Im Rahmen des Projektes ist eine Plattform für Komponenten intelligenter Gebäudeautomationssysteme entwickelt worden und deren Brauchbarkeit wurde an zwei Demonstratoren aufgezeigt. Die entwickelten Komponenten werden gleichzeitig sowohl die Wirtschaftlichkeit als auch die Umweltverträglichkeit zukünftiger Produkte, beispielsweise intelligenter Raumbediengeräte oder intelligenter Türschlösser, wesentlich steigern.

Charakteristisches Merkmal der Plattform ist der geringe Energiebedarf. Die Kombination dieser Merkmale ermöglicht einen längeren drahtlosen Betrieb mit weniger Batteriezellen im Vergleich zu bestehenden Systemen. Die Steigerung der Wirtschaftlichkeit ergibt sich bereits durch die Ausdehnung der Wartungsintervalle für den Batteriewechsel und die Steigerung der Umweltverträglichkeit folgt aus der verringerten Menge anfallender Altbatterien.

Darüber hinaus konnten unterschiedliche Energy-Harvesting-Technologien umgesetzt werden die einen geringeren Energieverbrauch der Applikation voraussetzen. Der Einsatz des Multi-Energy-Harvesting bietet das Potenzial zur weiteren Steigerung der Wirtschaftlichkeit und Umweltverträglichkeit der Plattform. Bei ausreichend verfügbarer Energie kann Energy-Harvesting die gesamte Energieversorgung einer Komponente gewährleisten und es kann auf Batterien vollständig verzichtet werden.

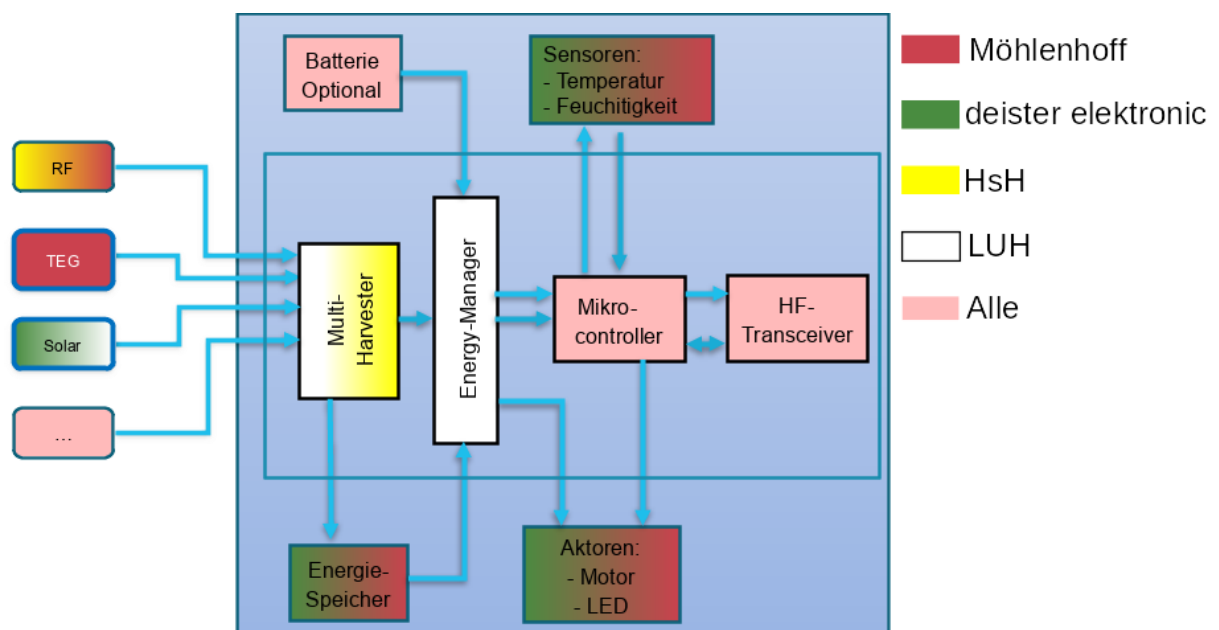


Abbildung 1: Konzept der Multi-Energy-Harvesting-Plattform

Abbildung 1 stellt das grundlegende Konzept dieser Multi-Energy-Harvesting-Plattform und die Ausgangsidee für das Projekt dar.

Der folgende Bericht geht auf die Umsetzung des Konzepts und die Resultate ein. Dabei basieren die Kapitel des Berichts auf den Arbeitspaketen des Projekts. In den einzelnen Arbeitspaketen wird auf die Ergebnisse der Projektpartner bzw. gemeinsame Ergebnisse eingegangen. Am Berichtsende folgt eine Zusammenfassung und ein Ausblick auf die Verwendung der Ergebnisse durch die Projektpartner.

# Arbeitspaket 1: Recherche und Entwicklung verschiedener Harvesting-Quellen

Als geeignete Energiequellen für die Plattform wurde

- Umgebungslicht
- Temperaturdifferenzen
- Kinetische Energie
- Energie aus elektromagnetischen Feldern

im Projekt betrachtet. Das bedeutet jedoch nicht, dass für zukünftige Produkte auch weitere Quellen genutzt werden können.

Zusammen mit der Erzeugung von elektrischer Energie aus der Umgebung muss auch die effiziente Umwandlung der Energie für das Zwischenspeichern in Sekundärzellen und die Versorgung der Schaltung betrachtet werden.

So gibt es für Solarzellen, thermoelektrische Harvester, Piezo-Harvester und auch HF-Harvester bereits Schaltungen verschiedener Halbleiterhersteller. In diesem Projekt werden vor allem integrierte Schaltungen der Firma e-peas genutzt, weil hier ein breites Portfolio für verschiedene Energiequellen vorhanden ist [1].

Im Folgenden werden die Ergebnisse der einzelnen Arbeitspakete getrennt nach Projektpartner aufgeführt und für die einzelnen Arbeitspakete eine kurze Zusammenfassung gegeben.

## *Möhlenhoff:*

Zu Beginn der Projektlaufzeit wurde entschieden, den wissenschaftlich-technischen Schwerpunkt mehr in Richtung eines Heizungsthermostaten (statt eines Wandthermostaten) zu verschieben und den Fokus auf das Ernten thermischer Energie zu legen. Ein Heizungsthermostat eignet sich insofern besser als Produktdemonstrator, als dass eine Wärmequelle in Form des Heizungsrohres direkt verfügbar ist. Der Vorauslegung und Untersuchung des TEG sowie der besonders energiesparenden Ansteuerung des Antriebs wurde dementsprechend ausführlich bearbeitet.

## Thermo-elektrische-Generatoren(TEG):

Beim thermischen Energyharvesting wird ein thermoelektrischer Generator verwendet, um aus Temperaturunterschieden bzw. dem sich daraus ergebenden Wärmefluss elektrischen Strom zu erzeugen.

Der *Peltier-Effekt* ist zusammen mit dem *Thomson-* und *Seebeck-Effekt* einer der drei wesentlichen thermoelektrischen Effekte. Alle drei Effekte treten stets zusammen auf.

Der *Seebeck-Effekt* beschreibt den temperaturabhängigen Potentialunterschied, der sich herausbildet, wenn zwei unterschiedliche leitende oder halbleitende Materialien miteinander in Kontakt gebracht werden. Bezogen auf Halbleiter kann er durch die Eigenschaften von Materialien beschrieben werden, dass bei vorhandenem Wärmefluss freie Elektronen generiert (n-Typ) werden, während andere solche absorbieren (p-Typ). Ist eine elektrisch leitende Verbindung zwischen den beiden Antagonisten vorhanden, stellt sich ein Stromfluss ein, dessen Stärke zum Temperaturunterschied proportional ist. Das Vorzeichen des Seebeck-Koeffizienten ergibt sich aus den Richtungen des thermoelektrischen Feldes und

des Temperaturgradienten. Bei Metallen mit freiem Elektronengas sammeln sich die Elektronen am kalten Ende, deshalb ist das Vorzeichen in der Regel negativ. Bei einigen Übergangsmetallen, kann der Koeffizient jedoch auch positiv sein [2] [3]

$$U = \int_{T_1}^{T_2} (\alpha_B(T) - \alpha_A(T)) dT$$

Mit:  
 T: Temperatur  
 $\alpha_A, \alpha_B$ : Seebeck-Koeffizienten Material A und B  
 U: Spannung

Der *Peltier-Effekt* zeigt sich darin, dass an der Kontaktstelle zweier verschiedener (Halb-)Leiter Temperaturgradienten entstehen, wenn durch sie ein elektrischer Strom fließt. Der Effekt beruht auf der Gleichzeitigkeit von elektrischem Strom und Wärmestrom in elektrischen Leitern. Die Strömungsgeschwindigkeit der Leitungselektronen im elektrischen Strom unterscheidet sich und hängt vom Energieniveau der Elektronen ab. Ist dieses Energieniveau größer als das chemische Potential des Materials, dann ist die Geschwindigkeit größer als die von Elektronen mit insgesamt niedrigerer Energie und der Peltier-Koeffizient negativ, sonst positiv (wegen der negativen Elektronenladung  $e^-$ ). Die Peltier-Wärme speist sich aus dem Überschuss bzw. Defizit der sich dann an der Kontaktstelle ergibt. Die gleiche Wärmemenge, die bei einer Polung pro Zeiteinheit aufgenommen wird, wird bei entgegengesetzter Polung abgegeben [4], [5], [2]

$$\dot{Q} = I * (\Pi_A - \Pi_B)$$

Mit:  
 $\dot{Q}$ : Wärmestrom  
 $\Pi_A, \Pi_B$ : Peltier-Koeffizient Material A und B  
 I: Elektrischer Strom

Dieser Effekt ist also umkehrbar, d.h. ein fließender Strom erzeugt entlang des Stromflusses einen Temperaturgradienten. Die in der Literatur teils angetroffene Aussage, der Seebeck-Effekt wäre die Reversion des Peltier-Effekt, ist falsch. Beide Effekte stehen aber im Zusammenhang.

Der *Thomson-Effekt* beschreibt den unterschiedlichen Wärmetransport innerhalb eines elektrisch leitenden Materials, das stromdurchflossen ist. Der Effekt wird überlagert durch die widerstands- bzw. Joule'sche Erwärmung und spielt daher praktisch keine sehr große Rolle und wird hier nur genannt, da er für eine vollständige Beschreibung der physikalischen Zusammenhänge unerlässlich ist.

$$q = \rho J^2 - \mu J \frac{dT}{dx}$$

Mit:  
 q: Volumenwärme  
 $\rho$ : Spezifischer Widerstand, Resistivität  
 $\mu$ : Thomsen-Koeffizient  
 J: Stromdichte

Zwischen den drei thermoelektrischen Effekten besteht der Zusammenhang:

$$\Pi = \alpha * T$$

$$\mu = T * \frac{d\alpha}{dT}$$

Mit:  
 $\Pi$ : Peltier-Koeffizient  
 $\alpha$ : Seebeck-Koeffizient  
 $\mu$ : Thomsen-Koeffizient  
 T: Temperatur (absolut)

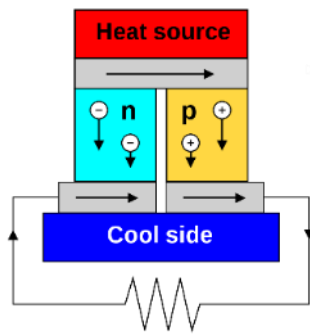


Abbildung 2: Prinzipaufbau TEG mit einem „Couple“.

Im TEG (siehe Abbildung 2) werden die drei Effekte gemeinsam ausgenutzt, um aus Wärmeströmen elektrischen Strom zu generieren. Die Wärme passiert dabei sog. „Couples“, also Thermopaare aus verarmten oder angereicherten Halbleitern (Metalle lassen sich nicht technisch nutzen, da der Umwandlungswirkungsgrad zu niedrig wäre). Weil die Thermospannung noch sehr niedrig und so technisch kaum nutzbar ist, werden viele dieser Pärchen in Serie geschaltet um die Spannung zu erhöhen, was als *Thermosäule* bezeichnet wird. Diese Spannung muss zur Nutzung anschließend noch durch einen Boost-Konverter angehoben werden.

Der *Wirkungsgrad* des TEGs kann als Verhältniszahl aus zugeführter Leistung in Form von Wärme und abgegebener elektrischer Leistung gebildet werden. Er hängt stark mit dem  $zT$ -Wert zusammen, der mit steigendem Wirkungsgrad zunimmt. Der  $zT$ -Wert kann aus verschiedenen Materialparametern errechnet werden, wobei der Seebeck-Koeffizient und die elektrische Leitfähigkeit in den Zähler und die Wärmeleitfähigkeit in den Nenner eingehen. Der Wert wird unendlich, wenn der Carnot-Wirkungsgrad<sup>1</sup> erreicht ist.

$$zT = \frac{\alpha^2 T \sigma}{\lambda}$$

Mit:  
 $zT$ : dimensionslose Gütezahl  
 $\alpha$ : Seebeck-Koeffizient  
 $T$ : mittlere Temperatur (absolut)  
 $\sigma$ : el. Leitwert  
 $\lambda$ : Wärmeleitwert

Es ist keine Materialpaarung bekannt, dessen  $zT$ -Wert größer als drei wäre und keine Paarung in industrieller Nutzung, deren  $zT$ -Wert über dem Wert zwei liegt [3], [6].

**Für die TEG-Auswahl bedeutet dies:**

**Das optimale TEG hat ein möglichst geringes  $\lambda$  (Temperaturgradient über TEG beachten), aber einen hohen Leitwert und einen großen Seebeck-Koeffizienten.**

Abbildung 3 zeigt einen Vergleich aktuell eingesetzter bzw. beforschter TEG-Materialien. Der maximale  $zT$ -Wert der Materialien und Fertigungstechnologien, die bei Raumtemperaturanwendungen in Frage kommen (1<sup>st</sup> Gen., sehr verbreitet:  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ ), ist mit 0,7-0,9 relativ niedrig.

In Zukunft wird die Dünnschichttechnik auch in diesen Bereich Einzug halten (2<sup>nd</sup> Gen), die eine höhere Packungs- und damit Leistungsdichte ermöglicht. TEGs der zweiten Generation sind bereits kommerziell verfügbar. (TGP-651 ThermoGenerator-Package 2014)

Mit der Einführung von nanotechnologischen Fertigungsverfahren wird die Leistung von TEGs zukünftig noch weiter gesteigert werden können und  $zT$ -Werte zwischen 2-3 realistisch. Nanostrukturierte TEGs sind derzeit Gegenstand von Forschung und Wissenschaft.

Es wurden insgesamt über 28 TEG-Typen recherchiert, die im Anhang in Abbildung 98 gegenübergestellt sind.

<sup>1</sup> auch Carnot-Faktor: Der höchste theoretisch erreichbare Wirkungsgrad bei Umwandlung von Wärme in mechanische

Energie.  $\eta_c = 1 - \frac{T_k}{T_h}$  mit  $\eta_c$ : Carnot-Wirkungsgrad,  $T_k$ : Temperatursenke,  $T_h$ : Temperaturquelle

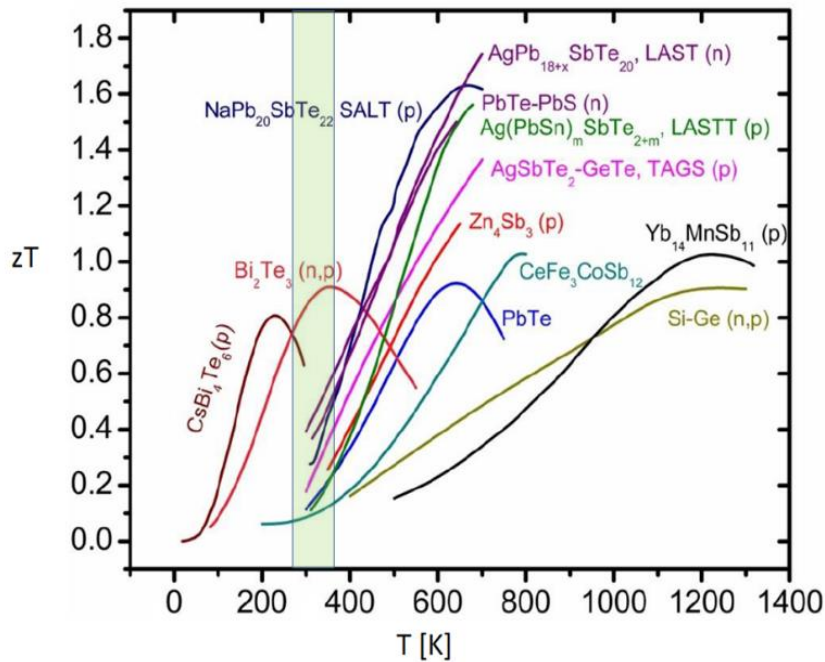


Abbildung 3: Vergleich von TEG-Materialien:  $zT$  in Relation zur absoluten Temperatur. Hervorgehoben der mögliche Einsatzbereich [53].

Während der Projektlaufzeit wurden auch neuere Entwicklungen von TEGs auf eine geeignete Anwendung geprüft. Zwar waren einige vielversprechende Ansätze dabei, allerdings haben Firmen wie Micropelt und Otego ihre Arbeit an TEGs eingestellt oder die TEGs benötigten eine zu hohe Differenztemperatur, wie bei TEGnology, so dass nur die oben erwähnten „kommerziellen“ TEGs im Projekt zum Einsatz kamen.

#### Wärmeübertragung von und zum TEG:

Für den Wärmetransport zum und innerhalb des eTRV (electronic Thermostatic-Radiator - Valve) ist die *Wärmeleitung* der vorherrschende Mechanismus, während für den Wärmeabtransport vom eTRV in die Umgebung vor allem *Konvektion* und *Wärmestrahlung* die größere Rolle spielen werden.

Für Wärmeleitung innerhalb eines homogenen Festkörpers gilt:

$$\dot{Q} = \frac{dQ}{dt} = \lambda A \frac{dT}{dx}$$

Mit:  
 Q= Wärme [J, Ws]  
 t= Zeit [s]  
 λ= Wärmeleitfähigkeit [W/mK]  
 A= Fläche [m<sup>2</sup>]  
 x= Abschnitt / Strecke [m]

Für den Wärmewiderstand gilt:

$$R_{th} = \frac{\Delta x}{\lambda A}$$

$$= \frac{\Delta T}{\dot{Q}}$$

Mit:  
 R<sub>th</sub>= Wärmewiderstand [K/W]  
 λ= Wärmeleitfähigkeit [W/mK]  
 A= Fläche [m<sup>2</sup>]  
 x= Abschnitt / Strecke [m]  
 T= Temperatur [°C, K]  
 Q= Wärme

Für den Wärmeaustausch durch Konvektion gilt, dass auch hier ein linearer Zusammenhang zwischen der übertragenen Wärmemenge, der Oberfläche und der Temperaturdifferenz besteht. Aufgrund der Vielzahl weiterer Einflüsse, denen der eTRV ausgesetzt ist und die nicht

unserer Kontrolle unterliegen, wird hier auf einen rein mathematischen Ansatz nicht weiter eingegangen.

Für den Austausch von Energie zwischen zwei Körpern durch Strahlung gilt das Stefan-Boltzmann-Gesetz:

$$P_e = e\sigma AT^4$$

Mit:  
P<sub>e</sub>= emittierte Leistung [W]  
e= Emissionsgrad [0...1]  
σ= 5,6703x10<sup>-8</sup>Wxm<sup>-2</sup>K<sup>-4</sup>  
A= Fläche [m<sup>2</sup>]  
T= absolute Temperatur [K]

[7]

#### Beschreibung der jeweiligen Einsatzszenarien:

Die Vorlauftemperatur wird in der Regel global für das ganze Gewerk durch die zentrale Heizungsanlage geregelt. Sie ergibt sich aus der Außentemperatur und ggf. der Temperatur eines zentralen „Referenz“-Wohnraumes (Heizkurve). Zusätzlich kann die Vorlauftemperatur mithilfe von Mischventilen für einzelne Stränge herabgesetzt werden, wenn zum Beispiel für die Fußbodenheizung die maximale Temperatur begrenzt werden soll, Radiatoren aber eine höhere Vorlauftemperatur erfordern.

Die kleinsten regelbaren Einheiten der Heizungsanlage sind i.d.R. die Räume. Deren Temperatur wird mithilfe von Thermostatventilen eingestellt. Bei Radiatoren sind die Thermostate in der Regel im Vorlauf montiert.

Gewöhnliche Thermostatventile bestehen aus einem Thermostatkopf, der Temperaturdifferenzen in mechanische Bewegungen umsetzt und einem Ventilunterteil, das wegababhängig den Volumenstrom durch den Radiator steuert. Die mechanische Bewegung wird im Großteil aller Thermostate durch ein *Dehnstoffelement* erreicht. Im Dehnstoffelement befindet sich Paraffin, dessen Schmelzintervall (Bereich zwischen Solidus- und Liquidustemperatur) im gewünschten Regelbereich liegt. Die Volumenänderung beim Phasenübergang wird zum Antrieb benutzt, eine serielle Feder begrenzt die wirkende Kraft in den Endlagen.

Der Errichter kann unterschiedliche Köpfe und Unterteile miteinander kombinieren, wobei bei einigen Konstellationen ein zusätzlicher Adapterring notwendig wird. Der Adapter ist an die jeweilige Montageart angepasst und sorgt außerdem dafür, dass sich der Arbeitsbereich des Ventilkopfes über den Endlagen des Ventilunterteils befindet.

Thermostatventile müssen nach EN 215 nachfolgende Werte erfüllen:

- Einstellbereich von 6°C bis 28°C
- Frostschutzsicherung bei 6°C
- Max. Fühlertemperatur 50°C
- Hysterese 0,2 K/max. 1 K
- Differenzdruckeinfluss 0,3 K/max. 1 K
- Wassertemperatureinfluss bei eingebautem Fühler < 0,4 K, bei Fernfühler < 0,3 K/max. 0,75 K [8]

eTRV-Harvester-Demonstrator Ansatz: Ein elektronischer Thermostatkopf arbeitet genauer, kann sich mit der Umgebung vernetzen (smart Home) und verfügt meistens über zusätzliche Funktion, wie z.B. zeitgesteuerte Programme oder eine „Boost“-Funktion zum schnelleren

Aufheizen des Raumes. Das Dehnstoffelement ist durch einen Getriebemotor mit nachgeschaltetem Spindelantrieb ersetzt.

Weil das Ventil direkt wasserführend ist, steht während der Heizperioden (Winterbetrieb) thermische Energie zur Verfügung. Die Zeiten ohne aktive Heizung (Sommerbetrieb) müssen durch einen Energiespeicher überbrückt werden.

Das Verhältnis zwischen „Sommer“ und „Winterbetrieb“ war nicht bekannt und musste beispielhaft ermittelt werden (vgl. AP2). Derzeit kommerziell erhältliche eTRV werden meist mit Primärzellen betrieben. Ein Batteriewechsel ist nach 1-3 Jahren erforderlich.

### *deister electronic:*

#### Strom- und Energiebedarf für einen Demonstrator:

Zunächst wird der Strom- bzw. Energiebedarf für ein bestehendes Zylinderschloss vorgestellt. Basierend auf diesen Daten können dann die verschiedenen Harvester bewertet werden, um geeignete Energiequellen für ein energieautarkes Türschloss zu finden.

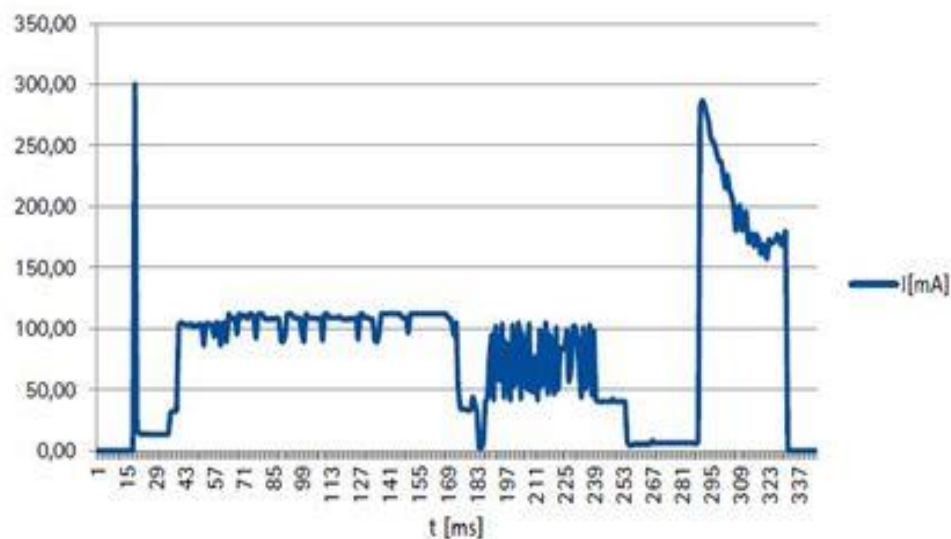


Abbildung 4 : Zeitlicher Verlauf des Betriebsstromes für einen Öffnungsvorgang eines Zylinderschlusses

In Abbildung 4 ist der Strombedarf über die Zeit (in Millisekunden)) für einen Schließvorgang dargestellt.

Die einzelnen Phasen des Schliessvorganges sind

- Ruhezustand (sämtliche Systeme bis auf Uhr und Weckempfänger deaktiviert)
- Wecken (System erkennt Transponder)
- Hacker (Aktivierung der Energiekonverter)
- Initialisierung (Speicher etc.)
- RFID Lesung (inklusive gegenseitiger Authentifikation)
- Signalisierung (LED und Pieper)
- Eventspeicherung (Öffnungsvorgang wird auf Karte gespeichert)
- Motor drehen (auf)
- Motor drehen (zu) (nicht in Grafik)

Zusammenfassten sind folgende Ströme von einem energieautarken System zur Verfügung zu stellen:



- Ruhestrom ca. 8  $\mu\text{A}$  bei 3 V (über die gesamte Betriebszeit), also pro Tag: 200  $\mu\text{Ah}$  bzw. 0,6 mWh
- Öffnung mit NXP Mifare EV1 Karte benötigt im Mittel ca. 10  $\mu\text{Ah}$   
Wobei für den Einsatz eines Konverters auch die Stromspitzen bedeutend sind.

Ein Öffnungsvorgang entspricht einer Energie von 30  $\mu\text{Wh}$  bzw. bei 3 V Versorgungsspannung ca. 0,1 Ws (bzw. Joule). Damit entsprechen 20 Öffnungsvorgängen pro Tag 0,6 mWh, was wiederum den Energiebedarf des Schlosses im Ruhemodus gleichkommt.

Es wurden nun die verfügbare Energie untersucht, die sich im Umfeld eines Schlosses ernten lässt:

### Umgebungslicht:

Hierzu wurde an unterschiedlichen Stellen im Bürogebäude und in der Produktion von deister electronic die Lichtstärke gemessen. Abbildung 5. zeigt die Ergebnisse der Messung für verschiedene Büros während der Arbeitszeit. Der Mittelwert der Beleuchtungsstärke lag (im Bereich der Tür) bei 77 lx. Zum Vergleich: Die Beleuchtungsstärke im freien an einem bewölkten Tag beträgt ca. 6500 lx.

Solarzellen besitzen einen typischen Wirkungsgrad von etwa  $< 20\%$ . In Abbildung 6 sind Strom, Spannung und Leistung einer Solarzelle bei unterschiedlicher Beleuchtungsstärke dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich bei Beleuchtungsstärken von etwa 100 lx Leistungen von unter 50 mW ergeben (gestrichelte Kurve).

Hierbei ist zu beachten, dass es sich bei der dargestellten Zelle von 3Gsolar nicht um eine Standard-Silizium Zelle handelt, sondern eine speziell für den Innenbereich entwickelte Zelle. Das Licht im Innenbereich (zum Beispiel von Leuchtstoffröhren und vermehrt durch LEDs) besitzt einen deutlich höheren blau-Anteil als Sonnenlicht, aber weniger Infrarotanteil. Hier sind Silizium Zellen ineffizient, daher kommen sogenannte Dye-Zellen oder andere Materialsysteme zum Einsatz. Dadurch erreicht man eine bis zu sechsfach höhere Effizienz als bei Si-Standardzellen [9].

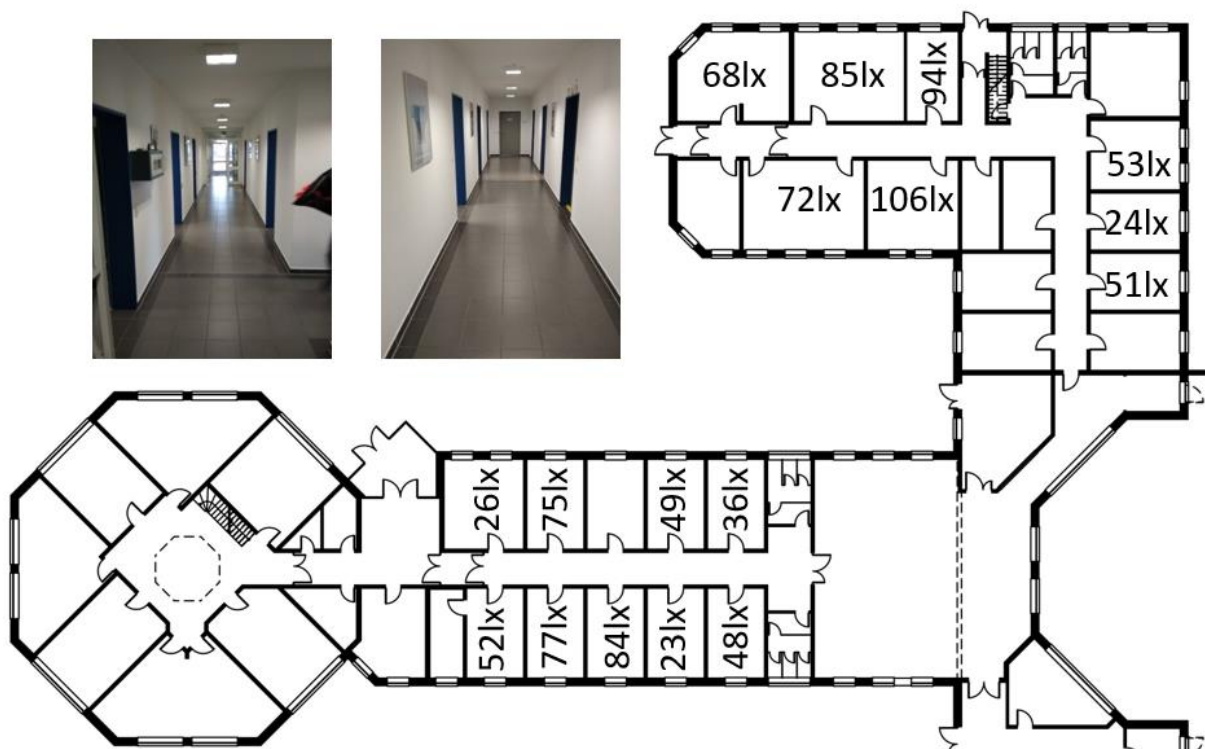


Abbildung 5: Beleuchtungsstärken an einem typischen Arbeitstag in verschiedenen Büros der Firma deister electronic

Es wurden nun Messungen durchgeführt, um die erreichbare Energieausbeute im Gebäude abzuschätzen. Dazu wurden sowohl Messung mit einer belasteten Solarzelle durchgeführt und ein Datenlogger gebaut, der die nutzbare Energie über einen Tageszyklus oder länger aufgezeichnet hat.

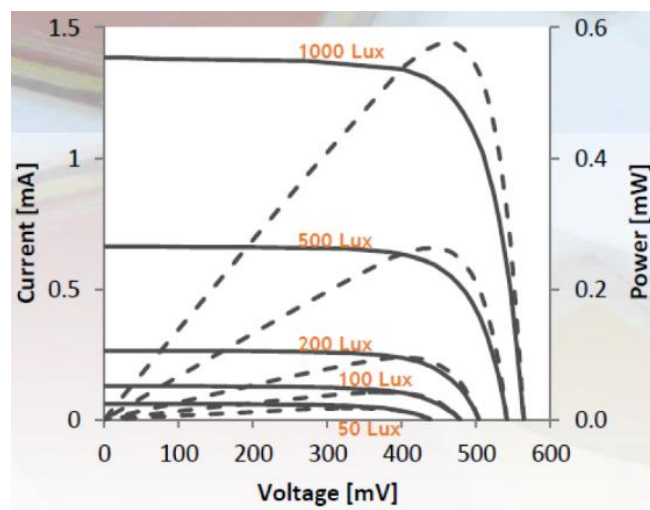


Abbildung 6: Typische Strom (Leistungs)–Spannungs-Charakteristik einer Indoor-Solarzelle bei unterschiedlichen Beleuchtungsstärken [51].

So zeigten die Messungen beispielsweise für eine Indoorsolarzelle von Lightrity [9], dass mit einer aktiven Fläche von  $\sim 10 \text{ cm}^2$  und Ausrichtung senkrecht zur Deckenbeleuchtung

entweder eine Türöffnung in drei Stunden erfolgen kann oder die Ruheenergie des Schlosses für 24 Stunden geliefert werden kann.

#### Messungen zur Energieausbeute von Elektromagnetische Feldern (RF-Harvesting):

Für eine erste Einschätzung, ob für das Türschloss das Ernten von Energie aus elektromagnetischen Feldern sinnvoll ist, wurden Messungen im Gebäude von deister electronic durchgeführt (hierbei ist zu beachten, dass in der Firma WLAN, Bluetooth und andere Drahtloskommunikation während der Bürozeiten genutzt werden).

Abbildung 7 zeigt einen typischen Feldstärkeverlauf über den Frequenzbereich von 0 – 3 GHz. Die Feldstärke lag bei diesen Messungen maximal bei 50 dB $\mu$ V. Zum Vergleich der HF-Harvester P2110 von Powercast [10] benötigt 97 dB $\mu$ V (-10 dBm) ein UHF Transponder (NXP UCODE8) mindestens 84 dB $\mu$ V (-23 dBm). Aufgrund der geringen Energie erscheint daher das HF-Energieharvesting als nicht sinnvoll.

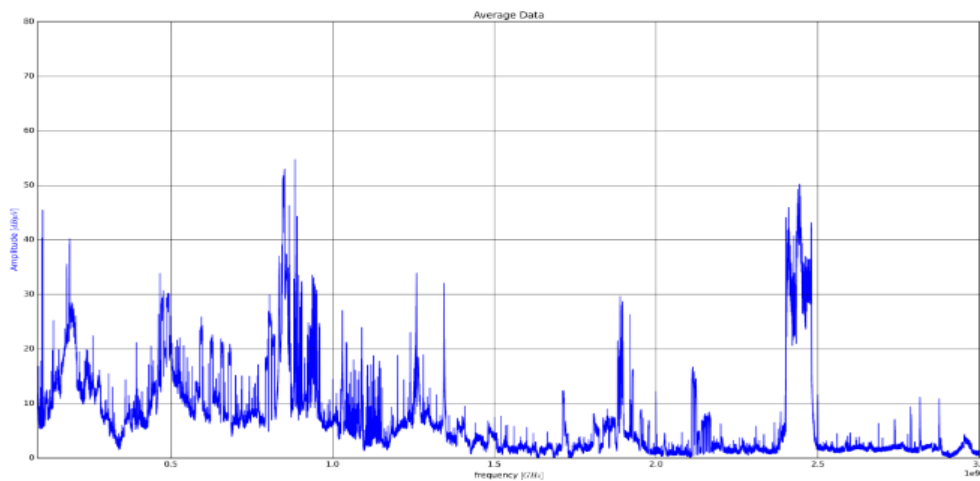


Abbildung 7: Typisches Frequenzspektrum von 0 - 3 GHz im Bürogebäude (y-Achse in dB $\mu$ V)

#### Evaluation Temperaturdifferenzen für den Einsatz von thermoelektrischen Harvestern im Türschloss:

Ob sich TEGs als Energiequelle für das Türschloss im Innenbereich eignen, wurde durch verschiedene Messungen an einer Bürotür über einen Zeitraum von 14 Tagen überprüft (siehe Abbildung 8). Es ergab sich eine maximale Temperaturdifferenz zwischen Innen- und Außenseite der Tür von 3 Kelvin und eine gemittelte Temperaturdifferenz von 0,96 Kelvin über 14 Tage. Damit scheidet auch diese Art der Energieernte für das Türschloss im Innenbereich aus, da diese geringen Temperaturdifferenzen zur Nutzung zunächst an das TEG gebracht werden müssen.

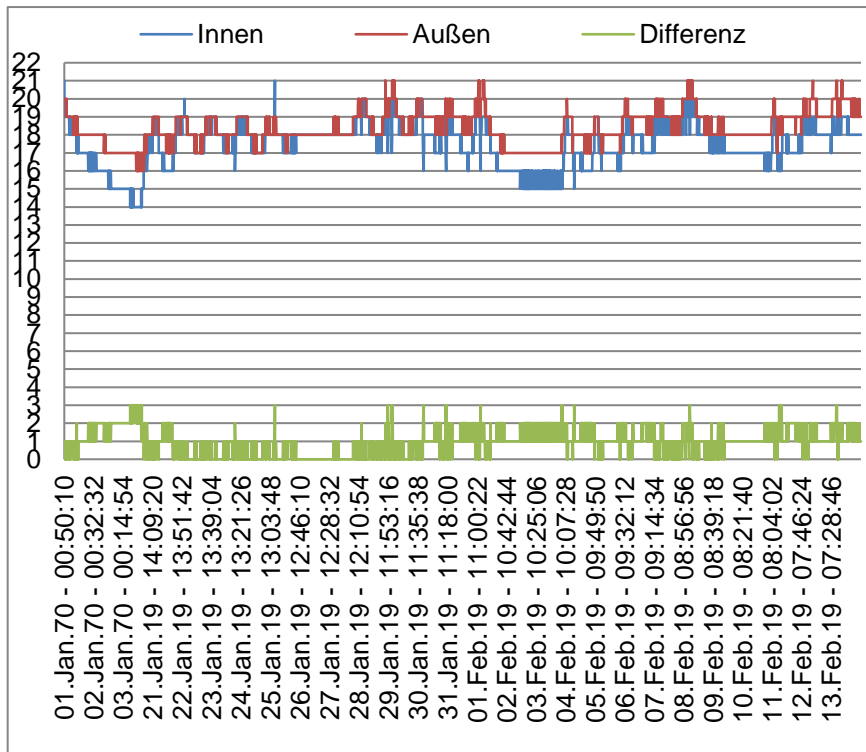


Abbildung 8: Absolute Temperatur innen- und außen an einer Bürotür und Temperaturdifferenz

### Energiegewinnung aus kinetischer Energie (dynamischer Harvester):

Da bei der Türöffnung sowohl das Schloss als auch die gesamte Tür bewegt wird, bietet sich die Energiegewinnung aus der beim Schließen und Öffnen der Tür verfügbaren Bewegungsenergie an. Eine Herausforderung stellt dabei die Umwandlung der kinetischen Energie in elektrische Energie dar, die dem Türschloss zur Verfügung stehen soll.

Hierzu wurden verschiedene am Markt verfügbare Harvester untersucht:

### Induktiver Generator [11]

- Hin- und Herschalten eines Hebels sorgt dafür, dass eine Spule von einem Magnetfeld wechselnder Richtung durchflossen wird und dabei eine Spannung in wechselnder Richtung induziert wird



Abbildung 9: Induktiver Harvester für kinetische Energie [11].

- 69  $\mu\text{As}$  (0,02  $\mu\text{Ah}$ ) Energie pro Schaltvorgang
- Ergebnis: 500 Schaltvorgänge für einen Schließvorgang, d.h. nicht geeignet

### Taschenlampe von Lunartec mit Kurbel

- mittels Kurbel und Getriebe wird ein bürstenloser Gleichstrommotor als Generator eingesetzt
- interne Akku (NMH, 3.6 V, 80 mAh)
- Pro Umdrehung des Hebels macht der Generator ca. 28 Umdrehungen
- 12  $\mu\text{Ah}$  pro Umdrehung (Kondensatorspannung von 2V auf 3 V angehoben)
- eine Umdrehung erzeugt ungefähr die Energie für eine Öffnung oder 1,5h Standby-Zeit

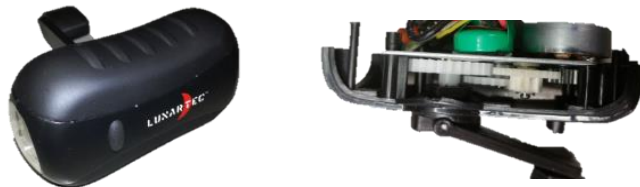


Abbildung 10: Kurbeltaschenlampe von Lunartec

### Taschenlampe von Würth mit Kurbel

- „normaler“ Gleichstrommotor mit Kommutator (Innenläufer mit 3 Spulen) eingesetzt
- Energiespeicher ist ein Kondensator mit ca. 50  $\mu\text{F}$
- Eine Umdrehung des Hebels ergibt ca. 62 Umdrehungen des Generators
- 13  $\mu\text{Ah}$  pro Umdrehung (Kondensatorspannung von 2V auf 3 V angehoben)
- eine Umdrehung erzeugt etwa die Energie für eine Öffnung oder 1,5 h Standby-Zeit



Abbildung 11: Kurbeltaschenlampe der Firma Würth

### Taschenlampe von Hebel von Yisily

- Akku wird über das wiederholte Betätigen eines Hebels geladen
- bürstenloser Gleichstrommotor als Generator
- Betätigung des Hebels erzeugen 5 Umdrehungen am Generator
- 3,1  $\mu\text{Ah}$  pro Betätigung (Kondensatorspannung von 2V auf 3 V angehoben)
- drei Betätigungen erzeugt etwa die Energie für eine Öffnung oder 1,5h Standby-Zeit

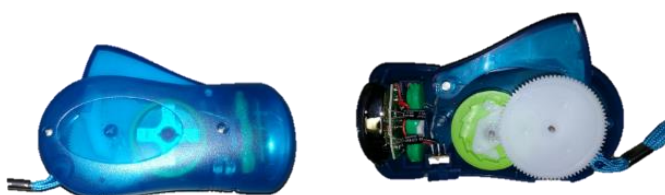


Abbildung 12: Yisily Hand-Press Taschenlampe

Die Recherche zeigt, dass ein Konzept, wie es in den Taschenlampen umgesetzt wird (Generator mit Getriebe) genügend Energie erzeugt, um im Türschloss die Energie für das Öffnen des Schlosses zu liefern. Hierzu wird entweder die Energie bei Drücken der Klinke genutzt (Kastenschloss) oder bei Drehen des Zylinders (Einsteckschloss).

### **LUH:**

#### Auswahl und Evaluation geeigneter Harvesting-Quellen für elektronische Schließsysteme:

Zusammen mit den Partnern wurden Recherchen zur Nutzbarkeit von Solarzellen für elektronische Schließsysteme durchgeführt, die sich auch auf Thermostatventile und Raumbediengeräte übertragen lassen. Im Bereich der Indoor-Solarzellen bietet das Unternehmen Lightricity [9] geeignete Lösungen an. Hierbei werden hohe Leistungsdichten von typischerweise etwa  $20 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  bei einer Beleuchtungsstärke von 200 Lux erreicht. Dabei ist besonders hervorzuheben, dass die Zelle auf LED Beleuchtungen und Leuchtstoffröhren optimiert ist und hier ein rund sechsfach höheren Strom liefert als herkömmliche Solarzellen für den Außenbereich d.h. Sonnenlicht. Im Vergleich dazu bieten Produkte weiterer Unternehmen lediglich Leistungsdichten bis zu  $5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ . Zum Bereitstellen der Energie für einen aktiven Schließvorgang sowie Zeiten ohne Beleuchtung wird eine Speicherung überschüssiger Solarenergie notwendig. Bei der Bewertung der Solar-Energieausbeute müssen daher noch die Verluste des Energiespeichers (z.B. in Form von Leckströmen) berücksichtigt werden (siehe dazu AP2). Im Verlauf des Projektes hat sich gezeigt, dass die Kosten für die Indoor Solarzellen von Lightricity zu hoch für die Anwendung im Türschloss sind. Daher wurden Alternativen gesucht (mit dem Nachteil einer geringeren Effizienz). So bieten auch die Firmen G-Cell [12] und 3Gsolar [13] Indoorzellen auf Basis von Polymeren an. Im Projektverlauf wurde mit dem Produkt von Epishine [14] ein geeigneter Kompromiss aus Effizienz und Preis gefunden. Diese Solarzelle hat weiterhin den Vorteil, dass sie biegsam ist.

#### Recherche zur kinetischen Energieausbeute:

Referenzdaten aus Literaturrecherche zeigen geerntete Leistung zwischen  $100 \mu\text{W}$  und  $1 \text{ mW}$  bei kontinuierlicher kinetischer Anregung (z.B. durch Vibration rotierender Maschinenteile). Eine solche Anregung liegt an gewöhnlichen Türen nicht vor, sodass eigene Untersuchungen zur Energieausbeute durchgeführt wurden. Für Schließsysteme wurden grundsätzlich drei Potentiale für das Sammeln kinetischer Energie identifiziert. Erstens ist dies die Rotation des Türblatts beim Öffnen und Schließen der Tür. Darüber hinaus liegt zweitens impulsartige Anregung vor (Fallen einer Tür ins Schloss). Beide Potentiale wurden durch Harvesting-Aufbauten an der LUH evaluiert. Drittens liegt kinetische Energie durch das Betätigen der Türklinke vor. Da diese Energiequelle unmittelbar an Ort und Stelle des Schließmechanismus auftritt, fand die Evaluation dieser kinetischen Energiekomponente durch den Projektpartner deister electronic statt.

#### Untersuchung zur Nutzbarkeit kinetischer Energie aus Türblattrotation:

Das Ernten kinetischer Energie bei Türöffnung und -schließung wurde durch einen Aufbau mit elektrodynamischem Generator untersucht (Abbildung 13). Für einen Öffnungsvorgang konnten Energiemengen von bis zu  $15 \text{ mJ}$  und damit  $15 \%$  der benötigten Energie eines aktiven Schließvorgangs geerntet werden (Abbildung 14). In Abstimmung mit deister electronic wurde bei Auswertung der Ergebnisse deutlich, dass der konstruktive Aufwand, die

erhöhten Kosten und mangelnde Kundenakzeptanz durch Generator, Getriebe zur Rotationsübersetzung, eine separat notwendige Montage an der Tür, und der notwendige Transport der gesammelten Energie zum Schließsystem am Türschloss den Nutzen übersteigen. Daher wird dieser Ansatz als nicht geeignet für ein elektronisches Schließsystem betrachtet und wurde nicht weiter verfolgt, auch wenn durch eine weitere Optimierung des Aufbaus noch gewisse Steigerungen der Energiemenge zu erwarten sind.

