



Bundesamt  
für Strahlenschutz

**Ressortforschungsberichte zum Strahlenschutz**

# Erprobung, Weiterentwicklung und Validierung von neuartiger Messtechnik für statische und niederfrequente elektrische und magnetische Felder

**Vorhaben 3619S92411**

Donau Universität Krems - Department für Integrierte  
Sensorsysteme

DI Dr. W. Hortschitz  
DI Dr. A. Kainz  
Prof. DI Dr. F. Keplinger  
DI H. Besic  
R. Hirtl MSc  
DI G. Schmid

Das Vorhaben wurde mit Mitteln des Bundesministeriums für Umwelt, Naturschutz,  
nukleare Sicherheit und Verbraucherschutz (BMUV) und im Auftrag des Bundesamtes  
für Strahlenschutz (BfS) durchgeführt.

Dieser Band enthält einen Ergebnisbericht eines vom Bundesamt für Strahlenschutz im Rahmen der Ressortforschung des BMUV (Ressortforschungsplan) in Auftrag gegebenen Untersuchungsvorhabens. Verantwortlich für den Inhalt sind allein die Autoren. Das BfS übernimmt keine Gewähr für die Richtigkeit, die Genauigkeit und Vollständigkeit der Angaben sowie die Beachtung privater Rechte Dritter. Der Auftraggeber behält sich alle Rechte vor. Insbesondere darf dieser Bericht nur mit seiner Zustimmung ganz oder teilweise vervielfältigt werden.

Der Bericht gibt die Auffassung und Meinung des Auftragnehmers wieder und muss nicht mit der des BfS übereinstimmen.

### **Impressum**

Bundesamt für Strahlenschutz  
Postfach 10 01 49  
38201 Salzgitter

Tel.: +49 30 18333-0

Fax: +49 30 18333-1885

E-Mail: [ePost@bfs.de](mailto:ePost@bfs.de)

De-Mail: [epost@bfs.de-mail.de](mailto:epost@bfs.de-mail.de)

[www.bfs.de](http://www.bfs.de)

BfS-RESFOR-217/23

Bitte beziehen Sie sich beim Zitieren dieses Dokumentes immer auf folgende URN:

urn:nbn:de:0221-2023091839246

Salzgitter, September 2023

# Endbericht

FKZ des zugehörigen Projektes: 3619S92411

Für das Bundesamt für Strahlenschutz und den Berichtszeitraum  
Q2-2020 – Q1-2023

Februar 2023

## Verfasser:

**DI Dr. Wilfried Hortschitz und DI Dr. Andreas Kainz**  
**Donau-Universität Krems (UWK)**

**Prof. DI Dr. Franz Keplinger und DI Hajrudin Besic**  
**Technische Universität Wien (TU Wien)**

**Rene Hirtl MSc und DI Gernot Schmid**  
**Seibersdorf Labor GmbH**

Der Bericht gibt die Auffassung und Meinung des Auftragnehmers wieder und muss nicht mit der Meinung der Auftraggeberin übereinstimmen.

# Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung.....	7
Summary.....	10
Einleitung.....	13
1. Teil: Stand der Technik und der Wissenschaft.....	16
1.1. Übersicht.....	17
1.1.1. E-Feldmessung basierend auf mechanischer Kraftwirkung.....	17
1.1.2. E-Feldmessung basierend auf Influenz.....	18
1.1.3. E-Feldmessung basierend auf elektrooptischen Effekten.....	18
1.2. Gegebenheiten unter Hochspannungsleitungen und Anforderungen für die Sensorik.....	20
1.2.1. Allgemeines.....	20
1.2.2. Daten.....	21
1.2.3. Ableitbare Anforderungen an den Sensor.....	24
1.3. Kraftbasierende Sensoren.....	37
1.3.1. Einleitung.....	37
1.3.2. Passive Kraftwirkung.....	37
1.3.3. Aktive Kraftwirkung.....	40
1.3.4. Übersicht der Kennzahlen.....	43
1.4. Influenzbasierte Sensoren.....	45
1.4.1. Einleitung.....	45
1.4.2. Makroskopische Feldmühlen.....	45
1.4.3. MEMS-Feldmühlen.....	61
1.4.4. Verschiebungsstromsensoren.....	70
1.4.5. Elektrometer.....	75
1.5. Elektrooptische Sensoren.....	76
1.5.1. Einleitung.....	76
1.5.2. Genutzte Prinzipien.....	76
1.5.3. Typische Materialien.....	79
1.5.4. Beispiele von Messsystemen.....	80
1.5.5. Stabilität der Messsysteme.....	81
1.5.6. DC-Messungen.....	81
1.5.7. Kommerzielle Produkte.....	84
2. Gewähltes Konzept.....	90
2.1. Einleitung.....	91