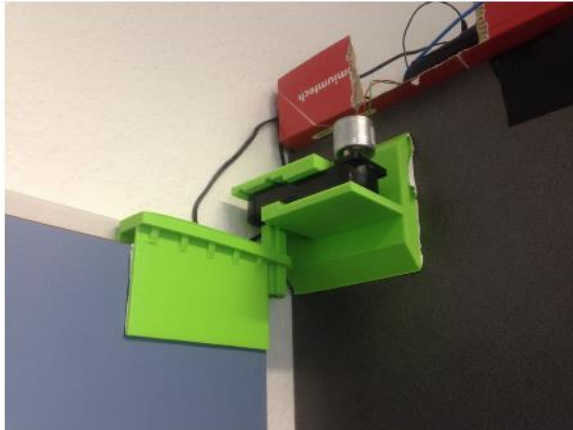


Abbildung 13: Aufbau zum Ernten kinetischer Energie aus Türblattrotation

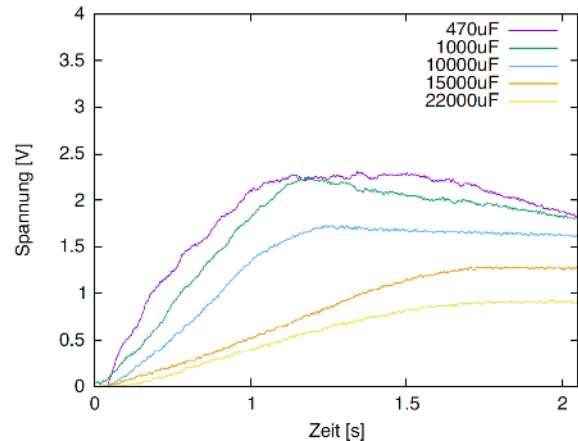


Abbildung 14: Kondensatorspannung als Indikator für gesammelte Energie bei Türöffnung

Untersuchung zur Nutzbarkeit kinetischer Impulsenergie einer ins Schloss fallenden Tür: Es wurde ein impulsangeregter kinetischer Harvester (Abbildung 13) aufgebaut und evaluiert. Dieser kann als schwingendes Feder-Masse-System modelliert werden, sodass eine Impulsanregung in mechanische Schwingung und durch einen piezoelektrischen Biegewandler in elektrische Energie gewandelt wird. Durch diesen Aufbau wurden im Laborversuch 11,5 mJ elektrische Energie pro simuliertem Impuls einer ins Schloss fallenden Tür geerntet (entspricht etwa 10 bis 120 Sekunden kontinuierlichem kinetischen Ernten mit Literaturaufbauten, sowie etwa 10% der benötigten Energie eines Schließvorgangs). Für eine zum Betrieb ausreichende Energieausbeute muss dieser Ansatz daher skaliert und mit weiteren Multi-Energy-Harvestern kombiniert werden, wodurch ähnlich zur kinetischen Energie aus Türblattrotation der konstruktive Aufwand und mangelnde Kosteneffektivität Ausschlusskriterien für den wirtschaftlichen Einsatz sein können.

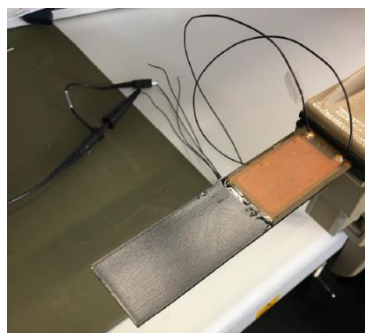


Abbildung 15: Laboraufbau eines piezoelektrischen Harvesters zum Ernten impulsartiger kinetischer Energie

### Anforderungen an Spannungswandler:

Mit der geernteten Energie sollen die Komponenten der Schaltungen versorgt werden, dazu müssen Spannungswerte und Toleranzen eingehalten werden und genügend Strom zur Verfügung stehen. Folgende Daten sind vom Spannungswandler zwischen Harvester auf der einen Seite und Pufferbatterie bzw. Schaltung auf der anderen Seite einzuhalten:

- Es werden mehrere Ausgangsspannungen benötigt: Der Low-Voltage-Betrieb des Mikrocontrollers der Harvesting-Plattform erfordert  $< 1,2\text{ V}$ , während weitere Komponenten mit  $1,8\text{ V}$  angewiesen sind.
- Ein Maximum Power Point Tracking (MPPT) ist notwendig, um die verschiedenen Harvesterquellen effizient zu ernten und einen hohen Wirkungsgrad des Wandlers sicherzustellen.
- Es wird eine Startup-Schaltung benötigt, um den batterielosen Kaltstart der Harvesting-Plattform zu ermöglichen. Dabei wird eine Zwischenkapazität benötigt werden, die mindestens auf die Einsatzspannung des DC-DC-Wandlers geladen wird, bevor der Wandler zu arbeiten beginnt.

### *HSH:*

### Energieernte aus elektromagnetischen Feldern:

Auch wenn diese Energiequellen für die beiden Demonstratoren von deister electronic und Möhlenhoff nicht zu Einsatz kommt, ist sie für weitere Komponenten im Bereich der Gebäudeautomation interessant (Beispiel: Einfache Sensorik, wie Tür- oder Fensterkontakte). Aber auch [1] [1]ch als zusätzliche Energiequelle in einem Multiharvester könnte der Standby Strom gedeckt werden. Dabei muss das Ziel sein, möglichst breitbandig Energie zu ernten oder mindestens in verschiedenen Frequenzbändern.

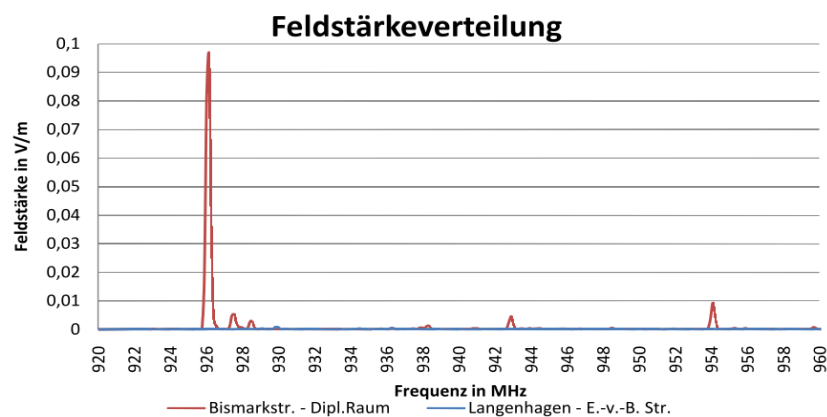


Abbildung 16 Verteilung der elektrischen Feldstärke im Bereich 920 - 960 MHz

Die Recherchen ergaben, dass von der Firma Powercast [10] Gleichrichter angeboten werden, die allerdings eine geringe Empfindlichkeit besitzen. Die Firma e-peas [1] bietet mit dem AEM40940 einen integrierten Gleichrichter mit Spannungswandler und Powermanagement an. Im ersten Schritt wurde aus einer Spektralanalyse die elektrische Feldstärke in einer typischen Umgebung in einem weiten Frequenzbereich gemessen.



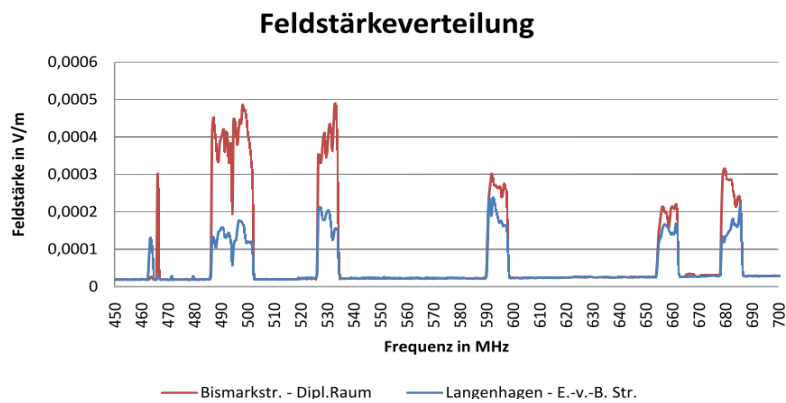


Abbildung 17: Verteilung der elektrischen Feldstärke im Bereich 450 - 700 MHz

Abbildung 17 und Abbildung 16 zeigen einen Ausschnitt dieser Messungen mit typischen Werten der elektrischen Feldstärke. Offensichtlich muss hier mit einem Dynamikbereich über mehrere Zehnerpotenzen gerechnet werden.

Diese Werte der elektrischen Feldstärke lassen sich mit der Annahme eines Halbwellendipols als Empfangsantenne gemäß

$$P_e = A_W S_m$$

$$A_W = G_i \frac{\lambda^2}{4\pi} = G_i \frac{c_0^2}{f^2 4\pi}$$

$$G_i = 1,64$$

$$S_m = \frac{|E|^2}{Z_0}$$

in Leistungswerte umrechnen. Aus dieser Umrechnung ist es schließlich möglich, eine plausible Abschätzung der erwarteten Leistungspegel zu treffen. So ergibt sich beispielsweise für eine am Antennenfußpunkt anliegende Spannung von 20 mV eine Leistung 8  $\mu$ W.

Der generelle Trend, zusätzlich moderne Funkdienste in Betrieb zu nehmen und ggf. existierende Systeme zu verdichten, nährt die Erwartung einer zukünftigen Zunahme der Menge der mit HF-Harvesting erntbaren Energie. Es bestehen dabei regulatorische Schranken die jedoch einen weiteren Ausblick auf zu erwartenden Leistungspegel ermöglichen.

Tabelle 1 Übersicht erntbarer Leistungspegel

Frequenz und Sendeleistung	Erreichbare Empfangsleistung in 10 m Entfernung	Erzielbare Reichweite bei 10 $\mu$ W benötigter Empfangsleistung
434 MHz (500 mW <sup>1</sup> ERP)	40 $\mu$ W / -13,9 dBm	20,2 m
868 MHz (2 W ERP)	40 $\mu$ W / -13,9 dBm	20,2 m
1880 MHz (10 mW, 4 W <sup>3</sup> EIRP ab 2016 )	43 nW / -43,6 dBm 10,5 $\mu$ W / -19,7 dBm	0,66 m 10,3 m
2400 MHz (100mW <sup>2</sup> , 500mW ERP)	266 nW / -35,7 dBm 1,33 $\mu$ W / -28,8 dBm	1,6 m 3,6 m
5500 MHz (1W EIRP) <sup>3</sup> 5800 MHz (4W EIRP) <sup>3</sup>	0,5 $\mu$ W / -33dBm 1,8 $\mu$ W / -27dBm	2,24 m 4,24 m

Wirkungsgrad des integrierten Gleichrichters im AEM40940 der Firma e-peas [1].

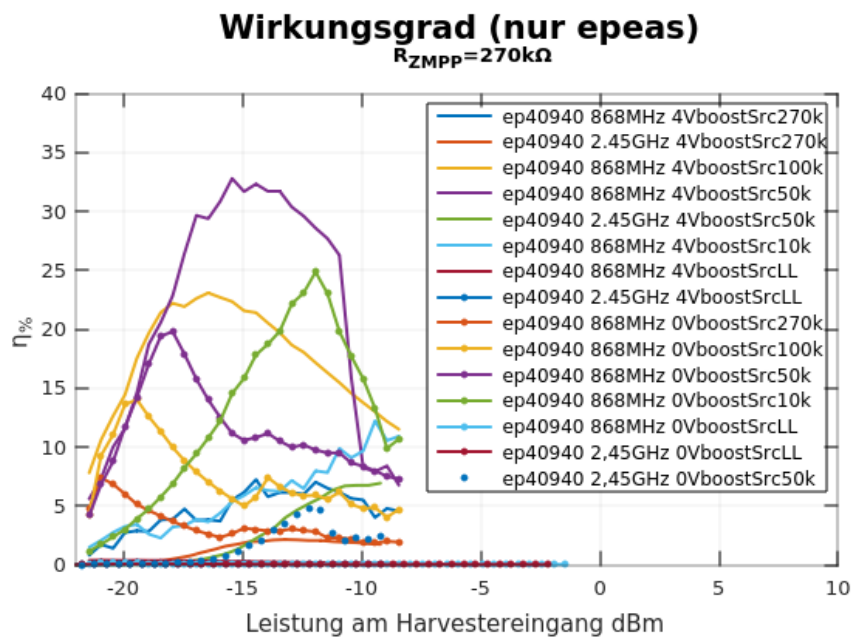


Abbildung 18: Analyse des HF-Gleichrichters im AEM 40940

Abbildung 18 zeigt die Ergebnisse der Untersuchung des Gleichrichters im AEM 40940. Abgebildet ist der Wirkungsgrad bei unterschiedlichen Werten der Eingangsleistung. Zusätzlich wurden unterschiedliche Parameterkombinationen nach Vorgaben des Herstellers berücksichtigt. Der Erreichbare Wirkungsgrad ist von der Frequenz, der Eingangsleistung und der Lastimpedanz abhängig. Im Optimum erreicht diese Schaltung einen Wirkungsgrad der Konversion im Bereich von 33 % bei 868 MHz und einer Eingangsleistung -15 dBm. Erkennbar ist auch, dass der Gleichrichter bereits bei Eingangsleistungen von < -20 dBm (< 10 μW) arbeitet. Die Messung zeigt aber auch, dass der Gleichrichter auf eine Trägerfrequenz von 868 MHz optimiert ist, also ungeeignet für die WLAN Bänder (im 2,5 GHz bzw. 5 GHz Bereich). In der einschlägigen Literatur gibt es eine Reihe von Ansätzen zu RF-Harvestern für Multifrequenzen inkl. Spannungsstabilisierung. Dabei haben integrierte Gleichrichter den Vorteil von geringeren parasitären Verlusten und haben damit einen höheren Wirkungsgrad.

In jedem Fall muss für das Projekt eine passende Mehrfrequenz- oder Breitbandantenne entwickelt werden und die Gleichrichterschaltung sollte auf einer geeigneten Technologie integriert werden. In den folgenden Arbeitspaketen wurden

- Single-, Multi-, Breitbandantenne untersucht
- ein Vergleich der Literaturergebnisse mit eigenen Messungen durchgeführt
- Verschieden Substratmaterialien verglichen, hier geht es auch um Kostenminimierung
- verschiedene diskrete Gleichrichterschaltungen aufgebaut und vermessen
- integrierte Gleichrichterschaltungen entworfen und umgesetzt

### Integrierter Gleichrichter

Eine ausführliche Literaturrecherche und Messungen am AEM-40940 haben gezeigt, dass die Entwicklung einer eigenen integrierten Lösung die Effizienz und die Sensitivität des Gleichrichters deutlich steigern kann. Da vom Projektpartner IMS-LUH auch integrierte

Schaltungen im Projekt entwickelt werden, konnten hier Synergien und die Erfahrungen der LUH genutzt werden.

Die Herausforderungen bei der Entwicklung einer eigenen integrierten HF-Harvester-Lösung haben verschiedene Ursachen.

Für die Realisierung wurde das Programm „EuroPractice“ genutzt, welches Universitäten, Hochschulen und Forschungseinrichtungen die Entwicklung integrierter Schaltungen ermöglicht, die dann in verschiedenen Halbleitertechnologien hergestellt werden können.

Es wurden zwei HF-Gleichrichter-Designs in unterschiedlichen Technologien erstellt und durch einen Halbleiterhersteller prozessiert.

Eigene Überlegungen sowie Erkenntnisse aus der Literaturrecherche haben die Villard-Kaskade als die vorteilhaftere Topologie für die Anwendung identifiziert. Es hat sich gezeigt, dass die Eigenschaften der eingesetzten Halbleiter, insbesondere ihre parasitären Eigenschaften, maßgeblich für die Funktionsweise der Gesamtschaltung sind. Dabei haben geschaltete MOS-FET-Transistoren bessere Gleichrichtereigenschaften als Bipolartransistoren bzw. Dioden, die für den genutzten Halbleiterprozess zur Verfügung stehen.

Über das Physical Design Kit (PDK) stehen Simulationsmodelle aller Komponenten bereit, die mit der Software Cadence Virtuoso kombiniert und simuliert werden können.

Mehr als beim digitalen Design spielen die parasitären Eigenschaften für den Gleichrichter eine wichtige Rolle. Um eine geeignete Auswahl der ca. 40 bereitstehenden parametrierbaren FET-Modelle zu treffen, wurden daher die parasitären Eigenschaften untersucht. Mit den Ergebnissen dieser Untersuchung konnte eine Auswahl eines konkreten FET-Modells getroffen und mit der Entwicklung der Schaltung begonnen werden.

### Antennen

Das übergeordnete Ziel ist das „Ernten“ von möglichst viel Energie aus dem elektrischen Wechselfeld im freien Raum. Die Energie, die für eine Frequenz im Raum vorhanden ist, ist jedoch in der Regel zu niedrig, um Geräte zu versorgen. Somit lag es nahe, mehrere Frequenzen gleichzeitig aus dem Raum aufzunehmen, um die insgesamt gewonnene Energie zu erhöhen. Tabelle 1 zeigt ausgewählte Frequenzbereiche von 0 GHz bis 6 GHz. Die Auswahl beschränkte sich auf Anwendungen, welche in privaten Haushalten, Firmen und öffentlichen Gebäuden genutzt werden. Da die tatsächliche Feldstärke der einzelnen Frequenzen am Einsatzort von zahlreichen Faktoren abhängt, verzichtet die Darstellung auf Leistungsangaben und nimmt an, dass jede Frequenz mit gleicher Intensität auftreten kann. Aufgrund der notwendigen Baugröße der Antennen und einem fortschreitenden Einsatz im Rahmen der Homeautomation wurden in diesem Projekt nur Frequenzen ab 865 MHz betrachtet. Jede gewählte Frequenz sollte von der Antenne idealerweise empfangbar sein und dabei einen möglichst konstanten Eingangswiderstand bezüglich der Frequenz aufzeigen. Ein konstanter Eingangswiderstand erleichtert die Realisierung einer Leistungsanpassung an nachfolgende Komponenten. Darüber hinaus war ein omnidirektionales Strahlungsdiagramm für alle Frequenzen wünschenswert, da sich die Quelle der Strahlung in einer beliebigen relativen Position zur Antenne befinden kann.

Tabelle 2: Ausgewählte Frequenzen mit Anwendung bis 6 GHz

Frequenz [MHz]	Anwendung	Frequenz [MHz]	Anwendung
434	ISM, SRD	1920 – 1980	UMTS
865 – 868	RFID	2110 – 2170	UMTS
873 – 915	GSM / UMTS	2400 – 2545	WLAN, SRD, RFID
1452 – 1492	5G	2500 – 2690	LTE
1710 – 1785	LTE	3400 – 3800	5G
1880 – 1900	DECT	5150 – 5850	WLAN, SRD, ISM

Die entwickelten Antennen sollten in mobilen Sensoren oder kleinen Wandterminals einsetzbar sein. Für Höhe und Breite wurde eine maximale Fläche von  $(8 \times 8) \text{ cm}^2$  vorgesehen. Idealerweise sollte keine Tiefe vorhanden sein, damit die Antennen auf einer Leiterplatte integriert werden können. Deshalb wurden planare Lösungen angestrebt.

Die Lösungen sollten einen Frequenzbereich von  $\Delta f = 5007 \text{ MHz}$  abdecken. Dieser Bereich ist mit einer einfach-resonanten Antenne um 3 GHz nicht abdeckbar [15]. Somit wurde ein Konzept von nichtresonanten Breitbandantennen oder Multibandantennen notwendig. Literaturrecherche und interne Untersuchungen zeigten, dass typische planare Multibandantennen zwei oder drei Bänder abdecken können [16] S. 173-192. Entwürfe für mehr Bänder sind vorhanden, jedoch sind diese nicht einfach auf beliebige Frequenzen anzupassen und die Bandbreite des jeweiligen Bandes ist geringer [17] S. 170-179. Weitere Herausforderungen sind zusätzliche Speisepunkte für verschiedene Bänder und gegenseitige Kopplung im Multilayer-Design, sowie höhere Substratverluste.

Unter der theoretischen Annahme, dass die Feldenergie am Ort der Antenne gleichmäßig über alle Frequenzen verteilt ist, war die Lösung folglich in einem Entwurf einer Breitbandantenne zu suchen. Hierin erwiesen sich die Konzepte des Winkelprinzips und des Logarithmisch-periodischen Prinzips, allgemein als frequenzunabhängige Antennen beschrieben, am geeignetsten.

Aus einer modelparametrischen Formulierung der Maxwell-Gleichungen kann eine planare frequenzunabhängige Struktur mit

$$\frac{df}{d\theta} = A\delta\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)$$

abgeleitet werden, wobei  $f$  eine beliebige Funktion,  $A$  eine Konstante und  $\delta(x)$  die Dirac-Delta Distribution ist. Daraus folgt

$$r_s = \begin{cases} Ae^{a\phi} = r_0 e^{a(\phi - \phi_0)}, & \text{für } \theta = \pi/2 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}$$

worin  $r_s$  eine Spirale beschreibt, mit

$$A = r_0 e^{-a\phi_0}.$$

Somit war die realisierbare frequenzunabhängige Antenne eine logarithmische Spirale mit der praktisch realisierbaren Beschreibung

$$\begin{aligned} r_1(\phi) &= r_0 e^{a\phi} \\ r_2(\phi) &= r_0 e^{a(\phi - \xi)} = D \cdot r_1(\phi) \\ r_3(\phi) &= -r_0 e^{a\phi} = -r_1(\phi) \\ r_4(\phi) &= -r_0 e^{a(\phi - \xi)} = D \cdot r_3(\phi) \\ e^{-a\pi} &< D < 1 \Rightarrow 0 < \xi < \pi. \end{aligned}$$

Diese Form ist selbstkomplementär für  $\xi = \pi/2$  wie Abbildung 1 exemplarisch für  $a = 1/4$ ,  $\xi = \pi/2$  und  $\Delta\phi = 3\pi$  zeigt.

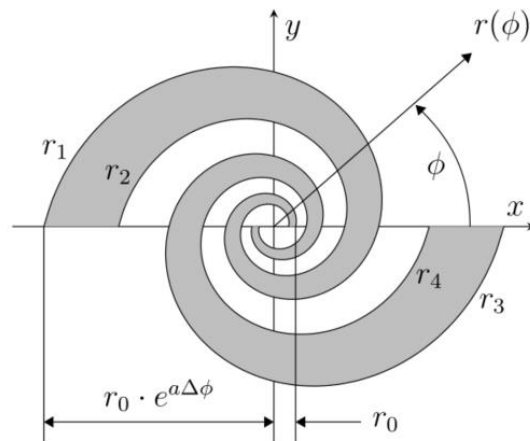


Abbildung 19: Logarithmische Spiralantenne:  $a = 1/4$ ,  $\xi = \pi/2$  und  $\Delta\phi = 3\pi$

Abbildung 19 stellt die logarithmische Spiralantenne mit  $r_0 = 12,7 \text{ mm}$ ,  $a = 0,10756$  und  $\Delta\phi = 3,5\pi$  mit  $\phi_0 = -\pi$  dar. Zusätzlich sind die Spiralarms Dipolähnlich verlängert, um das Verhalten im Bereich um 868 MHz zu verbessern [18]. Die Struktur wurde auf der oberhalb- und unterhalb der Substratschicht ausgeführt, damit beide Hemisphären optimal ausgenutzt werden können. Die Zuleitung befindet sich zwischen den beiden Spiralen in Form einer Streifenleitung, was eine zentrale Speisung ermöglicht. Die zentrale Spiralstruktur deckt eine Fläche von  $(8 \times 8) \text{ cm}^2$  ab, die gesamte Struktur mit den dargestellten verlängerten Armen eine Fläche von  $(10 \times 10) \text{ cm}^2$ . Stichleitungen an der speisenden Zuleitung ermöglichten eine Kompensation für die elektrische Länge der Streifenleitung (siehe Abbildung 20).

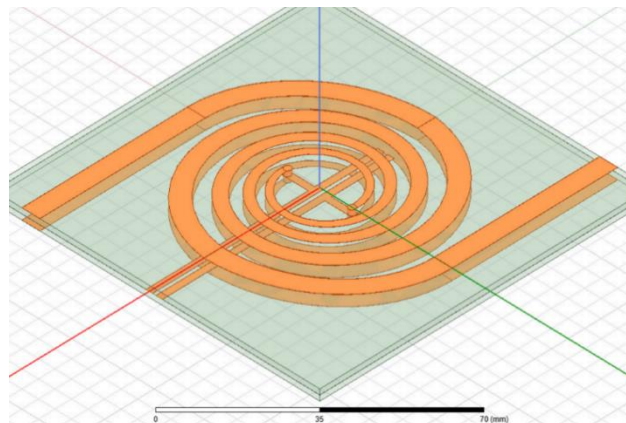


Abbildung 20: Entwurf logarithmische Spiralantenne

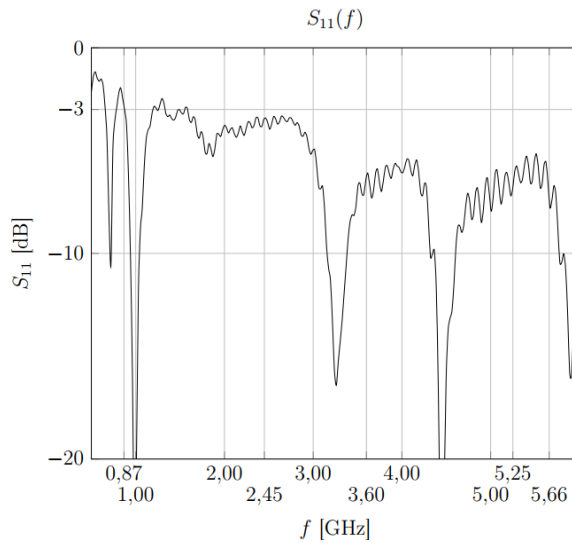


Abbildung 21: S11-Messung der logarithmischen Spiralantenne.

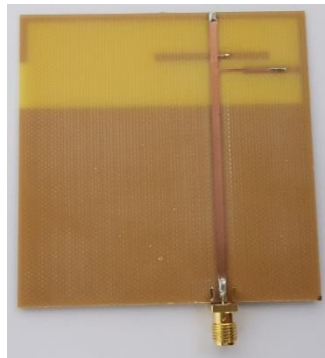


Abbildung 22: Inverted-F Konzept für drei Bänder

Dieser Entwurf erzeugte ein zufriedenstellend omnidirektionales Verhalten in der Simulation, in der Praxis musste jedoch auf den korrekten Anschluss der Antenne geachtet werden, damit dieses Verhalten beibehalten wird. Der erzielte Wirkungsgrad schwankte je nach Frequenz zwischen 30% und 70%, wobei die an den Leitungen eingespeiste Leistung mit der im Fernfeld vorhandenen Leistung verglichen wurde. Durch das Einfügen der Streifenleitung und die Verlängerung der Spiralarme, welche nicht konisch zulaufen, verlor diese Variante jedoch viel von ihrem frequenzunabhängigen Verhalten. Dies ist in Abbildung 21 erkennbar, welche ein Verhalten zeigt das eher einer Multibandantenne zugeordnet würde.

Insgesamt bestätigte dieses Konzept die Machbarkeit der breitbandigen Energieaufnahme, welche für das weitere Vorgehen im Projekt für den Bereich des RF-Energy-Harvesting notwendig war. Zusammen mit alternativen Multiband Inverted-F Konzepten wie in Abbildung 22 konnte somit das konkrete Design für ein Funktionsmuster begonnen werden.

#### Wandler für das Multienergyharvesten:

Wird Energie aus verschiedenen Quellen geerntet, so gibt es in den meisten Fällen große Unterschiede in der verfügbaren Spannung (Beispiel: Piezoharvester einige 10 V aber geringe Ströme, TEG einige 10 mV aber relativ große Ströme). Daher ist es notwendig, die Energie der verschiedenen Quellen in getrennten Schaltungen auf ein gemeinsames Spannungsniveau zu bringen.

Nicht sämtliche Energiequellen müssen gleichzeitig zur Verfügung stehen. So könnte eine Solarharvester im Sommer tagsüber zum Tragen kommen, während ein thermischer Harvester nur im Winter in den Heizperioden ernten kann. Die Integration mehrerer Erntemethoden kann allerdings nur dann wirtschaftlich dargestellt werden, wenn ein Teil der erforderlichen Schaltung synergetisch benutzt werden kann. Auch aus ökologischer Sicht ist ein System mit möglichst wenigen Doppelungen sinnvoll.

Möglich ist die Kombination durch unterschiedliche Quellen durch:

- Serienschaltung vor dem Wandler
- Parallelschaltung vor dem Wandler
- sowie die Kombination einzelner Harvester mit dediziertem Wandler

Bewertung des Stands der Technik:

		Solar	Wärme	RF
Seriensch.	Solar	Möglich	Spannung zu hoch für Wandler	hohe Impedanzunterschiede AC vs. DC
	Wärme		Möglich	hohe Impedanzunterschiede AC vs. DC
	RF			Möglich
Parallelsch.	Solar	Möglich	Große Verluste	Inkompatibel
	Wärme		Möglich	Inkompatibel
	RF			Möglich

Bei diesem einfachen und kosteneffizienten Ansatz ist aber zu beachten, dass die Innenwiderstände der einzelnen Harvester unterschiedlich sind und auch mit der zur Verfügung stehenden Energie schwankt. Eine effiziente Energieernte benötigt daher eine ständige Leistungsanpassung der Last, sogenanntes „Maximum Power Point Tracking“ (MPPT). Dieses kann nur durch separate Schaltungen für die einzelnen Quellen erfolgen.

In der Literatur finden sich dafür einige Ansätze, wobei insbesondere [19] einen kostengünstigen Ansatz bietet. Kommerziell werden nur Harvester für Einzelquellen angeboten (beispielsweise von Linear Technologies, EM, Analog Devices und e-peas).

Dabei bietet e-peas ein breites Spektrum Harvestern an.

Hier wurde der Ansatz verfolgt eine Demonstrationsplattform für eine Multiharvester mit möglichst vielen Energiequellen aufzubauen und als Vergleich für andere Schaltungen zu nutzen. Dabei ist die Kosteneffizienz zweitrangig.

### **Zusammenfassung und Fazit der gemeinsam erzielten Ergebnisse des Arbeitspakets 1:**

- Für die Demonstratoren der beteiligten Firmen wurden geeignete Harvesterquellen gesucht und vermessen.
- TEG Harvester: brauchbar für Heizkörperventil Fa. Möhlenhoff. Neue Konzepte nicht am Markt verfügbar oder Entwicklung eingestellt. TEG Hersteller für Demonstrator gefunden. Mögliche Kombination mit Solarenergie als Multiharvester.

- Indoorsolarzellen von einigen Herstellern erhältlich, teilweise biegsam. Eventuell vom Preis nicht abbildbar. Mit den Zellen von epishine [14] wurde im Projektverlauf ein Kompromiss für den Einsatz im Türschloss und im Heizkörperventil gefunden.
- Dynamische Harvester: Keine geeignete Lösung am Markt verfügbar. Eigene Konstruktion für das Türschloss von deister electronic notwendig.
- RF Harvester: Weder für Türschloss noch für das Heizkörperventil sinnvoll einsetzbar. Für die Plattformstrategie und weitere Komponenten im Bereich Homeautomation aber sinnvoll. Auch hier ist eine Eigenentwicklung von Antenne und Gleichrichter notwendig.
- Weitere Optionen zur Energieernte, z.B. über NFC vom Smartphone für eine Notlauffunktion des Schlosses werden im Projektverlauf evaluiert.

## AP2: Auswahl und Evaluation geeigneter Energiespeicher

### *Möhlenhoff:*

Ermittlung von Heiztagen & Vorlauftemperaturen: Eine große Unbekannte bei der Auswahl eines passenden Energiespeichers war die Kapazität, die der Speicher haben muss. Zunächst war also zu ermitteln, wieviel Energie geerntet werden kann, wieviel Energie benötigt wird und wie lange die Energie gespeichert werden muss. Da der Verbrauch der Schaltung natürlich vor deren Realisierung nicht bekannt sein konnte, wurden die physikalisch begründbaren Mindestverbräuche ermittelt. Analog dazu wurden die erwartbaren Erträge abgeschätzt.

Der Speicher muss zum erwarteten Energiebudget passend ausgewählt werden. Die Wahl der Speichertechnologie hat Einfluss auf die elektronische Schaltung (Ladekurve, Bauraum, etc.). Eine Herausforderung stellen insbesondere die Perioden dar, in denen nicht geheizt wird, denn durch Selbstentladung und Ruhestromverbrauch wird der Energiespeicher kontinuierlich entladen, auch wenn keine erntbare Energie zur Verfügung steht. Hier können die Untersuchungen zu den Heiztagen (s.o.) von Nutzen sein, aber auch Informationen zur Selbstentladung verschiedener Akkutechnologien / Kondensatoren.

Selbstentladung und spezifische Kapazität sind nur zwei Faktoren, die in die Auswahl des Energiespeichers eingehen werden. Andere wichtige Faktoren sind die Sicherheit gegen Durchgehen (innerer Kurzschluss), Lebensdauer (Ladezyklen) und Umweltverträglichkeit. Es liegt auf der Hand, dass ökonomische Gesichtspunkte eine wesentliche Rolle spielen, wenn die offensichtlichen Vorteile der Nutzung regenerativer Energie nicht durch umweltbelastende Energiespeicher und TEG zunichte gemacht werden.

Ertrag: Der Deutsche Wetterdienst stellt die Wetterdaten der angeschlossenen Stationen auf seiner Website elektronisch zur Verfügung [20]. Das Institut Wohnen und Umwelt GmbH, ein gemeinnütziger Forschungszusammenschluss, bietet unter [21] ein Tool zur Ermittlung der Heiztage seit dem Jahr 2000. Willkürlich wurde Hannover als Standort ausgewählt. Hierfür ergeben sich folgende Information über die Heiztage, wie in Abbildung 99 (Anhang) dargestellt. Bei einer Heizgrenztemperatur von 12°C ergeben sich im Jahr 2018 190, im neunjährigen Mittel von 2009-2018 204 und im 50-jährigen Mittel 217 Heiztage. Offensichtlich wird die Anzahl der Heiztage durch den Klimawandel abnehmen bzw. tut es bereits. Auch die Verbesserungen in der Gebäudeisolation und WRG-Anlagen werden in



Zukunft dazu beitragen, die summierte Dauer der Heizperioden zu verkürzen. Eine Abschätzung dieser Effekte ist zwar kein Bestandteil dieser Arbeit, für den Fall einer sporadisch auftretenden negativen Energiebilanz im Betrieb ist trotzdem ein Ladeanschluss (microUSB) für Netzteile oder Powerbanks eingeplant, der auch bei selten genutzten Heizkörpern einen sicheren Betrieb gewährleistet.

Gängige Vorlauftemperaturen sind in Tabelle 3 dargestellt. Im Zuge der energetischen Verbesserung durch Brennwertechnik, bessere Dämmung von Gebäuden, größere Verbreitung von Fußbodenheizungen sowie den systembedingten niedrigen Ausgangstemperaturen von Wärmepumpen hat sich auch die durchschnittliche Vorlauftemperatur von modernen Heizungsanlagen stetig verkleinert. Für die Auslegung des TEGs am Demonstrator wird von einer Mindesttemperatur von 45°C ausgegangen, da dies die kleinste zu erwartende Temperatur nach Tabelle 3 darstellt. (Fußbodenheizungen werden durch den eTRV nicht geregelt.)

**Tabelle 3 Typische Vorlauf- und Rücklauftemperaturen**

Heizsystem	Vorlauftemperatur / Rücklauftemperatur
Altbau	90 / 70 °C oder 75 / 65 °C
Niedertemperatur	70 / 50 °C oder 70 / 55 °C
Brennwert	60 / 45 °C oder 55 / 45 °C
(Fußbodenheizung)	45 / 35 °C

Die Anzahl der Heiztage mit der dazugehörigen Wassertemperatur ist somit bekannt. Als nächstes musste ermittelt werden, welcher Wärmestrom bzw. welche thermische Leistung über die Kontaktfläche zwischen Ventilunter- und -oberteil übertragen werden kann. Da der Umsetzungswirkungsgrad von TEGs abgeschätzt werden kann, lässt sich durch Hinzuziehen der Heizdauer pro Heiztag der Ertrag grob vorhersagen.

Messung der potenziell erntbaren Heizleistung am Ventilunterteil (Heimeier DN15): Um die potenziell erntbare Heizleistung berechnen zu können, muss zunächst die insgesamt zur Verfügung stehende abgegebene Wärme am Ventilunterteil bekannt sein. Ein entsprechendes Messverfahren zur Bestimmung des Wärmestromes existiert nicht und musste im Rahmen des Projektes entwickelt werden.

Die zugrundeliegende Idee dieses Verfahrens besteht darin, dass ein Körper bekannter Wärmekapazität  $c$  sich um einen zu messenden Temperaturunterschied  $dT$  erwärmt, der proportional zur ausgetauschten Wärme  $dQ$  ist. Ist die dabei verstrichene Zeitspanne bekannt, kann der über die Zeitspanne gemittelte Wärmestrom  $\dot{Q}$  angegeben werden.

$$dQ = c dT$$

$$\dot{Q} = \frac{Q}{\Delta T}$$

Mit  
 Q: Wärme  
 c: Wärmekapazität  
 T: Temperatur

Für die Messaufgabe wurde ein Messinghalbzeug mit einem Thermostat-Adapterflansch versehen, um es an ein Ventilunterteil zu schrauben. Der Wärmeübergang zwischen Ventilunterteil und Messing Halbzeug entspricht damit in etwa dem des Demonstrators.

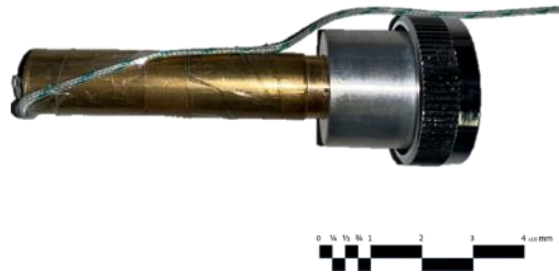


Abbildung 23: Wärmestrom-Messkopf (Isolation entfernt)

Da die Wärmekapazität des Messkopfes inklusive Adapterflansch noch unbekannt war, musste sie zunächst bestimmt werden. Dabei wurde folgendermaßen vorgegangen:

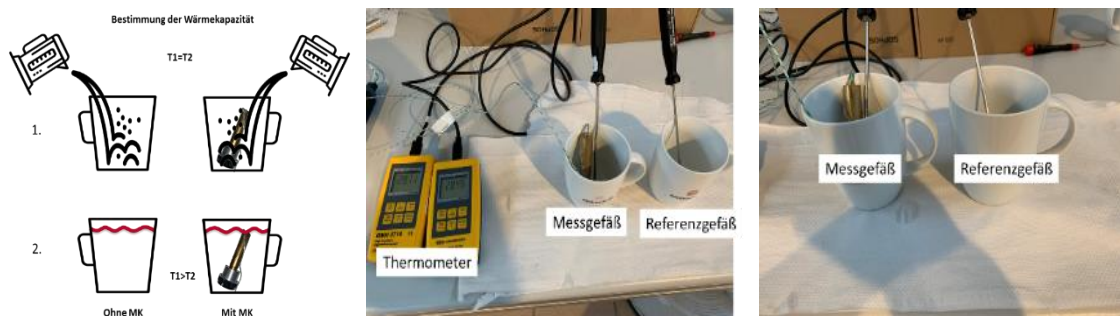


Abbildung 24: Links: Prinzipielles Vorgehen bei der Bestimmung der Wärmekapazität ,Mitte: Messaufbau, Rechts: Anordnung zur Reduzierung von Messfehlern

Da die Wärmekapazität von Wasser und dessen Volumen/Masse bekannt ist, konnte aus der sich ergebenden Wassertemperatur im Messgefäß auf die Wärmemenge geschlossen werden, die notwendig war, um die Temperatur des Messkopfes an die des ihn umgebenden Wassermantel anzugleichen. Aus der Wärmemenge konnte dann wie oben beschrieben die Wärmekapazität  $c_{MK}$  abgeleitet werden. Als initiale Wassertemperatur wurde die Temperatur des Referenzgefäßes verwendet. So sollten die Wärmeverluste berücksichtigt werden, die in den restlichen Messaufbau und die Umgebung verloren gegangen sind (zum Beispiel in die Becherwandung oder die Umgebungsluft), also an beiden Gefäßen gleichermaßen aufgetreten sind:

$$T_G = \frac{m_w c_w T_w + m_{MK} c_{MK} T_{MK}}{m_w c_w + m_{MK} c_{MK}}$$

$$\Leftrightarrow T_G (m_w c_w + m_{MK} c_{MK})$$

$$= m_w c_w T_w + m_{MK} c_{MK} T_{MK}$$

$$\Leftrightarrow T_G m_w c_w + T_G m_{MK} c_{MK}$$

$$= m_w c_w T_w + m_{MK} c_{MK} T_{MK}$$

$$\Leftrightarrow T_G m_w c_w - m_w c_w T_w$$

$$= m_{MK} c_{MK} T_{MK} - T_G m_{MK} c_{MK}$$

Mit	
$T_G$ :	Gesamttemperatur
$T_w$ :	Wassertemperatur
$T_{MK}$ :	Messkopftemperatur
$m_w$ :	Masse Wasser
$m_{MK}$ :	Masse Messkopf
$c_w$ :	Wärmekapazität Wasser
$c_{MK}$ :	Wärmekapazität Messkopf

wobei:

$T_G =$	83,7°C
$T_w =$	87,71°C
$T_{MK} =$	24°C
$m_w =$	0,27 kg
$m_{MK} =$	0,147 kg
$c_w =$	4,19 kJ/(kgK)

$$\Leftrightarrow (T_G - T_w)m_w c_w$$

$$= (T_{MK} - T_G)m_{MK} c_{MK}$$

$$\Leftrightarrow c_{MK} = \frac{(T_G - T_w)m_w c_w}{(T_{MK} - T_G)m_{MK} c_{MK}}$$

$$\Leftrightarrow c_{MK} \approx 0,5 \frac{\text{kJ}}{\text{kgK}}$$

**Kontrolle:**

Wärmekapazität Messing:  
etwa 377 J/(kg·K)  
(legierungsabhängig)

Wärmekapazität Aluminium:  
etwa 0,888 J/(kg·K)  
(legierungsabhängig)

Im nächsten Schritt sollte mit Hilfe der bestimmten Wärmekapazität des Messkopfes die potenziell übertragbare Wärmeenergie von einem marktüblichen Ventilunterteil in einen aufgeschraubten Ventilkopf ausgemessen werden.

Als DUT wurde ein Heimeierventil, Typ V-Exact II, Größe DN15 (1/2“) gewählt, da dieses Ventilunterteil zu den am weitest verbreiteten Type am deutschen Markt gehört. Das Ventilunterteil ist in der Abbildung 25 dargestellt.

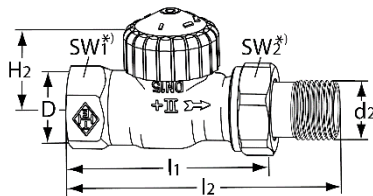


Abbildung 25: Masszeichnung Heimeier V-Exact II (links) und Aufsicht (rechts) mit markierter Kontaktfläche  $A=157,08 \text{ mm}^2$ .

DN 15  
D=Rp1/2“;  
d2=1/2“  
l1=66mm;  
l2=95mm  
H2=21,5  
SW1=27mm;  
SW2=30mm

Das Ventil wurde in einen Wasserkreislauf eingeschleift, dessen Heizung durch ein genaues Temperiergerät übernommen wurde<sup>2</sup>. Nachdem die Temperatur des Systems eingependelt war, wurde der Messkopf aufgeschraubt und der Temperaturverlauf beobachtet. Zur Unterbindung von Wärmeverlusten in die Umgebung, die die Messung negativ beeinflusst hätten, wurde der Messkopf mit einer Isolierung versehen. Der Messkopf mit und ohne Isolierung ist in Abbildung 100 und Abbildung 101 dargestellt.

Die Montage des Messkopfes auf das Ventilunterteil erfolgte analog zur erwartenden Montageart eines eTRV / Thermostatkopfes ohne Einsatz von Wärmeleitpaste und „handfest“.

Messablauf I:

1. Temperiergerät auf Solltemperatur 40°C einschwingen lassen
2. Messkopf auf Ventil setzen
3. Temperaturverlauf:
  1. 0 Sek → 30,2°C
  2. 213 Sek → 35,0°C
  3. 441 Sek → 37,0°C
4. Wärmekapazität  $c_{MK}$  ca. 500J/kgK → Spez. Wärmekapazität ca. 73J/K
5. Leistung  $P_{\text{therm}} = 1,2 \text{ Js} = 1,2 \text{ W}$

<sup>2</sup> LAUDA Typ T 4600

Messablauf II:

1. Temperiergerät auf Solltemperatur 50°C einschwingen lassen
2. Messkopf auf Ventil setzen
3. Temperaturverlauf:
  1. 0 Sek → 20°C
  2. 480 Sek → 41,6°C
  3. 960 Sek → 45,0°C
4. Wärmekapazität  $c_{MK}$  ca. 500J/kgK → Spez. Wärmekapazität ca. 73J/K
5. Leistung  $P_{therm} = 1,9 Js = 1,9 W$

Ergebnis: Die maximal zur Verfügung stehende Heizleistung beläuft sich auf als 1-2 W. Die zu erwartende Messabweichung kann durch das Fehlen von Referenzen nicht ermittelt werden. Es ist nun bekannt, wieviel Wärme ungefähr durch das Ventilunterteil an einen massiven Metallklotz abgegeben werden kann. Aber wie verhält es sich mit einem Körper, der nach dem Aufheizen seine Wärme nur noch an die Raumluft abführen kann und der im Gegensatz zum Messinghalbzeug nicht homogen ist, sondern aus einigen unterschiedlichen Übertragungstrecken besteht? Dies musste zunächst theoretisch untersucht werden.

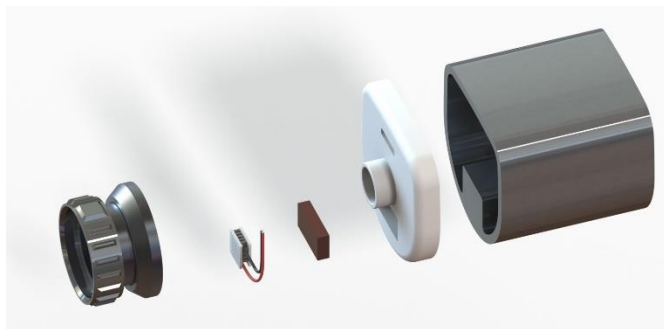


Abbildung 26: Konzept zur praktischen Realisierung des Wärmepfads.

Abbildung 26 zeigt einen ersten Entwurf des gesamten Generators und das veranschaulicht auch die Einflussfaktoren, die den späteren elektrischen Energieertrag beeinflussen. Für die grundlegende Abschätzung musste das Gedankenmodell weiter vereinfacht werden. Der (noch) unbekannte Wärmewiderstand des TEGs und die parasitären Parallelschaltungen der Wärmewiderstände wurden deshalb nicht betrachtet. Auch der Strahlungswärmeeinfluss des zugehörigen Heizkörpers kann nicht vorhergesagt werden und wird deshalb ignoriert. Annähernd bekannt sind die unterschiedlichen Wärmeübergangs- bzw. -leitzahlen der Werkstoffe und Werkstoff/Luftpaarungen:

Material(-paarung)	Wärmeleitzahl [W/m*K] / Wärmeübergangskoeffizient [ $\alpha$ *(W/m*K)]
Aluminium	<b>230</b> / -
Messing	105 / -
Luft, ruhend	<b>0,0262</b> / -
Luft / Blech	- / <b>6...7</b>

und die beteiligten Flächen des Demonstratorentwurfs:

Bauteil	Wärmeübergangsfläche zum Bilanzraum [mm <sup>2</sup> ]
Flansch	<b>244</b>
Gehäuse	<b>9700</b>

Für eine Abschätzung der Verhältnisse ist es zulässig, Wärmeleitung und Wärmeübergang ins Verhältnis zu setzen. Es ist sicher nicht falsch anzunehmen, dass der dominierende Wärmeübergang am Kühlkörper zur Raumluft vorliegt. Hier ist die Wärmeübertragung um ca. das tausendfünfhundertfache pro Flächeneinheit schlechter als am Flansch. Dies wird teilweise kompensiert durch das günstige Flächenverhältnis von ca. 40 zwischen Gehäuse und Flansch. Trotzdem ist der Wärmeübergang am Kühlkörper noch ca. vierzigmal schlechter als am Flansch.