2.2.	Geeignete Wandlerprinzipien .....	93
2.3.	Funktionsweise des Wandlers .....	95
2.3.1.	Modulation und Rückgewinnung des E-Feldspektrums .....	96
2.4.	Optisches Ausleseverfahren .....	103
2.5.	Biasfeld .....	107
3.	Material und Methoden .....	109
3.1.	Benutzte Geräte .....	110
3.1.1.	Der Feldkondensator .....	110
3.1.2.	Ionenstrommessplatte (Wilson-Platte) .....	111
3.1.3.	Mikrosystem-Analysator .....	112
3.1.4.	Klimakammer .....	112
3.1.5.	Modell einer Hochspannungsleitung .....	112
3.2.	Komponenten des Messsystems .....	116
3.2.1.	Herstellung des MEMS .....	116
3.2.2.	Komponenten des optischen Systems .....	118
3.2.3.	Temperaturstabilisierung .....	119
3.2.4.	Microcontroller und Microcomputer .....	120
4.	MEMS Design .....	121
4.1.	Allgemeine Aspekte .....	122
4.2.	Aufbau und Varianten .....	124
4.2.1.	Mechanische Charakterisierung .....	126
4.2.2.	Elektrische Untersuchungen .....	128
4.3.	Endgültiger Wandler .....	133
4.3.1.	Mechanische Charakterisierung: .....	133
4.3.2.	Elektrische Charakterisierung: .....	135
5.	Gesamtsystem .....	137
5.1.	Hauptkomponenten des Messsystems .....	138
5.2.	Beschreibung des Aufbaus der Sonde .....	139
5.3.	Isolierte Betrachtung der Baugruppen .....	141
5.3.1.	Optisches Ausleseverfahren .....	141
5.3.2.	Elektronik .....	144
5.3.3.	Modulation und Rückgewinnung des E-Feld-Spektrums .....	146
5.3.4.	Erzeugung des Biasfeldes .....	147
5.3.5.	Roundtrip-Testmessungen .....	148
5.3.6.	MEMS-Abdeckung .....	149
5.4.	Kalibration .....	152

5.4.1.	Kalibration für DC-Felder .....	152
5.4.2.	Kalibration für 50Hz Wechselfelder .....	157
5.4.3.	Langzeitstabilität.....	162
5.4.4.	Kalibration durch Roundtrip-Messungen .....	163
5.5.	Querempfindlichkeiten .....	164
5.5.1.	Auswirkungen des TEC .....	164
5.5.2.	Untersuchungen in der Klimakammer .....	165
5.5.3.	Messungen mit konstanter Temperatur und konstanter Luftfeuchte ...	165
5.5.4.	Variation der Luftfeuchtigkeit .....	166
5.5.5.	Variation der Temperatur .....	171
5.5.6.	Bewertung der Messungen in der Klimakammer .....	175
5.5.7.	Vibrationsmessungen.....	175
5.5.8.	Auswirkungen von Ionen .....	180
5.5.9.	Untersuchungen hinsichtlich der Auswirkung von unterschiedlichem Potenzial am Messsystem .....	183
5.5.10.	Einfluss einer Feldinhomogenität .....	186
5.6.	Validierung.....	195
5.6.1.	Validierung bei DC-Feldern .....	195
5.6.2.	Langzeitmessung unter veränderlichen Umgebungsbedingungen bei konstantem, externem Feld .....	197
5.6.3.	Langzeitmessung unter relativ stabilen thermischen Bedingungen .....	199
5.6.4.	Validierung bei AC-Feldern .....	201
5.7.	Erprobung unter einem Modell einer Hochspannungsleitung.....	206
5.7.1.	Reine DC-Messungen.....	206
5.7.2.	Alternativer Betriebsmodus für DC-Messungen .....	212
5.7.3.	Reine AC-Messungen .....	213
5.7.4.	Hybride ACDC-Messungen .....	217
5.7.5.	Messungen mit floatendem System .....	220
5.7.6.	Veränderungen des Systems über die Messtage hinweg .....	222
5.7.7.	Messungen mit Störstellen.....	223
6.	Zusammenfassung und Diskussion .....	227
7.	Abkürzungsverzeichnis .....	234
8.	Literatur.....	236
	Danksagung .....	249





# Zusammenfassung

Freileitungen zur Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) und Hochspannungswechselstromübertragung (HWÜ) sind von elektrischen Feldern umgeben. Das Forschungsvorhaben verfolgte das Ziel, neuartige Messtechnik für die Erfassung von statischen und niederfrequenten elektrischen Feldern zu identifizieren und für Messungen im Einwirkungsbereich von HGÜ und HGÜ-HWÜ-Hybridleitungen anzupassen, zu erproben und zu validieren. Das Messverfahren sollte dabei feldverzerrungsfrei sowie ionenfluss- und potenzial-unabhängig sein und auf einem Mikrosystem basieren.

Aufbauend auf der Aufarbeitung des relevanten Stands der Technik und Wissenschaft wurde ein Konzept für ein neues Messsystem zur Messung von statischen und niederfrequenten elektrischen Feldern entworfen und detailliert. Das Messsystem basiert auf einem mikromechanischen System als Wandler, der die elektrische Feldstärke in eine mechanische Auslenkung eines mikromechanischen Balkens überführt. Eine elektrische Ladung wird periodisch auf diesen Balken gebracht, die im zu messenden elektrischen Feld eine Kraft erfährt und so zu einer periodischen Auslenkung des Balkens führt. Die Auslenkungen sind extrem klein, im Bereich von Pikometern, und werden optisch und somit rückwirkungsfrei ausgelesen.

Sehr vereinfacht beschrieben führt das periodische Aufbringen von Ladung zu einem „Hochmischen“ des zu messenden Gleichanteils und der niederfrequenten Frequenzanteile des elektrischen Feldes auf die Frequenz der Ladungsaufbringung. Mit dieser Methode wird aus einem Gleichsignal ein Wechselsignal, das deutlich leichter gemessen werden kann. Die im Rahmen des Projektes entwickelte und getestete Elektronik umfasst nicht nur die Auswertung der Auslenkungen, sondern auch die Ansteuerung des Mikrosystems und die Demodulation der Signale.

Die Hauptkomponenten der Optik umfassen neben einem Laser, optischen Fasern und einem Kollimator ein Common-Path-Interferometer, welches die Auslenkung des mikromechanischen Balkens mit nur einem Strahlengang misst. Die mechanische Anbindung zwischen Mikrosystem und Kollimator wurde möglichst robust ausgeführt, um Fehler aufgrund von Verformungen zu unterbinden. Zusätzlich wurde eine Temperaturregelung integriert, um die Temperatur im Bereich des Sensors konstant zu halten.

Zur Abwehr von Luftionen in der Umgebung des Mikrosystems wurde ein neuartiges Konzept erarbeitet und aufgebaut. Mit einem zusätzlichen elektrischen Feld, das rund um die Mikrostruktur wirkt, sollte das äußere elektrostatische Feld kompensiert und somit die Anlagerung von Luftionen unterbunden werden, die sich grundsätzlich entlang der Feldlinien bewegen. Damit sollte neben einer Anlagerung von Ionen auch die damit einhergehende Entstehung von statischer Elektrizität in Sensornähe verhindert werden.

Das Messsystem kann über eine externe Gleichspannungsquelle mit 12 VDC versorgt werden. Für den mobilen Einsatz kann es auch über einen im Gehäuse vorgesehenen Akku betrieben werden. Mit dem Akku-Betrieb werden auch Untersuchungen ohne Erdung bzw. unterschiedlichen Potenzialen am Messsystems möglich.

Es zeigte sich, dass die Kapselung des Sensorsystems eine der größten Herausforderungen ist. An bestimmten Stellen des Gehäuses werden Isolatoren benötigt, an denen sich Ionen ansammeln können. Schlussendlich wurde ein Aufbau mit einer Kapselung gewählt, der auf Kosten der Auflösungsgrenze eine Ableitung von anlagerten Ionen über dem Mikrosystem ermöglicht.

Für die Charakterisierung des Systems wurde der mikromechanische Wandler zuerst an der TU Wien mechanisch und elektrisch getestet und anschließend in Verbindung mit der entwickelten Elektronik charakterisiert. Das Gesamtsystem wurde in den Labors der UWK und im Hochspannungslabor der TU Graz erprobt und die Kalibration des Systems für Gleichfelder bis 40 kV/m und für 50 Hz Wechselfelder bis ca. 8 kVRMS/m durchgeführt. Dabei wurde auch die Nullpunktdrift untersucht und dokumentiert.

Das System wurde hinsichtlich verschiedener Störeinflüsse untersucht. Dazu zählen Vibrationen, akustische Störsignale, Luftfeuchtigkeit, Temperaturschwankungen, das Auftreten von Luftionen und Feldinhomogenitäten. Wie erwartet zeigte sich, dass akustische Signale und Vibrationen nahe der Resonanzfrequenz des mikromechanischen Wandlers zu falschen Signalamplituden führen können. Dafür ursprünglich angedachte Lösungsansätze stellten sich für den Rahmen dieses Projektes als zu komplex heraus.