Wird die am Flansch aufnehmbare Leistung mit 1,5 W angesetzt, der elektrische Wirkungsgrad des TEG mit 1% und dies durch das oben abgeschätzte Wirkverhältnis von 40 geteilt, ergibt sich eine elektrische Leistung (nach dem TEG) von ca. 3,75 mW, wenn der Wärmefluss im inneren des Produktes als ideal angenommen wird. Es wird weiter geschätzt, dass diese an Heiztagen über einen Gesamtzeitraum von acht Stunden zur Verfügung steht (zwischen 40°C und 50°C und Raumtemperatur).

Die „Einnahmenseite“ ist damit hinreichend genau abgeschätzt. Unter AP 3 ist dargestellt, wie die „Ausgabenseite“ überschlägig abgeschätzt worden ist.

Die gewonnenen Schätzdaten wurden in ein Excel®-Arbeitsblatt eingefügt, in dem alle bekannten Annahmen und Zusammenhänge mathematisch verknüpft werden. Aus diesem Tool konnten die notwendigen Ergebnisse für die Auslegung des Energiespeichers herangezogen werden.

Rahmenbedingungen				Bemerkungen			Einheit			Auswahl			Legende				
Anzahl Heiztage [d]	217			aus Datengrundlage			Display vorh. ?	j/n	j	Schätzwert							
Vorlauftemperatur [°C]	40						Feder vorh. ?	j/n	n	Berechnet							
Heizdauer / Tag [h]	6						Im Sommer Funk aus?	j/n	n	Gemessen							
Erträge				Verbräuche				Modell1			Modell2			Modell 3			
Nutzbare Zeit [%]	100		14,86					s. Antrieb	gewichtet	s. Antrieb	gewichtet	s. Antrieb	gewichtet				
Bezeichner	ungewichtet		gewichtet					Bezeichner	ungewichtet								
TEG (inkl. Wirkungsgrad DCDC/Akku)	14861,34		2208,395124					µC [mWh]		17,6		17,6		1,2			
Akku ab Werk [mWh]	1155							Antrieb [mWh]	nb	110		14,86241028		50,4472669			
								LCD [mWh]	26,28	26,28		26,28		26,28			
								Funk [mWh]		349,41		349,41		349,41			
Σ			2208,395124					Σ		503,1891467		408,0515569		427,336414			
Bilanz (+Überschuss, - Defizit)				Modell 1			Modell 2			Modell 3							
initial [mWh]		2357,016831		2547,29201		2508,722297											
eingeschwungen [mWh]		1705,205977		1800,343567		1781,05871											

Abbildung 27: Deckblatt des Berechnungstools "Energiebilanz" in Excel

Vorauswahl Speichermedium: Aufgrund der relativ großen Energiemenge, die für die Sommerperiode (also einen längeren Zeitraum) gespeichert werden muss, scheidet Superkondensatoren/Doppelschichtkondensatoren prinzipbedingt aus. Für die Auswahl eines passenden Akkumulators wurden folgende Kriterien nach Wichtigkeit herangezogen:

- +++ Produktsicherheit
- ++ Selbstentladung
- + Umweltverträglichkeit
- +/- Preis
- Zyklfestigkeit
- Energiedichte

Untersuchung von Sekundärzellen: Es wurden verschiedene chemische Akkumulatoren (Sekundärzellen) untersucht. Bereits in der Evaluierungsphase hat sich aufgrund der hohen Produktsicherheit, geringen Selbstentladung und hohen Wirtschaftlichkeit die LiFePO<sub>4</sub>-Akkuchemie (Lithium-Eisenphosphat) als vielversprechend erwiesen. Es wurde beschlossen, sich zunächst ausschließlich auf diesen Akkutyp zu konzentrieren – eine Entscheidung, die sich im weiteren Projektverlauf als richtig erwiesen hat.

Abbildung 28 zeigt einen Vergleich der Energie- und Leistungsdichten verschiedener Sekundärzellen.

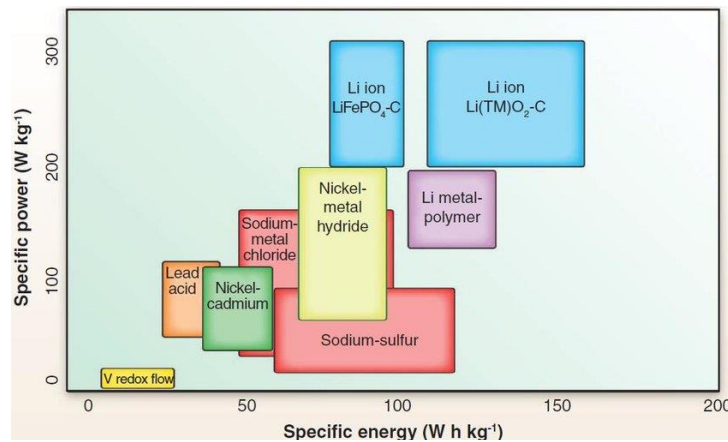


Abbildung 28: Verwendete Chemie in Relation zu Energiedichte und Temperatur aus

Verhalten bei Kurzschluss: LiFePO<sub>4</sub> Zellen gelten bauartbedingt als sehr eigensicher gegen Durchgehen. Dies liegt daran, dass bei thermischer Überbeanspruchung von Elektrode und Elektrolyt kein Sauerstoff freigesetzt wird, wie dies bei vielen anderen Akkutypen der Fall ist. Ein selbst durchgeführter Versuch bestätigte dies. Der Akkumulator hat sich durch einen Kurzschluss zwar stark erwärmt und dauerhaften Schaden genommen, geriet jedoch nicht in Brand.

Verhalten bei Aufladung mit niedrigen Strömen: Da der Akkumulator im Betrieb mit sehr kleinen Strömen geladen wird und dieser Fall außerhalb der verfügbaren technischen Daten liegt, musste geklärt werden, ob ein dauerhaftes Laden zur Überladung führt und inwiefern die charakteristischen Spannungsschwellen (Ladeschlussspannung, Entladeschlussspannung) zutreffend angenommen worden sind. Dafür wurde zunächst eine Ladeschaltung konstruiert, mit der ein Akkumulator über drei Monate mit einem Konstantstrom von 1 mA geladen wurde (siehe Abbildung 29).

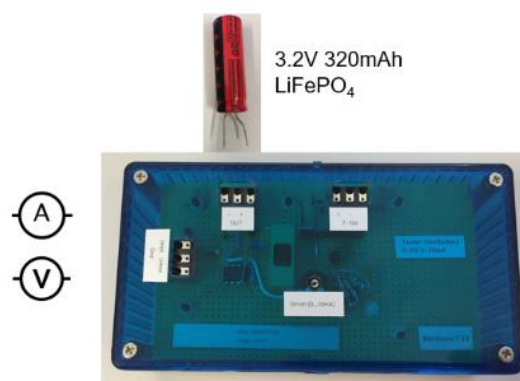


Abbildung 29: Testschaltung zur Aufladung mit geringen Strömen.

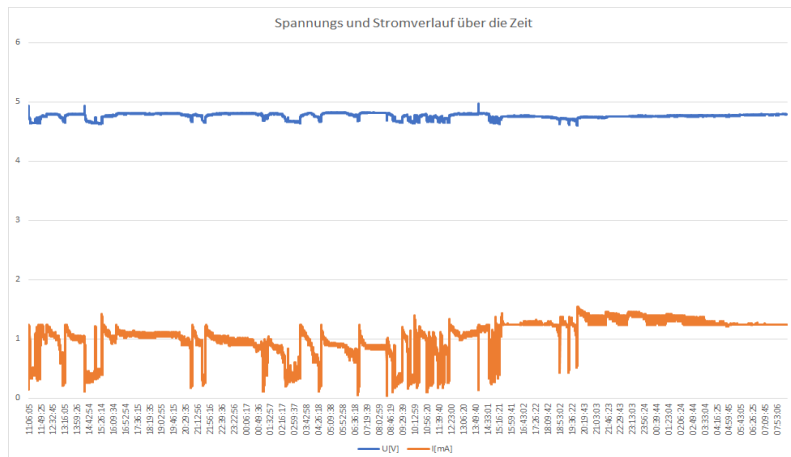


Abbildung 30: Spannungs-/Stromverlauf über einen Zeitraum von zwei Tagen

Nach einigen Wochen Ladedauer machten sich starke Fluktuationen in Strom und Spannung bemerkbar (siehe Abbildung 30). Vermutlich waren sie das Ergebnis spontan ablaufender chemischer Prozesse im Inneren des Energiespeichers, allerdings konnte dies aufgrund fehlender Kompetenzen und Messmöglichkeiten nicht näher untersucht werden. Ein weiteres Überladen führte anschließend zu einer mechanischen Verformung des Akkumulators (Vgl. Abbildung 31). An dieser Stelle wurden der Versuch beendet mit dem Ergebnis, dass selbst kleine Ladeströme zu einer Degradation des Akkumulators führen können, wenn sie über einen langen Zeitraum fließen.

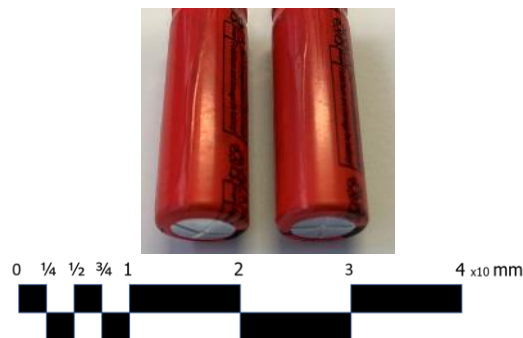


Abbildung 31: Links überladener, rechts neuer Akku

Da sich, wie aus dem o.a. Versuch ableiten lässt, die Ladeschlussspannungen bei kleinen Ladeströmen offenbar deutlich niedriger ausprägen als beim Laden mit höheren Ladeströmen, musste diese Kennwerte neu ermittelt werden. Eine Literaturrecherche lieferte keine Ergebnisse.

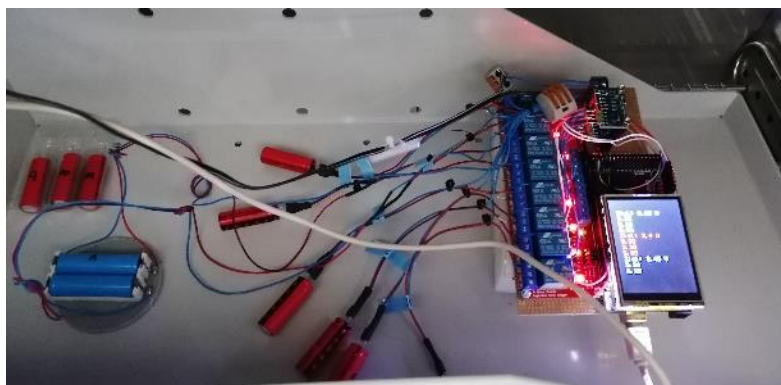


Abbildung 32: Versuchsaufbau zum Bestimmen der Ladeschlussspannung bei kleinen Ladeströmen

Der Versuchsaufbau besteht aus einem „Arduino“ Evaluationsboard auf der Basis eines Microchip AT2560 Prozessors, an dem ein Bildschirm, eine Relaiskarte, sowie ein genauer 16bit-A/D-Wandler angeschlossen war (Abbildung 32).

An diesem Versuchstand wurden die acht angeschlossenen Probanden über Stromregeldioden (Semitec® E-102) mit 1 mA so lange aufgeladen, bis eine eingestellte Spannungsschwelle am A/D-Wandler erreicht wurde. Der Prozessor bewirkte dann eine Trennung des jeweiligen Akkus von der Stromquelle.

Anschließend wurde über eine künstliche Last der Energiegehalt des Probanden ermittelt und gegen die Spannung in einem Diagramm aufgetragen.

Ergebnis: Mithilfe des Diagramms kann der komplette Lade- und Entladezyklus eines LiFePO<sub>4</sub>-Akkumulators innerhalb einer EH-Anwendung dargestellt werden.

Der reguläre Betrieb mit sehr kleinen Strömen, wird aber durch starke Transienten im A-Bereich unterbrochen, wenn der Motor anläuft oder Daten über eine Funkschnittstelle gesendet werden. Dies wurde (abweichend vom Projektplan) später unter AP 7 untersucht, da zu diesem Zeitpunkt kein geeignetes Messverfahren existierte und dies zunächst entwickelt werden musste.

### HsH:

Ergänzend zu den Arbeiten von Fa. Möhlenhoff wurde neben den LiFePO<sub>4</sub> Zellen, eine LiFePO<sub>4</sub> Zelle eines weiteren Herstellers, ein Nickel-Methallhydrid Zelle, eine LiPo Zelle und eine Doppelschichtkondensator in einer Bachelorarbeit [22] untersucht.

Die LiPo Zelle wurde später im Demonstrator für Multienergy-Harvesting (siehe unten) verwendet.

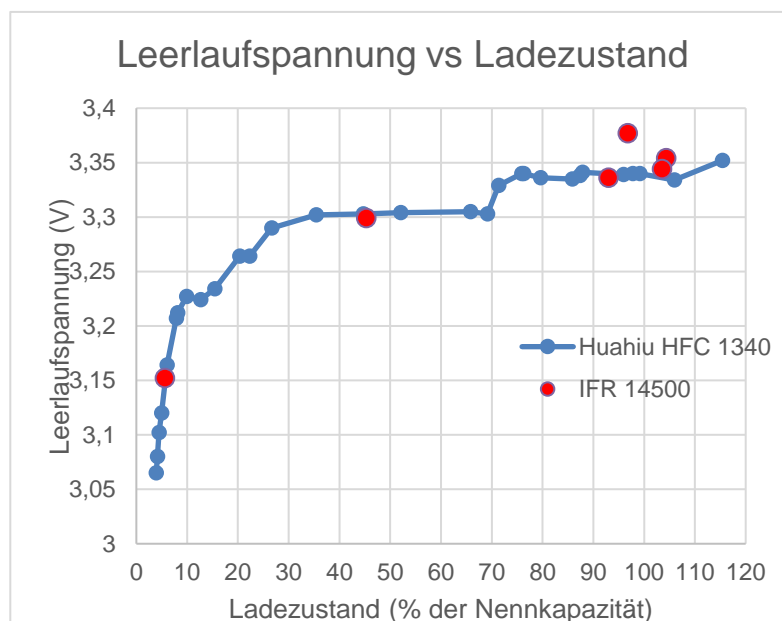


Abbildung 33: Leerlaufspannung über Ladezustand für zwei LiFePO<sub>4</sub> Akkus verschiedener Hersteller  
Rot: Typ IFR1500, Blau: im Demonstrator eingesetzter Akkumulator HFC1340



## LUH:

### Charakterisierung und Modellierung von am Markt verfügbarer Elektrolyt-Doppelschichtkondensatoren (EDLCs) zum Speichern geernteter Energie:

EDLCs bieten eine große Kapazität von mehreren Farad zum Speichern elektrischer Energie für mindestens 5 Schließvorgänge eines elektronischen Schließsystems. Es wurden 5 Modelle verschiedener Hersteller (Elna, Eaton, Kemet, AVX, Taiyo Yuden) ausgewählt und bezüglich ihrer Leckverluste analysiert und modelliert. Trotz identischer Kapazitäts- und Spannungsspezifikationen weisen die Leckverluste verschiedener Modelle einen Streufaktor von 9,3 auf. Dies zeigt, dass eine individuelle Betrachtung von EDLC-Energiespeichern unumgänglich ist, um die geringsten Leckverluste zu erhalten. Eine 1-Farad-EDLC-Kapazität ist bei den modellierten Leckverlusten in der Lage, die benötigte Energiemenge für 5 Schließvorgänge über 24 Stunden bereitzustellen (geeignet als Kurzzeitspeicher mit langer Lebenserwartung von mind. 15 Jahren). Eine Verwendung als Langzeit-Energiespeicher für Energy-Harvesting-Anwendungen wird durch die Leckverluste verhindert.

Recherche zu Lithium-Ionen-Kapazitäten: Als mögliche Lösung zur Vermeidung hoher Leckströme können sich Lithium-Ionen-Kapazitäten, z.B. des Herstellers muRata, eignen. Diese bieten im Vergleich zu Supercaps ähnliche Kapazitätswerte bei Leckströmen im nA-Bereich. Damit stellen sie eine geeignete mögliche Lösung für die Langzeit-Energiespeicherung in diesem Projekt dar, allerdings wird eine Lebensdauer über einen Produktlebenszyklus von 15 Jahren nicht vom Hersteller garantiert. Dies kann ein Ausschlusskriterium sein.

## deister electronic:

In Zusammenarbeit mit dem Projektpartner wurden Lithiumionen Kondensatoren untersucht, deren minimale Spannung bei 2,2 V liegt mit Kapazitäten von 40 F, 100 F und 270 F verfügbar sind.

L I C 2 5 4 0 R 3 R 8 2 0 7

Symbol	Value	Unit	Symbol	Value	Unit
①	1.2	mm	②	12.5	mm
③	18	mm	④	25	mm
⑤	28	mm	⑥	40	mm

Part Number	Voltage Range (VDC)	Min. Voltage (VDC)	Nominal Capacitance (F)	Internal Resistance (mΩ)
LIC205A 3R840R	3.0	2.2	40	100
LIC205B 3R8100R	3.0	2.2	100	100
LIC205C 3R8270R	3.0	2.2	270	100

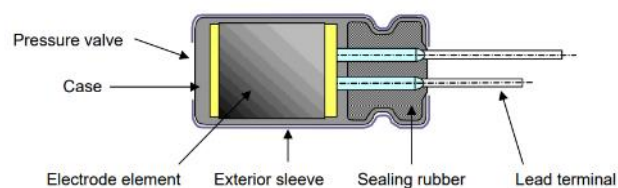


Abbildung 34: Li-Ionen Kondensator: Links: Auszug aus Datenblatt, Rechts: Schnittdarstellung

Der 40 F Kondensator wurden bedingt durch seine Bauform auf die Brauchbarkeit im Schließsystem untersucht. Dazu wurden mit definiertem Ladestrom von 300 mA, testweise auch mit 1 A geladen und die Kapazität aus der Ladekurve  $\frac{\Delta y}{\Delta x} \cdot I_L = C \approx 43,3F$  ermittelt. Der Spannungsabfall (Leckverluste) betrug über eine Zeit von 37 Tage nur 0,0529 V unter Berücksichtigung des Messwiderstandes ist damit der Leckwiderstand  $R_{leak} \approx 3,598 \cdot 10^6 \Omega$ . Diese und weitere Messungen und die Ergebnisse der LUH ergaben, dass sich der Lithium Ionen Kondensator mit 40 F die Anforderungen für den Türschloss-Demonstrator erfüllt.

## Zusammenfassung und Fazit der gemeinsamen Ergebnisse aus Arbeitspaket 2:

Es wurden eine Reihe von Speichertechnologien für die Demonstratoren von Möhlenhoff und deister electronic untersucht und dazu Messschaltungen aufgebaut und Messungen an den unterschiedlichen Speichern durchgeführt.

Aus den Resultaten ergab sich für Möhlenhoff ein Optimum beim Einsatz eines LiFePO<sub>4</sub> Akkumulators für das eTRV. Für das Türschloss wurde ein Lithium-Ionen-Kondensator ausgewählt.

Die Ergebnisse der Messungen an anderen Speichertechnologien lassen sich für weitere Entwicklungen nutzen.

## AP3: Spezifikation/Design geeigneter Sensorik und Aktorik für das Zielsystem

### Möhlenhoff:

#### Sensorik / Aktorik Stellantrieb:

Da die Raumtemperaturmessung, die für die Regelung der Ventilposition herangezogen wird, innerhalb oder in unmittelbarer Nähe des Kühlkörpers/Gehäuses stattfindet, wird der gemessene Wert nicht der Raumtemperatur entsprechen. Es muss untersucht werden, inwiefern die Abweichung des gemessenen Wertes bestimmt und korrigiert werden kann.

Sensorik: Da das eTRV die Raumtemperatur genau regeln soll, muss entsprechend genau die Temperaturerfassung des Raumes erfolgen. Prinzip bedingt ist der NTC-Widerstand, über dessen Widerstand die Temperatur ermittelt wird, innerhalb des Gehäuses (Kühlkörper vom Harvester) verbaut. Der Wärmestrom, der sich bei eingeschalteter Heizung ergibt, muss folglich die Temperatur am NTC in positiver Richtung verschieben. Um einen aussagekräftigen Raumtemperaturwert zu erhalten, muss diese Abweichung ermittelt und vom Messwert subtrahiert werden. Bei ausgeschalteter Heizung wird der Messwert nicht verfälscht.

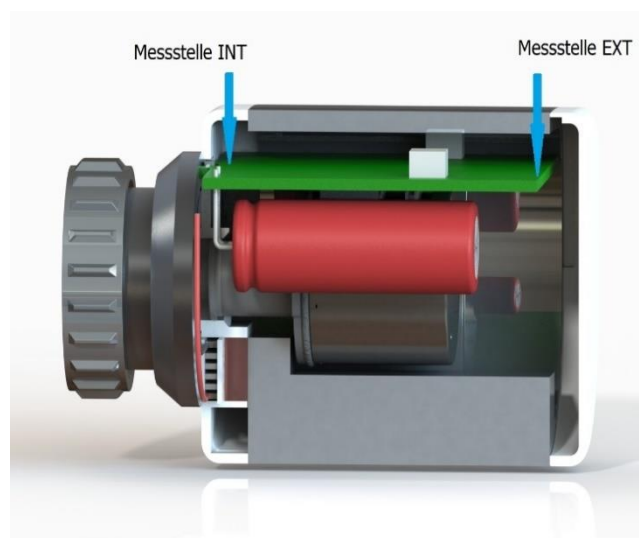


Abbildung 35: Platzierung der Temperatursensoren im eTRV.

Der gewählte Lösungsansatz besteht darin, einen zweiten Temperatursensor innerhalb des Gehäuses anzubringen, der in Bezug auf den Raumtemperatursensor in Gegenrichtung zum Wärmestrom platziert ist. Der Abstand sollte maximal sein. Die gewählten Montageorte sind in Abbildung 35 dargestellt. Im Klimaraum wurde anschließend die Relation zwischen Messabweichung und Vorlauftemperatur empirisch ermittelt (Abbildung 104: Messaufbau in Klimakammer 1 - Ermittlung des Einflusses von Vorlauftemperatur auf die Messabweichung (Anhang)). Die Ergebnisse sind in Abbildung 36 dargestellt.

In der späteren Firmware soll dann mithilfe einer Korrekturformel der gemessene Wert an Messstelle EXT mithilfe des Wertes Messstelle INT korrigiert werden. Aufgrund des annähernd linearen Zusammenhangs scheint dies einfach möglich.

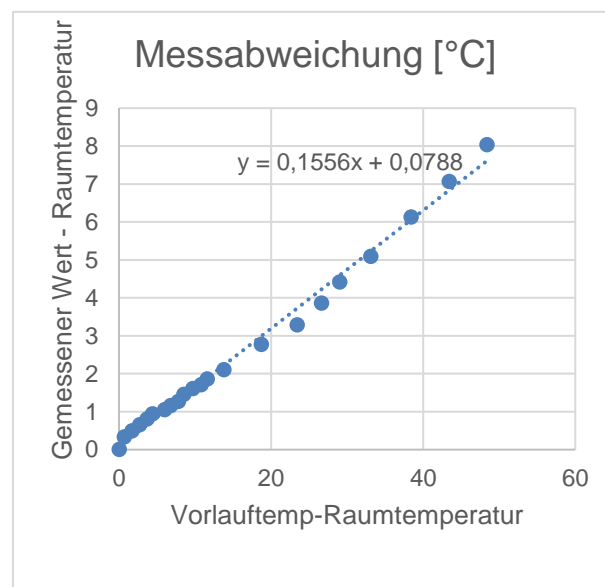


Abbildung 36: Messabweichung in Relation zur Vorlauftemperatur

Im praktischen Versuch hat sich eine Abweichung von maximal 0,2 K ergeben. Dies ist insofern mehr als ausreichend, da die Messungenauigkeit durch den störenden Einfluss des Heizkörpers, einer evtl. vorhandenen Heiznische oder einer Platzierung hinter einem Vorhang um etwa eine Größenordnung übersteigt. Ideal wäre dementsprechend eine Raumtemperaturermittlung an einer günstigeren Stelle unabhängig vom NTC im eTRV. Durch die Implementierung eines Funkmoduls wäre dies auch relativ einfach umsetzbar, dies ist allerdings nicht Gegenstand dieses Projektes.

Aktorik: Ermittlung der infrage kommenden Ventilunterteile, Auswahl und Untersuchung

Der Motor des eTRV stellt den größten Energieverbraucher dar. Die Auswahl von Getriebemotoren in entsprechender Baugröße ist am Markt sehr begrenzt, so dass bereits nach der Erstausslegung der Antrieb festgelegt wurde. Mit einer Stromaufnahme von 640 mA bei 3,2 V im Nennbereich des Motors ist dieser Motor auf den ersten Blick für Low-Power / Low-Voltage-Anwendungen ungeeignet. Durch umfangreiche Anpassungen und eine genaue Erforschung des Anwendungsszenarios konnte der Energiebedarf des Antriebes signifikant gesenkt werden, indem er außerhalb seines Nennbereichs betrieben wird und nur absolut notwendige Stellbewegungen durchführt. Statt einer „Low-Voltage-“ wurde deshalb eine „Low-Power-“Strategie verfolgt.

Über das ERP-System der Möhlenhoff GmbH wurde ermittelt, für welche Flansche bzw. Ventilunterteile am häufigsten Adapter verkauft werden. Einschränkend ist zu bemerken,

dass die Adapter sowohl für Fußbodenheizungen, als auch für Radiatoren eingesetzt werden können, wobei die Fußbodenheizungen eindeutig überwiegen werden. Andererseits belegt die Tabelle, welches die vorherrschende Flanschgröße darstellt, nämlich M30 x 1,5mm. Aus Erfahrungswerten wurden dann fünf bekannte Ventilunterteile ausgewählt, die näher untersucht werden sollten (siehe Tabelle 4 ).

**Tabelle 4: Untersuchte Ventilunterteile**

Hersteller	Typ
Heimeier	DN15
Watts	131U
Danfoss	RA-N
Honeywell	V100D
Oventrop	AV6

Im nächsten Schritt sollte die Frage beantwortet werden, welche Stellbewegungen zu welcher Änderung im Volumenstrom führen. Der Linearantrieb wird mit Sicherheit den größten Verbraucher im eTRV darstellen, weshalb an dieser Stelle geklärt werden muss, ob eine Reduktion der Leistungsaufnahme durch eine Stellwegsbegrenzung ohne wesentlichen Komfortverlust möglich ist. Die aufgebrachte Arbeit bei der Stellbewegung ist

$$\text{Arbeit} = \text{Ventilkraft [N]} \times \text{Stellweg [m]}$$

Trifft man (die hier zulässige) Vereinfachung, dass die Kraft, die notwendig ist, um das Ventil zu bedienen über den gesamten Stellweg gleich ist, dann ließe sich durch eine Begrenzung des Stellweges eine signifikante Verbrauchseinsparung bewirken. Ziel der Messungen war es, einen minimalen Stellweg zu definieren, bei dem eine Regelung des Volumenstromes noch in sinnvollen Bereichen erfolgt, jedoch unter Vermeidung von solchen Stellbewegungen, die einen nur geringen Effekt haben.

Versuchsaufbau und Versuchsdurchführung Stellwegoptimierung:

Der Prüfstand bestand aus dem DUT, einer mechanischen Verstelleinrichtung mit Wegmesssystem und Kraftmesseinrichtung (Alluris FMI), Pumpe mit  $\Delta p$ -Regelung (Grundfos Alpha2 25-40 A) sowie einem Volumenstrommessgerät (Siemens SITRANS MAG).



**Abbildung 37: Gesamtaufbau (links) und Ventilunterteil (siehe Pfeil) am Prüfstand**

Das DUT wurde in den Wasserkreislauf eingebaut, dieser befüllt, entlüftet und anschließend die Pumpe gestartet. Der Ventilstift wurde mit Hilfe der Verstelleinrichtung über den gesamten Stellweg bedient und dabei Stellkraft, Hub und Durchfluss dokumentiert (Abbildung 103).

**Fazit:** Als maximaler wirksamer Hub wurden ca. 2,5mm ermittelt, wobei aufgrund der unterschiedlichen Arbeitspunkte der Ventile ein gesamter Verfahrensweg des Linearantriebs von etwa 5mm notwendig ist. Auffallend ist, dass ein Großteil der Volumenstromänderung innerhalb eines Intervalls von etwa 0,5 bis 1mm stattfindet. Eine Bewegung über den kompletten Ventilhub wäre also unnötig energieintensiv. Der zu konstruierende Demonstrator wird so ausgelegt, dass der Stellbereich über dem oben genannten Bereich zu liegen kommt.

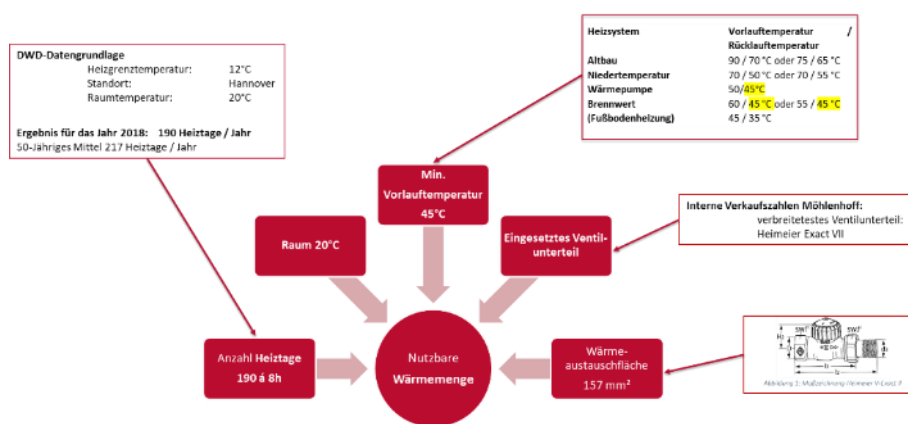


Abbildung 38: Einflussfaktoren auf erntbare Wärme

Ermittlung des minimal nötigen Energiebedarfs, um den Linearantrieb um einen Weg x zu bewegen: Wie im letzten Abschnitt beschrieben, stellt der elektromechanische Linearantrieb den größten Verbraucher im Gesamtsystem dar. Der Motor muss Arbeit über ein mehrstufiges Getriebe und einen Gewindetrieb verrichten, um den Ventilteller gegen eine Feder zu bewegen. Dabei muss die Selbsthemmung des Gewindetriebes überwunden werden, dessen Wirkungsgrad kleiner 0,5 ist. Das heißt auch, dass ebenso beim Zurückfahren Arbeit aufgebracht werden muss, obwohl dabei Federenergie zurück in Bewegungsenergie umgesetzt wird. Der Gesamtwirkungsgrad wird über das Ausmessen des tatsächlichen Arbeits-/ Leistungsbedarfs weiter unten bestimmt werden.

Für die zu leistende Arbeit ohne Berücksichtigung von Eisenverlusten, Getriebe-, Lagerreibung etc. wird definiert:

$$W = F * s$$

$$\Rightarrow [J] = [Ws] = [N] * [m]$$

$$\Rightarrow 70N * 1 * 10^{-3}m = 0,07J = 0,0194mWh$$

Mit:

W: Arbeit

F: Kraft

S: Stellweg

Aus den vorhergehenden Untersuchungen ergibt sich, dass das Ventil bei einer aufgebrauchten Kraft von etwas über 70 N sicher geschlossen ist. Vereinfachend wird die Federkraft bei der Berechnung als konstante Gegenkraft angenommen. Ebenso werden Haftreibungseffekte

vernachlässigt, da noch keine Aussage über die Häufigkeit und Verfahrwege des Antriebes getroffen werden kann<sup>3</sup>.

Die Verluste am Linearantrieb werden in dieser Arbeit weiter unterteilt in die Verluste, die am Motor auftreten und die, die sich am Getriebe zeigen. Die Verluste am Getriebe sind hauptsächlich auf Reibung zurückzuführen. Reibkräfte sind die Summe der Produkte mehrerer Reibkoeffizienten  $\mu_R$  und Normalkräfte<sup>4</sup> die in Beziehung zur Stellkraft stehen. Die Reibungskoeffizienten sind durch die Konstruktion des Antriebes festgelegt und können nur indirekt durch die Auswahl des Antriebes beeinflusst werden. Auf den Energieverbrauch des Schrittmotors lässt sich aber durch die Art der Ansteuerung großer Einfluss nehmen. Parameter des Schrittmotors für Energieoptimierte Ansteuerung ermitteln: Ein Antrieb, der die geforderte niedrige Nennspannung und Leistung bei gleichzeitig notwendigem Verfahrweg und -kraft aufweist, ist am Markt nicht verfügbar. Deshalb musste ein Antrieb ausgewählt werden, der außerhalb seiner Spezifikationen betrieben werden soll. Da das Drehmoment Schrittmotoren (im open-loop Betrieb) mindestens 40 % überdimensioniert wird, um Schrittverluste zu vermeiden, schien der Versuch, die Energieaufnahme durch genaue Anpassung auf den Anwendungsfall zu reduzieren, aussichtsreich [23].

Untersuchung Motorstrom Linearantrieb in Bezug auf  $U_{ref}$ : Im Versuch sollte die maximal mögliche Kraft ermittelt werden, die der Antrieb bei einer bestimmten Maximalstromvorgabe aufbringen kann, während Schrittverluste auftreten. Der Motor wurde in einem Aufbau betrieben, der die Kraft des Motors beim Fahren gegen ein feststehendes Hindernis ermittelt. Der Antrieb wird aus dem Motor, dem Getriebe und der Ansteuerelektronik gebildet. In diesem Projekt wird ausschließlich der Motortyp 25BYJ412-63 der Firma Changzhou Goot Motor Tech Co., Ltd. verwendet. Zentraler Baustein der Ansteuerelektronik ist der Treiber STSPIN220 von STMicroelectronics, der sich insbesondere durch eine sehr niedrige minimale Versorgungsspannung von 1,8 V<sub>DC</sub> auszeichnet. Für die grundlegenden Untersuchungen ist eine Evaluationsplatine (x-Nucleo-IHM06A1) erhältlich, die als Tochterplatine auf verschiedene  $\mu$ -Controllerboards aufgesetzt werden kann.

Versuchsaufbau und Durchführung: Der Motor wurde in eine Vorrichtung eingebaut, bei der der Motorstößel im Betrieb auf eine Kraftmessdose drückt. Die aufgebrachte Kraft wird in Abhängigkeit vom Motorstrom ermittelt.

Ablauf:

1. Die Sollwertvorgaben (Referenzspannung) werden über ein Labornetzteil stufenweise variiert.
2. Der Antrieb wird programmgesteuert freigefahren und anschließend gegen die Kraftmessdose bewegt.
3. Es treten Schrittverluste auf, der Motor leistet das maximal mögliche Drehmoment/Linearkraft
4. Der sich einstellende Strom wird aufgezeichnet.

---

<sup>3</sup> Bei Zweipunktregelung würde der Linearantrieb stets den kompletten Stellbereich abfahren, worauf eine Totzeit folgt. Bei stetiger Regelung fortlaufend kleine Korrekturbewegungen ausführen. Zwischen diesen beiden theoretischen Möglichkeiten wird die Regelung praktisch arbeiten.

<sup>4</sup> Gleitreibung, ohne Berücksichtigung von Haft- und Rollreibung

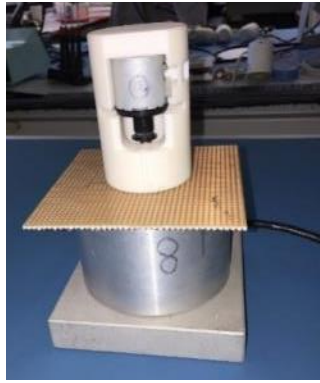


Abbildung 39: Prüfling in Vorrichtung zur Kraftmessung (links) Treiberplatine und Controllerboard (rechts)

### *deister electronic:*

#### Evaluationsboard für Harvesterquellen (Solarzellen) und Powermanagement ICs:

Um möglichst mobil an unterschiedlichen Stellen in Räumen und Gebäuden die zur Verfügung stehende Energie aus Licht u.a. bewerten zu können, aber auch verschiedene Solarzellen für den Inneneinsatz zu vergleichen, wurde ein Board mit folgenden Eigenschaften entwickelt:

- Messung der Leistung (Spannung und Strom) am Ausgang einer Quelle (z. B. Solarzelle) und am Eingang eines Speichers
- Datenlogger für die Messgrößen
- Beurteilung eines Harvester-ICs, z.B. bezüglich des Wirkungsgrades
- Betrieb der Schaltung aus einer Batterie → möglichst geringe Ruhestrom-Aufnahme
- möglichst kleine Belastung der Quelle während der Messung und zwischen den Messungen
- kein Entladen des Speichers über die Messschaltung
- mobil, um flexibel an unterschiedlichen Orten Messungen durchzuführen
- Steuerung der Messung und 10 bit A/D-Wandlung über einen AVR ATmega1284P mit RTC
- Messung des Eingangs- und Ausgangsstrom über je einen differentiellen Verstärker INA821 von TI mit 0,15 nA Bias Current (Spannungsabfall an 4,7Ω Reihenwiderstand)
- Messung der Eingangs- und Ausgangsspannung über den OP TLV333 von TI mit 70 pA Bias Current
- Trennung von Quelle und Senke von der Messschaltung zwischen den Messungen durch Relais
- Messschaltung wird nur während der Messung mit Spannung versorgt → Ruhestrom ca. 25µA
- Verstärkungsfaktor des INA821 wird automatisch vom AVR per Relais zwischen 50 und 200 umgeschaltet
- Kalibrierung der Schaltung durch Anlegen einer internen Referenzspannung am Beginn einer Messreihe
- USB-Schnittstelle zum Konfigurieren der Schaltung und zum Auslesen der Messwerte
- Externes Flash mit 16 Mbit zum Ablegen der Messwerte
- 868 MHz „Airlink“ Schnittstelle (noch nicht implementiert)



Abbildung 40: Evaluationsboard mit Solarzelle (oben rechts), Powermanagement Aufsatzboard (mitte), und Energiespeicher (links)

Abbildung 40 zeigt die realisierte Schaltung. Die garantierte maximale Eingangsspannung wird durch den Common-Mode-Range der AN821 auf 3,8V begrenzt. Alle Musterboards haben bei Zimmertemperatur eine Eingangsspannung bis zu 4,7 V korrekt ausgewertet. Tabelle 5 gibt die Daten des Boards zusammenfassend an.

Tabelle 5: Auflösung und maximaler Messbereich mit der aktuellen Bestückung

Referenz AD-Wandlung	Messwiderstand	Auflösung Strom (V = 200)	max. Strom (V = 50)	Auflösung Spannung		max. Spannung
1.1V	4.7 $\Omega$	1.14 $\mu\text{A}$	4.68 mA	2.15 mV		2.2 V
2.56V	4.7 $\Omega$	2.65 $\mu\text{A}$	10.9 mA	5 mV		(5.12 V)

### Qualifizierung von kinetischen Generatoren:

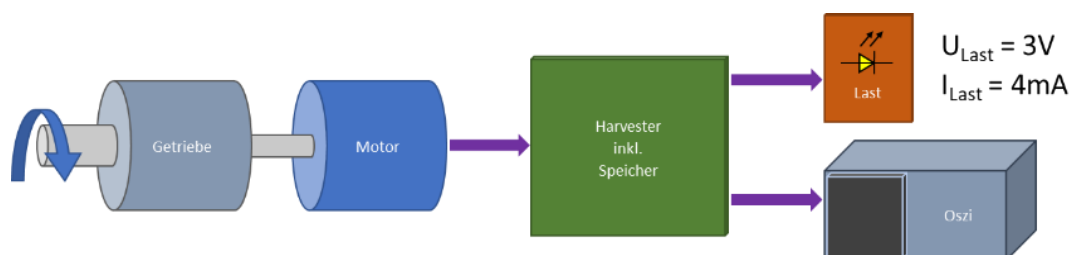


Abbildung 41: Messanordnung zur Qualifizierung verschiedener Motoren, die hier als Generator eingesetzt werden.

Abbildung 41 zeigt schematisch die Messanordnung, mit der verschiedene Getriebe- und Generatoranordnungen auf ihren Einsatz im Türschloss getestet wurden. Angetrieben wird das System durch eine Türklinke (Kastenschloss) oder einen Knauf (Zylinderschloss). Zusammenfassung der Ergebnisse: Um die Motoren (im Fall des Türschlosses Motor als Generator) vergleichen zu können, wird als Ziel die Erzeugung der Energiemenge für eine Öffnung herangezogen, also mindestens 100 mJ.



Folgende Rahmenbedingungen werden festgelegt:

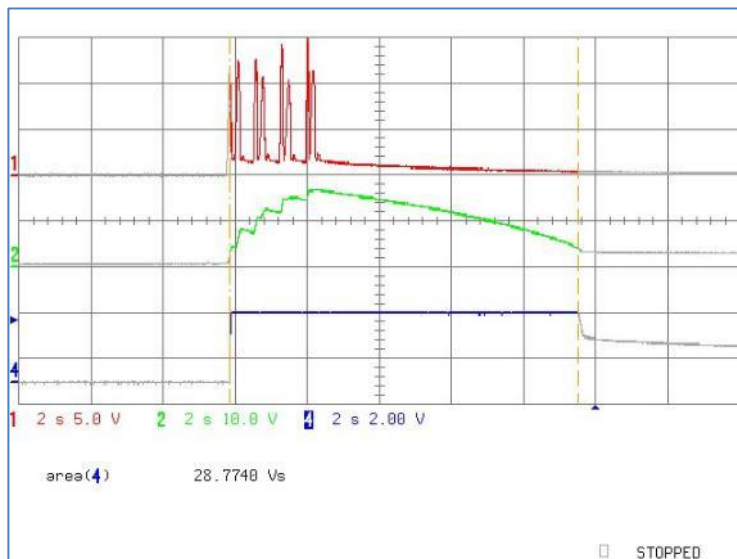
- Der Türgriff wird energisch hin und zurück um jeweils 25° bewegt (DIN EN 179)
- Der Energiespeicher ist vollständig entladen, d.h. ein Teil der gewonnenen Energie wird für das Erreichen der Mindestladespannung verwendet und ist damit nicht nutzbar (das ist ein „worst case“ Fall)
- Der Türgriff ist starr über das Getriebe mit dem Motor/Generator verbunden. Freilauf findet nicht statt, d.h. beim Abbremsen geht Bewegungsenergie verloren und die mechanische Belastung steigt (hier besteht noch Optimierungspotential)
- Der Harvester liefert 3 V Ausgangsspannung und wird mit 4 mA belastet.
- Die Bedienung soll möglichst ergonomisch sein.
- Die notwendige Getriebeübersetzung soll die Mechanik nicht außerordentlich beanspruchen, damit die Lebensdauer nicht beeinträchtigt wird.
- Es sollen kostengünstige Komponenten zum Einsatz kommen

Tabelle 6: Resultate aus der Messung von fünf Motoren und Getrieben für den Einsatz als dynamischer Harvester.

	<b>Motor 1: Bürsten- motor</b>	<b>Motor 2: Drehstrom- generator</b>	<b>Motor 3: Schritt- motor</b>	<b>Motor 4: Bürstenmotor Planetengetriebe</b>	<b>Motor 5: Bürstenmotor Stirnradgetriebe</b>
Spannung	Gleich	Dreh/Wechsel	Wechsel	Gleich	Gleich
Erkennung der Drehrichtung	ja	Aufwändig	aufwändig	Ja	ja
Restwelligkeit	hoch	Niedrig	mittel	Hoch	hoch
Getriebe	Planeten	Planeten	beliebig	Planeten	Stirnrad
Getriebe bei 1-Mal Betätigung	1:300	1:150	1:15	1:300	(nicht möglich)
Getriebe bei X-Mal Betätigung	1:150 bei 2x	1:75 bei 2x	1:8 bei 2x	1:84 bei 4x	1:100 bei 2x

Tabelle 6 zeigt das Ergebnis der Messungen für fünf Motor-Getriebe Kombinationen. Energetisch wird insgesamt das beste Ergebnis mit dem Motor 3 erreicht. Der einfachste mechanische Aufbau ist mit dem Motor 4 mit 1:84 Planetengetriebe möglich, wenngleich mehrmalige Betätigung des Türgriffes vorausgesetzt wird. Einen hervorragenden Wirkungsgrad erreicht Motor 2 mit der Einschränkung, dass die primäre Achsenverbindung Türgriff/Getriebe bei 1:150 stark belastet wird.

Als Beispiel für die Messung zeigt Abbildung 42 Messungen mit dem oben beschriebenen Messaufbau an Motor 4 die gewonnene Energiemenge:  $28,77 \text{ Vs } 4 \text{ mA} = 115,1 \text{ mJ}$  bei einer Auslenkung der Klinke um 25°. Hier wird also mit einer Klinkenbewegung genügend Energie für einen Schließzyklus der Tür erzeugt.



Motorspannung nach dem Gleichrichter

Ladespannung am Speicherkondensator

Spannung am Harvester Ausgang

Abbildung 42: Messung an Motor 4 – Bürstenmotor mit Planetengetriebe (Gleichspannung) bei viermaliger Betätigung des Türgriffes

**Fazit:** Die Untersuchung mit Indoor-Solarzellen und dazu geeigneten Harvester IC [1] zeigen, dass ausreichend Energie für das digitale Beschlagsschloss aus der Umgebung geerntet werden kann. In Kombination mit kinetischer Energie, die während eines Türöffnungsvorganges geerntet wird, kann genügend Energie gespeichert werden, um mehrere Türöffnungen durchführen zu können.

### Zusammenfassung und Fazit der gemeinsamen Ergebnisse aus Arbeitspaket 3:

Für die Demonstratoren der beiden Projektpartner Möhlenhoff und deister electronic sind Sensoren und Aktoren für den Betrieb von eRTV und Beschlagsschloss gefunden. Bei Möhlenhoff wurde ein Stellmotor für den Antrieb des eRTVs qualifiziert und deister electronic hat eine Getriebe-Motor Kombination gefunden, die als dynamischer Harvester zusammen mit einer Indoor-Zelle hinreichend Energie liefert. In beiden Fällen gibt es noch Optimierungspotential, welches nach Projektende bewertet werden muss.

## Arbeitspaket 4: Spezifikation/Design eines geeigneten Low-Power, Low-Voltage Controllers

### Sämtliche Projektpartner:

Die für die einzelnen Funktionen benötigte Energiemenge wird stark vom verbauten Mikrocontroller beeinflusst. Daher wurde vor und während der Antragsstellung nach geeigneten Produkten recherchiert. Eine Reihe von Herstellern kündigten sogenannten Sub-Threshold Prozessoren an, die besonders energieeffizient sind. So wurde in einem gemeinsamen Projekt von Möhlenhoff und der HsH ein Microcontroller von Texas Instruments eingesetzt, der bereits ab einer Betriebsspannung von 0,9 V arbeitet. Dieser Prozessor wurde jedoch abgekündigt. Die Firma PLSense [24] stellt mit dem PLS10 einen Sub-Threshold

Microcontroller her. Die Funktionen reichen aber weder für die Anwendung von Möhlenhoff oder deister electronic. Während der Projektlaufzeit wurden nach weiteren Optionen für energieeffiziente Microcontroller recherchiert, so bietet z.B. die Firma Atmosic mit dem ATM32xx [25]. Während der Projektlaufzeit war es aber nicht möglich, ein Funktionsmuster zu beschaffen. Durch die Firma deister electronic wurde ein Demoboard eines Ultra-Low-Power Controller der Firma Renesas [26] (RFF0E01182xxx) beschafft. Detaillierte Messungen an diesem Produkt ergaben jedoch, dass der Energiebedarf höher liegt als bei den bereits eingesetzten Microcontrollern der Firma ST.

Als Konsequenz aus der unbefriedigenden Situation am Ultra-Low-Power-Controller Markt wurde vom Projektpartner LUH ein Konzept für einen energieeffizienten Microcontroller erarbeitet und umgesetzt.

### *LUH:*

#### Detailkonzept Mikrocontroller:

Aufgrund des niedrigen Energiebudgets sind auf Energy Harvesting basierende Plattformen nach dem aktuellen Stand der Technik in der Rate ihrer Datenerfassung und -verarbeitung beschränkt. Ein Grund hierfür ist die Verwendung eines konventionellen Mikrocontrollerkonzepts, welches einen einzigen, voll ausgebauten Prozessorkern zur gesamten Steuerung der Plattform nutzt. Um den Leistungsbedarf des großen Mikrocontrollers auf wenige Mikrowatt zu reduzieren, verwenden diese Sleep-Modi. Hierbei wacht der Controller zeitlich periodisch auf und führt Aktivitäten bei Bedarf aus. Dies können einfache Statusaufgaben, z.B. das Prüfen auf Vorhandensein elektronische Schlüsselkarten und das Aktualisieren interner Zustände in einem elektronischen Schließsystem sein, aber auch komplexe Berechnungen wie die verschlüsselte Kommunikation zwischen Schließsystem und Schlüsselkarte. Wenn keine Aktivität benötigt wird, wird sofort wieder in den Sleep-Zustand gewechselt. Während dieses Zustands kann keine Datenverarbeitung stattfinden.

Durch diese Periodizität, die unabhängig von der Art und Komplexität der auszuführenden Aufgabe geschieht, wird dauerhaft elektrische Leistung für das Aktivieren und Deaktivieren eines großen, voll ausgebauten Prozessorkerns benötigt, obwohl in nur wenigen Fällen die vollständige Rechenleistung des Controllers auch abgerufen werden muss. Mit steigenden Anwendungsanforderungen an die Rate des Aufweckens steigt die benötigte Leistung deutlich an und kann schon bei wenigen Aufwachvorgängen pro Sekunde ein Ausschlusskriterium für den Betrieb der Plattform aus stark beschränkten Energy-Harvesting-Quellen sein.

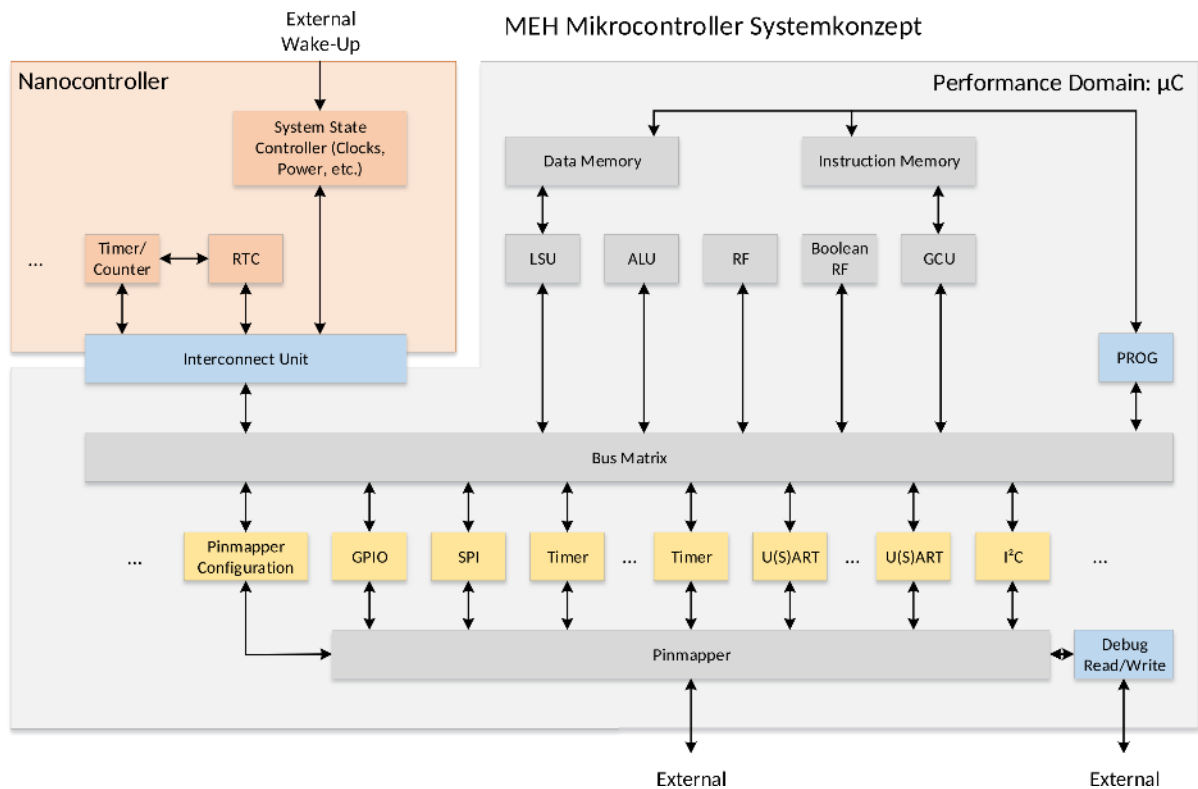


Abbildung 43: Blockdiagramm des Controller-Systemkonzepts für Energy-Harvesting-Anwendungen

Das in diesem Projekt entwickelte Systemkonzept (siehe Abbildung 43) behebt diesen Umstand durch die Einführung eines zusätzlichen sogenannten *NanoControllers* (in Abbildung 43 links oben) neben dem Haupt-Mikrocontroller mit voller Funktionalität. Der NanoController ist im Gegensatz zu konventionellen Controller-Architekturen deutlich kleiner dimensioniert und auf Energieeffizienz und die Ausführung spezifischer Aufgaben hin optimiert. Das Konzept sieht vor, dass der NanoController bei weniger als  $1 \mu\text{W}$  Leistung einfache Überwachungsfunktionen und regelmäßige geringe Aktivitäten des Gesamtsystems wahrnimmt. Zu bestimmten seltenen Ereignissen, z.B. der Öffnung einer Tür mit komplexer Authentifikation mit einer Schlüsselkarte, aktiviert der NanoController den leistungsstärkeren Mikrocontroller. Wird der größere Controller nicht benötigt, was der überwiegende Fall sein sollte, kann dieser über längere Zeiträume vollständig spannungs- und leistungslos abgeschaltet werden, um den Gesamtenergiebedarf des Controllers deutlich zu verringern. Im einzelnen führten folgende Punkte zur Umsetzung.

- *Definition Verlustleistungsbudget:* Aus den Untersuchungen und Modellierungen der APs 1-3 wird abgeschätzt, dass im Gesamtsystem einer Energy-Harvesting-Plattform (Sensorik, Aktorik, Controller, Power Management) die mittlere Leistungsaufnahme des Controllers max. ca.  $2 \mu\text{W}$  betragen sollte, um eine neutrale Bilanz zwischen kontinuierlich geernteter und benötigter Energie dauerhaft sicherzustellen. Daraus folgt eine zulässige Ruheleistung von  $< 2 \mu\text{W}$ , während Aktivitätszyklen für Berechnungen ( $\ll 5\%$  der Gesamtzeit) darf die Leistungsaufnahme deutlich höher sein (volle Berechnungsleistung wird in Energy-Harvesting-Devices den Großteil der Zeit nicht benötigt).
- *Marktrecherche:* Geeignete Low-Power-Mikrocontroller sind laut Datenblattangaben prinzipiell am Markt verfügbar. Es ist allerdings anzumerken, dass die niedrige Verlustleistung von  $< 4 \mu\text{W}$  hauptsächlich durch den Einsatz von Sleep-Modi erzielt

wird. Dies bedeutet, dass Prozessorberechnungen und die Programmabarbeitung des Controllers vollständig unterdrückt werden. Effektiv ist der Controller während dieser Zeit funktionslos. Damit die mittlere Leistungsaufnahme durch die Sleep-Modi bestimmt wird, ist es notwendig, dass das Anwendungsprofil vollständige Inaktivität über einen langen Zeitraum gestattet. Dies ist z.B. bei einfachen Sensorknoten zur Überwachung (Temperatur, Luftfeuchtigkeit etc.) mit geringer Samplingrate der Fall. In einem elektronischen Schließsystem ist eine deutlich häufigere Aktivität zur Überprüfung auf elektronische Schlüssel erforderlich. Diese findet mehrfach pro Sekunde statt, um eine schnelle Reaktion auf Schließvorgänge zu ermöglichen. Die häufigen Aufweckzyklen des Controllers aus dem Sleep-Modus erhöhen die mittlere Verlustleistungsaufnahme. Nach Erfahrungen der Projektpartner sind die Datenblattwerte des Sleep-Modus nur in speziellen Testszenarien zu erreichen, in realen Anwendungsfällen liegt die Verlustleistung häufig bis zu einem Faktor 5 höher und entsprechen daher nicht dem oben gesetzten Budget.

- Damit das definierte Leistungsbudget nicht verletzt wird, erschien es daher sinnvoll, eine eigene Controllerarchitektur zu entwickeln, die auf die Performance-, Verlustleistungs- und Aktivitätsanforderungen von komplexeren Energy-Harvesting-Anwendungen, wie etwa einem elektronischen Schließsystem, zugeschnitten ist. Dabei werden erweiterte Hardware-Mechanismen auf Architekturebene verwendet, die in kommerziellen Standardarchitekturen nicht zum Einsatz kommen.
- Auf Architekturebene wurde eine domänisierte Controllerarchitektur, bestehend aus *Mikro-* und *Nanocontroller*, spezifiziert. Der 32-bit *Mikrocontroller* stellt die notwendigen und leistungshungrigen Hardwareressourcen für performante Berechnungen zur Verfügung und kann verlustleistungsmäßig vollständig deaktiviert werden. In Phasen der Inaktivität des Mikrocontrollers steht mit einer minimalen, programmierbaren *Nanocontroller*-Architektur ein Prozessor mit sehr niedriger aktiver Leistungsaufnahme für einfache Hintergrund-Kontrollabläufe zur Verfügung, um weiterhin eine Basisfunktionalität, z.B. des Schließsystems, zu gewährleisten. Im Gegensatz zu den konventionellen Controllern aus der Marktrecherche entfällt hierbei das häufige und energieintensive Aufwecken des Hauptprozessorkerns für kurze Steuerungsaufgaben.
- Zur Validation des Controller-Konzepts im realen Schließsystem wurde ein In-Circuit-Emulator als Rapid Prototype umgesetzt (Abbildung 44). Die Schaltung eines Schließsystems wurde dabei durch den Partner deister electronic als Evaluationsplatine zur Verfügung gestellt, die entwickelte Controller-Architektur wurde durch programmierbare Logik (FPGA) emuliert. Eine vollständige Implementierung und Überführung des Controller-Konzepts in ein Chipdesign ist Bestandteil von AP6 (Schaltungsentwicklung Funktionsmuster).

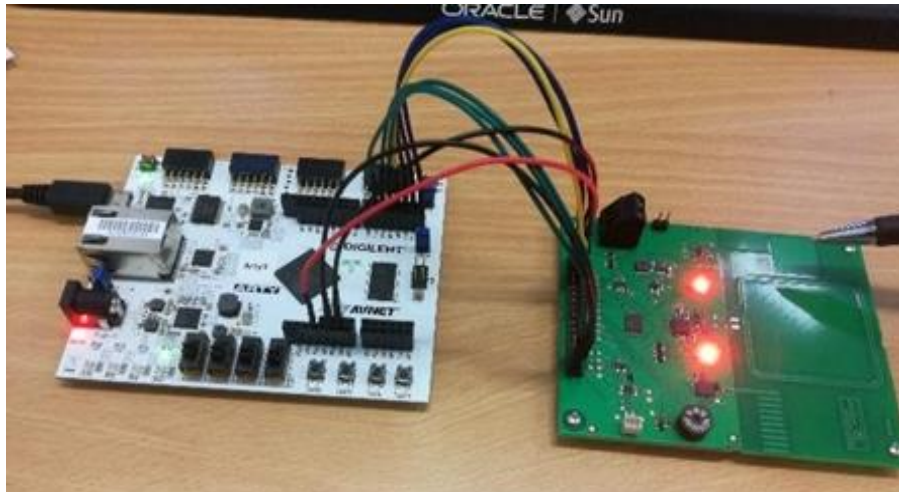


Abbildung 44: Hardware-Aufbau des FPGA-basierten In-Circuit-Emulators zur Validation entwickelten Controllerarchitektur in der Schließanlagen-Anwendung. Links: FPGA-Entwickler zur Emulation des Controllers. Rechts: Evaluationsplatine (deister electronic) mit den externen elektronischen Komponenten eines Schließsystems.

### Controller Strukturen:

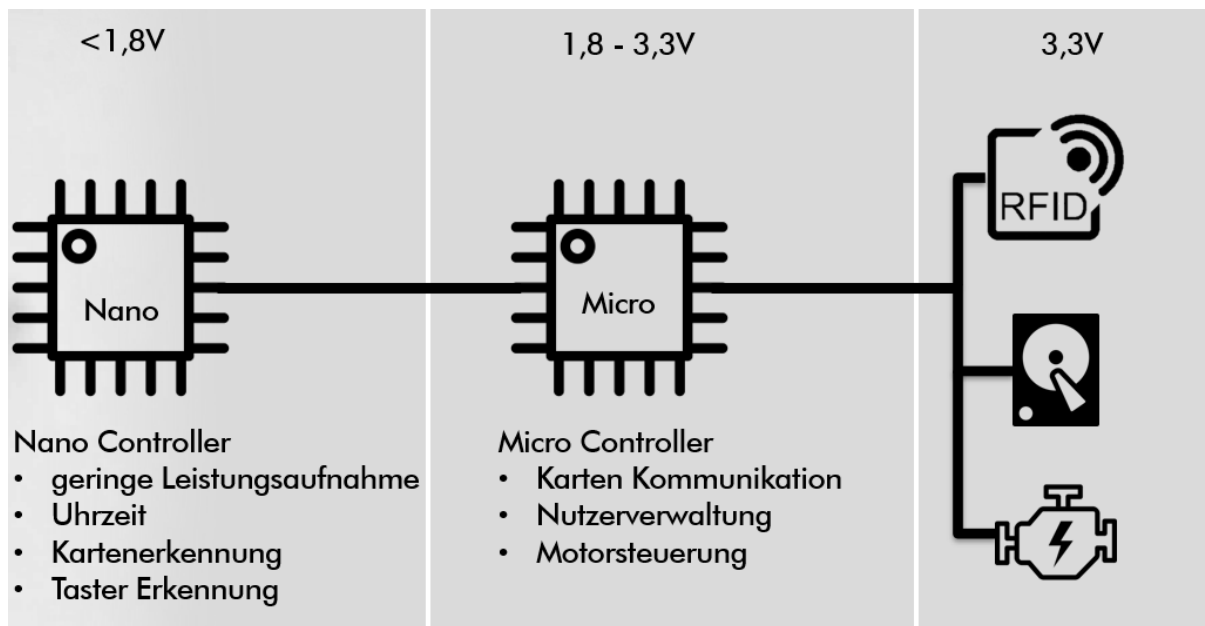


Abbildung 45: Aufgabenteilung zwischen Nano- und Microcontroller

#### Anforderungen an Nanocontroller

- Real Time Counter
- Watchdog Timer
- Interrupt und Wake-up on Pin Change

#### Anforderungen an Microcontroller

- mind. 128KBytes Flash
- mind. 4KBytes EEPROM
- mind. 16KBytes RAM
- 48 GPIO's

- JTAG Interface
- mind. 3 Timer/Counters
- 8 ADC Kanäle
- I2C , SPI und UART Schnittstelle
- Interrupt und Wake-up on Pin Change
- Watchdog Timer

Vergleich kommerziell erhältlicher Prozessoren:

- Renesas RE01
  - VCC 1.62 V - 3.6 V
  - Mit energy harvesting control circuit
  - Verfügbar Q2/2020
  - 10 mA bei 32 MHz / 1.1  $\mu$ A Sleep Mode (RTC) / 100 nA deep Sleep
- STM32L4321
  - VCC 1.71 V - 3.6 V
  - $\mu$ C entwickelt für Low Power Anwendungen
  - Verfügbar
  - 8,5 mA bei 80 MHz / 0.46  $\mu$ A Sleep Mode (RTC) / 200 nA deep Sleep

#### **Zusammenfassung und Fazit der gemeinsamen Ergebnisse aus Arbeitspaket 4:**

Für die Demonstratoren von Möhlenhoff und deister electronic war der Einsatz von sogenannten Sub-Threshold Microcontrollern aus verschiedenen Gründen (Funktionalität, Verfügbarkeit, unzureichende Datenblattangaben) nicht sinnvoll. Daher wurde hier auf energieeffiziente Prozessoren von ST zurückgegriffen. Um die Möglichkeiten eines auf Energyharvesting ausgelegten Microcontrollers auszuloten, wurde von der LUH ein Konzept erstellt und in den weiteren Arbeitspaketen umgesetzt.

## Arbeitspaket 5: Spezifikation Powermanagement Schaltung

### *Sämtliche Projektpartner:*

Alle Projektpartner haben während der Projektlaufzeit nach geeigneten Powermanagement ICs für das Multiharvesting recherchiert. Die am Markt verfügbaren ICs wurden auf ihr Brauchbarkeit für die Demonstratoren untersucht.

Die am Markt verfügbaren Wandler von e-peas, EM und LT etc. sind nur auf eine einzelne Harvesterquelle spezialisiert bzw. erfüllen bei einer Multiharvester-Lösung nicht die geforderten Spezifikationen (Beispiele: e-peas ist für TEG zu unempfindlich und für das RF-Harvesting nur für die Frequenz von 868 MHz optimiert).

Es wurde gemeinsam eine Spezifikation für eine geeignete Powermanagementschaltung erstellt. Um dieser Spezifikationen der MEH Plattform nachzukommen, war es notwendig, einen eigenen Spannungswandler IC im Rahmen des Projektes zu entwickeln und zu fertigen. Bis zur Fertigstellung des ICs werden unterschiedliche Powermanagement ICs herkömmlicher Technik auf den Demonstratoren parallel eingesetzt (siehe AP7).

## LUH:

Das zur Verfügung stehende Energiebudget an den Eingängen ist stark von der Quelle abhängig und der jeweils verfügbaren Umgebungsenergie. An den Eingängen steht eine kontinuierliche Leistung von wenigen  $\mu\text{W}$  bis in den einstelligen  $\text{mW}$  Bereich zur Verfügung. Ausnahme bildet hier der kinetische Harvester, der impulsartig eine Energie von mehr als 100  $\text{mJ}$  zur Verfügung stellen kann.

Innerhalb des Powermanagementschaltung nach Abbildung 46 sorgt der Startup-Block für die Realisierung einer batterielosen Lösung. Dabei wird die geringe Energie von den Eingängen genutzt, um für den Wandler eine ausreichend hohe Spannung für das Hochfahren zur Verfügung zu stellen. Die verschiedenen Spannungsdomänen an den Ausgängen, werden durch den Boost-Block in Form eines Aufwärts-Schaltwandlers realisiert. Für den Mikrocontroller ist eine Spannung von  $\leq 1,2\text{ V}$  vorgesehen. Für weitere Applikationen, wie ein zusätzlicher externer Controller, Sensorik und Aktorik, sind die Spannungsebenen von 1,8 V und 3,3 V bestimmt. Der Energiebedarf hängt stark von dem Verwendungszweck des Systems ab. In Abbildung 46 ist der Bedarf für einen möglichen Schließvorgang dargestellt.

Eine weitere Bedingung ist die Sicherstellung von 10  $\mu\text{A}$  Dauerstrom am Ausgang, wenn sich die Applikationen und der Mikrocontroller in der inaktiven Phase befinden. Dazu wird entweder die Energie von den Harvestern direkt an die Ausgänge übertragen oder bei unzureichender Umgebungsenergie auf die Energiespeicher zugegriffen.

Die Überführung der Architektur für das Powermanagement in ein Chipdesign ist Bestandteil von AP6 (Schaltungsentwicklung Funktionsmuster).

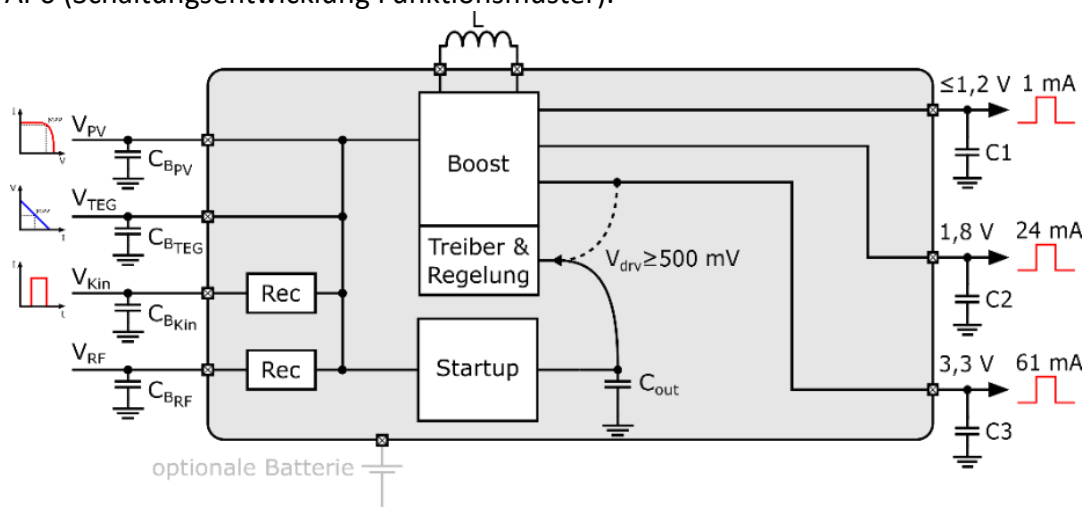


Abbildung 46: : Schematische Darstellung des Powermanagement ICs mit dem Umschalten des Startup ab 500 mV

### Zusammenfassung und Fazit der gemeinsamen Ergebnisse aus Arbeitspaket 5:

Von der LUH wird eine integrierte Schaltung entwickelt, die ein effizientes Ernten aus unterschiedlichen Energiequellen (z.B. Indoorsolar, TEG, Kinetik, etc.) möglich macht.

Bis zur Fertigstellung der Schaltung wird auf Powermanagement ICs für einzelne Energiequellen zurückgegriffen, wie sie beispielsweise von [1], [27] hergestellt werden.

Dieses Vorgehen ruft zwar höhere Kosten hervor, macht aber eine parallele Entwicklung von Powermanagement IC und Demonstratoren möglich.



# Arbeitspaket 6: Schaltungsentwicklung

## Funktionsmuster

### Möhlenhoff:

Vorauswahl DC/DC Wandler: Der elektrische Pfad wird aus Erzeuger, Speicher und Verbraucher bestehen. Die einzelnen Bestandteile müssen aufeinander abgestimmt sein, um einen möglichst großen Gesamtwirkungsgrad des Systems zu erreichen. Zwischen TEG und DC/DC-Wandler muss eine Leistungsanpassung hergestellt werden.

Ausgangspunkt für die Auslegung des elektrischen Pfades wird die zu erwartende erntbare elektrische Leistung sein. Aus diesem Wert ergeben sich alle folgenden Teilschritte wie die Glieder einer Kette, dessen schwächstes Glied die Eigenschaften des gesamten Systems bestimmt.

Weil die Spannung, die am TEG erzeugt wird, die Batterieladespannung und die Betriebsspannung unterschiedlich sind, müssen sie aneinander angepasst werden. Die Nennspannung des TEG ist klein gegenüber den anderen Systemspannungen sodass hier ein Aufwärtswandler benutzt werden muss.

Weil eisenlose Wandler bei hohen Spannungsdifferenzen hohe Verluste aufweisen, nur wenig belastbar sind und damit ausscheiden, kommen als mögliche Topologien besonders Step-Up- bzw. Flyback-Converter infrage. Diese können diskret oder teilweise integriert aufgebaut werden. Bei Eingangsspannungen unterhalb von 0,3 V reicht eine einfache Speicherdrossel nicht mehr aus und es muss eine Transformator eingesetzt werden, dessen Wicklungsverhältnis typischerweise im Bereich 1:20 bis 1:100 liegt [28]. Aufwärtswandler lassen sich nach verschiedenen technischen Eigenschaften unterscheiden.

Eine Auswahl aus den 2019 verfügbaren Aufwärtswandlern erfolgte in der Tabelle nach den links aufgeführten Kriterien für drei Wandlertypen.

Tabelle 7: Auswahlkriterien für drei Wandler verschiedener Hersteller:

	EM8900 [29]	AEM20940 [1]	bq25570 [30]
MPPT Funktion	N	J	J
Akkuladefunktion	N	J	J
Spannungsregelung	N	J	J
Startspannung	5mV	50mV	600mV
Bauteileaufwand	O	+	++
Preis	+	+++	++

Aufgrund seiner vorteilhaften Eigenschaften (niedrige Startspannung von typ. 5mV) wurde der EM8900 als Wandler IC ausgewählt [29]. Es handelt sich bei dem IC um eine integrierte Ladungspumpe sowie einen Gleichrichter im DFN 10 Gehäuse. Im Gegensatz zu anderen Integrierten Schaltkreisen für TEGs verfügt der IC nicht über eine Spannungsbegrenzung oder -Regelung. Diese soll später durch den übergeordneten Microcontroller übernommen werden, indem er Energieüberschüsse durch zusätzliche Bestromung des Schrittmotors abbaut. Es ist auch keine automatische Leistungsanpassung (MPPT) integriert, wie es bei ähnlichen ICs anderer Hersteller der Fall ist. Die Anpassung auf maximale Leistung muss also unter der Annahme eines wahrscheinlichen Betriebsszenarios bereits in der Schaltung erfolgen.

Vorauswahl TEG: Aufgrund der konstruktiven und schaltungstechnischen Rahmenbedingungen sowie der Einschränkung der möglichen DC/DC-Wandler auf die oben genannten Typen konnten Auswahlkriterien für passende TEGs formuliert werden:

1. Die mögliche Ausgangsleistung eines TEG ergibt sich nach:

$$P = \frac{V_{OC}^2}{R_{TEG}} \times \frac{u}{(1+u)^2}$$

Mit  
P: El. Leistung  
V<sub>OC</sub>: Leerlaufspannung  
R<sub>TEG</sub>: Innerer Widerstand  
u: Verhältnis Lastwiderstand zu innerem Widerstand

Sie ist maximal, wenn u=1 ist (Leistungsanpassung)<sup>5</sup>.

2. Die mögliche Temperaturdifferenz am TEG ergibt sich, wenn:

$$m = \frac{R_{TEG,th}}{R_{ges,th} - R_{TEG,th}}$$

Mit  
m: Verhältniszahl  
R<sub>ges,th</sub>: Wärmewiderstand vom Flansch zur Umgebung  
Wärmewiderstand TEG  
R<sub>TEG,th</sub>:

Sie ist maximal, wenn m=1 ist.

3. Die minimale Schwellenspannung (Anlaufspannung) des DC/DC-Wandler muss erreicht werden.
4. Die Arbeitsspannung des TEG bei m~1 sollte im Bereich des maximalen Wirkungsgrades des DC/DC Wandlers liegen.

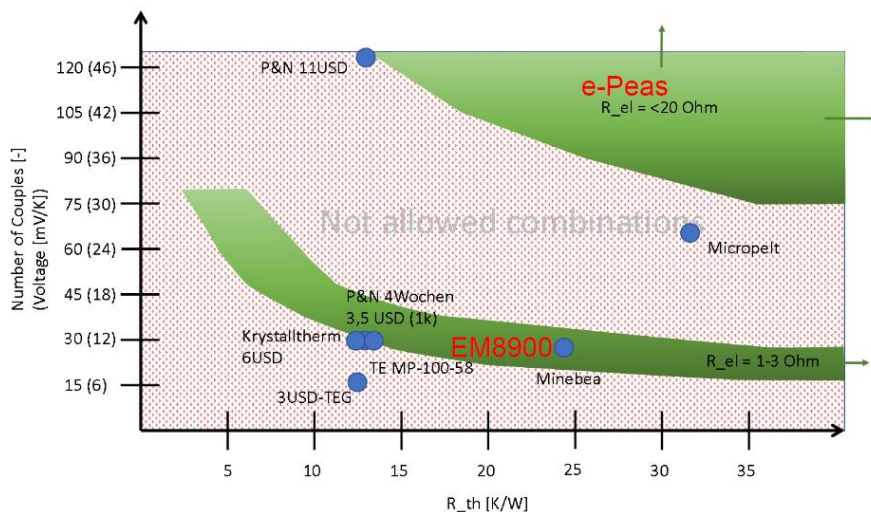


Abbildung 47: Grafische Darstellung von Kombinationsmöglichkeiten TEG/Wandler IC (Rote Schrift: Wandler-IC. Schwarze Schrift TEGs)

Abbildung 47 stellt graphisch die zu erwartenden Eingangsimpedanzen, thermischen Widerstände und Modulspannungen von verschiedenen TEGs und Wandler-ICs gegenüber. Eine vielversprechende Paarung scheint sich aus dem „P&N“ TEG zusammen mit dem EM8900 zu ergeben. Das P&N-TEG (TES1-031030-15x15 W150mm) [31] ist zudem wirtschaftlich günstig verfügbar und weist einen passenden elektrischen Widerstand von 1,02 Ohm/20°C

<sup>5</sup> Über MPPT wird zus. bei dynamischen Leistungsänderungen versucht, das System im optimalen Arbeitsbereich zu halten. Dies geschieht über Stromanpassung bis ein voreingestellter Spannungswert erreicht wird. Allerdings bietet der von uns ausgesuchte IC diese Funktion nicht.

bzw. 1,15 Ohm/50°C auf. Diese Paarung soll im folgenden Kapitel vermessen und hinsichtlich eines wahrscheinlichen Anwendungsszenarios optimiert werden.

#### Anpassung und Optimierung der DC/DC-TEG-Kombination:

Bevor mit den Untersuchungen zur Schaltung begonnen werden kann, muss sichergestellt werden, dass alle Versuche unter möglichst gleichbleibenden Bedingungen durchgeführt werden können. Neben den Temperaturverhältnissen müssen außerdem die mechanischen Rahmenbedingungen eingehalten werden. Insbesondere die Flächenpressung der Einzelkomponenten Kühlkörper, TEG, Flansch, Ventilunterteil hat einen maßgeblichen Einfluss auf den Wärmetransport und damit auf die Messergebnisse. Um eine realistische Abbildung der Montagesituation in der späteren Anwendung zu erreichen, muss der eTRV waagrecht montiert werden können mit freier Konvektion in alle Richtungen (siehe Abbildung 48).

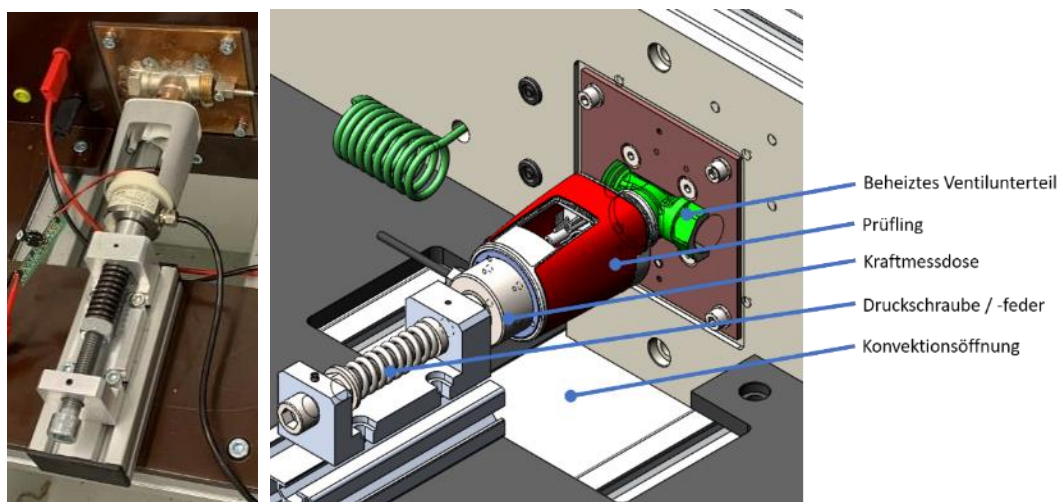


Abbildung 48: Detaildarstellungen der Probe mit Anordnung zur Krafteinleitung und -messung

Grundsätzlich ist bei der Auswahl des Transformators folgender Konflikt zu lösen: Eine Erhöhung des Wicklungsverhältnisses bewirkt eine niedrigere Startspannung des StepUp-Konverters, was positiv ist, weil dadurch bereits bei niedrigen Temperaturgradienten eine Energiegewinnung möglich wird. Andererseits nimmt die Streuinduktivität mit dem Quadrat der Windungszahl zu. Auch die Kupferverluste steigen mit der Windungszahl an. Die Auswahl des richtigen Wicklungsverhältnisses ist also nicht nur von der zu erwartenden Vorlauftemperatur, sondern auch der Anzahl der Temperaturwechsel abhängig. Verbleibt die Temperatur auf niedrigem Level, dann ist ein Erreichen der notwendigen Startspannung evtl. nicht sichergestellt oder der Harvester startet später als notwendig, wenn das Wicklungsverhältnis zu gering ist. Wird das Wicklungsverhältnis hingegen zu groß gewählt, werden während des quasistatischen Heizbetriebs unnötigerweise permanent größere Verluste in Kauf genommen als nötig.

Im Datenblatt des IC-Herstellers [29] wird sowohl eine Bauteil-, als auch eine Auslegungsempfehlung gegeben, an denen sich für die Vorauslegung orientiert worden ist. Anschließend wird versucht, die Eigenschaften des Wandlers empirisch zu optimieren. Im Folgenden werden die Bauteilbezeichnungen aus dem Blockdiagramm verwendet, das in Abbildung 49 wiedergegeben ist.

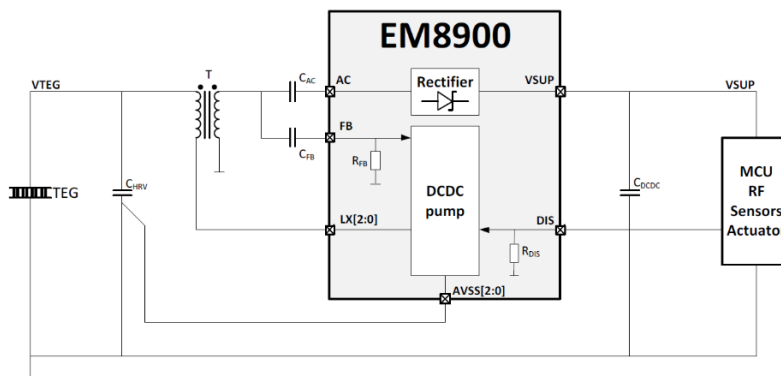


Abbildung 49: Beschaltung des EM8900 Konverters

Vorauslegung: Als Transformator T wird der Typ LPR6235-253PMR\_1 eingesetzt ( $\ddot{u}=1:20$ ). Ob die notwendig niedrige Startspannung erreicht wird, soll erst im späteren Verlauf des Versuchs getestet werden.  $C_{FB}$  wird entsprechend der Datenblattangabe mit 33 pF gewählt. Um die notwendigen Messungen durchführen zu können, musste die entsprechende Messtechnik zunächst entwickelt werden. Ein Messgerät, das potentialfrei Ströme in den Größenordnungen zwischen  $10^{-9}$  A bis  $10^0$  A erfassen kann, ist nicht bekannt. Zudem darf der Spannungsabfall über dem Messgerät zu keinem Zeitpunkt mehr als einige 10 mV betragen, da dies die Messung erstens verfälschen und zweitens den Prozessor in den „Brown-Out“, also das Wechseln in den Reset-Zustand wegen Unterschreitung einer Spannungsschwelle führen würde. Der Versuch müsste dann abgebrochen werden.

Spezieller Versuchstand:

Kerneigenschaft des entwickelten Messsystems ist die Fähigkeit, Stromverläufe im Nanoampere- bis in den Amperebereich durchgehend zu messen und dabei trotz sehr hoher Auflösung den Spannungsabfall über dem Shunt nicht größer als 10 mV werden zu lassen.

Dies wird durch das schnelle, unterbrechungsfreie Umschalten der acht Messbereiche mithilfe von FETs, einer sehr feinen Bereichsabstufung, sowie einem möglichst niederinduktiven Aufbau des Strompfades erreicht.

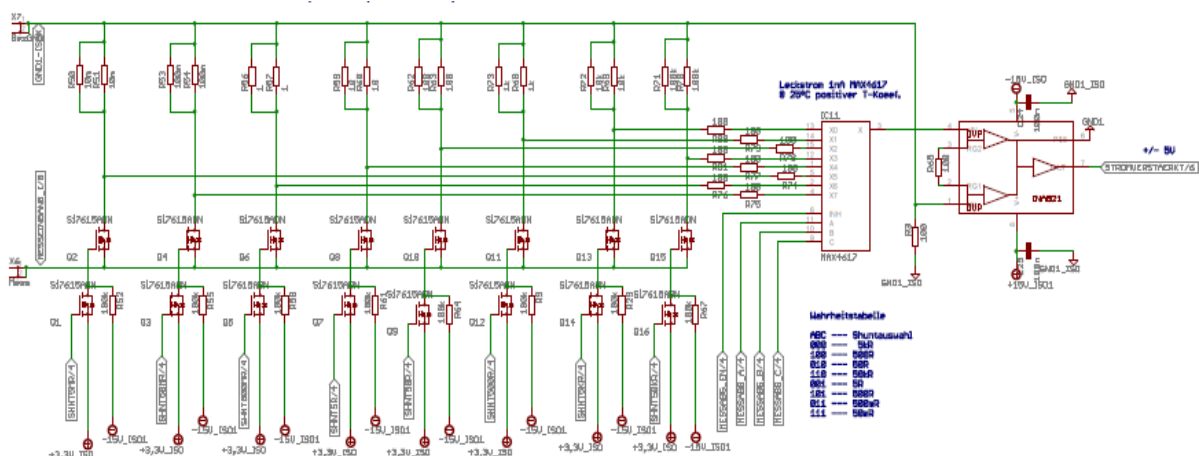


Abbildung 50: Messbereichsumschaltung



Abbildung 51: Heizungssteuerung und Weitbereichsmessgerät (links), Gesamtaufbau (rechts).

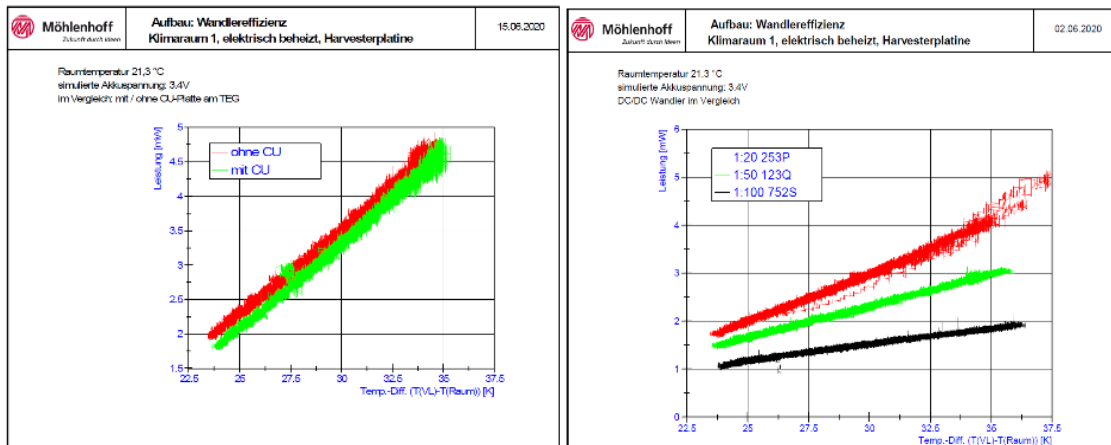


Abbildung 52: Vergleich unterschiedlicher Montagen (links) und Wicklungsverhältnisse (rechts)

Ergebnisse: Mithilfe des Prüfstandes (Abbildung 51) konnte der mechanische Aufbau sowie der Harvester komplett charakterisiert und optimiert werden. Beispielhaft sei auf Abbildung 52 verwiesen, die die abgegebene elektrische Leistung bei unterschiedlichen Montagemethoden bzw. verschiedenen Transformatoren gegenüber der Temperaturdifferenz zwischen Raum und Ventil darstellen.

Ausgangspunkt dieser Untersuchungen war ein fortgeschrittener Entwurf des eTRV. Mithilfe dieser Daten konnte in die Fertigstellung des Demonstrators gestartet werden.

## HsH:

### Detailkonzept Harvesting-Plattform:

Abbildung 53 stellt das genannte Gesamtkonzept dar. Neben der Möglichkeit unterschiedliche Harvesterquelle anzuschliessen bietet es die Möglichkeit, mit einer

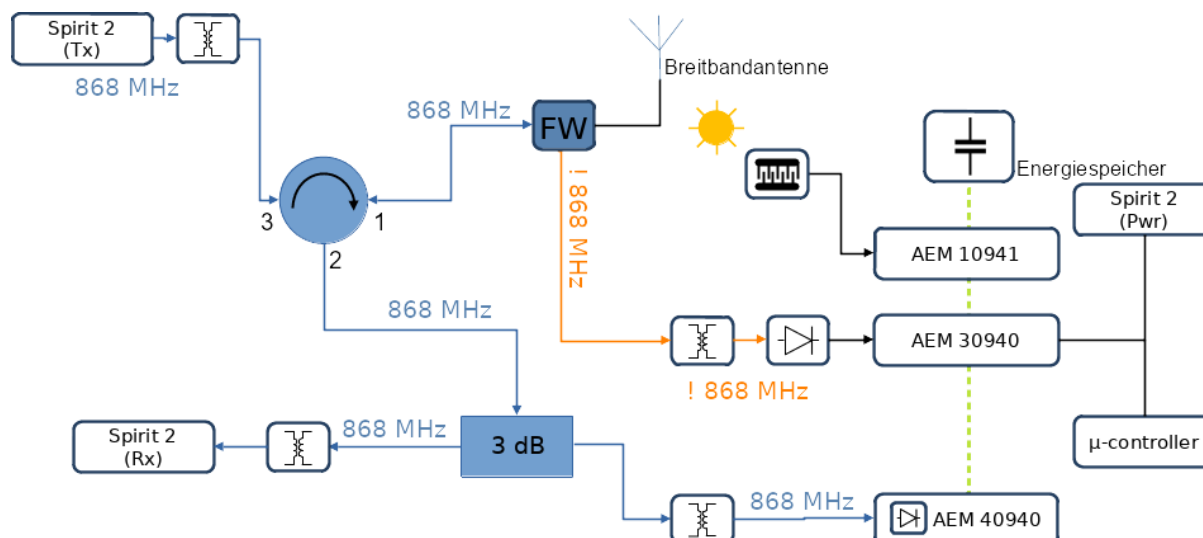


Abbildung 53: Detailkonzept der Harvesting-Plattform

Breitbandantenne die geerntete HF-Energie der Plattform bereitzustellen und zusätzlich bidirektional mit dem Board zu kommunizieren. Als Powermanagement ICs werden die verschiedenen Typen des Herstellers e-peas verwendet [1] durch einen vorgeschalteten EM8900 [29] kann aber auch ein TEG angeschlossen werden.

Um bei einer Trägerfrequenz von 868 MHz sowohl bidirektional zu kommunizieren, als auch HF-Energie zu ernten werden die von der Breitbandantenne empfangenen Signale in einem Pfad für 868 MHz und einen Pfad für die restlichen Frequenzen aufgeteilt. Zusätzlich wird das 868 MHz Signal in einem Zirkulator in den Sende- und Empfangspfad getrennt. Der Empfangspfad wird wiederum in einem Pfad für das Ernten von Energie und den eigentlichen Signalempfang geteilt.

Die drei Powermanagement ICs arbeiten gemeinsam auf einen LiPo Akku. Rückfragen bei e-peas und eigene Messungen ergaben, dass sämtliche verfügbare Energie der einzelnen Powermanagement ICs genutzt wurde und so die Energie von unterschiedlichen Quellen in einem Speicher zur Verfügung steht.

Diese Schaltung bietet die Möglichkeit, die umgebungsabhängige und damit variierende Spannung der Harvester als auch die ladestandabhängige Spannung des Energiespeichers geeignet zu kombinieren und so eine geregelte und konstante Spannung bereitzustellen. Diese konstante Spannung ist geeignet, spannungssensitive Komponenten zuverlässig mit Energie zu versorgen. Auf dem Board wird beispielsweise der Transceiver (Spirit 2) mit dieser Spannung versorgt. Der verwendete Mikrocontroller (Arduino) kann wegen seines hohen Energiebedarfs nicht von den Powermanagement ICs betrieben werden. Er wird unabhängig versorgt und dient der Aufzeichnung und dem Transfer von Messdaten auf dem Board.

### Messung und Charakterisierung der Gleichrichter:

Die verfügbaren Gleichrichter wurden breitbandig und in einem weiten Bereich der Eingangsleistung vermessen. Dazu wurde mittels eines HF-Generators ein sinusförmiges HF-Signal definierter Ausgangsleistung bei bekanntem Innenwiderstand der Quelle am Eingang eingespeist. Mittels eines Spannungsmessers wurde die Gleichspannung am Ausgang der Gleichrichter gemessen. Ein Raspberry Pi diente zur Ansteuerung von Generator und Spannungsmesser. Hiermit können automatisiert Auf diese Messpunkte in großer Anzahl genommen und danach grafisch dargestellt werden, um ein detailliertes Bild der Gleichrichtereigenschaften zu erhalten.

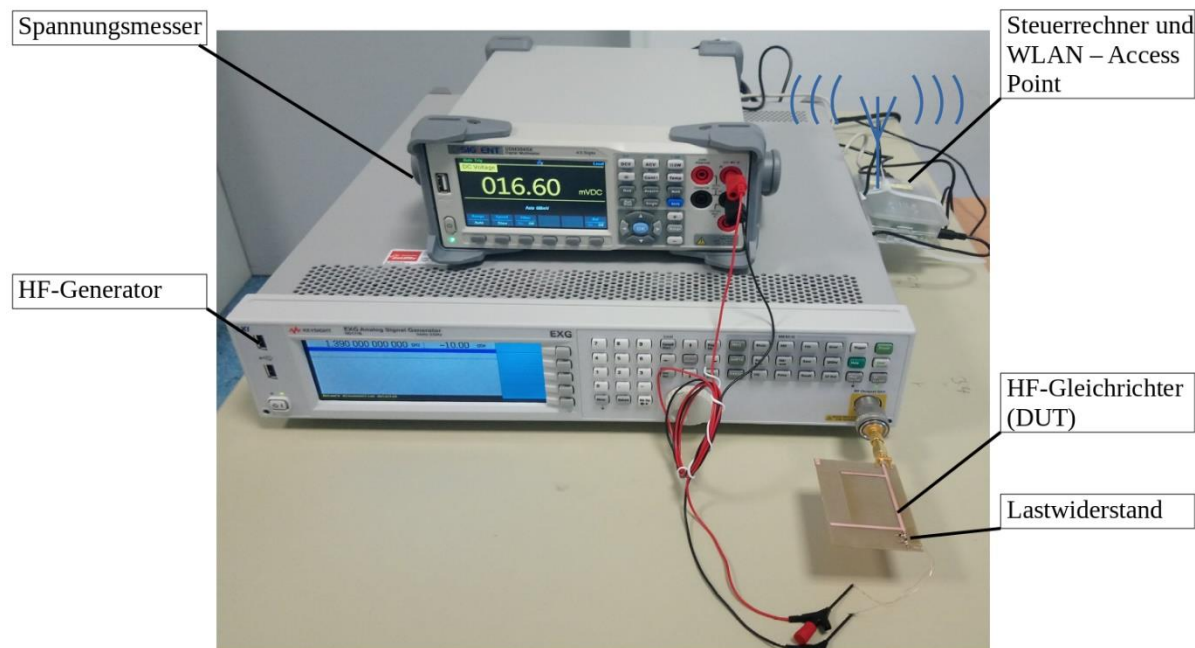


Abbildung 54: Messaufbau zur breitbandigen Untersuchung von HF-Gleichrichtern

In Abbildung 54 ist der Messaufbau abgebildet, der für die Untersuchung der erstellten HF-Gleichrichter zum Einsatz kam.