Die Auflösungsgrenze des kompletten Messsystems in temperaturstabilisierter Umgebung kann für Gleichfelder und bei einer gleitenden Mittelung über eine Sekunde mit der dreifachen Standardabweichung von  $3\sigma = 570 \text{ V/m}$  angegeben werden. Diese Werte sind nur für eine Messdauer von ca. 100 s gültig und berücksichtigen keine Schwankungen, welche durch den Regelzyklus des Temperaturcontrollers und durch andere interne Temperaturänderungen verursacht werden. In nicht stabilisierten Umgebungen, d. h. bei Verwendung des verbauten Temperaturreglers mit den sich ergebenden Regelzyklen wird die Auflösungsgrenze deutlich schlechter. Schon sehr kleine Temperaturschwankungen an der Sonde von rund einem Zehntel Grad Celsius führen zu systematischen Fehlern in der Feldbestimmung von bis zu 11,6 kV/m (zum Vergleich: der gemäß der 26 BImSchV bei 50 Hz zulässige Höchstwert beträgt 5 kV/m).

Im Hochspannungslabor der TU Graz wurden Bedingungen, wie sie in der Umgebung von Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungsleitungen und Hochspannungs-Wechselstrom-Übertragungsleitungen bzw. Hybridleitungen auftreten können, nachgestellt und das Gesamtsystem erprobt. Es konnte dabei gezeigt werden, dass das Messsystem Gleich- und Wechselfelder simultan messen kann. Speziell die im Hochspannungslabor unter einem Leiterseilbündel erzeugten, hohen, ungestörten Gleich-

felder bis 50 kV/m konnten gemessen und mit herkömmlicher Messtechnik (Feldmühle) verglichen werden. Bei kleineren Feldstärken wurden auch hier die Auswirkungen des Temperaturcontrollers sichtbar.

Eine direkte Auswirkung der geringen Auflösung betrifft das Konzept der Ionenabwehr, das zur Regelung des Gleichfeldes rund um das Mikrosystem eine möglichst gute Auflösung benötigt. In den entsprechenden Tests konnten die Funktion der Ionenabwehr nicht gezeigt werden. Ionenströme führen im gegenwärtigen Aufbau zu einer Veränderung der Geräte Kennlinie, was zu starken Verfälschungen der gemessenen Feldstärken führt.

Neben der starken Temperaturabhängigkeit stellt die bestehende Beeinflussung durch Ionen damit das größte Hindernis für einen realen Einsatz des gegenwärtigen Messaufbaus unter Freileitungen dar.

# Summary

Overhead power lines for high-voltage direct current (HVDC) and high-voltage alternating current (HVAC) transmission are surrounded by electric fields. In this research project novel measurement technology for the detection of static and low-frequency electric fields should be identified and adapted, tested and validated for measurements in the vicinity of HVDC and HVDC-HVAC hybrid lines. The method should be based on a microsystem and free of field distortion as well as ion flux and potential independent.

Based on the review of the relevant state of the art and science, a concept for a new measurement system for the measurement of static and low frequency electric fields was designed and detailed. The measurement system is based on a micromechanical system as a transducer, which transforms the electric field strength into a mechanical deflection of a micromechanical beam. An electric charge is periodically applied to this beam, which experiences a force in the electric field to be measured, resulting in a periodic deflection of the beam. The deflections are extremely small, in the range of picometers, and are read out optically without feedback.

In very simplified terms, the periodic application of charge leads to an "upmixing" of the DC component and the low-frequency frequency components of the electric field to the frequency of the charge application. With this method, a DC signal becomes an AC signal, which can be measured much more easily. The electronics developed and tested in the project include not only the evaluation of the deflections, but also the control of the microsystem and the demodulation of the signals.

The main components of the optics include a laser, optical fibers and a collimator as well as a common-path interferometer, which measures the deflection of the micromechanical beam with only one beam path. The mechanical connection between the microsystem and the collimator was designed to be as robust as possible to prevent errors due to deformation. In addition, a temperature control was integrated to achieve a constant temperature in the area of the sensor.

A novel concept was developed to deflect air ions in the vicinity of the microsystem. It creates an additional electric field around the microstructure which compensates the external electrostatic field in order to prevent the accumulation of air ions, which basically move along the field lines. This should prevent not only the accumulation of ions but also the associated generation of static electricity near the sensor.