Dieser besteht aus:

- HF-Generator Keysight EXG NS5171B
- Spannungsmesser SIGLENT SDM3045X
- Lastwiderstand  $R = 50 \text{ k}\Omega$  ( $R = 12 \text{ k}\Omega$ )
- Steuerrechner (Raspberry Pi)
- WLAN - Access Point (Raspberry Pi) zur Messdatenübertragung

### HF-Gleichrichter diskret:

Basierend auf der Voraussetzung, dass in nahezu jedem Haushalt Geräte mit Mobilfunk, DECT, Bluetooth, WLAN etc. im Frequenzbereich etwa zwischen 1,8 bis 5,8 GHz betrieben werden, wurde die Möglichkeit eines diskret aufgebauten Gleichrichters für diesen Frequenzbereich untersucht. Zusätzlich wurde das ISM Frequenzband bei 868 MHz mit aufgenommen, da dies ebenfalls bei der Home Automation aber auch im industriellen Bereich eine breite Anwendung findet.

In [32] wurden ebenfalls diskrete Gleichrichter aufgebaut und gezeigt, dass auf der Basis von RF-Energy Harvesting das Betreiben eines Sensors mit Funkschnittstelle möglich ist. Da in 2014 noch keine Powermanagement IC's mit Spannungswandler und ausreichendem

Wirkungsgrad zur Verfügung standen, wurden hier die diskreten Gleichrichter auf maximale Ausgangsspannung ausgelegt. Es konnte gezeigt werden, dass mit einem RFID Lesegerät über eine Entfernung von 10 m ein Lichtsensor über die Funkschnittstelle mit ausreichend Energie versorgt werden kann, um Licht zu detektieren und die Daten an die 10 m entfernte Basis zu senden. Der Gleichrichter wurde dabei kaskadiert aufgebaut, um eine Mindestspannung von 1,2 Volt zu erreichen, mit der der Transceiver und der Mikrokontroller betrieben wurden.

Da in der neuen Plattform ein Powermanagement mit verlustarmer Spannungswandlung zur Verfügung steht, wurden im Gegensatz zu [32] verschiedene Gleichrichter hinsichtlich des Wirkungsgrades optimiert. In der Literatur werden mehrere Schaltungsvarianten mit Impedanzanpassung vorgestellt: Dabei wird in [33] einen Überblick über eine Vielzahl von Arbeiten zu dem Thema RF-Gleichrichter mit hohem Wirkungsgrad gegeben. Die Wirkungsgrade liegen bei einer Eingangsleistung von 10  $\mu$ W und Frequenzen bis 2,5 GHz zwischen 10 % und 20 %. In [34] wird ein diskreter Gleichrichter mit einem Wirkungsgrad von 28 % bei 10  $\mu$ W Eingangsleistung vor. Sie verwenden Dioden des Typs HSMS2852 und das Rogers Substrat RO3206. Dabei ist einerseits die geometrische Ausdehnung der Gleichrichterstruktur so groß, dass eine Impedanzanpassung für einen großen Frequenzbereich schwierig scheint. Andererseits ist das Ziel des MEH Projektes die Realisierung auf FR4 Substrat, so dass der Gleichrichter für eine kostengünstige Produktion ausgelegt ist und in die übrige Schaltung integriert werden kann. Aus diesem Grund wird auch die von Mutee-Ur-Rehmann [35] und [36] vorgestellte Lösung, die auf dem Substrat Rogers RT/duroid 5880 realisiert ist und ein Wirkungsgrad von 40 % erreicht, nicht weiterverfolgt. Das Substratmaterial ist aufgrund der Kosten und mechanischen Eigenschaften für die geplante Umsetzung ungeeignet.

In diesem Projekt wird daher untersucht, ob sich die Gleichrichter aus [35] und [36] auf geeignete Leiterplatten Materialien übertragen lassen. Aufgrund des anderen Materials und eines erweiterten Frequenzbereiches wird eine vollständig neue Impedanzanpassung berechnet, simuliert und realisiert. Darüber hinaus wird untersucht, ob dieser diskrete Aufbau mit einem Energiemanagement IC AEM30940 von e-peas [1] kombinierbar ist. Damit stünde für das Harvesting eine diskret aufgebaute Alternative zum AEM40940 zur Verfügung.

Aus der Literaturrecherche ergibt sich als Schaltungstopologie ein einfacher Spannungsdoppler als die Schaltung mit dem besten Wirkungsgrad. Beim Schaltungsdesign müssen aufgrund der hohen Frequenzen Leitungselemente als Bauteile mitberücksichtigt werden:



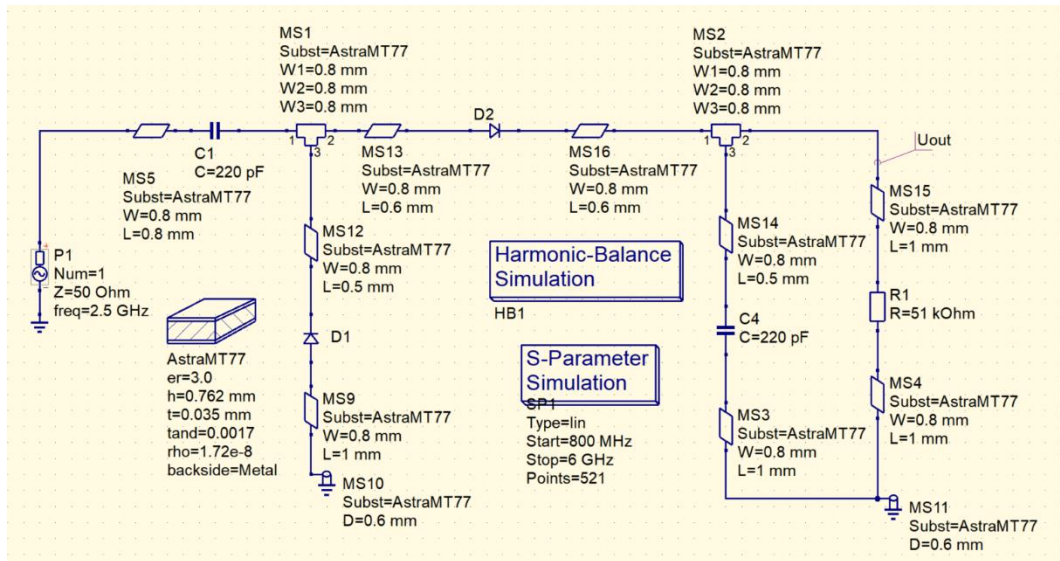


Abbildung 55: Schaltung für die Simulation des Spannungsdopplers mit Leitungselementen

Die Auswahl der Dioden hat den größten Einfluss auf den Wirkungsgrad des Harvesters. Dabei sind die wesentlichen Parameter der Diode der serielle Widerstand  $R_s$ , die Sperrschichtkapazität  $C_s$ , die Schwellspannung  $U_t$  und die Durchbruchspannung  $U_b$ . Je kleiner der serielle Widerstand ist, umso größer ist der Wirkungsgrad der Gleichrichtung. Da die Sperrschichtkapazität im Ersatzschaltbild parallel zum Halbleiterübergang liegt, schließt eine zu große Kapazität die Diode für hohe Frequenzen kurz. Die Schwellspannung in Durchlassrichtung ist insbesondere für sehr kleine Leistungen, wie sie in dem vorliegenden Projekt betrachtet werden, von besonderem Interesse: Bei  $10 \mu\text{W}$  Eingangsleistung liegen an einem Widerstand von  $51 \text{ k}\Omega$  effektiv  $0,707 \text{ V}$  an. Obwohl die Diode offensichtlich auch unterhalb der Schwellspannung noch gleichrichten soll, sollte diese so gering wie möglich ausgelegt werden, um eine möglichst hohe Empfindlichkeit und einen hohen Wirkungsgrad realisieren zu können. In [35] wurden Dioden hinsichtlich der Eignung untersucht. Tabelle 8 gibt eine Übersicht über die wesentlichen Parameter einer Auswahl geeigneter Dioden:

Tabelle 8: Parameter geeigneter HF Schottky Dioden

Diode	$U_t$ [V]	$U_b$ [V]	$R_s$ [ $\Omega$ ]	$C_s$ [pF]
HSMS 2860	0,65	7	6	0,18
HSMS 8202	0,35	4	14	0,26
<b>SMS 7630</b>	<b>0,34</b>	<b>2</b>	<b>20</b>	<b>0,14</b>
SMS 7621	0,55	3	12	0,1
MA 40417	0,65	11	4,9	0,04

Als Gleichrichterelemente wurde aufgrund der geringen parasitären Kapazität von  $0,14 \text{ pF}$  und der geringen Schwellspannung von  $0,34 \text{ V}$  die HF Schottky Dioden SMS 7630 ausgewählt. Diese ist darüber hinaus in sehr kleinen Bauformen verfügbar. Die Kondensatoren werden aufgrund der HF Forderungen in der Größe 0402 und aufgrund der geringen Verluste mit dem keramischen Substrat COG verwendet.

Da dem Gleichrichter in der Schaltungstopologie das Energiemanagement folgt, wurde das Ausgangssignal auf dessen Ansprechschwelle ausgelegt. Für den e-peas IC AEM30940 ergibt sich eine Ansprechschwelle von  $380 \text{ mV}$ , woraus sich bei  $10 \mu\text{W}$  Eingangsleistung am

Gleichrichter und einem geschätzten Wirkungsgrad von 30 % ein Lastwiderstand von 51 kΩ ergibt.

Für die Impedanzanpassung wurden mehrere Ansätze untersucht [37]. In [38] werden breitbandige Anpassungen auf Basis eines Chebychev-Polynoms vorgestellt, die prinzipiell auf dem Ansatz von Fano basieren [39], der zeigt, dass der Eingangsreflexionsfaktor  $\underline{\Gamma}(\omega)$  einer breitbandigen Anpassung durch folgende Gleichung limitiert ist:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \ln \left| \frac{1}{\underline{\Gamma}(\omega)} \right| = \frac{\pi}{R_L C_L} \quad (1)$$

Mit  $R_L$  und  $C_L$  als Lastimpedanz und unter der Annahme im günstigsten Fall, dass der Lastreflexionsfaktor außerhalb des gewünschten Frequenzbereiches den Wert eins hat.

Um die Anpassung weiter zu untersuchen, wird zunächst der in Abbildung 56 dargestellte Gleichrichter simuliert, aufgebaut und vermessen. Dabei wird die Struktur und der Diodentyp SMS 7630 auf der Basis der bisherigen Erkenntnisse ausgewählt. Das Design wird dahingehend optimiert, dass die parasitären Parameter sowie benötigten Leiterabschnitte möglichst klein sind. Ziel sind geringe Verluste und ein geringer Frequenzgang des Eingangsreflexionsfaktors in dem zu betrachtenden Frequenzbereich. Daher werden Strukturen, wie sie beispielsweise in [34] vorgestellt, nicht weiter untersucht.

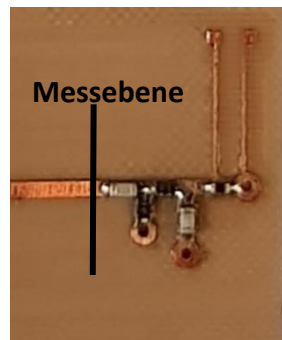


Abbildung 56: Gleichrichter

Der Eingangsreflexionsfaktor des vorgestellten Gleichrichters ergibt in der Mikrostreifenleitungsebene direkt vor dem ersten Kondensator (mit TRL Kalibrierung vermessen) der in Abbildung 57 dargestellt mit der Frequenz parametrisierten Verlauf von 868 MHz bis 6 GHz.

Für den vorgestellten Gleichrichter ergeben sich für die Lastimpedanz die Werte

$$\begin{aligned} \underline{Z}_L (0,87 \text{ GHz}) &= 50 \Omega (0,23 -j4,2), \\ \underline{Z}_L (2,45 \text{ GHz}) &= 50 \Omega (0,068 -j1,142), \\ \underline{Z}_L (5 \text{ GHz}) &= 50 \Omega (0,347 +j0,573). \end{aligned}$$

Der Wirkungsgrad des für einen Frequenzpunkt angepassten Gleichrichters bei Frequenzen um 5 GHz beträgt mit der gewählten Technologie weniger als 5 %. Daher wird in der folgenden Betrachtung zunächst untersucht, ob eine breitbandige Anpassung in dem Frequenzbereich zwischen 868 MHz und 2,5 GHz möglich ist. Die Daten der Simulation sind nahezu identisch mit der Messung.

Für den Lastwiderstand ergibt sich ein Wert zwischen  $3,4 \Omega$  und  $11,6 \Omega$ , für die Lastkapazität zwischen  $38,5 \text{ nF}$  und  $3,7 \text{ nF}$ . Im günstigsten Fall folgt für das Integral nach Gl. (1) der Wert  $2,5 \cdot 10^8 \text{ s}^{-1}$ . Wäre der Reflexionsfaktor über den Frequenzbereich konstant, ergibt sich im günstigsten Fall ein Reflexionsfaktorbetrag von  $0,85$ . Damit würden etwa  $73 \%$  der eingespeisten Leistung reflektiert. Aufgrund dieser Betrachtung wird deutlich, dass eine breitbandige Anpassung über den gesamten Frequenzbereich nicht sinnvoll ist. Daher wird im Folgenden eine Multibandanpassung betrachtet und die Frequenzbänder ausgewählt, bei denen möglichst viel zu erntende HF Energie zu erwarten ist.

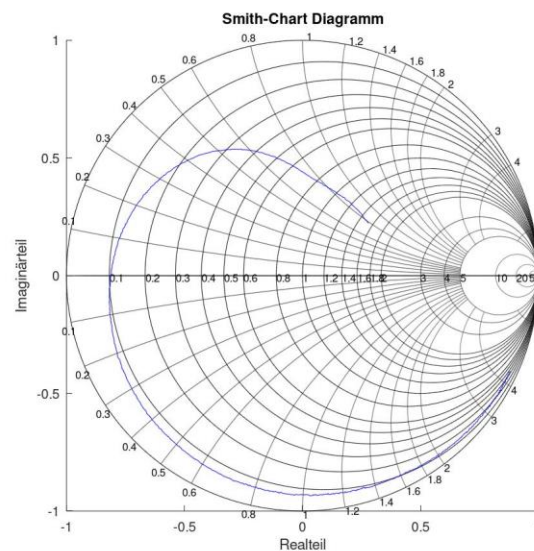


Abbildung 57: Verlauf des Eingangsreflexionsfaktors des

In [35] und [36] wird eine Struktur in Mikrostreifenleitertechnik beschrieben. Sie optimieren die Streifenleiterschaltung mit Startwerten aus den Berechnungen in [40]. Auf dieser und der Basis der Veröffentlichungen [41], [42], die ebenfalls Verfahren zur Multiband-Impedanzanpassung vorstellen, wird in mehreren Bachelorarbeiten untersucht und verglichen, welche Lösungen für das geplante RF-Harvesting in Frage kommt (Garcia [43], Tautz [44], Chaouch [45], Khelil [46]). Khelil konnte mit einer Schaltung für DECT Frequenzen bei  $1,8 \text{ GHz}$  einen Wirkungsgrad von  $29 \%$  und für WLAN Frequenzen bei  $2,5 \text{ GHz}$  von  $17,8 \%$  bei einer Eingangsleistung von  $-10 \text{ dBm}$  auf FR4 erreichen. Garcia zeigte, dass der Wirkungsgrad bei gleichzeitiger Einspeisung mit mehreren Frequenzen aufgrund der besseren Aussteuerung der Gleichrichterdiode einen größeren Wert erreicht, als einzelne Singlefrequenzgleichrichter. Sassen und Scheuermann haben in [47] einen Prototyp zur Untersuchung des RF-Harvesting aufgebaut. Der Gleichrichter wurde für  $868 \text{ MHz}$  und  $2,5 \text{ GHz}$  optimiert.

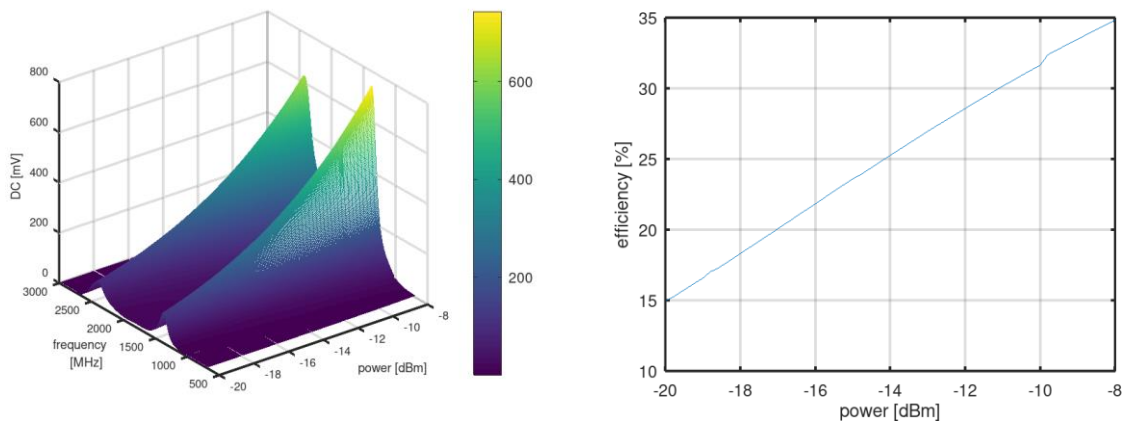


Abbildung 58: Messdaten des optimierten Gleichrichters aus [47]. Links Ausgangsspannung bei unterschiedlichen Eingangsleistungen und –frequenzen. Rechts Wirkungsgrad bei 868 MHz über die Eingangsleistung

### HF Gleichrichter – integrierter Aufbau:

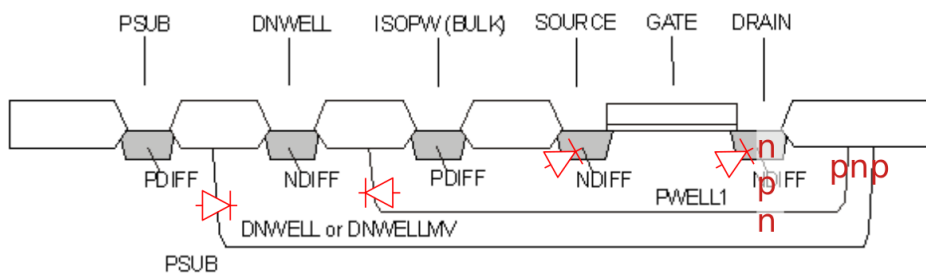
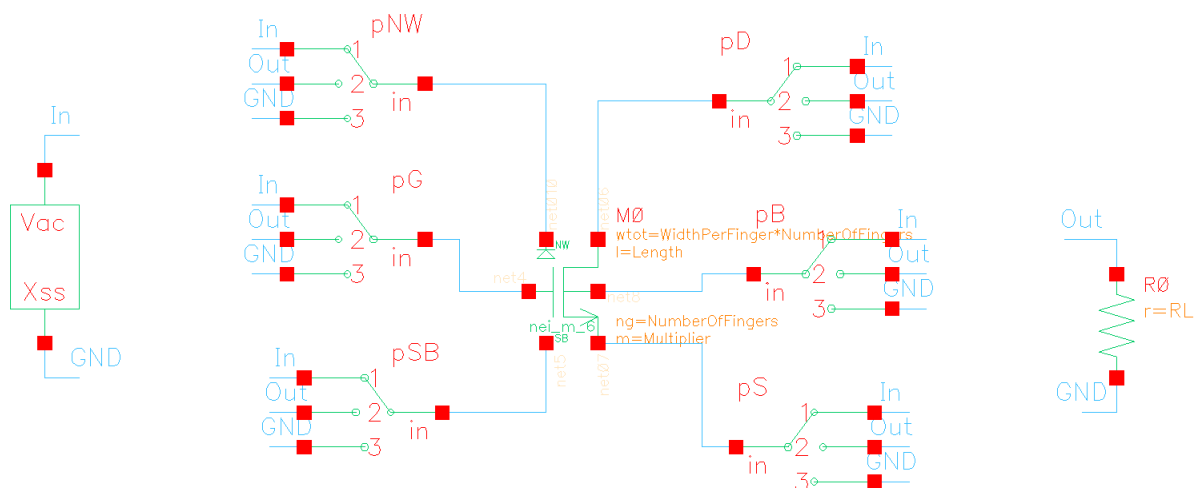


Abbildung 59 : Querschnittsprofil eines FET mit parasitären Komponenten

Abbildung 59 stellt das Querschnittsprofil eines FET sowie seine Anschlüsse und unterschiedlich dotierte Bereiche da. An jeder dieser Grenzflächen bilden sich eine parasitäre Diode die zusätzlich eine parasitäre Kapazität – hier nicht eingezeichnet – enthält. Befinden sich zwei dieser Grenzflächen in räumlicher Nähe zueinander, lassen sich diese parasitären Dioden zu Bipolartransistoren zusammenfassen. Dies birgt die Gefahr, dass eigentlich in Sperrichtung gepolte p-n-Übergänge leitend werden und den FET kurzschließen.

Für den Betrieb solcher Komponenten besteht die Gefahr, dass sich eine bestimmte Komponente nicht wie in der Simulation verhält und dann von in der realen Schaltung unterscheidet.

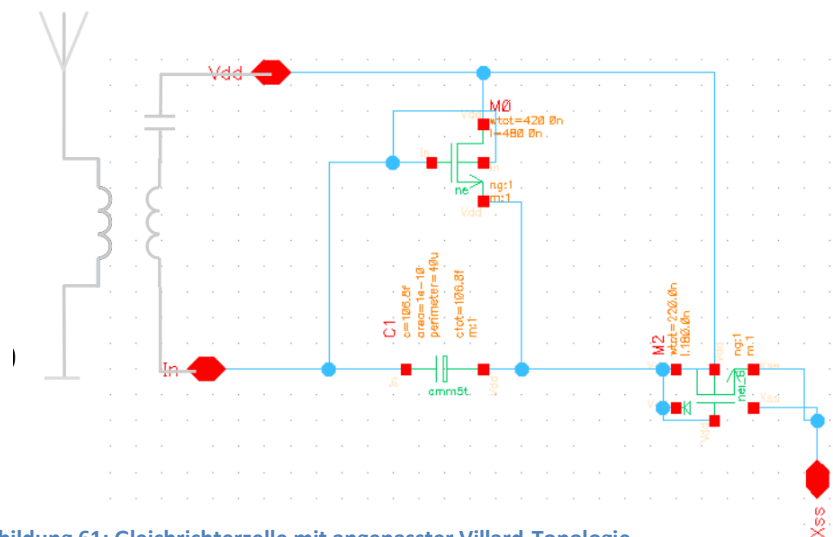
Um hier ein möglichst leistungsfähiges FET-Modell mit einer optimalen Parametrierung zu wählen, musste zunächst eine umfangreiche Simulationsanalyse zum Vergleich der verfügbaren Transistormodelle durchgeführt werden. Abbildung 61 stellt hierzu die verwendete Schaltung dar.



**Abbildung 60: Schaltung zur Analyse unterschiedlicher FET-Modelle im HF- und Subthresholdbereich**

Mit Hilfe dieser Schaltung wurde eine Parameterstudie über diverse Transistormodelle sowie ihre Parametrierungen und diverse Quellspannungen, Quell- und Lastwiderstände durchgeführt. Ziel ist, ein Transistormodell zu finden, das im Sub-Threshold-Bereich bei Signalfrequenzen im einstelligen GHz-Bereich einen minimalen Drain-Source-Widerstand im durchgeschalteten Zustand bei minimalen Leckströmen im offenen Zustand aufweist. Ein weiteres wichtiges Auswahlkriterium sind die beim Schalten auftretenden Schaltungsverluste sowie die parasitäre GateSource-Kapazität.

Im Ergebnis dieser Untersuchung ist die Wahl auf das Transistormodell „ne“ gefallen. Dabei handelt es sich um ein n-Kanal-FET bei dem die „NW“- und „SB“-Kontakte technologiebedingt so belegt sind, dass sich ein vielversprechendes Verhalten des Transistors ergibt. Anschließende Simulationen dienten der Untersuchung des Verhaltens dieses Transistors in einer Gleichrichterschaltung. Als grundlegende Topologie wurde die Villard-Topologie gewählt, da sie Vorteile in Bezug auf Verluste bei kleinen Spannungen im Vergleich zur Brückentopologie bietet. In Abbildung 61 ist die sich so ergebende Gleichrichterzelle abgebildet. Die grau dargestellten Komponenten links in der Abbildung zeigen eine Prinzipskizze einer möglichen externen Beschaltung zur Schaffung des erforderlichen differentiellen Eingangssignals.



**Abbildung 61: Gleichrichterzelle mit angepasster Villard-Topologie**

Um beide Halbwellen der Wechselspannung gleichzurichten, wurde eine Zelle aus zwei n-Kanal-FETs erstellt. Ihr normal-offener Zustand sowie das Erfordernis zum Schließen der DC-Strecke eine positive GateSource-Spannung anzulegen führte zu dieser modifizierten Villard-Topologie. Diese besondere Topologie trägt zudem dem Wunsch Rechnung, eine positive Gleichspannung am Ausgang mit Massebezug bereitzustellen. Diese Spannung liegt an den Pins Vdd und Xss an. Xss ist dabei extern an Masse gelegt. Eine Folge dieser Anforderungen ist, dass die Wechseleingangsspannung als differentielles Signal an den PINs Vdd und In anliegen muss. Gleichzeitig müssen diese Pins für Gleichspannungen offen sein, da ansonsten MO im leitenden Zustand dauerhaft verbleiben und die Gesamtfunktion nachteilig beeinflussen würde.

Wird eine solche Schaltung am Eingang mit einer Wechselspannung bei 3 GHz und einer Eingangsleistung  $P_{in} = 10 \mu\text{W}$  beaufschlagt, ergibt sich am Ausgang, d. h. am Vdd-Pin bezüglich Masse eine Wechselspannung, der ein signifikanter Gleichanteil überlagert ist. Diesen Spannungsverlauf stellt Abbildung 62 dar.

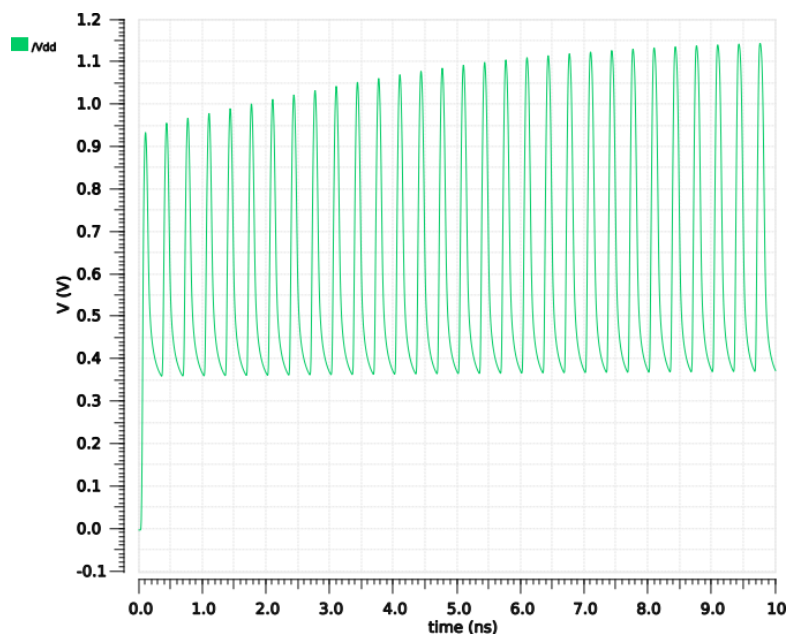


Abbildung 62: Spannungsverlauf am Vdd-Pin

Dieser Gleichanteil lässt sich dazu nutzen, eine Kapazität zu laden. Als erwünschter Nebeneffekt der Aufladung einer Kapazität erfährt die Ausgangsspannung dabei eine Glättung, die sie für eine angeschlossene Last oder Power Management Unit besser eignet. Um kostbare Chipfläche zu sparen, wurde der hierzu notwendige Kondensator nicht auf dem IC selbst, sondern als externes Bauteil vorgesehen. Da die hierzu benötigten Pins Vdd und Xss ohnehin nach außen geführt werden müssen, bestehen die notwendigen Anschlussmöglichkeiten für den Glättungskondensator bereits. Sämtliche an Vdd gebundenen extern über Masse an Xss geführten Leitungen bilden durch ihre zwangsläufig vorhandenen parasitären Kapazitäten zur Masse zusätzliche Beiträge zur Glättung des Ausgangssignals. Zusätzliche Kontakte am Chipgehäuse sowie weitere Bonddrähte werden nicht benötigt. Die gesamte Schaltung benötigt damit nur drei Pins. Der Xss-Pin kann dabei als gemeinsamer Massepin mit anderen Schaltungskomponenten genutzt werden, die sich auf demselben Die befinden. Die gleichgerichtete und durch externe Kondensatoren geglättete Spannung an Vdd steht stets sowohl „On Die“ als auch extern am Kontakt des

Chipgehäuses an. Daher ist auch die gemeinsame Nutzung des Vdd-Pins mit anderen Schaltungskomponenten in der späteren Integration der Plattform möglich. Es bleibt somit der In-Pin der einzige Pin, der ausschließlich für den Gleichrichter benötigt wird. Diese Gleichrichter-Topologie ist somit ressourcenschonend und minimiert ihren Bedarf an Gehäusekontakten.

Unter diesen Voraussetzungen wurde die in Abbildung 61 gezeigte Schaltung zunächst in ein Layout überführt, um anschließend durch eine externe Fab gefertigt zu werden. Dabei konnten günstige Bedingungen innerhalb des Projektkonsortiums genutzt werden um ICs in zwei verschiedenen Technologien, einer 180 nm sowie einer 130 nm Technologie von X-Fab, fertigen zu lassen. Abbildung 63 stellt exemplarisch das Layout des Gleichrichters in 130 nm X-Fab Technologie dar. Im Vergleich zur Größe der Schaltung selbst beanspruchen die Landepads erheblich mehr Fläche auf dem Die.

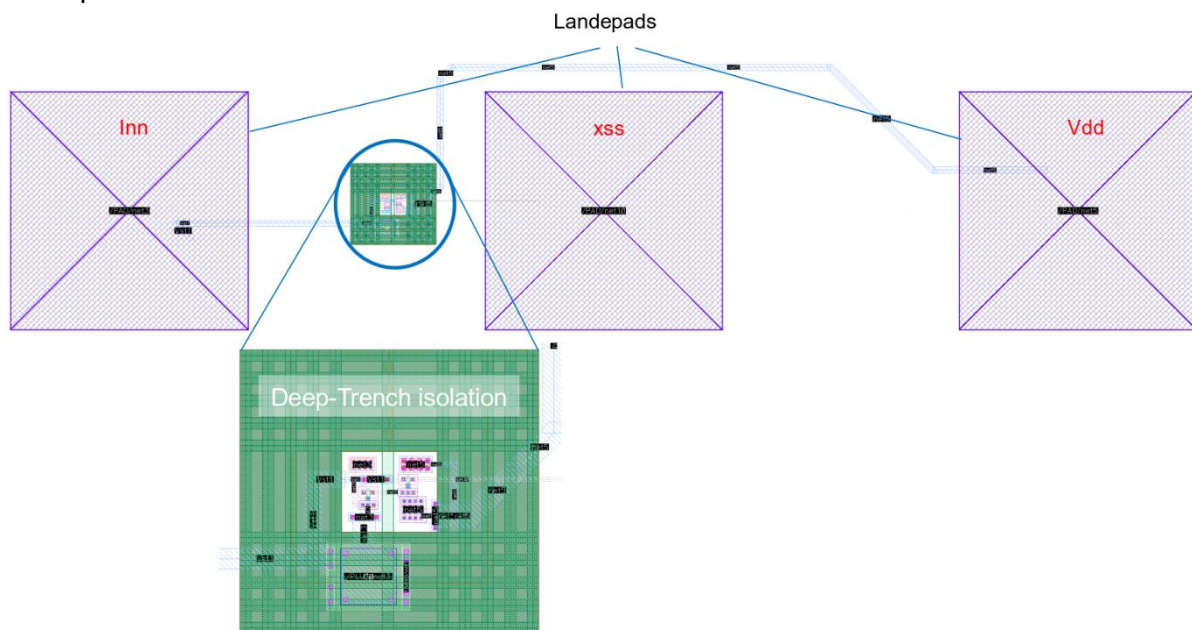


Abbildung 63: Layout des Gleichrichters in 130 nm X-Fab Technologie

Die ICs in 180 nm Technologie wurde in einem gängigen IC-Gehäuse geliefert. ICs in 130 nm Technologie wurden ohne Gehäuse als bare Dies geliefert. Dies hat den Vorteil, dass gegebenenfalls störende Eigenschaften des Gehäuses vermieden werden können. Dem steht der Nachteil gegenüber, dass bare Dies für die Funktionsprüfung zunächst gebonded werden müssen. Das Bonden selbst setzt einen speziellen Arbeitsplatz voraus, der dafür passend vorbereitet sein muss. Darüber hinaus müssen die Landeflächen der Bonddrähte mit Gold beschichtet sein, sowohl auf dem Chip als auch auf der Platine, die die äußere Beschaltung enthält. Da die Platine auf Basis des hochfrequenzoptimierten Substrats Astra MT 77 gefertigt wurde, musste die Goldbeschichtung an der HsH durchgeführt werden.

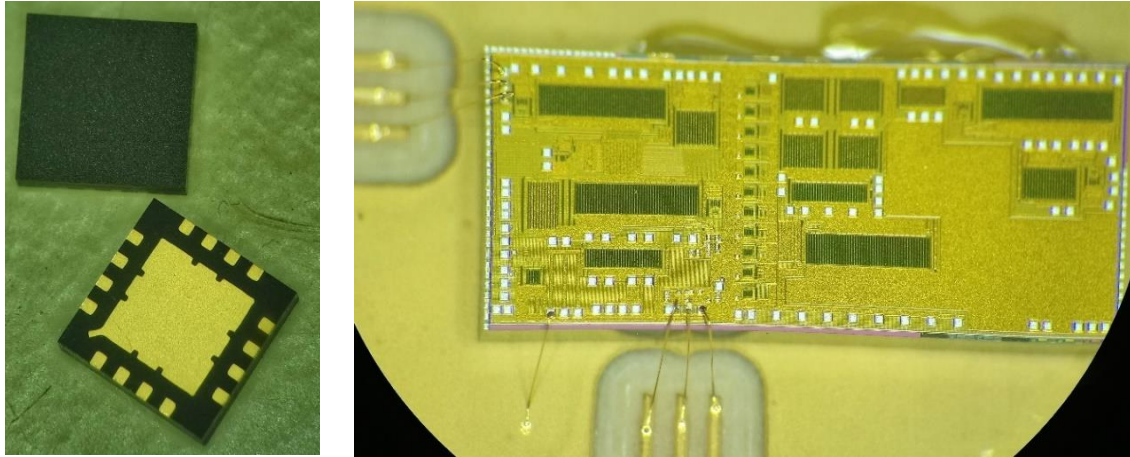


Abbildung 64: Gehäustes IC in 180 nm Technologie (links), ungehäustes IC in 130 nm Technologie mit Platine und Bonddrähten.

Abbildung 64 bildet das Gehäuse des IC in 180 nm ab und stellt zum Vergleich das bare Die in 130 nm Technologie dar. Dieses IC ist bereits auf die Platine mit äußerer Beschaltung geklebt und gebondet. Den Großteil der Chipfläche nimmt dabei eine andere Schaltung ein, für die der Fertigungsrun zwar angestoßen wurde, die jedoch nicht Bestandteil des MEH-Projekts ist. Der Gleichrichter ist in einer freien Lücke eines bestehenden IC-Projekts eingefügt. Damit wurden erhebliche Projektkosten eingespart. Dies ist sowohl in der 180 nm- als auch in der 130 nm Technologie gelungen. Im Fall der 130 nm-Technologie ist der Flächenbedarf des Gleichrichters im Vergleich zur Hauptschaltung derart gering, dass dieser in zweifacher Ausführung komfortabel auf dem IC untergebracht werden konnte. In Abbildung 64 sind daher zwei Tripel Bonddrähte zu sehen, die jeweils einen Gleichrichter anschließen.

Für beide IC-Varianten sind geeignete Platinen hergestellt worden. Darüber hinaus erfüllen die Platinen die Aufgabe, das Eingangssignal aus einer „single-ended“-Konfiguration in eine differentielle Konfiguration zu wandeln. Zusätzlich sind Kapazitäten vorgesehen, die den Signaleingang galvanisch von der Schaltung entkoppeln und nur Wechsignale durchleiten. Am Ausgang ist ein Tiefpassfilter vorgesehen, welches sämtliche Wechselanteile entfernt und ein geglättetes Gleichsignal ausgibt.

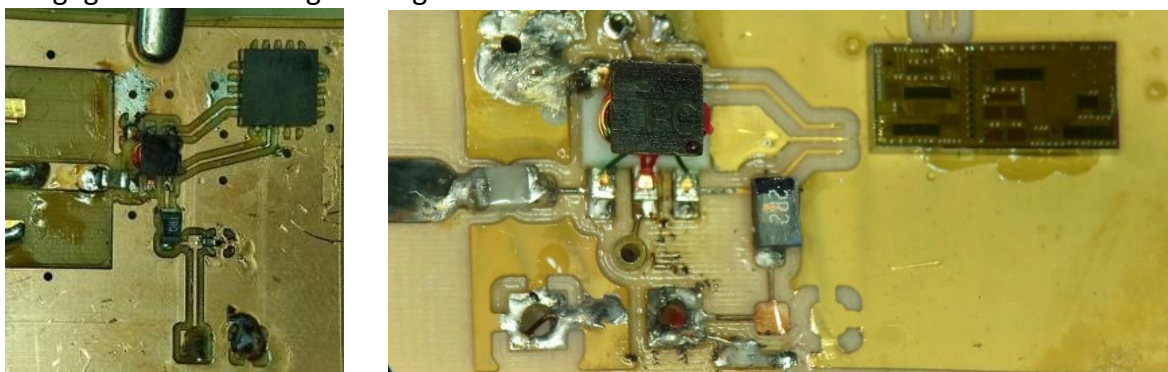


Abbildung 65: Messaufbau für den gehäusten Gleichrichter (links) und für den ungehäusten Gleichrichter (rechts).

Abbildung 65 zeigt die aufgebauten Testplatinen. Am linken Rand der Abbildungen befindet sich der Eingang für das HF-Signal, welches über einen SMA-Stecker auf die Platine geführt wird. Am unteren Rand befinden sich die Anschlüsse zum Abgriff der gleichgerichteten Spannung.



Mit Hilfe des oben beschriebenen Messaufbaus wurden diese Gleichrichterschaltungen vermessen und charakterisiert.

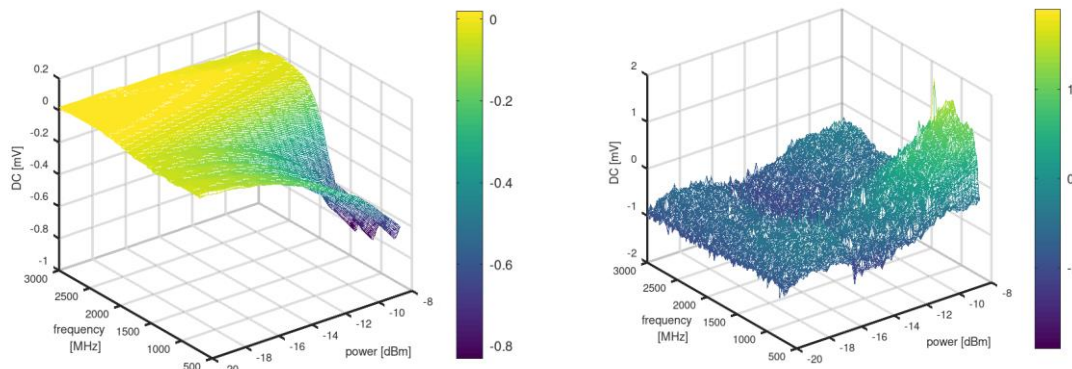


Abbildung 66: Messergebnisse des Gleichrichters in 180 nm Technologie (links) und 130 nm Technologie (rechts).

Abbildung 66 zeigt die Messergebnisse der Untersuchung des integrierten Gleichrichters in 180 nm-Technologie bzw. 130 nm-Technologie für die sich Wirkungsgrade von 0,25 ppb bzw. 0,15 ppb ergeben.

Diese Messungen stimmen nicht mit den Wirkungsgraden aus der Simulation überein. Die Schaltungen sind nicht funktionsfähig. Einige mögliche Gründe sind:

- Die Simulation berücksichtigt keine parasitären Effekte, wie Einflüsse der Verbindungsleitungen und der Bonddrähte.
- Die hohen Frequenzen gepaart mit minimalen Versorgungsspannungen im Sub-Threshold-Bereich betreiben die verfügbaren Simulationsmodelle der Schaltungskomponenten am Rand ihres Definitionsbereiches. Eine verminderte Genauigkeit der Simulation ist hier wahrscheinlich.
- Es ist nicht auszuschließen, dass die Schaltungen in der Produktion oder beim Transport beschädigt worden sind. Zwar wurde das Layout schadensfrei fertigbar designed, auf dedizierte Clampdioden wurde verzichtet, da diese erhebliche Nachteile im Betrieb bringen würden. Es ist geplant, hier zukünftig weniger nachteilige Lösungen vorzusehen. Zunächst wurde in Absprache entschieden, den Fokus auf die Hauptfunktionalität der Schaltung zu legen.
- Insbesondere in Abbildung 66 ist zu erkennen, dass eine geringe negative Spannung ausgegeben wird obwohl die Schaltung für die Ausgabe einer positiven Spannung entwickelt worden ist. Dies legt die Vermutung nahe, dass hier parasitäre Eigenschaften in ihrer Wirkung dominieren, die in der Simulation nicht nachgebildet sind.

#### Antennen:

Ausgehend von den Konzepten aus AP1 wurden die Antennen für ein Funktionsmuster verbessert und miniaturisiert. In dem geforderten Frequenzbereich ist eine vollständig frequenzunabhängige Antenne nicht notwendig. Ein Kompromiss gegenüber dieser theoretischen Forderung ermöglicht ein kompakteres Design, welches Fläche und somit Kosten spart. Zugleich ist die Stabilität über den notwendigen Frequenzbereich für die Harvesting-Funktionen ausreichend. Erzielt wurde diese Verbesserung durch die Verwendung einer archimedischen Spiralstruktur. Mit dieser Struktur konnten die Antennenarme auf eine

festen und geringeren Breite gebracht werden. Hierdurch war es möglich, die benötigte Fläche auf 25 % zu reduzieren, die elektrische Länge, welche den Frequenzbereich bestimmt, aber zu erhalten. Das Resultat dieser Optimierung zeigt Abbildung 67 .



Abbildung 67: Archimedische Spiralantenne

In Abbildung 67 ist eine Variante mit freier koaxialer Speisung dargestellt. Diese hat den Vorteil, die Antenne unabhängig von weiteren Schaltungskomponenten in einem Gehäuse integrieren zu können. Alternativ kann diese Struktur auch per Mikrostreifenleitung gespeist werden, um sie auf einer vorhandenen Platine zu integrieren.

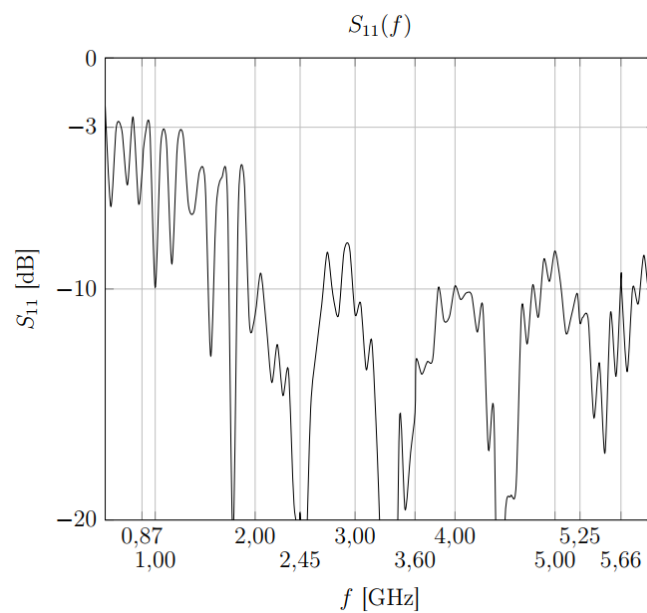


Abbildung 68: S11-Messung der archimedischen Spiralantenne

Die Messung in Abbildung 68 zeigt, dass im Mittel eine Senkung um  $> 5$  dB, gegenüber der logarithmischen Spirale erreicht wurde. Zwar werden auch mit der archimedischen Spirale niedrige Frequenzen nur schlecht empfangen, Frequenzen über 2 GHz jedoch nahezu immer mit mehr als -10 dB Eingangsreflexionsfaktor. Unter Verzicht einer Mikrostreifenleitung und stattdessen der Verwendung einer Koaxialleitung zur Speisung, nähert sich das Strahlungsdiagramm deutlich einem omnidirektionalen Verhalten. Insgesamt lieferte diese Antennenvariante für kleine Flächen bessere Ergebnisse unter den definierten Anforderungen.

Eine weitere Herausforderung war die Anpassung der Spiralantennen an die folgenden Schaltungselemente. Zwar lieferten die Designs annähernd konstante Eingangsimpedanzen, aufgrund der Neigung zur Selbstkomplementarität war diese mit rund  $200 \Omega$  deutlich höher als die üblichen  $50 \Omega$ . Eine Anpassung über einen breiten Frequenzbereich ist grundsätzlich schwierig, da Bauteile i.A. ein frequenzabhängiges Verhalten aufweisen. Die stabile Eingangsimpedanz der Antennen vereinfachte dieses Problem jedoch, so dass eine diskrete Lösung mit SMD-Bauelementen berechnet werden konnte. Für die Berechnung wurde in der Grundidee eine diskrete Chebychev-Struktur bestehend aus fünf Kapazitäten und Induktivitäten festgelegt, wie sie in Abbildung 69 dargestellt ist. Für diese Struktur wurden unterschiedliche Konfigurationen aus Bauteilen berechnet und basierend auf den Stützfrequenzen 868 MHz, 1,9 GHz, 2,44 GHz, 3 GHz und 5,25 GHz diejenige ausgewählt, welche im Vergleich die niedrigste quadratische Abweichung zum Idealwert besaß. Der Idealwert wurde durch den angeschlossenen Gleichrichter bestimmt. Durch die Anpassung konnte der Reflexionsfaktor von 0,594 auf 0,105 reduziert werden.

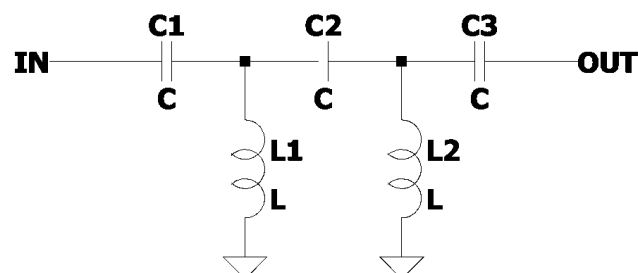


Abbildung 69: Schema der Chebychev-Struktur für die

Neben den Breitbandantennen für das Funktionsmuster wurden für die Messungen speziell Einzelfrequenz Inverted-F Antennen entwickelt und gefertigt, wie sie in Abbildung 70 dargestellt sind. Diese Antennen dienten der Auswertung der Leistungsparameter beschränkt auf ein schmales Frequenzband. Die SF-Inverted-F Antennen konnten außerdem als effektiveres, auf ein Leistungsband beschränktes, Harvestingmodul genutzt werden. Der Wirkungsgrad der Übertragung dieser Antennen lag über 95 %.

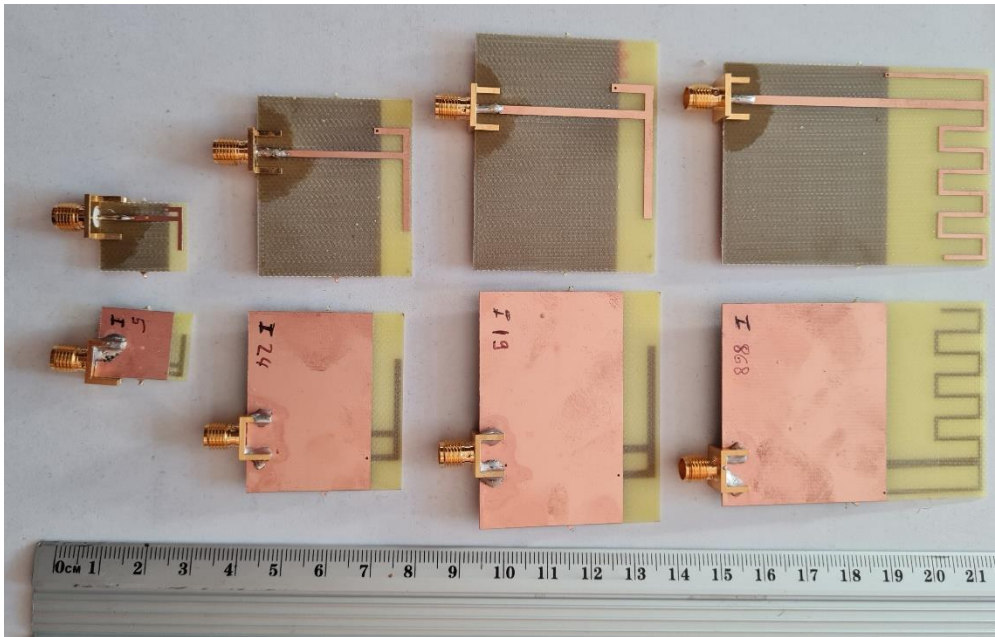


Abbildung 70: SF-Inverted-F Antennen zur Analyse der Gleichrichter und zum Vergleich mit den Breitbandantennen

## LUH:

Fertigung Ultra-Low Power Mikrocontroller als ASIC: Das in AP4 spezifizierte Mikrocontroller-Designkonzept wurde in eine vollständige Hardwarebeschreibung überführt. Weiterhin wurde der Implementierungsprozess für die Fertigung des Controller-Designs als Mikrochip (ASIC) in Form von digitaler Logikschaltungssynthese und Erstellung des Chiplayouts (Platzierung und Verdrahtung) durchlaufen. Als Implementierungstechnologie kommt die 65 nm Low-Leakage Standardzell-Technologie des Herstellers UMC zum Einsatz, die für das Projekt den besten Kompromiss zwischen Verlustleistungseigenschaften und kosteneffektiver Fertigungsmöglichkeiten im Rahmen des mini@sic Multi-Projekt-Wafer Programms der Europractice-Partner bietet.

Gemäß der Spezifikation aus AP4 wurde eine domänisierte Controllerarchitektur für den ASIC implementiert. Diese besteht aus einem leistungsstarken 32-bit *Mikrocontroller* für sporadische, performante Berechnungen, sowie aus einem minimalen, programmierbaren *Nanocontroller* mit sehr niedriger Leistungsaufnahme für dauerhafte, einfache Hintergrund-Kontrollabläufe. In der Schließsystemanwendung übernimmt der Nanocontroller die kontinuierliche Überprüfung auf elektronische Schlüssel. Da der Mikrocontroller dadurch lediglich für den Authentifizierungsvorgang während einer Türöffnung oder -schließung verwendet wird, ist dieser verlustleistungsmäßig für den Großteil der Zeit vollständig deaktivierbar. Damit legen die Verluste des Nanocontrollers hauptsächlich die durchschnittliche Verlustleistung fest.

Da für Prozessoren der Instruktionsspeicher einen Großteil der Verlustleistung ausmacht, wurde für den Nanocontroller ein kompakter Instruktionssatz für Steuerungsaufgaben umgesetzt und bezüglich des Speicherbedarfs gegen weitverbreitete Referenz-Prozessorarchitekturen für Controller (MIPS, Atmel AVR, TI MSP430, Microchip PIC) evaluiert. Für die Hintergrundaufgaben einer Schließsystem-Anwendung benötigt der Nanocontroller 20-40 % weniger Instruktionen bei einem 60-85 % geringeren Instruktionsspeicherbedarf. Damit wird für diese Anwendung eine 40-75 % höhere Codedichte erreicht. Der

Instruktionsspeicherbedarf liegt absolut unter 32 Bytes, wodurch eine Minimierung der Verlustleistung im Speicher erzielt wird. Nach Modellabschätzungen während des ASIC-Implementierungsprozesses wird eine Verlustleistung im Betrieb von max. 1  $\mu$ W für die Logik des Nanocontrollers inkl. Speicher erwartet, sodass die gesetzten Spezifikationsziele aus AP4 erreicht werden. Das implementierte Chiplayout mit beiden Domänen der Controllerarchitektur ist in Abbildung 71 dargestellt.

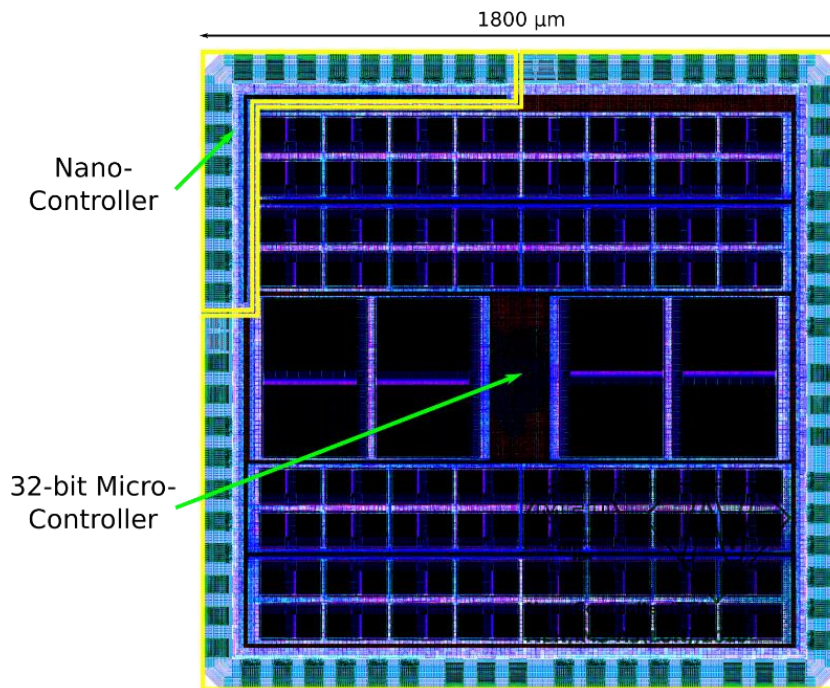


Abbildung 71: Chiplayout des Controller-ASIC mit Architekturdomänen und Komponentenplatzierung

#### Fertigung Multi-Source Energy-Harvesting Power-Management als ASIC:

Das Designkonzept des Mikrochips für das Multi-Source Powermanagement aus AP5 (Spannungswandler-ASIC), dargestellt in Abbildung 72, wurde erfolgreich in ein Chiplayout überführt und als MPW-Run in einer 180 nm Technologie des Herstellers XFAB gefertigt (Abbildung 73). Auf dem Chip ist ein Boost-Konverter implementiert worden, der mithilfe einer Startup-Schaltung seine initiale Versorgungsspannung selbst aufbauen kann. Nach dieser Startphase übernimmt der Boost-Konverter und dessen Regelung die Aufgabe der

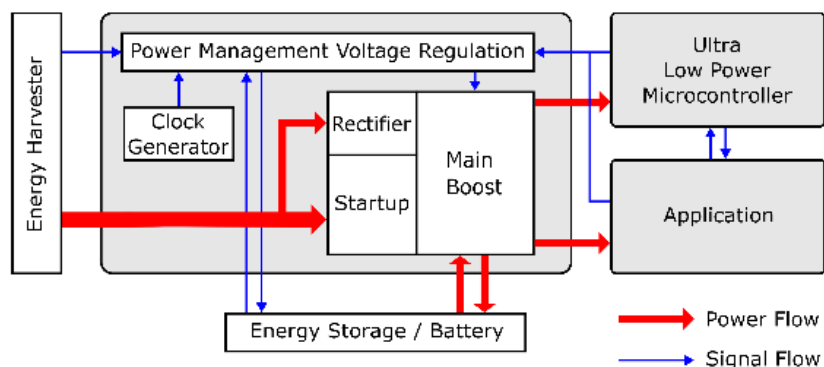


Abbildung 72: Blockschnittbild des Energy-Harvesting-Powermanagement-Chips

Spannungsversorgung. Zusätzlich wurde ein zweiter Spannungswandler mitintegriert, der eine weitere Eingangsquelle verwenden kann. Für die Aufnahme von Wechselgrößen am Eingang (insbesondere für RF-Harvesting) wurde über den Projektpartner Hochschule Hannover auf dem gleichen Chip zusätzlich ein Gleichrichter (Rectifier) realisiert.

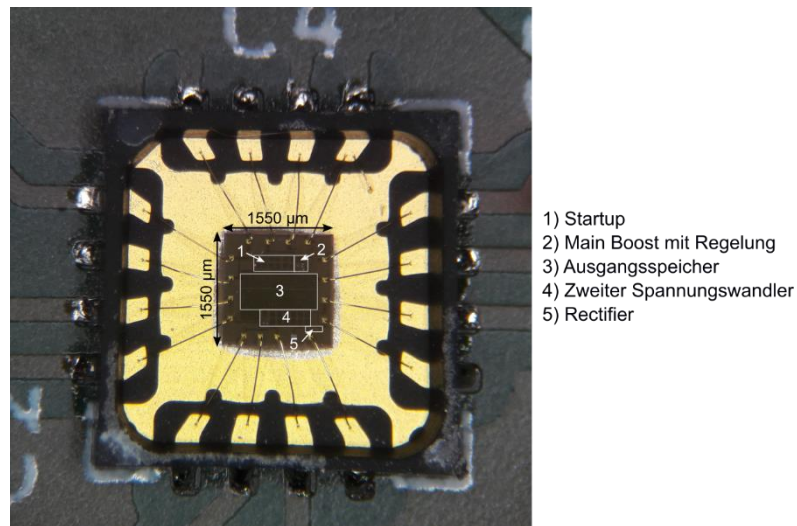


Abbildung 73: Chipfoto des gefertigten Powermanagement ASICs

Für die Evaluation und Verifikation des Chips sind der Messaufbau am Spitzenmessplatz und eine Messung in der Abbildung 74 gezeigt. Die Messungen zeigen, dass das Multi-Source Energy-Harvesting-Interface selbst bei Spannungen unter 350 mV in der Lage ist aufzustarten. Für die Aktivierung des Main Boost wird eine Zwischenspannung von etwa 600 mV benötigt, die entsprechend erreicht wird. Dabei benötigt das Hochfahren eine Eingangsleistung von nur etwa 7 μW. Für die Aufnahme der Messkurven ist eine Ausgangsspeichergröße von 47 μF verwendet worden.

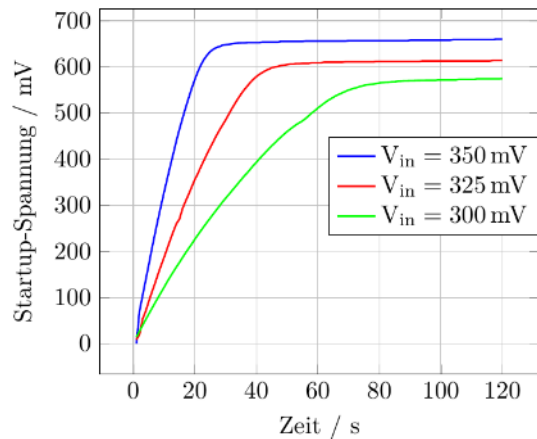


Abbildung 74: Links: Messaufbau für die Verifikation der Startup-Funktion des Spannungswandlers. Rechts: Spannungskurven beim starten des Spannungswandler-ASICs mit verschiedenen Eingangsspannungen  $V_{in}$

### *deister electronic:*

Funktionsmuster Beschlag: Als Energiespeicher wurde ein 1 F Supercap von AVX gewählt. Die Energiemenge in diesem Kondensator reicht für einige Schlossöffnungen aus. Um die Wirkung der Harvester gut zu evaluieren zu können, soll der Speicher mit wenigen Betätigungen der Klinke bzw. in endlicher Zeit über die Solarenergie nachgeladen werden können.

Zum Ernten der Lichtenergie wird auf den AEM10941 von e-peas zurückgegriffen. Mit einem Demoboard dieses Chips wurden im Vorfeld bereits ausführliche Untersuchungen mit verschiedenen Solarzellen durchgeführt. Der Typ des angeschlossenen Speichers am AEM10941 und die Konfiguration für das Maximum Power Point Tracking kann auf dem Funktionsmuster per Steckjumper eingestellt werden. Für die Untersuchungen wurde die Konfiguration für eine „Li-ion Batterie“ mit 4,12 V Lade-Endspannung gewählt. Gleichzeitig wird mit dieser Konfiguration die geregelte Ausgangsspannung HVOUT des e-peas Chips auf 3,3 V eingestellt. Diese Spannung wird direkt für die Versorgung des Mikrocontrollers und des Funktransceivers (Spirit) benutzt. Falls die Energiezufuhr durch die Harvester nicht ausreicht, kann die Ladung des Kondensators durch eine 3 V Primärzelle gepuffert werden.

Die kinetische Energie wird durch die Betätigung der Türklinke beim Öffnen der Tür gewonnen. Zu Versuchszwecken wurden zwei Getriebe mit unterschiedlichen Generatoren aufgebaut (Abbildung 75).

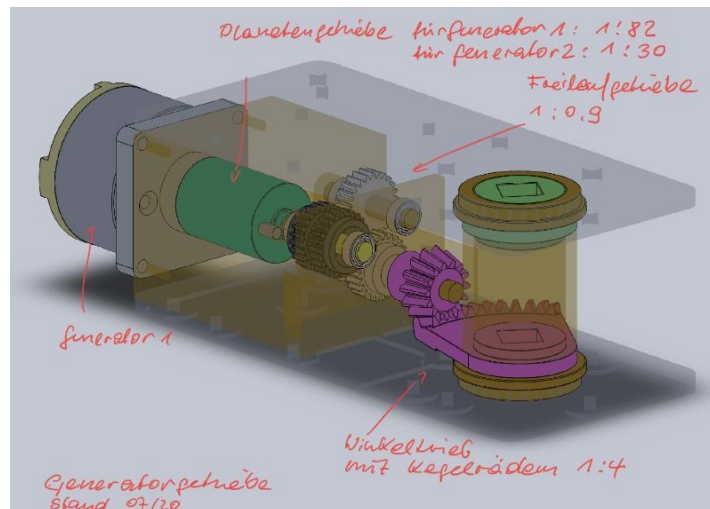


Abbildung 75: Aufbau des Generators und des Getriebes zur kinetischen Energiegewinnung

Übersetzung der Generatorantriebe:

- Winkeltrieb mit Kegelrad 1:4 - 25° Winkel an der Klinke erzeugen 0,28 Umdrehungen des Kegelrads
- Freilaufgetriebe 1:0,9 - aus 0,28 Umdrehungen werden 0,25 Umdrehungen des Planetengetriebes
- Planetengetriebe Generator A: 1:30 - aus 0,25 Umdrehungen werden 7,5 Umdrehungen des Generators
- Planetengetriebe Generator B: 1:82 - aus 0,25 Umdrehungen werden 20,5 Umdrehungen des Generators

Durch das Freilaufgetriebe dreht sich der Generator beim Betätigen und beim Loslassen der Klinke in die gleiche Richtung, so dass ein Nachlaufen des Generators möglich ist.

Generator A: 3-Phasen bürstenlose Generator „Coolty Micro 3 Phase AC Mini Generator“

Generator B: 2-Phasen Bürstenmotor RF-500TB-14415 von Mabuchi

Im Vorfeld wurden bereits einige Versuche durchgeführt, die zeigen sollten wie man den kurzen Energieimpuls am effizientesten speichern kann (Aufwärtswandler, Abwärtswandler, Regler, etc.). Schließlich wurde eine kosten- und platzsparende, aber dennoch sehr effektive Lösung gefunden: Der Impuls wird über einen Gleichrichter und einen Widerstand direkt auf den 1 F Speicher geführt. Um eine Überladung des Speichers zu verhindern, wird der Impuls nach dem Erreichen der Ziel-Ladespannung (4,1 V) von einem Shunt-IC kurzgeschlossen (siehe oben). Der Widerstand soll die Last für den Generator verringern, so dass die Klinke noch bequem betätigt werden kann und durch die Federkraft im Schloss und Beschlag zurückgestellt wird.

Die Spannungsversorgung wurde folgendermaßen realisiert:

- Standby: Die geregelte Spannung von 3,3 V stellt der HVOUT-Ausgang des AEM10941 zur Verfügung.
- HF-Transceiver: Die Spannung von 5,0 V wird bei Bedarf mit einem Boost-Converter direkt aus dem Speicher erzeugt.
- Elektronisch gekoppeltes Schloss: Die Spannung von 3,0 V wird bei Bedarf mit einem Buck-Converter direkt aus dem Speicher erzeugt.



Durch einen Proximity-Sensor wird die Annäherung des Transponders oder der Hand an die HF-Antenne detektiert und daraufhin der Mikrocontroller geweckt. Über den HF-Reader ASIC CLRC663 von NXP wird der Transponder gelesen und im Mikrocontroller bewertet. Bei gültigem Transponder wird das Schloss mit Spannung versorgt und per Kommando über eine I2C Schnittstelle eingekoppelt und nach einem konfigurierbaren Timeout wieder ausgekoppelt und abgeschaltet.

Die Signalisierung erfolgt mittels einer roten LED, einer grünen LED und einem Lautsprecher. Das Lesen eines gültigen Transponders wird mit einem kurzen blinken der grünen LED und einem kurzen Beep quittiert. Bei einem ungültigen Transponder bzw. bei einer Fehlweckung blinkt kurz die rote LED.

Um die Funktion der Schaltung anzuzeigen, blinkt alle 10 Sekunden sehr kurz die grüne LED, solange vom AEM10941 die 3,3 V an HVOUT zur Verfügung gestellt werden. Sinkt die Spannung am Speicher unter einen bestimmten Grenzwert (3,6 V), so wird HVOUT abgeschaltet.

Um einen geladenen Speicher anzuzeigen (4,1 V) blinkt die grüne LED alle 10 Sekunden zweimal sehr kurz. Diese Information wird dem Mikrocontroller per Steuerleitung vom Shunt-IC der kinetischen Energiegewinnung mitgeteilt. Wird der Speicher aus der Primärzelle nachgeladen leuchtet in der Zeit die rote LED.

Wie auch auf den DoorLoxx Geräten von deister electronic gibt es auf dem Funktionsmuster eine 868 MHz Funk-Schnittstelle mit dem Spirit1 von ST. Sie dient zur Konfiguration, zum Firmware Update und zum Einbinden der Komponente in das deister „Airlink“ Netzwerk.

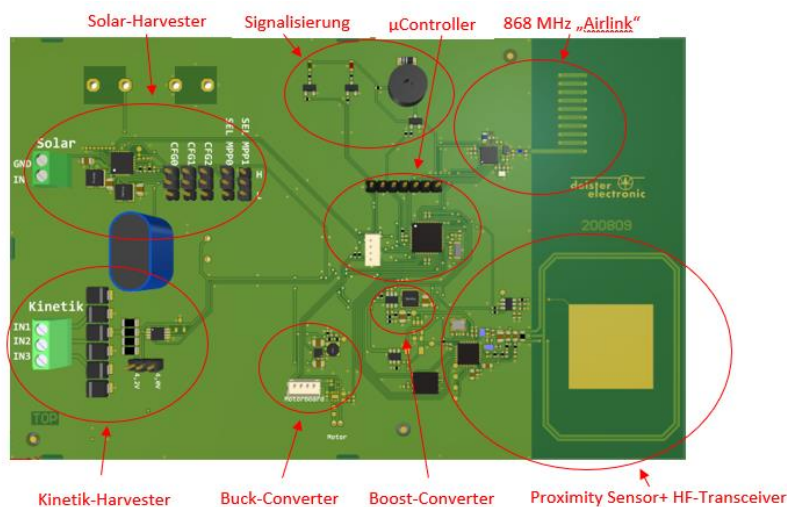


Abbildung 76: Board des Funktionsmusters (links), mechanisches Modell zur kinetischen Energiegewinnung (rechts)

**Messergebnisse:** Bei diesem Versuch wurde der 1 F Kondensator zunächst auf 1 V vorgespannt. Anschließend wurde gezählt wie viele Betätigungen der Türklinke notwendig sind, um jeweils ein  $\Delta U$  von 1 V zu erreichen. Beim 3-Phasen Generator wurden zur Begrenzung der Last 35  $\Omega$  in Reihe geschaltet, beim 2-Phasen Generator musste aufgrund der höheren Übersetzung des Getriebes der Widerstand auf 75  $\Omega$  vergrößert werden, ansonsten wäre die Klinkenbetätigung zu schwerfällig.

Tabelle 9 : Laden eines 1 F Kondensators über den 3 Phasen Generator

Spannung [V]	Energie im Kondensator [Ws]	$\Delta$ Energie [Ws]	Betätigungen für $\Delta$ 1V	$\Delta$ Spannung pro Zyklus [mV]	$\Delta$ Energie pro Zyklus [Ws]
1	0,5				
2	2	1,5	17	58,8	0,088
3	4,5	2,5	23	43,5	0,109
4	8	3,5	31	32,3	0,113

Tabelle 10: Laden eines 1 F Kondensators über den 2 Phasen Generator

Spannung [V]	Energie im Kondensator [Ws]	$\Delta$ Energie [Ws]	Betätigungen für $\Delta$ 1V	$\Delta$ Spannung pro Zyklus [mV]	$\Delta$ Energie pro Zyklus [Ws]
1	0,5				
2	2	1,5	20	50,0	0,075
3	4,5	2,5	30	33,3	0,083
4	8	3,5	42	23,8	0,083

Die Messergebnisse in Tabelle 9 und Tabelle 10 machen deutlich, dass man mehr Betätigungen benötigt, je höher die Vorspannung im Kondensator ist. Betrachtet man aber die gewonnene Energie pro Betätigung (Zyklus) sieht man, dass beim 3-Phasen Generator im interessanten Spannungsbereich ungefähr 0,11 Ws geerntet werden, beim 2-Phasen Generator sind es 0,083 Ws. Ein aktueller digitaler Zylinder von deister electronic benötigt pro Öffnungsvorgang ungefähr 0,1 Ws. Die pro Betätigung geerntete Energie reicht somit beim 3-Phasen Generator für den nächsten Öffnungsvorgang aus. Weil die Effizienz des 3-Phasen Generators deutlich besser ist und er durch die kleinere Übersetzung trotzdem leichtgängiger zu betätigen ist, wurden die nächsten Versuche nur noch mit diesem Generator durchgeführt.

Für diesen Versuch wurde an den 4-poligen Stecker „Motorboard“ ein BKS-Schloss mit integrierter Elektronik von deister electronic angeschlossen. Mit dem Schloss wird über die I2C-Schnittstelle kommuniziert. Nach Aufladen des Speichers (1 F) auf 4 V wurden zunächst 5 Öffnungszyklen des Schlosses ausgelöst, indem jeweils in einigen Sekunden Abstand ein gültiger EV1-Transponder vor die HF-Antenne des Funktionsmusters gehalten wurde. Anschließend wurde 5 x die Türklinke betätigt, um den Speicher wieder aufzuladen.

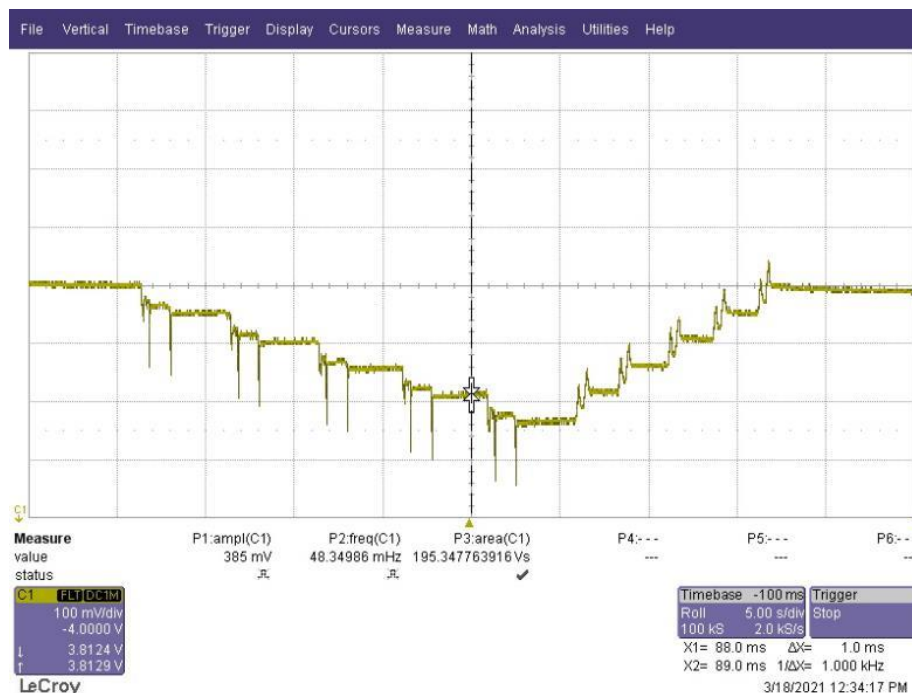


Abbildung 77: 5 Öffnungszyklen eines Einsteck-Schlusses gefolgt von 5 Türklinke-Betätigungen

Man erkennt aus Abbildung 77, dass der Speicher nach dem 5-maligen Betätigen der Klinke wieder auf seinen Ausgangswert geladen ist. Durch den relativ niederohmigen Motor und die von BKS vorgegebene relative lange Drehzeit des Motors im Schloss ist der Energiebedarf dieses Schlusses höher als der Bedarf des digitalen Zylinders von deister electronic. Bei einem Zylinder mit max. 0,1 Ws pro Zyklus würde sich ein Energieüberschuss bei der Betätigung der Klinke ergeben.

Aus Abbildung 77 ergibt sich auch, dass der Speicher nach 5 Öffnungsvorgängen auf ca. 3,75 V entladen wurde, also um 50 mV pro Öffnung. Bei der gewählten Konfiguration würde der e-peas Chip bei 3,6 V am Speicher ein Nachladen aus der Primärzelle beginnen oder, falls keine Primärzelle vorhanden, den Ausgang und somit die Schaltung abschalten. Es sind bei vollem Speicher (4,1 V) mit diesem Schloss somit bis zu zehn Öffnungen mit einem 1 F Kondensator möglich, ohne zwischendurch nachzuladen.

**Umgebungslicht:** Die Ausgangsleistung der Solarzelle von epishine [14] ist bei einer Spannung von  $\approx 2,7V$  und einem Strom von  $\approx 66 \mu A$  konstant bei  $\approx 178 \mu W$ . Der AEM10941 boostet die Eingangsspannung zunächst auf die eingestellte Ziel-Ladespannung des Speichers (hier: 4,12 V) und lädt den Speicher dann mit einem konstanten Strom, im Beispiel sind das  $\approx 40 \mu A$ . Die Ausgangsleistung des Chips und damit auch die Effizienz der Ladeschaltung ist abhängig von der Ladespannung des Speichers. Die Effizienz des AEM10941 ist außerdem abhängig von seiner Eingangsspannung, was aus Abbildung 78 aus dem Datenblatt hervorgeht.

Bei der Eingangsspannung von 2,7 V und einem VBOOST von 4,1 V ist demnach eine Effizienz von  $\approx 91\%$  zu erwarten. Wie man aus Abbildung 78 erkennt, wird dieser Wirkungsgrad der Ausgangsleistung zur Eingangsleistung kurz vor der vollständigen Ladung des Speichers erreicht. Setzt man die geerntete Energie in Bezug zum Energieverbrauch eines elektronischen Schlusses von deister electronic kommt man zu folgendem Ergebnis:

- Standby Strom des Schlusses: max. 10  $\mu A$  bei 3V -> 240  $\mu Ah$  pro Tag

- Leistungsbedarf pro Öffnungsvorgang: 10  $\mu\text{Ah}$  (-> 0,1Ws bei 3V)
- Geerntete Energie bei 300 Lux: 160  $\mu\text{W}$  bei 4 V Ladespannung bzw. konstant 40  $\mu\text{A}$ .
- Szenario 1: Energiequelle (Licht) 24h an: 960  $\mu\text{Ah}$  geerntet
  - 240  $\mu\text{A}$  für Standby
  - 720  $\mu\text{Ah}$  für Öffnungsvorgänge
  - übrig -> 72 Betätigungen pro Tag / 3 Betätigungen pro Stunde
- Szenario 2: Energiequelle (Licht) 10h an: 400  $\mu\text{Ah}$  geerntet
  - 240  $\mu\text{A}$  für Standby
  - 160  $\mu\text{Ah}$  für Öffnungsvorgänge
  - übrig -> 16 Betätigungen pro Tag / ca. eine Betätigung pro Stunde

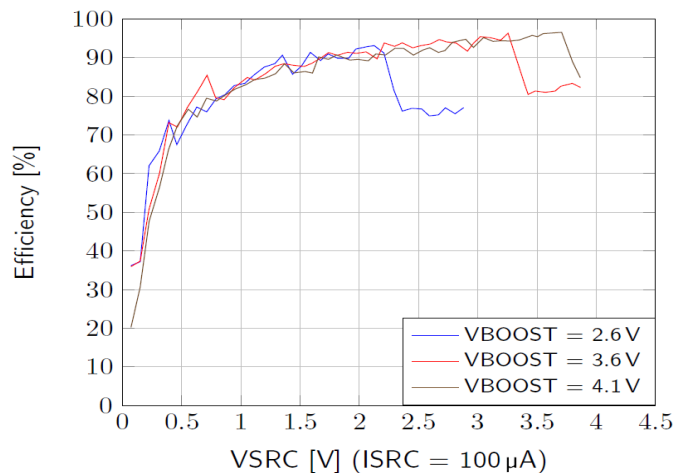


Abbildung 78: Effizienz des e-peas Chips AEM10941 in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Laut Datenblatt ist die Ausgangsleistung der epishine Solarzelle [14] linear abhängig von der Lichtstärke. Bei einer Lichtstärke von 200 Lux würde man dann nur noch etwas mehr als 100  $\mu\text{W}/4\text{V}$  bzw. 25  $\mu\text{A}$  ernten. Wäre das Licht 10 h pro Tag angeschaltet würde die Energie nur noch für den Standby Strom ausreichen, die restliche Energie müsste aus der Kinetik gewonnen werden.

Zusammengefasst finden sich in Tabelle 11 die Ergebnisse verschiedener im Projektrahmen getesteten Indoor-Solarzellen gemessen bei einer Lichtstärke von 300 Lux einer LED-Deckenleuchte.

Tabelle 11: Energiegewinn verschiedener Indoor-Solarzellen bei 300 Lux Lichtstärke

Solarzelle	Spannung unter Last	Strom	Leistung	Leistung pro $\text{cm}^2$	Geerntete Energie bei 300 Lux
3G 70 x 50 mm	0,37 V	0,500 mA	0,185 mW	5,29 mW	100 $\mu\text{W}/4\text{V}$
Epishine LEH3 50 x 50 mm	2,70 V	0,098 mA	0,264 mW	10,56 mW	230 $\mu\text{W}/4\text{V}$
<b>Epishine LEH3 50 x 30 mm</b>	<b>2,71 V</b>	<b>0,066 mA</b>	<b>0,178 mW</b>	<b>11,87 mW</b>	<b>160 <math>\mu\text{W}/4\text{V}</math></b>
Lightricity 20 x 50 mm	3,23 V	0,059 mA	0,190 mW	19,00 mW	170 $\mu\text{W}/4\text{V}$

Bei der Solarzelle von 3G [13] erkennt man sehr gut, dass der Wirkungsgrad des e-peas Harvesters AEM10941 deutlich von seiner Eingangsspannung abhängt. Es wird hier nur ein Wirkungsgrad von  $100 \mu\text{W}/185 \mu\text{W} = 54 \%$  erreicht. Die anderen mehrstufigen Zellen mit höherer Ausgangsspannung liegen sämtlich bei ungefähr 90 % Wirkungsgrad.

Fazit: Mit Hilfe des aufgebauten Funktionsmusters für das Türschloss hat sich gezeigt, dass Solar und kinetische Energie ausreichen unter normalen Umgebungsbedingungen mehrere Schließungen pro Tag zu ermöglichen und die Ruheenergie zu liefern. Im Demonstrator (AP6) wird die Bauweise kompakter ausgeführt. Dafür wird die epeashine Solarzelle und der 3 Phasen Generator verwendet.

Um die Energieaufnahme des Gesamtsystem zu verringern, wird im Demonstrator der Prozessor STM32L4 [48] eingesetzt.

### **Zusammenfassung und Fazit der gemeinsamen Ergebnisse aus Arbeitspaket 6:**

Es wurden eine Reihe von Messeinrichtungen aufgebaut und eingesetzt, um die realisierten Schaltungen und Konzepte zu vermessen. Für das HF-Harvesting wurden diskrete Gleichrichterschaltungen und eine optimierte Antenne realisiert. Weiterhin wurden integrierte Gleichrichter in zwei verschiedenen Technologien gefertigt. Ein erstes Funktionsmuster des Schlosses mit dynamischen Harvester und Solarharvester wurde erfolgreich in Betrieb genommen. Das Schaltungskonzept und die Mechanik für den eTRV wurde aufgebaut und erfolgreich in Betrieb genommen. Weiterhin wurden die Chipdesigns für das konzipierte Multiquellen Power Management und den konzipierten Low-Power Mikrocontroller durchgeführt, in die ASIC-Fertigung übergeben und nach Verfügbarkeit evaluiert. Im folgenden Kapitel werden diese Ergebnisse in verschiedenen Demonstratoren genutzt und weiter optimiert.

# Arbeitspaket 7: Demonstrator

HsH:

Wie in der Einleitung beschrieben wurde im Rahmen des Projektes eine Demonstratorplattform entwickelt, die das Konzept des Multy-Energy-Harvesting zeigt und anders als bei den Demonstratoren von deister electronic und Möhlenhoff die Kombination möglichst vieler Quellen ermöglicht, ohne eine konkrete Anwendung zu adressieren. In einer Vorarbeit wurden zunächst Demoboards mit verschiedenen Harvester ICs von e-peas [1] und EM [29]. Dieses Board bietet auch die Möglichkeit das Ernten von Energie aus NFC eines Smartphones zu bewerten. Abbildung 79 zeigt das Resultat aus [49].

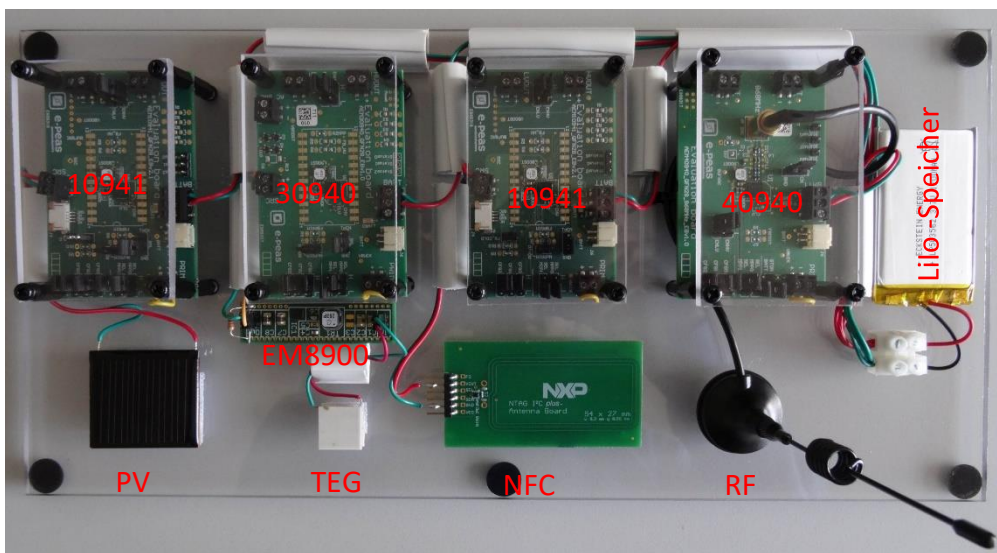


Abbildung 79: Multiharvester Demonstrator für vier Energiequellen

Das in AP5 erarbeiteten Systemkonzepte für eine Multiharvesterplattform wurden als Schaltung realisiert das Ergebnis zeigt Abbildung 80

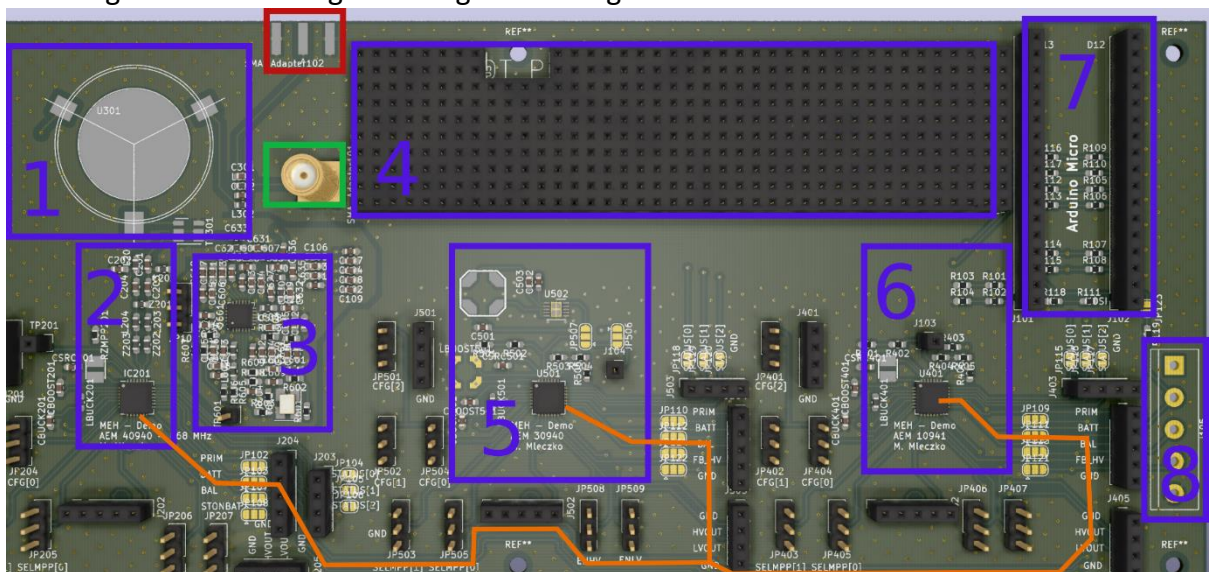


Abbildung 80: Komponenten des MEH Demonstrators

**Rot** eingerahmt ist der Anschluss für die Antenne für des HF-Harvesting. Diese dient sowohl der Zuführung der Energieernte als auch der bidirektionalen Kommunikation.

Die blau umrandeten mit Nummer zeigen:

1. Zirkulator zur Duplextrennung sowie eine Frequenzweiche zur Bandtrennung. Diese Frequenzweiche arbeitet als Bandpassfilter und extrahiert einen schmalen Frequenzbereich um 868 MHz.
2. AEM 40940 von e-peas mit einem Balun und Impedanzanpassung.
3. Kommunikationsbaustein Spirit 2 samt Beschaltung.
4. Dieser Bereich ist für Diagnose und Debuggingzwecke vorgesehen. Auch besteht hier die Möglichkeit weitere Schaltungselemente unterzubringen.
5. AEM 30940 von e-peas. Dieser ist zum Anschluss von HF-Gleichrichtern bestimmt.
6. AEM 10941 von e-peas. Dieser ist dazu vorgesehen, geerntete Energie einer beliebigen weiteren Harvestingquelle aufzunehmen.  
Die drei Bausteine ermöglichen eine gemeinsame Versorgung einer Last bzw. Aufladung eines Energiespeichers aus unterschiedlichen unabhängigen Energiequellen.
7. Steckplatz für Mikrocontroller (Arduino). Dieser Mikrocontroller steuert die Plattform. Über die Funkschnittstellen können Messwerte von der Plattform gesendet werden.
8. Anschlüsse für externe Energiespeicher.

**Grün** eingerahmt ist eine SMA Buchse zum Anschluss breitbandiger HF-Harvester. Dieser Anschluss liegt am Ausgang der Frequenzweiche und führt alle von der Antenne erfassten HF-Signale mit Ausnahme eines schmalen Frequenzbandes um 868 MHz zum AEM30940. Darüber hinaus ist die Power Rail **orange** markiert. Diese bindet die drei Energiemanagement-ICs zusammen und ermöglicht die parallele Nutzung mehrerer Harvesting-Quellen zur Ladung des Energiespeichers und zur Versorgung einer Last.

#### Fazit:

Im Rahmen dieses Projektes sind an der Hochschule Hannover diskrete als und integrierte HF-Gleichrichter entwickelt und untersucht worden. Mehrere Konzepte geeigneter Antennen wurden realisiert und charakterisiert. Darüber hinaus ist eine Multi-Energy-Harvester Demoboard realisiert worden, die sich für die Aufnahme der genannten Komponenten eignet und darüber hinaus Einspeisemöglichkeiten für weitere Harvestingquellen bietet.

Die Ergebnisse zeigen, dass weitere Entwicklungen zu dem Themenkomplex HF-Harvesting notwendig sind, um damit Geräte aus dem Bereich der Homeautomation (gegebenenfalls zusammen mit anderen Harvesterquellen) zu versorgen. Der Einsatz von integrierten Gleichrichtern ist dabei wegen einer höheren Effizienz und der Integrierbarkeit mit anderen Komponenten sinnvoll und zielführend, stellt aber bei hohen Entwicklungskosten auch ein hohes Risiko dar.

Die für dieses Projekt entwickelten Breitbandantennen konnten bereits hervorragende Ergebnisse mit Wirkungsgraden über 75 % bei einer Bandbreite von 6,77:1 erzielen. Versuche zeigten, dass das Leiterplattensubstrat substanzielle Auswirkungen auf Nahfeldverhalten und Blindenergie hat. Weitere Untersuchungen mit anderen Materialien könnten mehr prozentuale Leistungsaufnahme bei gleichem Design und gleicher physikalischer Größe ergeben. Eine Mehrfachstruktur mit kreuzenden Spiralarmlen ist ein weiterer Ansatz für um Polarisation des Feldes zu berücksichtigen. Dies sollte die Struktur auch unabhängiger vom Gehäuse und benachbarter Elektronik machen.

LUH:

### Demonstration/Evaluation Mikrocontroller-ASIC

Der in AP6 gefertigte Ultra-Low Power Mikrocontroller-ASIC in UMC 65 nm Low-Leakage Technologie (s. Abbildung 84 und Abbildung 84) wurde erfolgreich auf Funktionsfähigkeit getestet. Gemäß dem entwickelten Architekturkonzept aus AP4 enthält der ASIC zwei Controllerkerne, den dauerhaft aktiven, sehr energieeffizienten *NanoController*, sowie den abschaltbaren, 32-bit *Allzweck-Mikrocontroller* für komplexe Berechnungsaufgaben. Ein Labor-Demonstrationsaufbau zur Verlustleistungsmessung am ASIC, dargestellt in Abbildung 84, wurde für die Schließsystem-Anwendung des Projektpartners deister electronic aufgebaut, fertiggestellt und einsatzfähig in Betrieb genommen. Mit diesem Aufbau ist die gezielte Leistungsmessung an beiden Domänen des Architekturkonzepts möglich. Weiterhin wurde eine in Abbildung 84 abgebildete Platine in Kooperation mit deister electronic als vollintegriertes Funktionsmuster eines Multi-Energy-Harvesting-Schließsystems angefertigt, welches den gefertigten Mikrocontroller-ASIC als Prozessorsystem einsetzt und aus kinetischen und Solar-Energiequellen versorgt werden kann.

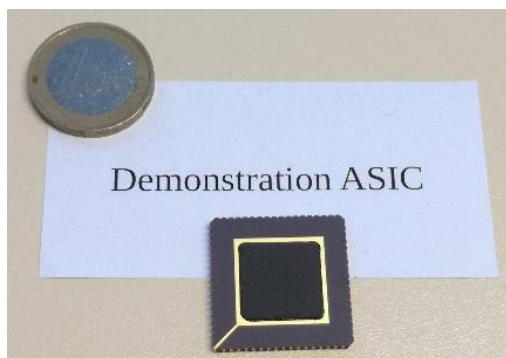


Abbildung 84: Mikrocontroller ASIC im CLCC68 Gehäuse und Euromünze als Größenvergleich

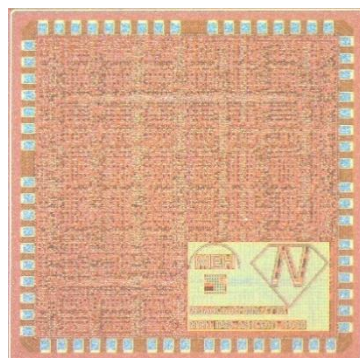


Abbildung 84: Mikroskopfotografie eines ungehäuseten ASICs. Mit Logo und Bondpads.

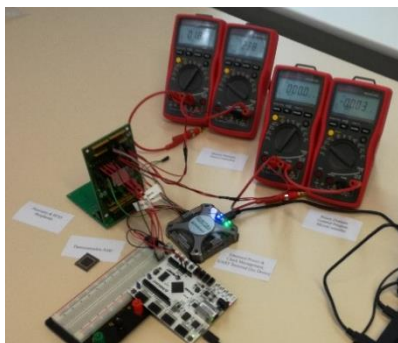


Abbildung 84: Labor-Demonstrationsaufbau zur Verlustleistungsmessung. Der ASIC befindet sich auf der hochkant stehenden Platine, während sich die Hardware des Schließsystems auf der Grundplatine befindet. Umliegende Hardware emuliert das Power- und Clock-Management für den Chip.



Abbildung 84: Vollintegrierte Funktionsmuster-Platine mit eingesetztem Mikrocontroller-ASIC, Schließsystem-Peripherie und Eingängen für Harvesting-Quellen. Dieses Funktionsmuster wurde durch deister electronic gefertigt.