The measuring system can be supplied with 12 VDC via an external DC voltage source. For mobile use, it can also be operated via a rechargeable battery provided in the housing. With the battery operation, investigations without grounding or different potentials at the measuring system are also possible.

It turned out that the encapsulation of the sensor system is one of the biggest challenges. Insulators are needed at certain points of the housing where ions can accumulate. Ultimately, a design was chosen with encapsulation that allows for dissipation of accumulated ions above the microsystem at the expense of the resolution limit.

To characterize the system, the micromechanical transducer was first mechanically and electrically tested at the Vienna University of Technology and then characterized in conjunction with the developed electronics. The complete system was tested in the laboratories of the UWK and in the high voltage laboratory of the TU Graz and the calibration of the system was performed for DC fields up to 40 kV/m and for 50 Hz AC fields up to about 8 kVRMS/m. The zero drift was also investigated and documented.

The system was investigated with respect to various interference factors. These included vibration, acoustic noise, humidity, temperature fluctuations, the occurrence of air ions and field inhomogeneities. As expected, acoustic signals and vibrations close to the resonant frequency of the micromechanical transducer were found to lead to false signal amplitudes. Solutions originally considered for this turned out to be too complex for the scope of this project.

The DC field resolution limit of the complete measurement system in a temperature-stabilized environment was specified to be  $3\sigma = 570$  V/m. These values are valid only for 1s sliding averages over a measurement period of about 100 s and do not consider fluctuations caused by the control cycle of the temperature controller and by other internal temperature changes. In non-stabilized environments, i.e. when using the installed temperature controller with the resulting control cycles, the resolution limit becomes significantly worse. Even very small temperature variations at the probe of about one tenth of a degree Celsius lead to systematic errors in the field determination of up to 11.6 kV/m (for comparison: the maximum value permissible according to the 26th BImSchV at 50 Hz is 5 kV/m).

The overall system was tested in the high-voltage laboratory of TU Graz, where conditions that can occur in the vicinity of high-voltage direct-current transmission lines and high-voltage alternating-current transmission lines or hybrid lines were simulated. It could be shown that the measurement system can measure DC and AC fields simultaneously. In particular, high, undisturbed DC fields up to 50 kV/m generated in the high-voltage laboratory under a conductor cable bundle could be measured and compared with conventional measurement technology (field mill). At lower field strengths, the effects of the temperature controller again became visible.

A direct effect of the low resolution concerns the concept of ion deflection, which requires the best possible resolution to control the DC field around the microsystem. In the corresponding tests, the function of the ion deflection could not be shown. In the present setup, ion currents lead to a change of the device characteristic, which results in strong distortions of the measured field strengths.

Besides the strong temperature dependence, the existing influence by ions is thus the biggest obstacle for a real application of the present measurement setup under overhead lines.

# Einleitung

Das vorliegende Dokument ist der Abschlussbericht zum Projekt des BfS mit dem Kennzeichen 3619S92411.

Primärziel des Vorhabens ist die Identifikation von feldverzerrungsfreier, Ionenfluss- und potenzial-unabhängiger miniaturisierter Messmethoden auf MEMS-Basis für die Messung statischer und niederfrequenter elektrischer Felder in typischer Umgebung von HGÜ und HGÜ-HWÜ-Hybridleitungen, sowie die Erprobung, Anpassung und Validierung dieser Verfahren. Den Hintergrund für dieses Projekt bildet der in Deutschland geplante Bau von HGÜ-HWÜ-Hybridleitungen. Diese neuen Leitungen erzeugen neben den niederfrequenten Feldern der konventionellen Übertragungsleitungen auch statische Felder und emittieren gegebenenfalls auch Raumladungswolken, welche quasistatische elektrische Felder zur Folge haben können.

Für die Bestimmung der Exposition der Bevölkerung ist es unumgänglich, diese Immissionen zu vermessen. Dabei erweist sich speziell die Messung der ungestörten elektrischen Felder mit herkömmlichen, potenzialbezogenen Methoden als sehr herausfordernd, da die aktuelle Messtechnik das zu messende Feld verzerrt und so das Messergebnis verfälscht. In diesem Umfeld ist das gegenständliche Projekt angesiedelt, das in drei Arbeitspakete unterteilt ist. Im ersten Arbeitspaket wurde nach der Aufarbeitung des relevanten Standes der Wissenschaft und Technik, eine Detaillierung des Konzeptes für das gewählte Messsystem erarbeitet. Das zweite Arbeitspaket widmete sich dem Ziel, ein neuartiges Messsystem aufzubauen und zu charakterisieren, das sich zur Erfassung von statischen und niederfrequenten elektrischen Feldern im Einwirkungsbereich von HGÜ und HGÜ-Trassen eignet. Ziel des dritten Arbeitspaketes war es eine Validierung des Messsystems durchzuführen.

Der vorliegende Bericht ist in acht Kapitel unterteilt, die hier kurz beschrieben werden. In Kap. 1 findet sich die Aufarbeitung des für das Vorhaben relevanten Standes der Wissenschaft und Technik. Es werden die elektromagnetischen Rahmenbedingungen in der Umgebung von HGÜ und HGÜ-HWÜ-Hybridleitungen gelistet und diskutiert. Es werden die verschiedenen Prinzipien zur Messung elektrischer Felder behandelt. Eine grafische Einteilung der zur Messung von elektrischen Feldern infrage kommenden Prinzipien ist in Abb. 1 dargestellt. Dieser liegt bereits eine Vorauswahl zugrunde, da manche Prinzipien (etwa Stark-Effekt) nur für den Laborbetrieb geeignet sind. Alle infrage kommenden Messprinzipien wurden dabei in die Teile „Kraftbasierende Sensoren“, „Influenzbasierende Sensoren“ und „Elektrooptische Sensoren“ eingeteilt. Die referenzierte Literatur ist am Ende des Berichtes zu finden.

Die nach Ansicht der Autoren am besten geeigneten Messmethoden für niederfrequente und statische elektrische Felder werden in Kap. 2 beschrieben und das passende Konzept für ein Messsystem diskutiert. Damit verbunden ist die Beschreibung der Funktionsweise des Wandlers und des notwendigen optischen Ausleseverfahrens.



Kap. 3 des Berichts legt das verwendete Material und die verwendeten Methoden dar. Hier werden neben der verwendeten Messtechnik zur Charakterisierung der Einzelkomponenten auch die zugekauften Komponenten des Messsystems beschrieben.

Kap. 4 widmet sich der Entwicklung des mikromechanischen Wandlers, dem Herzstück des neuen Messsystems. Neben allgemeinen Aspekten werden die verschiedenen getesteten Varianten diskutiert. Am Ende dieses Kapitels werden die Ergebnisse der mechanischen und elektrischen Charakterisierung des ausgewählten Wandlers beschrieben.

Dem entwickelten Gesamtsystem ist Kap. 5 gewidmet, in dem auch die Ergebnisse der durchgeführten Kalibration diskutiert werden. Daran anschließend werden die Untersuchungsergebnisse zu Querempfindlichkeiten behandelt. Abschließend sind in Kap. 5 die Ergebnisse der Messungen zur Validierung des Messsystems in den Labors der UWK als auch die im Hochspannungslabor der TU Graz angeführt.

In Kap. 6 wird in einer Zusammenfassung eine Bewertung des Messsystems durchgeführt und offener Forschungsbedarf und das Optimierungspotenzial angeführt.

Kap. 7 beinhaltet eine Liste der Abkürzungen und Kap. 8 die Liste der zitierten Literatur.

# **1. Stand der Technik und der Wissenschaft**

## 1.1. Übersicht

Das Auftreten statischer und niederfrequenter ( $\leq 10$  kHz) elektrische Felder (E-Felder) kann verschiedene Ursachen haben. Natürliche elektrische Felder treten z. B. in der Atmosphäre auf, wo ein statischer Ladungsunterschied zwischen Ionosphäre und Erdboden besteht. Die statische Feldstärke bei schönem Wetter beträgt etwa  $100\text{V/m}$  und kann durch Gewitterwolken auf einige  $\text{kV/m}$  erhöht werden – noch bevor der erste Blitz entsteht. Daher spielt die zuverlässige Messung von statischen E-Feldern bei der Frühwarnung vor Gewittern eine wichtige Rolle.

Neben den natürlichen E-Feldern gibt es auch vom Menschen künstlich erzeugte E-Felder. Eine der wichtigsten Quellen ist das Stromnetz und hier insbesondere die AC-Hochspannungsleitungen. Die entsprechenden AC-Feldstärken bei  $50$  Hz können in Europa im Trassenbereich unter den Freileitungen bis zu  $9\text{ kV/m}$  betragen, in Umspannwerken sogar  $18\text{ kV/m}$  erreichen (Tab. 1). Die in Deutschland geplanten Freileitungen zur Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ) werden statische elektrische und magnetische Felder und gegebenenfalls Ionenströme emittieren, die ihrerseits statische bzw. langsam variierende (quasistatische) Felder zur Folge haben können. Bodennahe DC-Feldstärken könnten im Bereich der Trasse bis ca.  $50\text{ kV/m}$  und Ionenflussdichten bis ca.  $65\text{ nA/m}^2$  auftreten.