Für das dargestellte Demonstrationssystem wurde zu Evaluationszwecken eine Schließsystem-Software mit minimaler Funktionalität in Kooperation mit deister electronic



programmiert. Die umgesetzte Anwendung nutzt dabei den dauerhaft aktiven *NanoController* für die Uhrzeitverwaltung und die Detektion einer Transponderkarte zur Türöffnung. Wird eine Transponderkarte detektiert, so wird der zuvor abgeschaltete Allzweck-Mikrocontroller durch das emulierte Power-Management mit Spannung versorgt und für das RFID-Kommunikationsprotokoll und den Datenaustausch mit der Transponderkarte genutzt. Abschließend wird die Betriebsspannung des Mikrocontrollers wieder durch den *NanoController* kontrolliert abgeschaltet. Diese Minimalfunktionalität ist ausreichend, um die Leistungsaufnahme des ASICs in allen relevanten Betriebsmodi und -kombinationen messen und evaluieren zu können.

Die Verlustleistungsmessungen der *NanoController*-Domäne im Betrieb ergeben eine normierte dynamische Verlustleistung von  $3,6 \mu\text{W}/\text{MHz}$ . Aufgrund des Messaufbaus, der Präzision und Toleranz der verwendeten Messinstrumente (Digitalmultimeter) ist dieser Wert mit einer maximalen Unsicherheit von  $3,1 \%$  behaftet. Eine exakte Messung der Leckstromverluste des *NanoController* konnte mit diesem Aufbau nicht durchgeführt werden, da diese unterhalb der Sensitivität der Multimeter liegt. Jedoch kann durch die genannten Messtoleranzen sichergestellt werden, dass die Leckstromverluste auf max.  $0,2 \mu\text{W}$  begrenzt sind. Bei einer in der Schließsystem-Anwendung ausreichenden Taktrate von  $32 \text{ kHz}$  ergibt sich für den *NanoController* eine Verlustleistung von max.  $0,32 \mu\text{W}$ . Dies ist auch gleichzeitig der dauerhaft aktive Teil, der die durchschnittliche Verlustleistung des Gesamt-Prozessorsystems dominiert.

Die Verlustleistungsmessungen der Allzweck-Mikrocontroller-Domäne des ASIC ergeben eine normierte dynamische Verlustleistung von  $40 \mu\text{W}/\text{MHz}$  und statische Leckstromverluste von  $80 \mu\text{W}$  bei Anliegen der Betriebsspannung. Diese Werte sind mit einer maximalen Unsicherheit von  $1,8 \%$  behaftet. Die statischen Verluste sind im Vergleich zu kommerziellen Controllern sehr hoch, da diese Domäne zu Evaluationszwecken für größere Anwendungen einen sehr großen Betrag an leistungshungrigen, generischen internen Instruktions- und Datenspeichern ( $224 \text{ kB SRAM}$ ) enthält. Für diese standen der LUH in der UMC  $65 \text{ nm}$ -Technologie während der Projektdurchführung keine Low-Leakage-Varianten mit Power-Gating zur Verfügung. Laut Spezifikation des Speichermakro-Anbieters wäre bei dieser Speichermenge eine typische statische Verlustleistung von  $125 \mu\text{W}$  zu erwarten. Diese wird in den Messungen am ASIC nicht erreicht, dennoch kann durch diese Größenangabe abgeschätzt werden, dass nahezu die gesamte statische Verlustleistung durch die Speicher verursacht wird. Durch anwendungsgerechte Dimensionierung und Verfügbarkeit besser geeigneter Speicher-Makroblöcke (Low-Power-Flash für Instruktionsspeicher etc.) ist daher zu erwarten, dass dieser Verlustleistungsanteil in einem für den Produktiveinsatz dimensionierten ASIC in vergleichbaren Größenordnungen zu kommerziellen Produkten liegen würde.

Für die Messungen mit dem Evaluations-ASIC und der Evaluationsanwendung „Schließsystem“ wird die durchschnittliche Verlustleistung durch den Allzweck-Mikrocontroller jedoch kaum beeinflusst, da dieser nur im Fall eines Schließvorgangs mit Energie versorgt wird. Für das in AP1 untersuchte Aktivitätsprofil eines Schließsystems und die in AP2 definierten möglichen 5 Schließvorgänge am Tag mit verfügbaren Kurzzeit-Energiespeichern wird eine maximale Tagesaktivität von 10 Sekunden angenommen, dies sind  $0,012 \%$  der Tageszeit. Mit einer Verlustleistung von insgesamt  $330 \mu\text{W}$  für 10 Sekunden

bei 6,25 MHz (ausreichend für RFID-Kartenkommunikation) erhöht sich die Verlustleistungsbilanz eines Tages von 0,32  $\mu\text{W}$  auf lediglich 0,36  $\mu\text{W}$ . Damit erfüllt und übertrifft das gesamte Mikrocontrollersystem im aktiven Betrieb (Schließsystemprofil) die gesetzte Spezifikationsanforderung von  $< 1 \mu\text{W}$  aus AP6.

**Tabelle 12: Vergleich der ASIC-Implementierung des MEH Nano- und Mikrocontrollers (Tabellenende) mit Datenblattangaben ausgewählter, aktueller kommerzieller Low-Power Controller und Publikationen zu Low-Power-Prozessoren in 65 nm-Technologie**

Microcontroller	Technologie	Core-Spg.	Architektur	Norm. Dyn. Verlustleistung	Sleep-Verlustleistung (inaktiv, statisch)
SiLabs EFM32		1,8 V	32-bit ARM Cortex	$> 110 \mu\text{W}/\text{MHz}$	$> 2 \mu\text{W}$
Renesas RE01	65nm SOTB	1,8 V	32-bit ARM Cortex M0+	$550 \mu\text{W}/\text{MHz}$	$< 2 \mu\text{W}$
ST STM32L432	90nm	1,8 V	32-bit ARM Cortex M4	$200 \mu\text{W}/\text{MHz}$	$< 1 \mu\text{W}$
Ti MSP430L092	130nm Low-Leakage	0,9 V	16-bit Multi-Cycle	$50 \mu\text{W}/\text{MHz}$	$4 \mu\text{W}$
Atmel/Microchip ATmega1284		1,8 V	8-bit AVR RISC	$720 \mu\text{W}/\text{MHz}$	$1 \mu\text{W}$
Microchip PIC12LF1840T39A		1,8 V	8-bit Akkumulator / 14-bit RISC-Instruktionen	$80 \mu\text{W}/\text{MHz}$	$1 \mu\text{W}$
EM EM6682		0,9 V	4-bit RISC	$125 \mu\text{W}/\text{MHz}$	$0,5 \mu\text{W}$
Kwong 2009	65nm	0,5 V	16-bit MSP430	$> 30 \mu\text{W}/\text{MHz}$	$1 \mu\text{W}$
Bol 2013	65nm Low-Power	$\sim 0,4 \text{ V}$	16-bit MSP430	$> 7 \mu\text{W}/\text{MHz}$	$1,7 \mu\text{W}$
<b>MEH NanoController</b>	<b>65nm Low-Leakage</b>	<b>1,2 V</b>	<b>8-bit Datenpfad / 4-bit Multi-Cycle Instruktionen</b>	<b><math>3,6 \mu\text{W}/\text{MHz}</math> <math>0,12 \mu\text{W} @ 32 \text{ kHz}</math></b>	<b><math>\ll 0,2 \mu\text{W}</math></b>
<b>MEH Allzweck-Mikrocontroller</b>	<b>65nm Low-Leakage</b>	<b>1,2 V</b>	<b>32-bit Transport-Triggered (TTA)</b>	<b><math>40 \mu\text{W}/\text{MHz}</math></b>	<b><math>80 \mu\text{W}</math> (naive SRAM-Implementierung, s. Text)</b>

Im Vergleich zu den Sleep-Modi aktueller kommerzieller Low-Power Mikrocontroller und publizierten Daten in vergleichbaren 65 nm-Technologien (siehe Tabelle 12) weist der *NanoController* im Evaluations-ASIC eine mehr als 2,5 bis 20-fach geringere statische Verlustleistung im inaktiven Zustand auf, was eine kontinuierliche Versorgung via Energy Harvesting auch bei sehr geringem Energieeintrag ermöglicht. Weiterhin ist die dynamische Verlustleistung ebenfalls gering, was es bei einem Budget von  $0,5 \mu\text{W}$  bis  $4 \mu\text{W}$  ermöglicht, auf dem *NanoController* Programmcode und einfache, kontinuierliche Datenprozessierung mit einer Taktrate zwischen 80 kHz und 1,06 MHz durchzuführen, während die Vergleichs-Mikrocontroller bei diesem Bedarf vollständig inaktiv wären. Dies ist bei geeigneten Anwendungen wie der vorliegenden Schließsystem-Anwendung ein Vorteil, da der Hauptmikrocontroller verlustleistungsmäßig vollständig abgeschaltet werden kann und lediglich für seltene komplexe Berechnungen (hier Kommunikation und Kryptographie) aktiviert werden muss. Der nicht berechnungskritische, überwiegend aktive Teil der Anwendung (Uhrzeit, Prüfen auf Nähe einer Transponderkarte etc.) wird auf dem *NanoController* mit einer deutlich geringeren Verlustleistung als auf einem einzelnen Allzweck-Mikrocontroller ausgeführt. Zusammenfassend bestätigen die Messungen am gefertigten Demonstrations-ASIC die Effektivität des vorgeschlagenen Mikrocontroller-konzepts für Ultra-Low-Power Energy-Harvesting-Anwendungen im Bereich der Gebäudeautomatisierung.

Während der Leistungsmessungen am ASIC-Demonstrationssystem wurde ermittelt, dass der in AP1 ermittelte Standby-Leistungsbedarf von  $24 \mu\text{W}$  -  $27 \mu\text{W}$  des vorhandenen deister-Schließsystems sich zu  $20 \mu\text{W}$  auf den Betrieb des für die Anwendung notwendigen analogen kapazitiven Näherungssensors, und zu  $4 \mu\text{W}$  -  $7 \mu\text{W}$  auf den Mikrocontroller aufteilt. Dies bedeutet eine bis zu 20-fach geringere Verlustleistung des *NanoControllers* von  $0,32 \mu\text{W}$ . Effektiv kann die dauerhafte Standby-Verlustleistung des Schließsystems damit um 15 % bis 25 % reduziert werden. Es ist daher festzuhalten, dass die Wirksamkeit des vorgeschlagenen Controllerkonzepts gezeigt wurde, der quantitative Effekt in der gesamten Harvesting-Plattform allerdings stark von der anwendungsspezifischen Peripherie und Sensorik abhängig ist.

## Möhlenhoff:

### Stellantrieb:

Zusammenfassung der bisherigen Erkenntnisse:

- Da der Antrieb, wie oben erläutert, in eine vorgegebene Anlage eingefügt wird, müssen die Möglichkeiten und Limitierungen hinsichtlich Montagesituation, erntbarer Wärmeenergie, Oberflächen usw. bekannt sein. Daraus leitet sich der Bedarf ab, diese Bedingungen so genau wie möglich zu erfassen.
- Ventilunterteile werden in vielen Varianten von unterschiedlichen Herstellern angeboten. An den zu entwickelnden Demonstrator wird die Anforderung gestellt, dass er einen möglichst großen Teil der erhältlichen Ventile steuern können muss. Eine Abschätzung über die Verbreitung unterschiedlicher Ventiltypen liefert eine Auswertung der, durch Möhlenhoff vertriebenen Ventiladapter. Die damit festgelegte Auswahl an Ventilunterteilen musste dann weiterhin dahingehend untersucht werden, welche Arbeit notwendig ist, um eine bestimmte Änderung des Volumenstromes zu erreichen.
- Für die Vorauslegung des thermischen Harvesters mussten Informationen über die zu erwartenden Zeitspannen, in denen Energie geerntet werden kann und über die zu erwartenden Temperaturgradienten ermittelt werden. Die ermittelten Werte gehen in die Energiebilanz des Gesamtsystems ein.
- Die Heizleistung eines Ventilunterteils bei den erwarteten Vorlauftemperaturen war zu ermitteln. Analog dazu war die Kühlleistung des, als Gehäuse ausgeführten, Kühlkörpers zu untersuchen.
- Der TEG muss in seinem Querschnitt an den zu erwartenden maximalen Wärmestrom angepasst werden und das limitierende Element in der Reihenschaltung aller beteiligten Konstruktionselemente identifiziert werden.

Mit einer reinen Maximierung des Wärmestroms wird der optimal mögliche Wirkungsgrad nicht erreicht. Die Temperaturgradienten im Gesamtsystem müssen vielmehr so gestaltet sein, dass das größte Temperaturgefälle über dem TEG auftritt. Extrembeispiele sollen das Spannungsfeld illustrieren, in dem sich bei der thermischen Auslegung bewegt wird:

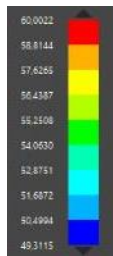
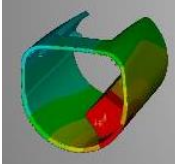
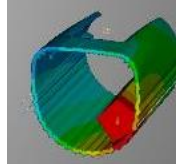
1. Bei Überkühlung und kleinem  $R_{\text{TEG,th}}$  wird sich der größte Temperaturunterschied an der Systemgrenze zum Ventilunterteil ergeben.

Der Temperaturunterschied am TEG wird dann null (Kontakttemperaturverschiebung, Abbildung 5).

- Bei gänzlich fehlender Kühlung werden, unabhängig vom thermischen Widerstand einzelner Verbraucher, irgendwann alle Komponenten die Vorlauftemperatur angenommen haben. Der Temperaturunterschied am TEG ist wieder null.

Die Konstruktion muss zudem so gestaltet sein, dass möglichst wenig verlustbehaftete Wärmeübergänge nötig sind. In diesem Zusammenhang sind verschiedene Wärmeleitpasten, -gels und -pasten zu evaluieren und Untersuchungen zum Kühlkörper/Umgebungsluft-Wärmeübergang durchzuführen.

Bei der Auslegung des thermischen Pfades ergibt sich ein weiterer, zu lösender Widerspruch: Einerseits sollte der Wärmewiderstand des TEG möglichst hoch sein, um einen maximalen Temperaturunterschied zwischen Kalt- und Heißeite zu erzielen, andererseits soll eine möglichst große Wärmemenge durch das Element transportiert werden. Diese Auslegung ist Teil der vorliegenden Arbeit und umfasst eine Recherche vorhandener TEGs sowie Untersuchungen zur zweckmäßigen thermischen Ankopplung.

Änderung		Wandstärke erhöht	Außenverrippung hinzugefügt	Innen- und Außenverrippung hinzugefügt	
Wärmestrom aus Fläche	3,893 W	4,085 W	3,825 W	3,45 W	
Kleinste Flächentemperatur	52,309 °C	51,487 °C	49,327 °C	51,437 °C	
FEM					

### Wärmevermittler:

Als Wärmevermittler werden hier Pasten, Gele, Folien und Flüssigkeiten verstanden, die der Verbesserung des Wärmeübergangs dienen. Aufgrund der Vielzahl der Wärmeübergänge (vgl. Abbildung 38) ist ein großer Einfluss auf den Gesamtwirkungsgrad offensichtlich. Die unterschiedlichen Einflüsse verschiedener Wärmevermittler auf den Gesamtaufbau müssen deshalb untersucht werden. Neben theoretischen Arbeiten sollen auch vergleichende Messungen zwischen den infrage kommenden Wärmevermittlern durchgeführt werden. Eine Marktrecherche zu verfügbaren Wärmevermittlern wurde durchgeführt (vgl. Anhang IV Wärmevermittler) und Aufgrund der technischen Daten einige Proben beschafft.

Dies waren:

Hersteller	Produktbezeichnung	$\lambda$
Laird Technologies	Wärmeleitpad U021041-26-U1	6 W/mK
RS Pro	Wärmeleitpad, Graphit, 794-3973	10 W/mK
RS Pro	Wärmeleitpad, Graphit, 794-3995	8 W/mK
RS Pro	Wärmeleitpad, Graphit, 794-3982	13 W/mK

Enika	KU-TXS50, Silikonpad	3 W/mK
Thermal Grizzly	Conductonaut, Indium-Germanium-Zink-Flüssigmetall	73 W/mK
Thermal Grizzly	Hydronaut, Paste	11,8 W/mK
Thermal Grizzly	minus pad 8	8 W/mK
Arctic	Arctic Silver 5	8,9 W/mK
Panasonic	Wärmeleitpad, Graphit EYGA091203A	1600 W/mK
Electrolube	Silicone EHTS10S	0,9 W/mK
Panacol	Wärmeleitkleber Elecolit	1,3 W/mK

Der Versuchsaufbau bestand aus einer Anordnung von einer Wärmequelle zu einer Wärmesenke in einem genau temperierten Klimaraum (21°C). Zwischen Senke und Quelle wurde die zu untersuchende Probe angeordnet, sodass die Wärme die Probe durchfließen musste, um von einem in den anderen Körper zu gelangen.

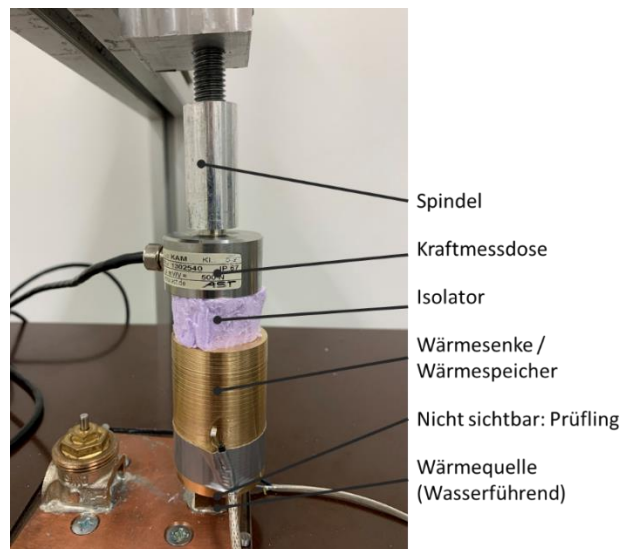


Abbildung 85: Versuchsaufbau

Da die Oberfläche einen Einfluss auf die Übergangskoeffizienten hat, wurden die Rauigkeitswerte  $R_z = 16,6\mu\text{m}$  und  $R_a = 2,816\mu\text{m}$  bestimmt (Vgl. Anhang II). Der Temperaturverlauf an beiden Körpern wurde aufgezeichnet.

Der Versuchsablauf gliederte sich in drei Schritte:

1. Nach einlegen der Probe wird eine Kraft von 200N aufgebracht und das Temperiergerät auf 21°C eingestellt. Das System kommt in ein Gleichgewicht, bei dem keine Wärme untereinander oder mit der Umgebung ausgetauscht wird.
2. Das Temperiergerät wird auf 60°C eingestellt die Wärme fließt nun durch das „Klötzchen“ in den Prüfkörper. Der Prüfkörper tauscht Wärme mit der Umgebung aus.
3. Es stellt sich ein dynamisches Gleichgewicht ein, dass durch die Temperaturen an den Messstellen charakterisiert werden kann.

## Ergebnisse:

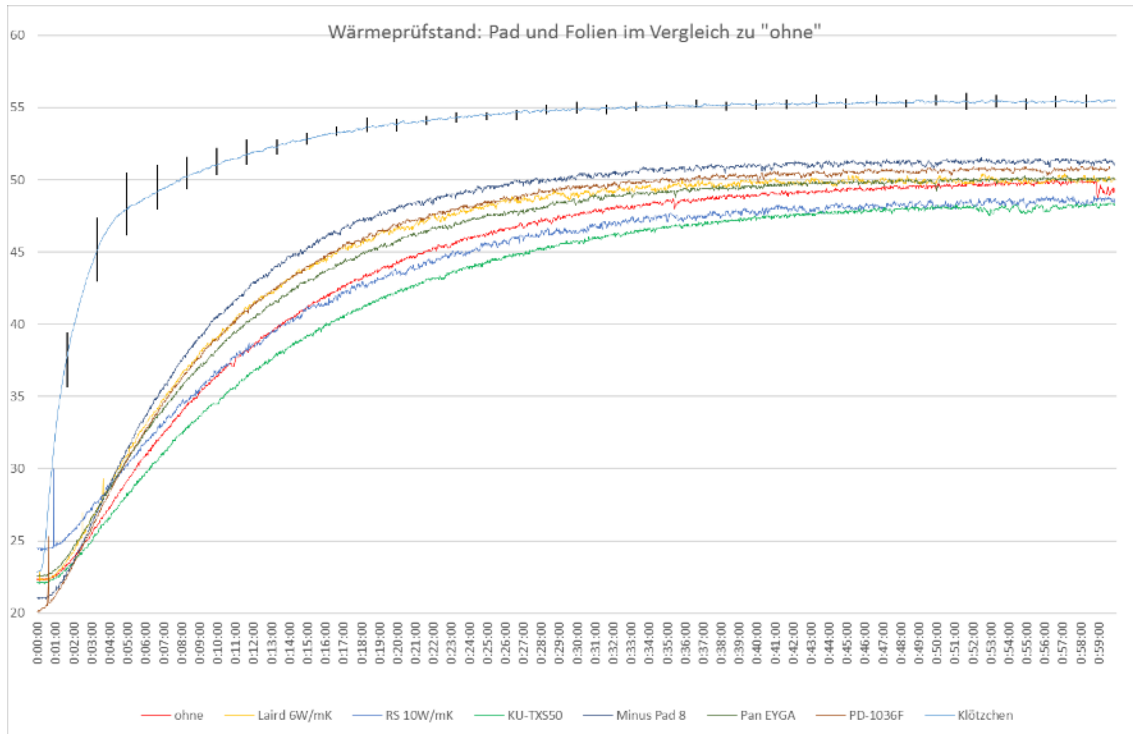


Abbildung 86: Temperaturverlauf über der Zeit: Pads und Folien (Rot Referenzwert (ohne)).

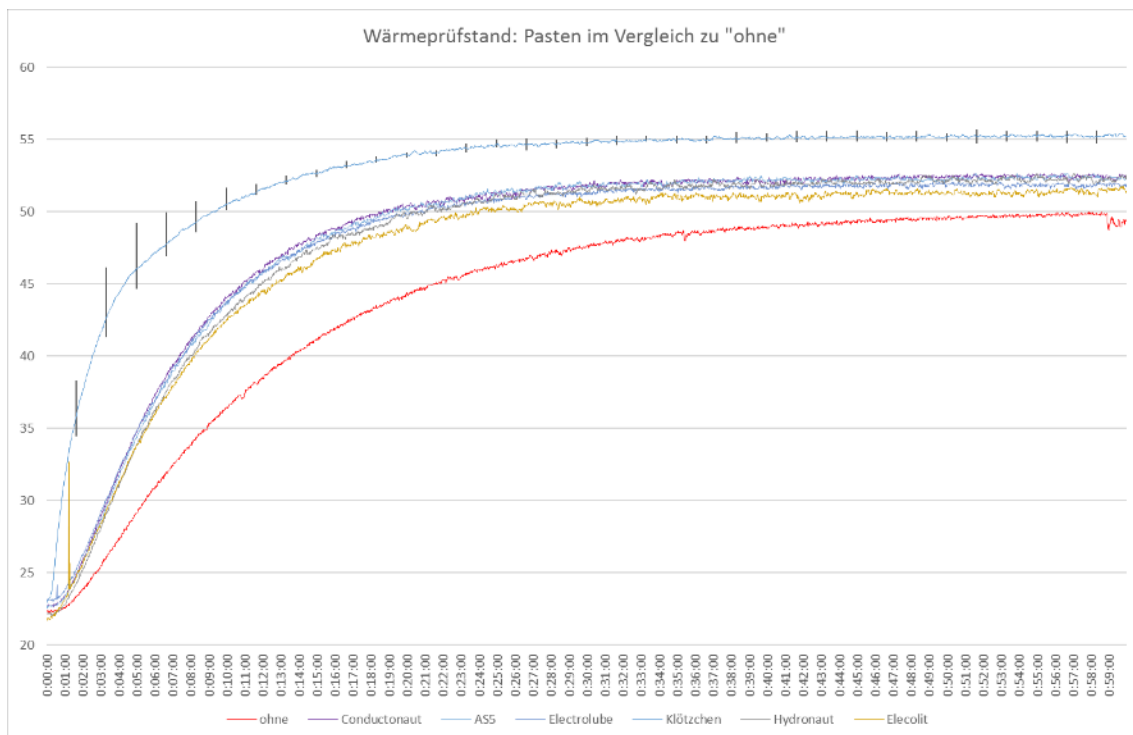


Abbildung 87: Temperaturverlauf über der Zeit: Pasten (Rot Referenzwert „ohne“)

### Grundlegender Funktionsnachweis:

Zur Gewinnung erster Daten über die Temperaturverhältnisse wurde ein Messaufbau entwickelt, der Informationen über den maximal möglichen Wärmefluss vom Heizungsventilunterteil in einen Demonstrator liefern sollte. Alle Teile sind im 3D-Druckverfahren entstanden. Das DUT in der Messapparatur weist bereits viele Eigenschaften des späteren Demonstrators auf, was Gehäuseform und Wärmepfad angeht. Er verfügt jedoch nicht über eingebaute elektronische Komponenten außer dem TEG, das mit einer Standardwärmeleitpaste (Electrolube Silicone EHTS10S) eingebaut wurde. DC/DC-Wandler und Akkumulator sind außerhalb des Kühlkörpers am Versuchstand angebracht. Die fehlende Steuerplatine mit Antrieb wird über eine Kleinststeuerung simuliert, die in festen Zeitintervallen Lastwiderstände zu- und abschaltet (Vgl. Abbildung 87 bis Abbildung 91).

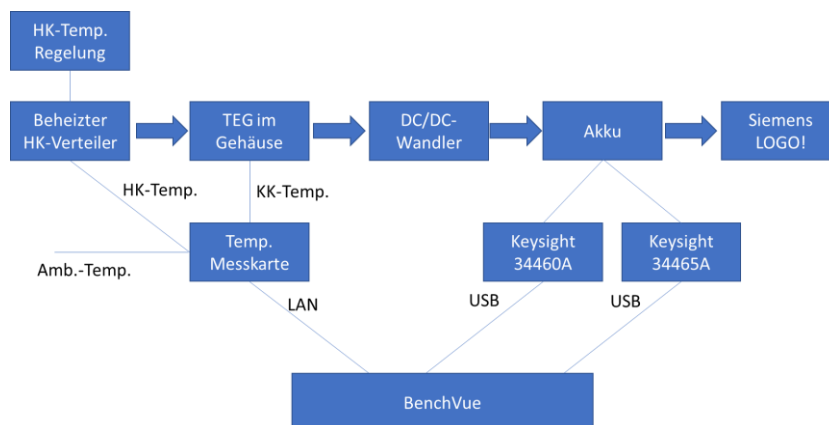


Abbildung 88: Messaufbau.

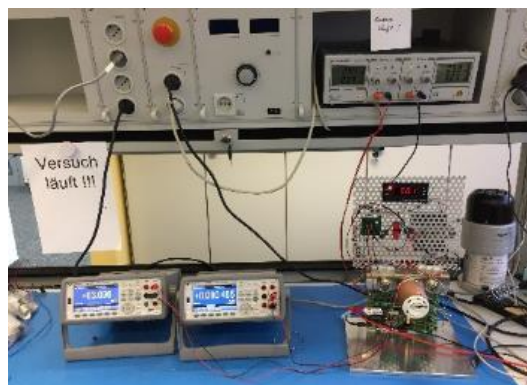


Abbildung 89: Gesamtaufbau

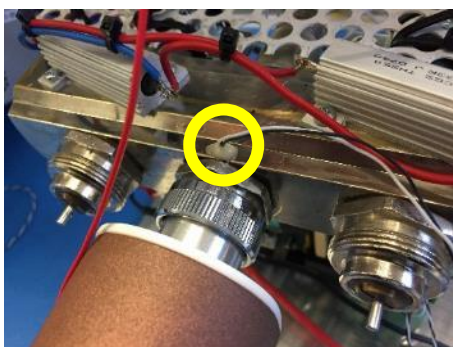


Abbildung 91: Messpunkt  
Vorlauftemperatur



Abbildung 91: Messpunkt  
Gehäusetemperatur

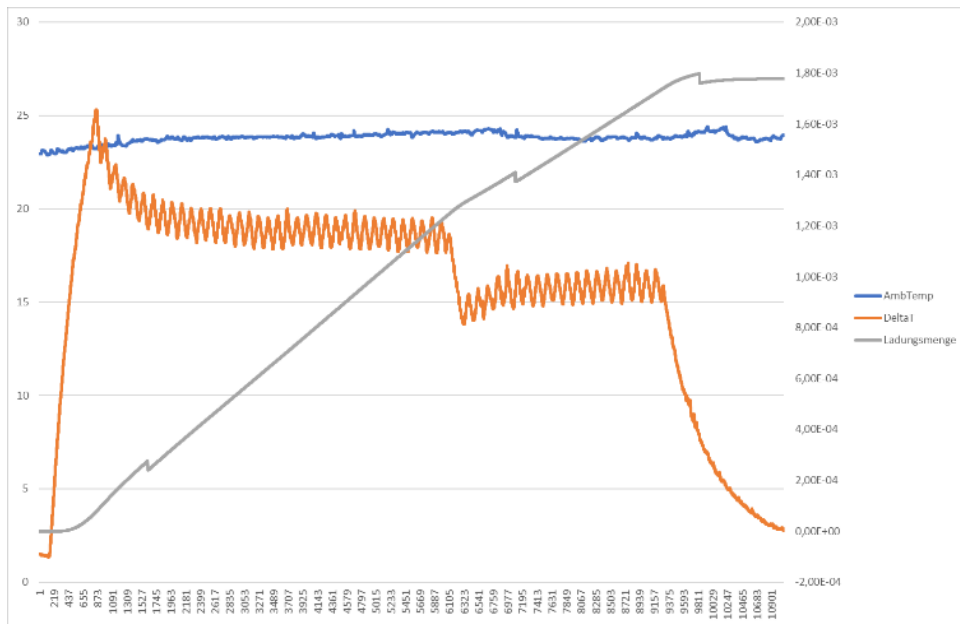


Abbildung 92: Temperaturverläufe Voruntersuchung

Die über einen Zeitraum von 240 min aufgenommenen Daten sind in Abbildung 92 dargestellt. Der orangene Verlauf stellt den Temperaturunterschied zwischen „Ventil“ und dem Kühlkörper/Gehäuse dar. Die Umgebungstemperatur ist blau dargestellt und ist über den Versuchsverlauf relativ konstant. Die dem Akkumulator zugeführte Ladungsmenge ist als graue Kurve dargestellt. Während die eingestellte „Vorlauftemperatur“ zunächst 50 °C betrug, wurde nach ca. zwei Stunden die Temperatur auf 45 °C abgesenkt. Beide Temperaturniveaus reichen nach den vorliegenden Daten aus, um eine positive Ladungsbilanz zu erreichen, so dass der Ladezustand des Akkumulators stetig steigt, unterbrochen von den Entladungsphasen durch die Lastwiderstände. Nach vielversprechenden Test wurde mit der Konstruktion eines Demonstrators für den eTRV unter Realbedingungen begonnen, um den finalen Funktionsnachweis zu erbringen.

#### eTRV Demonstrator:

Das elektrische Konzept ergibt sich aus der Auswahl der einzelnen Teilkomponenten und ist iterativ durch kontinuierliche Anpassung an die Forschungsergebnisse entstanden (siehe vorhergehende Arbeitspunkte). Die Elektronik ist in die Teilbereiche:

- Benutzerschnittstellen
- Systemschnittstelle
- Prozesseinheit
- Energiespeicher
- Harvester und Spannungswandler (Step-up)
- Ladeanschluss und Spannungsregler (Low dropout)

aufgeteilt. Auf eine dedizierte Ladeschaltung konnte verzichtet werden.



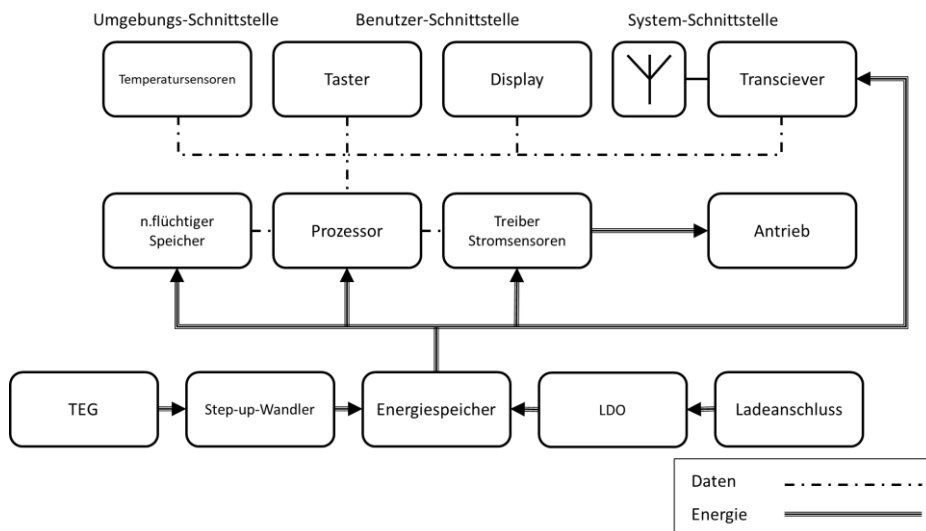


Abbildung 93: Elektrischer Pfad / Demonstrator Konzept

Das Konzept der Schaltung ist in Abbildung 93 dargestellt, in der alle Hauptkomponenten im Energiefluss gezeigt sind. Auf Basis dieses Konzeptes wurde anschließend der Stromlaufplan und das Boardlayout erstellt. Aus den vorangegangenen Arbeiten (s.o.) wurde anschließend ein erstes voll funktionstüchtiges Funktionsmuster erstellt.

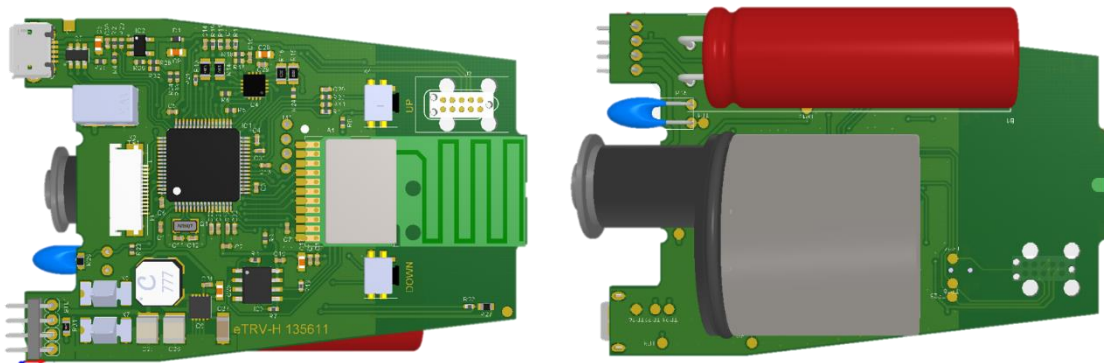


Abbildung 94: Leiterplatten Aufsicht (links) und Ansicht Unterseite (rechts)

Im Vergleich zu den Ergebnissen der Vorversuche konnte die Leistungsausbeute um zwei Größenordnungen und die minimal notwendige Vorlaufzeit um 15 K verbessert werden. Gleichzeitig wurde der Stromverbrauch durch kontinuierliche Verbesserungen ebenfalls um den Faktor 100 reduziert.

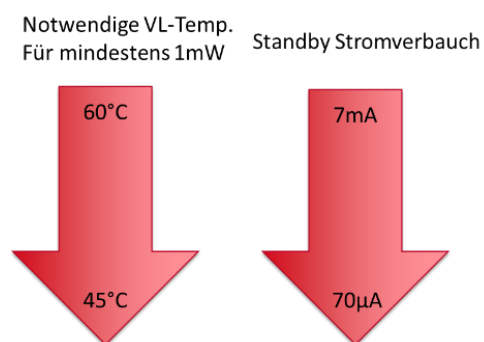


Abbildung 95: Leistungssteigerung während des Projektverlaufs

Daraufhin wurde eine Kleinserie von 20 Exemplaren aufgebaut und über die Wintermonate an verschiedenen Heizsystemen getestet. Dabei arbeiteten die Harvester alle Exemplare einwandfrei.

Im Folgenden wurde die Implementation eines Multiharvesters untersucht, basieren auf einer Solarzelle sowie eines thermischen Harvesters. Die Studien hierzu sind in Abbildung 96 dargestellt.

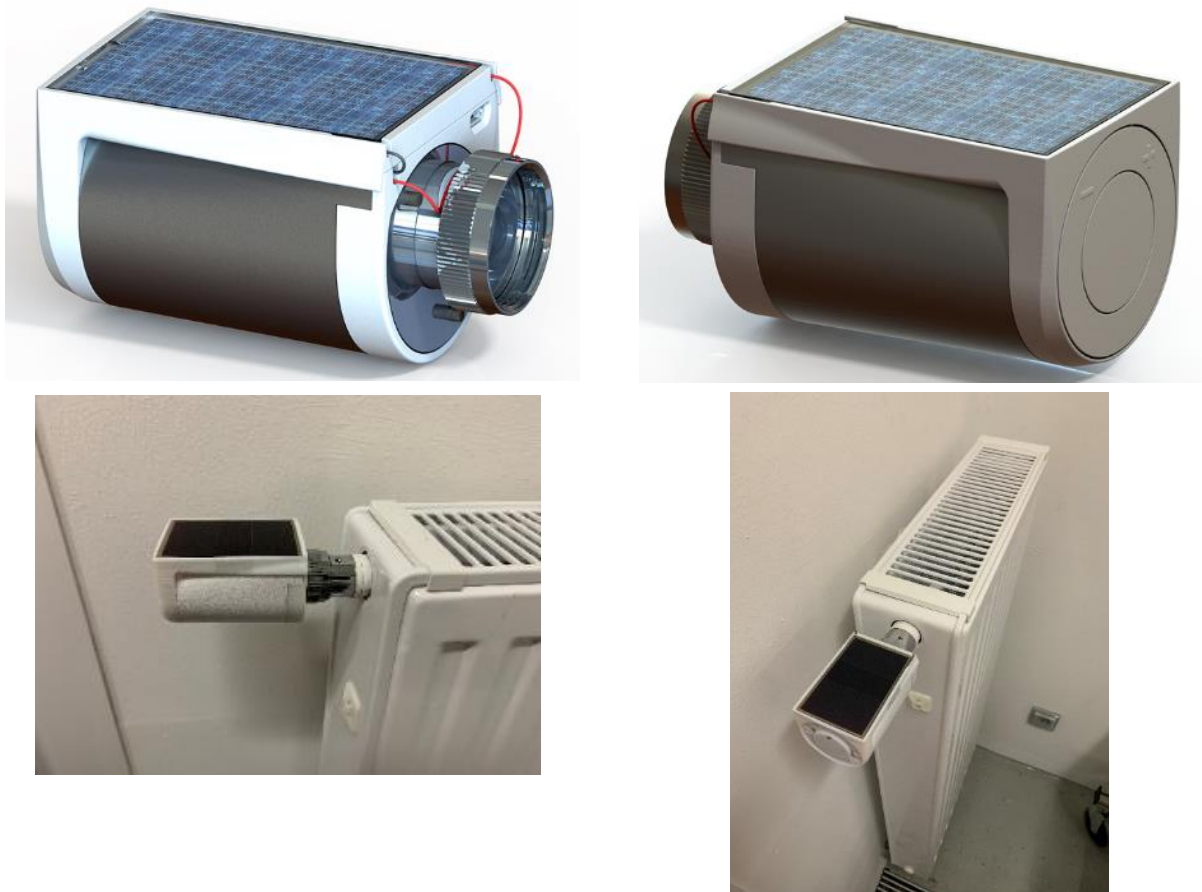


Abbildung 96: Multiharvester

*deister electronic:*

Demonstrator Beschlagsschloss: Das Funktionsmuster aus AP6 wurde weiter verfeinert und optimiert. Die Schaltung wurde in einem 3-D gedruckten Gehäuse als Demonstrator für ein Beschlagsschloss untergebracht. Die Abbildung 97 zeigt das fertige Demonstrator Aufbau



Abbildung 97: Beschlagsschloss Demonstrator mit gehäuseter Elektronik im Gehäuse. Erkennbar ist die Solarzelle auf der Frontseite unter dem Griffbolzen.

Der elektronische Aufbau entspricht im Wesentlichen dem Funktionsmuster. Im Gehäuse wurden der dynamische Harvester und Harvester für das Indoor-Licht zusammengeführt. Um die Energieeffizienz gegenüber dem Funktionsmuster weiter zu verbessern wurde ein Mikrocontroller STM32L431 [50] von STMicroelectronics eingesetzt.

Testergebnisse Beschlagsschlossdemonstrator: Gegenüber dem Funktionsmuster aus AP6 gab es keine wesentlichen Abweichungen in der Energiebilanz, da zunächst die Funktion des Gesamtsystems „Demonstrator“ im Vordergrund des Arbeitspaketes stand. Der Einsatz des neuen Prozessors ergab während der Ruhephasen einen geringfügig geringeren Energiebedarf. Weiteres Potential bietet der neue Prozessor durch eine optimierte Leseroutine bei der Auswertung der Karten (Identmedium). Hierdurch wird der Energiebedarf in der aktiven Phase minimiert. Durch die höhere Taktfrequenz des Prozessors in der aktiven Phase kann die Auswertung des Identmediums deutlich beschleunigt werden und damit die aktive Zeit in die Erzeugung des 13,56 MHz Feldes relativ viel Energie benötigt. Hier ist

besonders die schnellere Abarbeitung des Kryptoalgorithmus (AES) zur Authentifikation und Verschlüsselung der Daten zu nennen.

Der Demonstrator zeigt derzeit eine leicht erhöhte Anzahl an Öffnungen im Vergleich zum Funktionsmuster. Durch die oben genannte Optimierung der Software wären weitere Effizienzsteigerungen möglich. Zum Beispiel

- Szenario 1: (Energiequelle (Licht) 24 h verfügbar: 960  $\mu\text{Ah}$  geerntet) bis zu 80 Betätigungen pro Tag / 3 Betätigungen pro Stunde
- Szenario 2: (Energiequelle (Licht) 10 h verfügbar: 400  $\mu\text{Ah}$  geerntet) bis zu 20 Betätigungen pro Tag / ca. eine Betätigung pro Stunde

Setzt man die geerntete Energie in Bezug zum Energieverbrauch eines elektronischen Schlosses von deister electronic (verfügbares Produkt aus der doorloxx Serie), kommt man zu folgendem Ergebnis:

- Standby Strom des Schlosses: max. 10  $\mu\text{A}$  bei 3V -> 240  $\mu\text{Ah}$  pro Tag
- Leistungsbedarf pro Öffnungsvorgang: 10  $\mu\text{Ah}$  (-> 0,1 Ws bei 3 V)
- Geerntete Energie bei 300 Lux: 160  $\mu\text{W}$  bei 4V Ladespannung bzw. konstant 40  $\mu\text{A}$ .
- Szenario 1: Energiequelle (Licht) 24 h verfügbar: 960  $\mu\text{Ah}$  geerntet
  - 240  $\mu\text{A}$  für Standby
  - 720  $\mu\text{Ah}$  für Öffnungsvorgänge
  - übrig -> 72 Betätigungen pro Tag / 3 Betätigungen pro Stunde
- Szenario 2: Energiequelle (Licht) 10 h verfügbar: 400 $\mu\text{Ah}$  geerntet
  - 240  $\mu\text{A}$  für Standby
  - 160  $\mu\text{Ah}$  für Öffnungsvorgänge
  - übrig -> 16 Betätigungen pro Tag / ca. eine Betätigung pro Stunde
- Sowohl Szenario1 als auch Szenario2 zeigen, dass das System für gering frequentierte Türen (Bürotüren / Lager) gut geeignet ist und ohne dynamischen Harvester auskommt.

#### Fazit:

Durch den Aufbau des Demonstrators konnte gezeigt werden, dass ein elektronisch gekoppeltes Schloss allein aus geernteter Energie aus zwei Harvstingquellen (hier Licht und Bewegungsenergie) betrieben werden kann. Besonders bei Türen oder Schlössern, die nur mit einer geringen Nutzungsfrequenz, ist die Versorgung ausschließlich aus Solarenergie gut möglich. Der Aufwand und die Kosten hierfür sind überschaubar.

Der Speicher mit 1 F Kapazität ist bei selten benutzen Türen für das Öffnen ausreichend. Kritisch ist jedoch das Überbrücken der „lichtlosen“ Zeit. Bei einem Ruhestrom von 10  $\mu\text{A}$  und eine maximale Spannungsdifferenz  $\Delta U$  von 4,1 V - 3,6 V = 0,5 V ergeben sich Zeiten von maximal 14 Stunden. Das ist an vielen Montageorten zu kurz und in einem nächsten Schritt sollt der Speicher durch eine Lilo-Akku ersetzt werden.

Bei der Solarenergie ist der Montageort des Schlosses entscheidend. Auf vielen Fluren ist die durchschnittliche Lichtstärke 200 Lux. In einem Büro kann man von einer Lichtstärke von mindestens 500 Lux ausgehen, allerdings ist die Ausrichtung der Solarzelle zur Lichtquelle meist nicht optimal.

Möchte man häufig benutzte Türen ausschließlich aus geernteter Energie versorgen, dann ist das mit der kinetischen Energie plus Solarenergie ebenfalls lösbar. Der untersuchte 3-Phasen Generator mit Getriebe ist sehr gut geeignet.

Insgesamt ergeben sich noch eine Reihe von Optimierungsmöglichkeiten, um die Effizienz des Schlosses zu steigern und damit zu einem marktfähigen Produkt zu gelangen.

### **Zusammenfassung und Fazit der gemeinsamen erzielten Ergebnisse aus dem MEH Projekt:**

Es wurden zwei MultiEnergie Harvester als funktionsfähige Demonstratoren (eTRV und Beschlagsschloss) aufgebaut und ausgemessen. Der Demonstrator der Firma Möhlenhoff zeigt, dass ein energieautarkes Heizkörperventil möglich ist und damit komplett auf Batterien und Batteriewechsel verzichtet werden kann. Auch für das Beschlagsschloss kann ganz auf Batterien verzichtet werden, hier gilt allerdings die Einschränkung, dass die Türöffnungen limitiert sind, wenn nur die Solarzelle genutzt wird. Zusammen mit dem dynamischen Harvester ist auch der Einsatz für eine mittlere Öffnungsfrequenz (Bürotür) möglich. Insgesamt besteht damit das Potential für zwei nachhaltige Produkte für die Gebäudeautomation.

Im Projekt sind aber auch neben den Demonstratoren eine Vielzahl von Ansätzen für weitere Produkte und weitere Optimierung des Energiebedarfs entstanden. So zeigen die Messergebnisse am entwickelten „Zweikern“-Prozessor der LUH, dass der Ruhestrom bei entsprechender Auslegung des Prozessors deutlich gegenüber am Markt verfügbaren Prozessoren gesenkt werden kann. Warum ähnliche Ansätze nach vielen Ankündigungen aus der Industrie nicht kommerziell verfügbar sind, kann an dieser Stelle leider nicht beantwortet werden.

Mit der Entwicklung von Antenne und Gleichrichtern konnte auch das Ernten von Energie aus hochfrequenten Feldern deutlich optimiert werden. Allerdings hat sich gezeigt, dass der Einsatz für die Demonstratoren nicht zweckmäßig erscheint. Da im Projekt nur zwei Anwendungen aus der Gebäudeautomation durch die Demonstratoren adressiert wurden, besteht aber eine Reihe von Möglichkeiten für diese Harvesterquellen.

Vor und während der Projektlaufzeit waren auch keine Powermanagement ICs für mehrere (unterschiedliche) Energiequellen verfügbar, wie sie beispielsweise in den Demonstratoren umgesetzt wurden. Um diese Lücke zu schließen und damit die Geräte kosten- und energieeffizienter bauen zu können, wurde von der LUH ein Powermanagement IC realisiert. Hier sind noch weitere Optimierungsschritte nach dem Ende des Projektes notwendig, um die Funktionalität zu bewerten.