Im Zuge der Entwicklung von Smart Grids und autonomen Energiesystemen gibt es einige Bestrebungen, die Überwachung des  $50$  Hz-Stromnetzes durch kontaktlose Messtechnik zu verbessern [Ajeya2020]. Hierbei spielen Sensoren für niederfrequente E-Felder eine wesentliche Rolle, da man aus dem E-Feld auf die Spannung zurückschließen kann, wenn weitere Parameter der Leitung bekannt sind. Im Gegensatz zu magnetischen Feldern können solche E-Felder sehr leicht vollständig geschirmt oder verzerrt werden, was zu erheblichen Schwierigkeiten bei der Messung führt und oftmals eine quantitative Aussage über die Feldstärke verhindert. Daher sind die oben genannten Anwendungsbeispiele noch nur unbefriedigend oder teilweise gar nicht umgesetzt. Deswegen wurden über die letzten Jahrhunderte und insbesondere über die letzten Jahrzehnte einige Messmethoden zur Messung elektrischer Felder entwickelt. In Abb. 1 sind die wesentlichen Prinzipien aufgelistet und in grundlegende Kategorien eingeteilt.

### 1.1.1. E-Feldmessung basierend auf mechanischer Kraftwirkung

Bei dieser Art der Messung des elektrischen Feldes wird die Kraftwirkung des Feldes auf Ladungen ausgenutzt, welche sich auf mechanischen Strukturen befinden. Die Kraft verursacht eine Verformung der mechanischen Struktur welche anschließend durch einen geeigneten Wandler (z.B. optisch) ausgelesen wird. Je nach Art, wie die Ladungen auf der mechanischen Struktur erzeugt werden, lassen sich passive und aktive Prinzipien unterscheiden. Beim **passiven Prinzip** werden die Ladungen auf der mechanischen Struktur durch Influenz des zu messenden Systems erzeugt. Die La-

dungsmenge ist proportional der Feldstärke und damit ist die Kraftwirkung proportional dem Quadrat der Feldstärke. Dem Nachteil der Nichtlinearität steht der Vorteil gegenüber, dass keinerlei Spannungsquelle für den Feldwandler benötigt wird. Im Gegensatz dazu wird beim **aktiven Prinzip** die Ladung auf der mechanischen Struktur durch eine Spannungsquelle erzeugt. Wird hier eine AC-Spannungsquelle verwendet, so ist das Messsignal ein Wechselsignal bekannter Frequenz, das sich erheblich leichter und empfindlicher messen lässt.

Weitergehende Informationen sind in Kap. 1.3 zu finden.