Insgesamt hat das MEH Projekt durch viele Synergien zwischen den Partnern eine Reihe von Innovationen ergeben, die sich nach Projektende kommerziell umsetzen lassen oder zu Ideen für weitere Entwicklung nachhaltiger Produkte geführt haben.

Die Projektpartner	Name	Ort/Datum/Unterschrift
Möhlenhoff GmbH Museumsstraße 54a 38229 Salzgitter	Marc Neujahr	Salzgitter, den
deister electronic GmbH Hermann-Bahlsens-Str. 11 30890 Barsinghausen	Dr. Stefan Möller	Barsinghausen, den
Leibniz Universität Hannover, Institut für Microelectronic (IMS) Appelstrasse 4 30167 Hannover	Prof. Dr. Ing. Holger Blume	Hannover, den
Hochschule Hannover, Abt. Hoch- und Mikrowellentechnik Ricklinger Stadtweg 120 30459 Hannover	Prof. Dr. Ing. Jens Passoke	Hannover, den

# Anhang

RMT	<a href="http://www.rmt.eu">http://www.rmt.eu</a>	ru	1MC04-126-08	12,6*12,6*1,9	46	13	1MC04-126-12	12,6*12,6*2,3	34(24)	13,57
TEC Microsystems	<a href="https://www.tec-microsystems.com">https://www.tec-microsystems.com</a>	de	1MC06-70-10	12*12*2,1	49	13,4	1MC06-070-15	12*12*2,6	33(24)	13,84
Crystal	<a href="http://www.crystaltherm.com/">http://www.crystaltherm.com/</a>	ru	S-071-06-11	13,2*13,2*2,5	44	15,3	S-071-07-20	15*15*3,4	25	14
Marlow	<a href="https://www.marlow.com/">https://www.marlow.com/</a>	de					S-007-20-15	15*15*4,8	26	12,5
P&N	<a href="https://www.pn-europe.com/">https://www.pn-europe.com/</a>	de	TES1-065020	12,1*13,2*2,2	46	13,7	TES1-065015	12,1*13,2*2,4	30	12,9
ferrotec	<a href="https://www.ferrotec.com/">https://www.ferrotec.com/</a>	de	3502065018 M	12,1*12,1*2,34	41	13,8	TES1-068015	12,1*13,2*2,4	31	12,3
custom thermoelectric	<a href="https://customthermoelectric.com/">https://customthermoelectric.com/</a>	usa	03111-5L31-04CF	15*15*3,6	22,2		9503030505M	6,1*12,2*1,64	31	13
everedtronic	<a href="https://customthermoelectric.com/">https://customthermoelectric.com/</a>	cn	TES1-03140	15*15*3,6	37	15	9502065012M	11,2*12,1*2,65	27	14,5
WATronix	<a href="https://www.watronics.com/">https://www.watronics.com/</a>	usa	inbM-128-1.3-1.1	13*13*2,4	41	14,4	007111-9P31-12CB	10*10*3,2	25	13,6
TE technology	<a href="https://tehtech.com/">https://tehtech.com/</a>	usa	inbC1-017_08	15*15*3,3	44	12,8	04801-3A30-16RB	10*10*1,6	26	13,8
kryohermetic	<a href="http://kryohermetic.com/">http://kryohermetic.com/</a>	ru	TE-31-1.0-1.3	14,8*14,8*3,6	35	14,5	TES1-03130	15*15*3,6	26	13,4
humaio	<a href="http://www.humaio.com/">http://www.humaio.com/</a>	cn	TEC1-023005T125	15*15*4,0	36	12,4	TEC1-01708	15*15*3,6	31	12,3
Thermonic Electronics	<a href="http://www.thermonic.com/">http://www.thermonic.com/</a>	cn	TES1-3104Q125	15*15*3,2	38	15	TES1-01706	15*15*3,6	31	12,3
Wellen Technology	<a href="http://www.wellentech.com/">http://www.wellentech.com/</a>	cn	TEFC1-06520	12*13*2,7	34	14,8	TES1-031030	15*15*3,6	23	13,4
Z-Max	<a href="https://www.z-max.io/">https://www.z-max.io/</a>	jp	TES1-03104	15*15*3,1	38	13,8	inbM-128-1.2-0.8	10,6*10,6*2,3	30	13,6
Laird	<a href="https://www.lairdthermal.com/">https://www.lairdthermal.com/</a>	usa	TES1-1702L	12,2*12,2*2,2	40	12,2	TE-45-0-6-1-2	13*13*2,95	29	12,3
CUI Inc	<a href="https://www.cuidevices.com/catalog/thermal-management/peltier-devices">https://www.cuidevices.com/catalog/thermal-management/peltier-devices</a>	usa	TEC1-1707	15*15*3,6			TE-7-2-0-1-5	14,8*14,8*3,8	29	12,6
Thermion Company	<a href="http://www.thermion-company.com/">http://www.thermion-company.com/</a>	ua	CP10-31-05-L1-W4.5	12,3*12,3*3,2	45	15	TEC1-01708T125	15*15*4	26	12,3
hicoolec	<a href="http://www.hicoolec.com/">http://www.hicoolec.com/</a>	cn	OT20-66-F0-1211-11-W2	12,19*11,18*2,18	42	13,2	TES1-01705	12,5*12,5*3,1	26	14
adv-engineering	<a href="http://www.adv-engineering.com/">http://www.adv-engineering.com/</a>	ru	CP40136	15*15*3,6			TES1-03103	15*15*3,5	29	13,6
Thermix	<a href="http://www.thermix.com.ua/index2.html">http://www.thermix.com.ua/index2.html</a>	ua	1TMC06-070-10	12*12*2,5	41	13,7	CP30138	15*15*3,8	37(29)	13
H-Z technology	<a href="https://h-z.com/">https://h-z.com/</a>	usa	1TMC06-058-0,8	10*12*1,35	42	13,3	1TMC04-060-05	3,6*9,6*1,65	29	13,5
Sheetak	<a href="https://www.sheetsak.com/">https://www.sheetsak.com/</a>	usa	TES1-031039	15*15*3,2	42	15	1TMC06-060-12	12*12*2,35	29	13
intherm	<a href="https://www.intherm.com/">https://www.intherm.com/</a>	ua					TES1-031030	15*15*3,5	29	13,6
Hangzhou Aurin Cooling Devices	<a href="http://www.alcooling.com/">http://www.alcooling.com/</a>	cn	TEC1-01707	15*15*3,7	38	13,4				
Guangdong Fuxin Technology	<a href="http://www.fuixin-cn.com">http://www.fuixin-cn.com</a>	cn	TES-065020	12,2*11,2*1,7	40	12				
KELK	<a href="https://www.kelk.co.jp/">https://www.kelk.co.jp/</a>	jp								
MERIT TECH GROUP	<a href="http://www.meritgroup.com/">http://www.meritgroup.com/</a>	cn	TEC1-01707	15*15*3,8	36	14,7				
			TES1-03104	15*15*3,1	38	13,8				
							TEC1-01705	15*15*4,2	35(26)	14
							TES1-01705	12,5*12,5*3,1	35(26)	14

Abbildung 98: Untersuchte TEGs

Bezeichnung Stack / Protokoll	ISO/OSI - Layer	Umsetzbarkeit mit aktueller Hardware (SZLP + STM32)	direkte Verbindung Batterie Geräte	Zentraler Knotenpunkt / Gateway	Cloud zwangsläufig notwendig	OTAU	Security	Verbreitung (Gerätevielfalt)	Optimiert für Harvesting	Kosten (Mitgliedsbeiträge, Zertifizierungskosten, HW-Kosten, Lizenzkosten)	Datenrate, Frequenz, Sendeleistung, Topologie	Device to Device [D2D] Device to Cloud [D2C] Device to Mobile [D2M]	Kurzbeschreibung
AZ	Vollumfänglich	nein	nein	nein (Bereitstellung der Daten erfolgt über die)	nein	nein	Funk: nein LAN: teilweise	-	evtl. möglich	keine	50 kbit/s 868,3 MHz 14 dbm	D2D	
BLE	Layer 1,2 = IEEE 802.15.4  vollumfänglich	nein	ja	ja	nein	ja	LE secure Pairing  Shorttime Key / Longtimekey  AES128  Smart Home z.B. RSL10 SIP + ZF-Switch	Hpts. MMedia  selten	ja	Für jede Chip- bzw. BT-Hardware Kombination muss eine Bluetooth-Lizenz erworben werden. Sie ist markengebunden. Die Kosten belaufen sich pro Lizenz auf ca. 8000 USD.  Weitere Kosten kommen durch die Qualifizierung hinzu.  <a href="#">Link</a>	2,4GHz  1,10,100m je nach Klasse  25, 50 MBIT/s Version 4.0 oder 5.0	D2D  D2M ??	
eSP-L	Vollumfänglich	ja	ja	nein Gateway notwendig bei cloud connection	nein	ja	AES128 CCM, OTA ohne Signatur	-	(ggf. RX after TX mode)	Lizenzkosten pro verkauften Gerät	50 kbit/s 868/869 MHz 14 dbm	D2D	proprietäres Protokoll ohne Standard
DALI Dash7 <a href="#">DECT ULE</a>	Vollumfänglich	Nein		Ja	nein	Ja	AES128 CCM  SUOTA	Für Smart Home Systeme wird DECT ULE HAN-FUN genutzt  Home Area Network Functional Protocol  AVM (Fritz) Telekom Panasonic Gigaset ...	Europaweit keine Lizenzkosten	Geschützte Frequenzbereiche:  Europa: 1880-1900MHz  China: 1900-1920MHz Japan: 1893-1906MHz Lateinamerika: 1910-1930MHz USA/Canada: 1920-1930 GFSK 32kbit/s Duplex TX Power: +25,5 dBm (20 dBm US FCC Limit) dynamic channel selection Star Topology, Base & Nodes	ULE Alliance's HAN-FUN common implementation auf GitHub: <a href="https://github.com/ULE-Alliance/hanfun">https://github.com/ULE-Alliance/hanfun</a>  ULE Alliance on GitHub: <a href="https://github.com/ULE-Alliance">https://github.com/ULE-Alliance</a>		
e-Net	Vollumfänglich	ja	ja für erweiterte Funktionalität	?	nein	?	AES128CCM	gering	nein	?	868,0..868,6MHz max. 20mW 16,384bit/s FSK Manchester		
EnOcean	Vollumfänglich	nein		nein	nein	nein	AES128 CMAC		ja	250ST - 19,686 TCM390 250ST - 21,706 STM390	868MHz  125 kbps / ASK	D2D EnOcean IP dann D2C	
IEEE (CoAP, UDP, DTLS, IPv6, RPL, 6LoWPAN, 802.15.4)	vollumfänglich	wahrscheinlich	theoretisch	nein	nein	selbst zu implementieren	nicht vorgegeben	<a href="#">Referenzen, Implementierungen, komplette Stacks, in Contiki-OS</a>	nein	nix	gemäß  IEEE 802.15.4  Europa: 868,3MHz 1 Kanal 20kbaud BPSK USA: 902-928MHz 10 Kanäle 40kbaud BPSK Welt: 2400-2483,5MHz 16 Kanäle 62,5kbaud Offset QPSK	D2D	
ioTivity-Lite	Application	nein											
KNX RF	Vollumfänglich	nein			nein			gering bis mittel, Produkte sehr hochpreisig	nein		868,3MHz/FSK/1068m		
Lemonbeat smart Device Language (LSDL) on LB Radio Software Stack	7 (Application) + 1...6	ja		nein	ja	ja	AES128-CCM, RSA key exchange		nein		868MHz  100kbaud	D2D & D2C	



LoRaWAN	OSI Layer 2 (MAC)	nein	nein, wenn GFSK verwendet wird ansonsten LoRa-Modul	Ja (Concentrator/Gateway) muss allerdings nicht das eigene sein	Ja	nein	AES128, jedoch nicht Bestandteil II der Layer	?	Zertifizierungskosten	Sub GHz	D2C			
										@GFSK, 50 kbps				
LumenRadio	MiraOS (vollumfänglich) über LoRaWAN	nein	Funkmodul von LumenRadio	Ja	nein	nein	Ja	AES128	Swegon	The current consumption for meshing nodes is now reduced to less than 16uA, which enables more than 35 years operation in routing mode from an AA-sized battery. And a leaf node on a coin cell battery can easily last for 30 years. This consumption is calculated when sending a 160B data packet.	Funkmodul	2,4 GHz	D2D	proprietäres Protokoll: MiraMesh for device connections  Bluetooth 5.0 to communicate with smartphone as well as such configuration/ commissioning
OpenThread	Layer 1,2 = IEEE 802.15.4 OpenThread implementiert Layer 3-4 (keine Vorgaben bezüglich eines Application Layer)	nein	Ja <a href="#">STM32WL</a> <a href="#">Bosch B21</a> <a href="#">Microchip Atmega</a>  dafür Funkchip einsparen  BSP: sogar externes Flash einsparen	nein	border router nötig bei cloud connection	nein	selbst zu implementieren	Ja, durch den Application Layer zu implementieren		868 MHz ??	D2C D2D	2,4 GHz	Umfänglicher Stack der sowohl OS als auch Protokolle/Layer implementiert.	
StigFox		Ja	nein	Ja	Ja	Ja	selbst zu implementieren	Ja, im core Stack WPA, WPA2, z.B. TLS auf IP-Ebene	?		D2C			
WLAN	Vollumfänglich	nein	nein	BSP. über	Ja	nein	selbst zu implementieren	Ja, im core Stack WPA, WPA2, z.B. TLS auf IP-Ebene	?	Lizenzfrei		2,4 GHz / 5 GHz auf mehrere Kanäle aufgeteilt		
Wi-Fi				Wi-Fi Direct  => Geräte müssen dafür zertifiziert werden  TI CC32xx (SOC)	Wireless Access Point  Wi-Fi Direct ohne Wireless Access Point							max. 250 Nodes Datenrate je nach IEEE Standard: 802.11n 802.11ac 802.11ax - 600-900Mbps/s		
WLAN	Vollumfänglich	nein	Newradio NR7202 (SOC) Palmis Cela SemDesign Pcs 802.11ah Halow Transceiver	Ja	Wireless Access Point	nein	selbst zu implementieren	(AES-CCMP)  Bering, Verbleiben der Verbreitung von Wi-Fi Halow	BSP. Listen-before-talk Access scheme	900MHz-Band lizenzfrei	D2C via Access Point/Wi-Fi-Router möglich	Europa: 863-868MHz  USA: 902-928MHz China: 725-787MHz Japan: 916,5-927,5MHz auch 2,4GHz möglich Kanalband breiten 1, 2, 4, 8 oder 16MHz =115kbit/s Star Topology Wireless Access Point # bis zu 8191 Nodes/Network Stations (STA)	IEEE 802.11ah	
WLAN	Vollumfänglich	nein	Z-Wave ZGM130s	Ja	nein	nein	selbst zu implementieren	AES128	hoch nach eigenen Angaben größte Verbreitung im Smart Home Segment	Full-Member: 850MHz Sub-1G: ca. 9000 zertifizierte ungeschützte Geräte	D2D	850MHz		
ZigBee 3.0 (ZigBee Pro/2.4 GHz)		nein	<a href="#">STM32WL</a> <a href="#">Bosch B21</a> <a href="#">Microchip Atmega</a>  dafür Funkchip einsparen  BSP: sogar externes Flash einsparen	nein	Devices mit router / Coordinator or Funktion	nein	Ja	PSK and device specific key AES128-CCM  OTA sign. mit Zert. nur für Metering	Phillips Hue  Xiaomi, Daram, IKEA, Viessmann (VICare Smart Climate), Schneider Electric,	Nein	Siehe: <a href="#">Kollatun</a>	2,4GHz	D2D	Umfänglicher Stack der mehrere Layer implementiert.
ZigBee 3.0 (ZigBee Pro/433 MHz)	Layer 1,2 = IEEE 802.15.4 Vollumfänglich (inkl. Application Layer)	Zu Prüfen !!	<a href="#">STM32WL</a> <a href="#">Bosch B21</a> <a href="#">Microchip Atmega</a>  dafür Funkchip einsparen  BSP: sogar externes Flash einsparen	nein	Devices mit router / Coordinator or Funktion	nein	Ja	PSK and device specific key AES128-CCM  OTA sign. mit Zert. nur für Metering	keine	Nein	Siehe: <a href="#">Kollatun</a>	868MHz	D2D	Umfänglicher Stack der mehrere Layer implementiert.
ZigBee Smart Energy	Layer 1,2 = IEEE 802.15.4 Vollumfänglich (inkl. Application Layer)	nein	<a href="#">STM32WL</a> <a href="#">Bosch B21</a> <a href="#">Microchip Atmega</a>  dafür Funkchip einsparen  BSP: sogar externes Flash einsparen	nein	Green Power Proxy + Server	nein	nein	PSK and device specific key AES128-CCM konfigurierbar	Ja	Siehe: <a href="#">Kollatun</a>	D2D	2,4GHz		
ZigBee Tuya	alle	nein	Funkmodul durch Tuya Modul ersetzen	nein	Ja, typischer Weise Tuya Gateway	Ja	Ja	AES-128-CCM	sehr weit verbreitet	nein	Siehe: <a href="#">Kollatun</a>	2,4GHz	D2D	

(Bsp. genauere Betrachtung von Einschränkungen erforderlich)

NRE je nach Aufwand an Tuya zu entrichten

**Klimadaten deutscher Stationen**  
Datenquelle: Klimadaten Deutscher Stationen, Deutscher Wetterdienst, Offenbach - www.dwd.de

**IWU**

Postleitzahl: 31226    Wetterstation: Hannover    Jahr: 2018    Start: Januar

ausgewählte Station: Hannover    Klimazone 2 nach DIN V 4108-6:2003

Innentemperatur: 20,0 °C    Ausgabegröße: Heizgradtage

Heizgrenztemperatur: 12    zur Berechnung der Heizgradtage nach VDI 3807

Monat	2018				langjähriges Mittel *			
	Heizgradtage G12 [Kd]	Heiztage [d]	Außen-temperatur [°C]	Außentemp. an Heiztagen [°C]	Heizgradtage G12 [Kd]	Heiztage [d]	Außen-temperatur [°C]	Außentemp. an Heiztagen [°C]
Januar 2018	239	31	4,3	4,3	324	31	1,5	1,5
Februar 2018	363	28	-1,0	-1,0	284	28	1,9	1,9
März 2018	284	30	2,8	2,5	222	30	4,9	4,7
April 2018	36	11	12,6	8,7	115	24	8,7	7,2
Mai 2018	8	6	16,9	10,7	30	12	13,3	9,5
Juni 2018	0	0	18,1		4	3	16,1	10,9
Juli 2018	0	0	20,7		0	0	18,1	11,5
August 2018	0	0	20,0		0	0	17,8	11,3
September 2018	16	7	15,6	9,8	12	7	14,1	10,4
Oktober 2018	62	18	11,5	8,5	86	21	9,8	8,0
November 2018	181	28	6,0	5,5	193	28	5,6	5,2
Dezember 2018	204	31	5,4	5,4	284	31	2,9	2,8
<b>Jahr</b>	<b>1394</b>	<b>190</b>	<b>11,1</b>	<b>4,7</b>	<b>1553</b>	<b>217</b>	<b>9,6</b>	<b>4,8</b>

\* 50 Jahre bis 2018 (evtl. mit Lücken)

Verhältnis der Heizgradtage G12 2018 zu langjährigem Mittel: 0,90

Verhältnis der Heiztage Ht12 2018 zu langjährigem Mittel: 0,88

Klimafaktor für Energieverbrauchskennwerte nach EnEV<sup>1</sup>: 1,16 (Potsdam (ab 2014))  
 1,23 (Würzburg (alt))

<sup>1</sup> nach der "Bekanntmachung der Regeln für Energieverbrauchskennwerte im Wohngebäudebestand" vom 26. Juli 2007 des BMVBS

Achtung! Alle Werte sind gerundet angegeben!    Institut Wohnen und Umwelt, Juni 2019

Abbildung 99: Ermittlung der Heiztage.

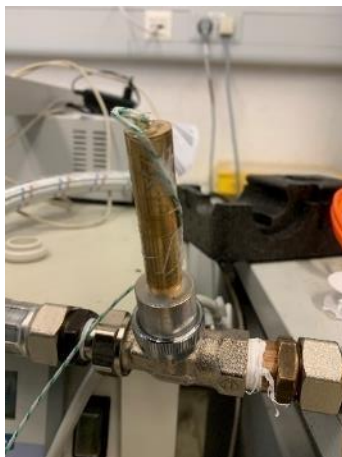


Abbildung 100: Messaufbau ohne...



Abbildung 101: ... und mit Isolierung

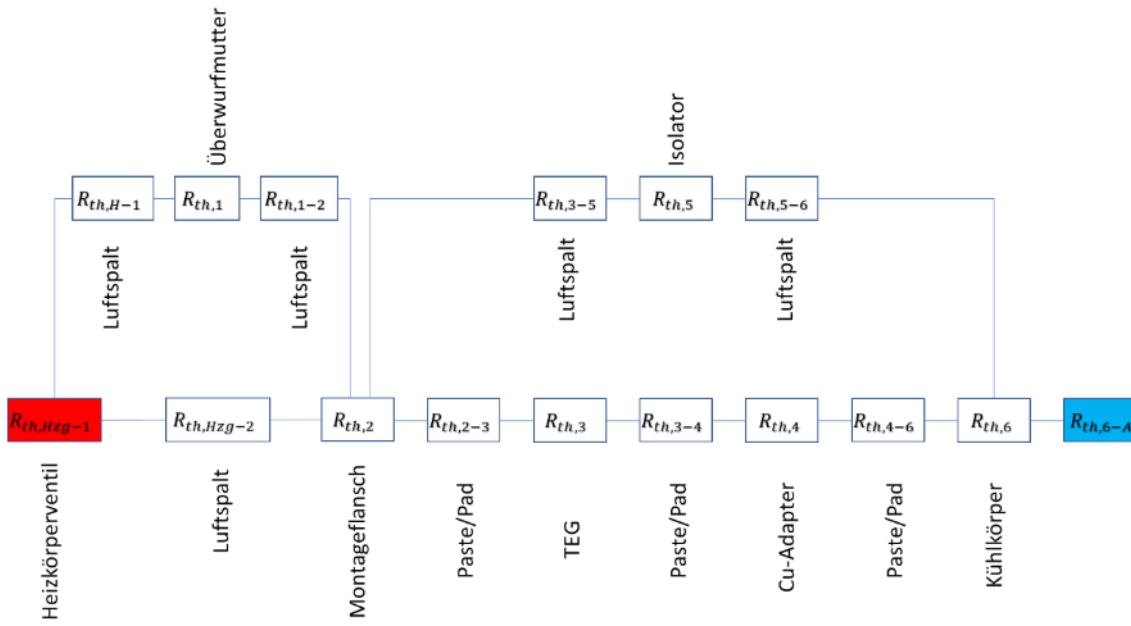
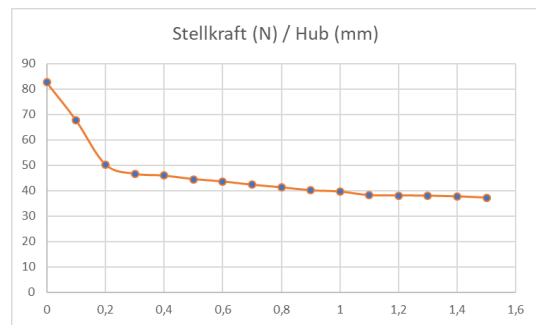
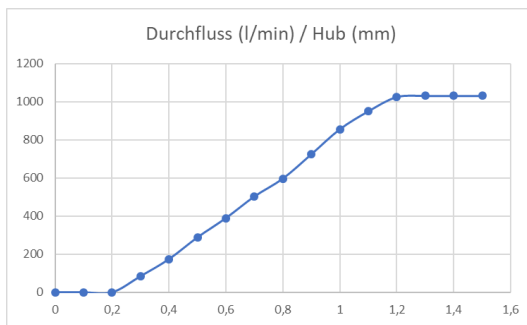


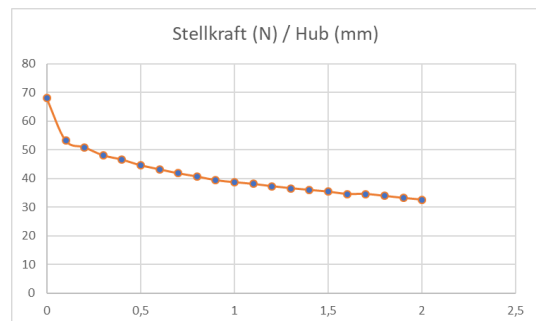
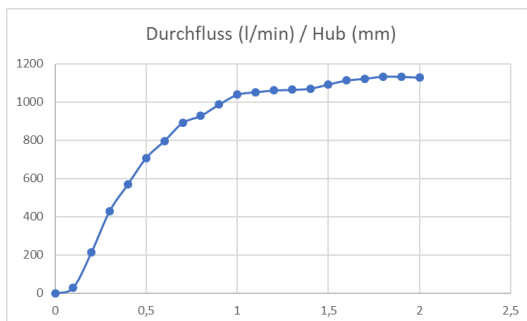
Abbildung 102: Die wichtigsten Wärmewiderstände und -übergänge zum obigen Konzept

Bemerkung:

Heimeier



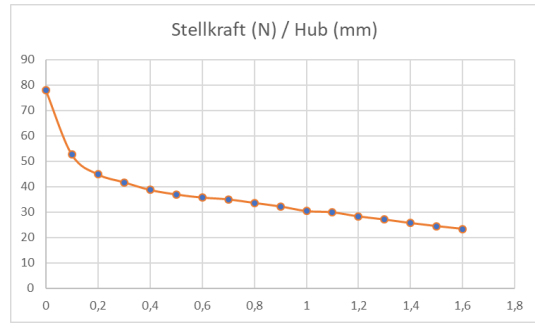
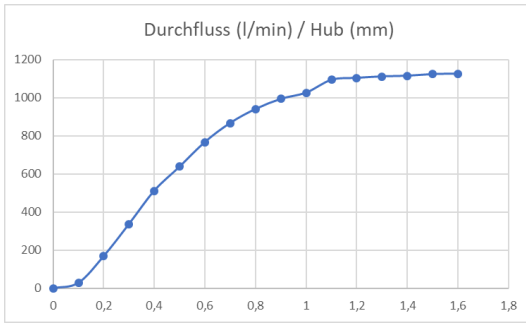
Honeywell



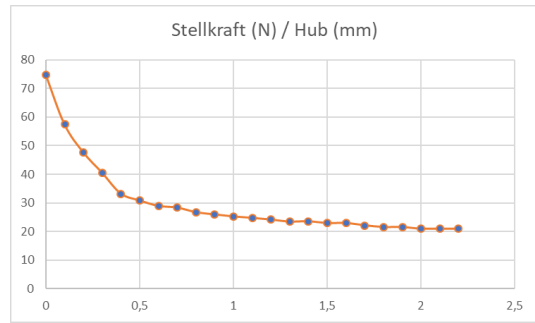
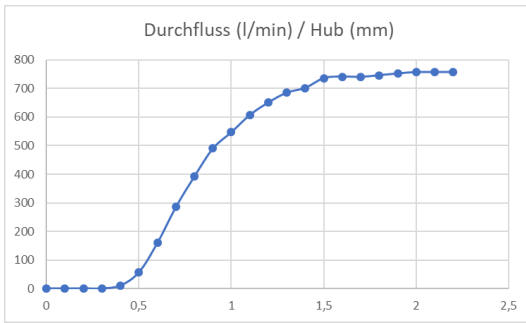
Bemerkung:

Bemerkung:

Watts

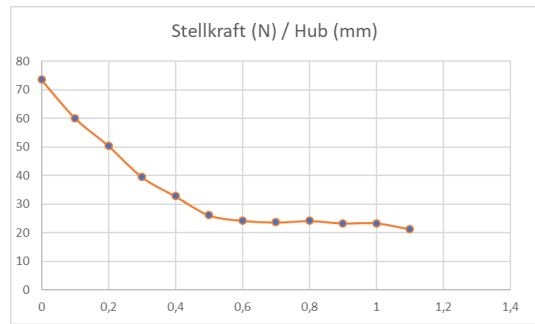
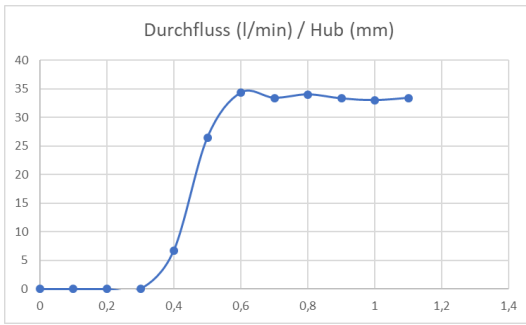


Danfoss



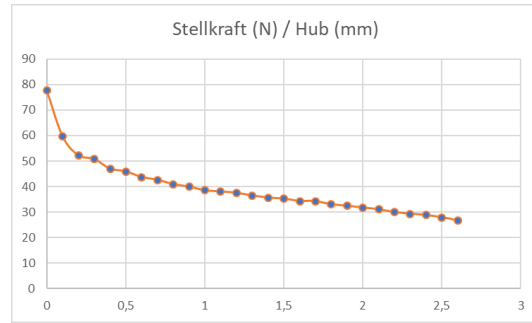
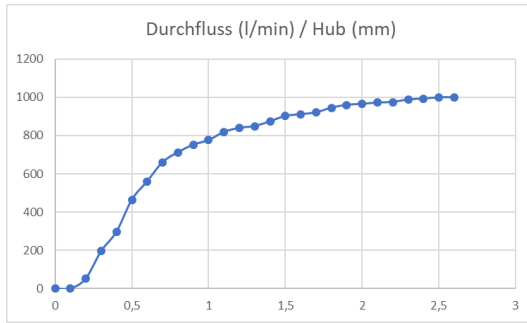
Bemerkung:  
Einstellung  
N

Danfoss



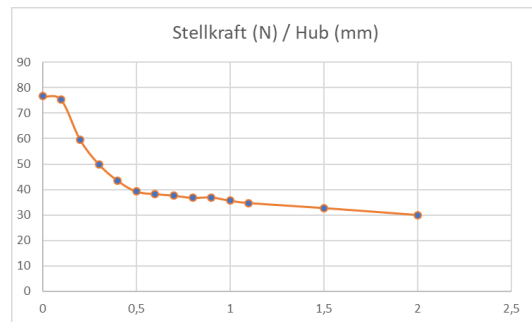
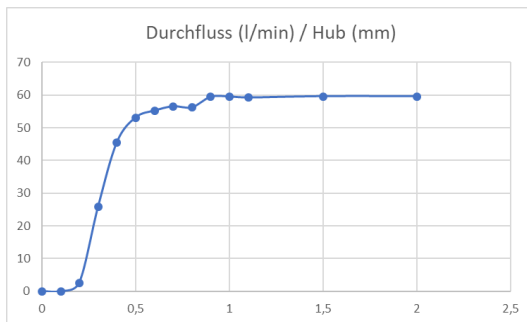
Bemerkung:  
Einstellung  
1

Oventrop



Bemerkung:  
Einstellung  
6

Oventrop



Bemerkung:  
Einstellung  
1

Abbildung 103: Messergebnisse Durchflussmenge gegenüber des Stellweges

Selektion	Bezeichnung 1	Flansch	% Anteil
VA 80	Ventiladapter VA 80,	M30 x 1.5	40
VA 10	Ventiladapter VA 10,	M30 x 1.5	17
VA 80-KT	Ventiladapter VA 80,	M30 x 1.5/weißgrau	7
VA 90	Ventiladapter VA 90,	M30 x 1.5	5
VA 02	Ventiladapter VA 02,	M30x1.5	5
VA 50	Ventiladapter VA 50,	M30 x 1.5	4
VA 10 W	Ventiladapter VA 10W,	M30 x 1.5	4
VA 26	Ventiladapter VA 26,	Giacomini	3
VA 16	Ventiladapter VA 16,	M28 x 1.5	3
VA 41	Ventiladapter VA 41,	M30 x 1.5	2
...	...	...	...

Tabelle 13: Auszug aus "ProAlpha" über %-Anteil verschiedener Ventiladapter der letzten 120 Tage (Stand 12/2019)

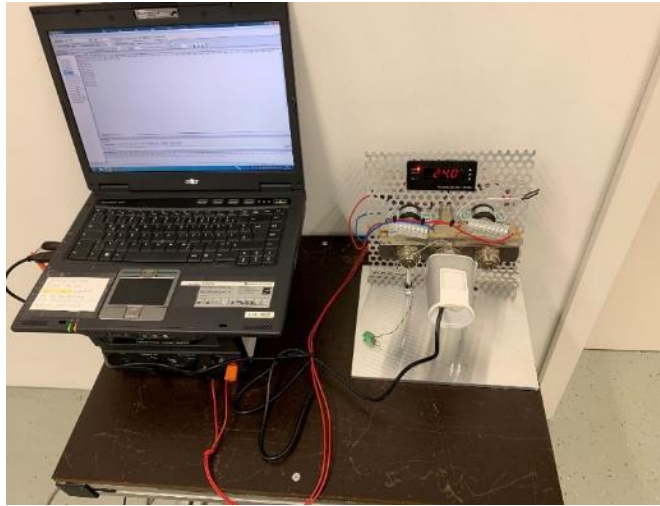


Abbildung 104: Messaufbau in Klimakammer 1 - Ermittlung des Einflusses von Vorlauftemperatur auf die Messabweichung



Abbildung 105: Versuchstand zur Untersuchung des Kräfteinflusses und der Leistung des TEG

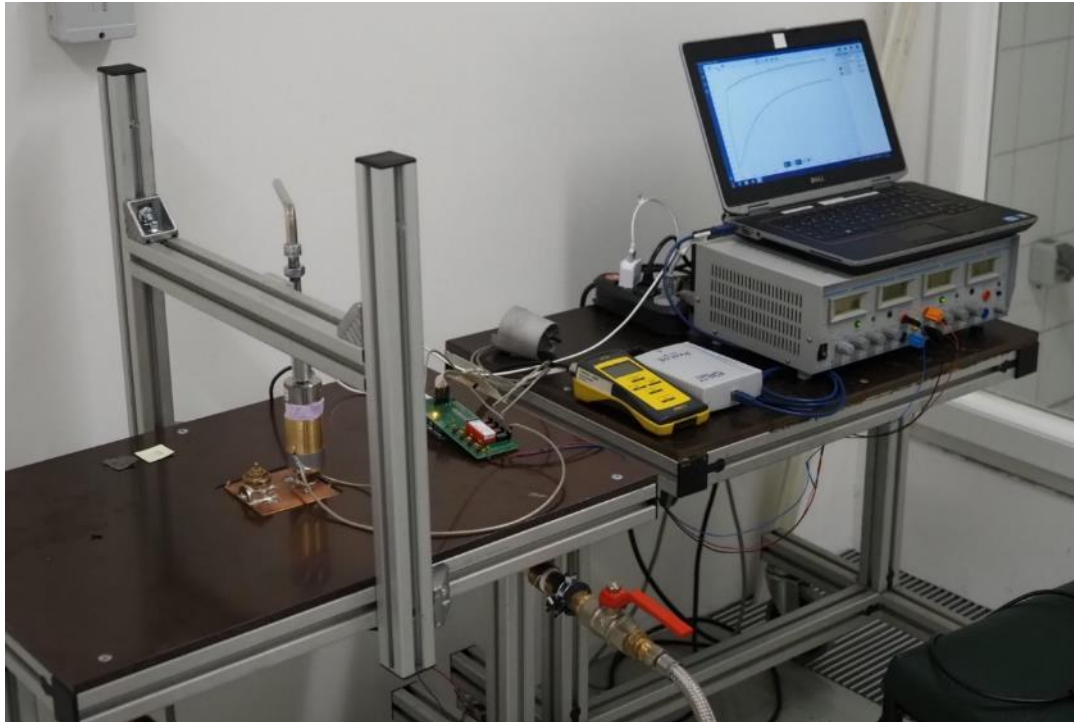


Abbildung 106: Wärmeflussprüfstand

## Literaturverzeichnis

- [1] „e-peas Energy Harvesting,“ e-peas Semiconductor, [Online]. Available: [www.e-peas.com](http://www.e-peas.com). [Zugriff am 01.11.2021].
- [2] A. Kyarad, „Thermoelektrische und photovoltaische Effekte in Metall-Halbleiter Multilagenstrukturen,“ Dissertation Universität Regensburg, Regensburg, 2007.
- [3] C. Matthieu, „Generic Energy Harvesting Adapter Module for TEG,“ Hg. v. TI Designs. Texas (TIDU808) <http://www.ti.com/lit/ug/tidu808/tidu808.pdf>, zuletzt geprüft am 06.12.2019, 2015.
- [4] J. S. Dugdale, "The electrical properties of metals and alloys" (The structures and properties of solids, 5), London: Arnold, 1977.
- [5] J. Jäckle und K. Froböse, „Über die Ursache der Thermospannung,“ Universität Konstanz, Fakultät für Physik, Konstanz, 1998.
- [6] K. Rinorter, H. Friedrich, P. Treffinger und E. Müller, „Verlustwärmeströme in Energie umwandeln. Thermoelektrischer Generator im Fahrzeug,“ *Ikz-Praxis für die Gebäude- und Energietechnik Online verfügbar unter <https://www.elektronikpraxis.vogel.de/verlustwaermestroeme-in-energie-umwandlern-a-243907/>*, 2009.

- [7] P. M. G. Tipler, Physik für Wissenschaftler und Ingenieure, 6. Auflage, Springer Spektrum, 2009.
- [8] „Thermostatventile 2001,“ *Ikz-Praxis für die Gebäude- und Energietechnik*, Nr. Online verfügbar unter <https://www.ikz.de/ikz-praxis-archiv/p0112/011212.php>, p. 12 ff, 2001.
- [9] „Lightricity Technology Vergleich,“ Lightricity, [Online]. Available: <https://lightricity.co.uk/technology>. [Zugriff am 04 08 2021].
- [10] „Powercast wireless power,“ Powercast, [Online]. Available: [www.powercastco.com](http://www.powercastco.com). [Zugriff am 21 08 2021].
- [11] „Enocean Self-powered IoT,“ Enocean, [Online]. Available: [www.enocean.com/de/technology/energy-harvesting](http://www.enocean.com/de/technology/energy-harvesting). [Zugriff am 2021 03 21].
- [12] „GCell Indoor Solar Cells,“ GCell by G24 Power, [Online]. Available: <https://gcell.com/gcell-products/indoor-solar-cells>. [Zugriff am 2021 9 24].
- [13] „3GSolar,“ 3GSolar Energy for wireless, [Online]. Available: <https://www.3gsolar.com/products>. [Zugriff am 2020 02 18].
- [14] „epishine indoor light energy harvesting,“ epishine Schweden, [Online]. Available: <https://www.epishine.com/product>. [Zugriff am 2021 09 03].
- [15] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3. Aufl., Wiley-Interscience, 2005.
- [16] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, 5. Aufl., McGraw-Hill Education, 2019.
- [17] H. S. A. Fares und F. Adachi, *Mobile and Wireless Communications: Network Layer and Circuit Level Design.*, IntechOpen, 2010.
- [18] D. M. u. A. C. M. Fantuzzi, „A Novel Integrated UWB-UHF One-Port Antenna for Localization and Energy Harvesting,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 63, Nr. 9, pp. 3839 - 3848, September 2015.
- [19] P. P. M. Sally Safwat Amin, „MISIMO: A Multi-Input Single-Inductor Multi-Output Energy Harvesting Platform in 28-nm FDSOI for Powering Net-Zero-Energy Systems,“ *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, VOL. 53,, pp. 3407-3419, December 2018.
- [20] „Deutscher Wetterdienst (Hg.): Aktuelle monatliche Gradtage nach VDI 3807 für Deutschland, Qualitätskontrolle noch nicht vollständig durchlaufen.,“ 2019. [Online]. Available: [https://opendata.dwd.de/climate\\_environment/CDC/derived\\_germany/techn/monthly/heating\\_degreedays/hdd\\_3807/recent/](https://opendata.dwd.de/climate_environment/CDC/derived_germany/techn/monthly/heating_degreedays/hdd_3807/recent/). [Zugriff am 06 12 2019].
- [21] „Institut Wohnen und Umwelt GmbH: Gradtagzahlen für Deutschland aktualisiert. Darmstadt.,“ 2011. [Online]. Available: [https://www.iwu.de/nachricht/?tx\\_ttnews%5Btt\\_news%5D=82&cHash=f7d5a2e5075cf9e3bcfa340352e950a8](https://www.iwu.de/nachricht/?tx_ttnews%5Btt_news%5D=82&cHash=f7d5a2e5075cf9e3bcfa340352e950a8). [Zugriff am 06 12 2019].
- [22] F. Michel, „Auswahl von Energiespeichern für eine Energy-Harvesting Plattform, Bachelorarbeit,“ Hochschule Hannover, Hannover, 2020.
- [23] „Smart Production: Schritt-versus-Servomotoren-2016822/np/2/,“ 2016. [Online]. Available: <https://www.smart-production.de/etz/news-detailansicht/nsctrl/detail/News/schritt-versus-servomotoren-2016822/np/2/>. [Zugriff am 07 04 2019].



- [24] „PLS10 Sub-threshold Microcontroller,“ PLSense Israel, [Online]. Available: <https://www.plsense.com/pls10>. [Zugriff am 23 10 2021].
- [25] „Atmosic ATM32xx Product Brief,“ Atmosic, [Online]. Available: <https://atmosic.com/products/>. [Zugriff am 2021 10 22].
- [26] „Renesas Ultra-Low Power Embedded Controller Family,“ Renesas, 2020. [Online]. Available: <https://www.renesas.com/us/en/about/press-room/renesas-adds-leading-power-efficiency-ultra-low-power-embedded-controller-re-family>. [Zugriff am 06 10 2021].
- [27] „em microelectronic em8500 PMU & DC Harvesting Controller,“ em microelectronic, [Online]. Available: <https://www.emmicroelectronic.com/product/pmu-dc-energy-harvesting-controller/em8500>. [Zugriff am 08 04 2021].
- [28] K. Dembowski, Energy Harvesting für der Mikroelektronik: Energieeffiziente und -autarke Lösungen für drahtlose Sensorsysteme, Berlin: VDE Verlag, 2011.
- [29] „EM8900 PMU & DC Energy Harvesting Controller,“ em microelectronic, [Online]. Available: <https://www.emmicroelectronic.com/product/pmu-dc-energy-harvesting-controller/em8900>. [Zugriff am 04 11 2021].
- [30] „Texas Instruments BQ25570 Ultra Low Power Harvester Power Management IC with boost charger and Nanopower Buck Converter,“ [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/BQ25570>. [Zugriff am 05 11 2021].
- [31] „Datenblatt Thermoelectric Cooler Performance Specification,“ P&N Technology (Xlamen) Co. Ltd., [Online]. Available: <http://www.pengnantech.com/peltier-element.datasheet/TES1-031030.pdf>. [Zugriff am 11 11 2021].
- [32] J. Passoke, „ZIM-Projekt Hochschule Hannover und Möhlenhoff GmbH, „RF Energy Harvesting Abschlussbericht zum ZIM-KOOP-Projekt KF2421104DF1/KF2950101DF1“,“ Hannover, 2014.
- [33] C. Valenta und G. Durgin, „Harvesting Wireless Power,“ *IEEE Microwave Magazine*, pp. 108-120, June 2014.
- [34] U. Olgun und e. al, „Investigation of Rectenna Array Configurations Enhanced RF Power Harvesting,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters Vol. 10*, p. 262 ff, 2011.
- [35] Mutee-Ur-Rehman und e. al, „A Highly Efficient Tri Band (GSM1800, WiFi2400 and WiFi5000) Rectifier for Various Radio Frequency Harvesting Applications,“ in *Progress in Electromagnetics Research Symposium*, Singapore, 2017.
- [36] M.-U.-R. e. al., „Highly Efficient Dual Band 2.45/5.85 GHz Rectifier for RF Energy Harvesting Applications in ISM Band,“ *IEEE Proceedings of 2017 Asia Pacific Microwave Conference*, p. 150 ff, 2017.
- [37] J. Passoke, „JBericht zum Forschungssemester im Rahmen des Projekts „MEH“,“ Hochschule Hannover, Hannover, 2020.
- [38] A. Z. C. Zумы, „Design of Broadband Complex Impedance-Matching Networks and their Application for Broadband Microwave Amplifiers,“ *IEEE 18-th International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications*, June 2010.
- [39] R.M. Fano, „Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances,“ *Technical Report No. 41 Massachusetts Institute of Technology, Research Laboratory of Electronics*, p. 57 ff, November 1947.

- [40] Z. A. M.A. Nikravan, „T-section dual-band impedance transformer for frequency-dependent complex loads,“ *Electronic Letters, Volume 47, Issue 9*, pp. 551-553, April 2011.
- [41] Z. Liou und e. al, „Multi-Frequency Impedance Transformers for Frequency-Dependent Complex Loads,“ *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, No.9*, p. 3225 ff, September 2013.
- [42] Z. Liou und e. al, „High Efficiency Triple-band Ambient RF Energy Harvesting for Wireless Body Sensor Network,“ *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio2014)*, 2014.
- [43] M. M. G. Carrillo, „CAE Design eines Multiband RF Energy Harvesters, Bachelorarbeit,“ Hochschule Hannover, Hannover, 2021.
- [44] F. Tautz, „CAE Design eines Multiband RF Energy Harvesters, Bachelorarbeit,“ Hochschule Hannover, Hannover, 2021.
- [45] „. Elyes Chaouch, „CAE Design eines Multiband RF Energy Harvesters, Bachelorarbeit,“ Hochschule Hannover, Hannover, 2021.
- [46] M. A. Khelil, „CAE Design eines Multiband RF Energy Harvesters, Bachelorarbeit,“ Hochschule Hannover, Hannover, 2021.
- [47] P. S. Justus Sassen, „RF Energy Harvesting, Projektarbeit,“ Hochschule Hannover, Hannover, 2021.
- [48] „Datenblatt des Mikrocontrollers STM32L4,“ ST, [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32l4s5vi.pdf>. [Zugriff am 07 11 2021].
- [49] A. Behne, „Aufbau eines Demonstrators für Multi-Energie-Ernte, Bachelorarbeit,“ Hochschule Hannover, Hannover, 2020.
- [50] „STM32L4 series of ultra-low-power and performance MCUs,“ STMicroelectronics, [Online]. Available: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32l4x1.html>. [Zugriff am 11 11 2021].
- [51] „Datenblatt Indoor Energy Solution Product Data Sheet,“ 3GSolar Israel, [Online]. Available: <https://www.3gsolar.com/products>. [Zugriff am 12 11 2018].
- [52] „Taiyo Yuden Superkondensator LIC1235RS3R8406,“ Taiyo Yuden, [Online]. Available: <https://www.mouser.de/ProductDetail/Taiyo-Yuden/LIC1235R3R8406?qs=PzICbMaShUe0%2Ft0qkFAGlw%3D%3D>. [Zugriff am 04 08 2021].
- [53] P. Harrop, „Thermoelectric Energy Harvesting: New Research Directions, New Materials and New Applications. Some research from the new IDTechEx report, “Thermoelectric Energy Harvesting and Sensing 2020-2030”,“ IDTechEx Research. Online verfügbar unter <https://www.idtechex.com/usrs/action/dl.asp?documentid=22760>, zuletzt geprüft 09.12.2012, 2018.
- [54] B. Dunn, H. Kamath und J.-M. Tarascon, „Electrical energy storage for the grid: a battery of choices,“ *Science. 334 (6058)*, pp. 928-935, 2011.