### 1.1.2. E-Feldmessung basierend auf Influenz

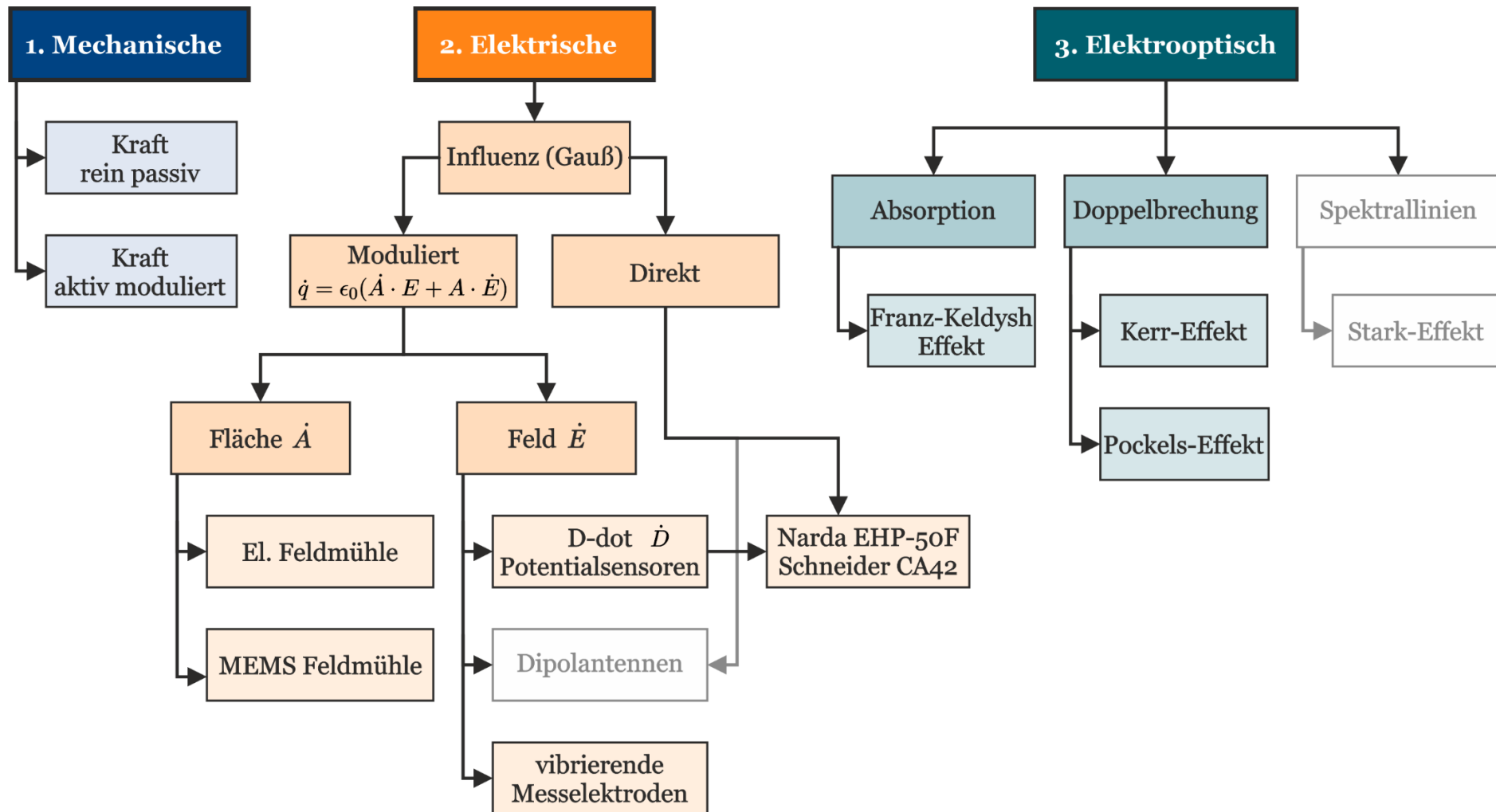
Diese Prinzipien messen den Strom, der durch die Influenz des elektrischen Feldes zu oder von einer Elektrode fließt. Dieser Strom ist

$$I = \frac{\partial Q}{\partial t} = \dot{Q} = \epsilon_0 (\dot{E} \cdot A + E \cdot \dot{A})$$

und kann durch die zeitlichen Änderungen des E-Feldes oder der Elektrodenfläche moduliert sein. Interessant ist die mechanische Modulation einerseits der Fläche und andererseits des Feldes, da damit aus einem statischen E-Feld ein Wechselstrom als Messsignal gewonnen werden kann (Details dazu finden sich in Kap. 1.4).

### 1.1.3. E-Feldmessung basierend auf elektrooptischen Effekten

Im Gegensatz zu den beiden vorangegangenen Kapiteln in denen Prinzipien beschrieben wurden, welche unabhängig von Materialeigenschaften sind, finden sich hier Prinzipien, die E-Feld-abhängige Materialeigenschaften ausnützen. Ändert sich ein Materialparameter mit dem E-Feld, so wird von einem elektrooptischen Effekt gesprochen. Dies ist beim Franz-Keldysh-Effekt die Absorption und beim Kerr-Effekt (quadratischer elektrooptischer Effekt) und beim Pockels-Effekt (linearer elektrooptischer Effekt) die Brechung. Daneben existieren noch weitere Effekte, wie die E-Feld-abhängige Beeinflussung von Spektrallinien (Stark-Effekte), die jedoch noch keine Bedeutung für die Sensorik erlangt haben.



**Abb. 1:** Übersichtsbild zu den Prinzipien zur Messung von statischen und niederfrequenten, elektrischen Feldern. Die detaillierte Beschreibung ist Kap. 1.1 zu entnehmen.

## 1.2. Gegebenheiten unter Hochspannungsleitungen und Anforderungen für die Sensorik

### 1.2.1. Allgemeines

Um die Anforderungen an den Sensor insbesondere im Hinblick auf den notwendigen Dynamikbereich und etwaige Störeinflüsse abschätzen zu können, wurde eine Literaturrecherche über Mess- und Berechnungs- bzw. Simulationsdaten zu elektrischer Feldstärke, magnetischer Flussdichte sowie den auftretenden Ionenströmen und Raumladungen im Bereich von Hochspannungsleitungen durchgeführt. Die gesammelten Daten umfassen dabei sowohl Wechselspannungsanlagen (50 Hz, AC) als auch Gleichspannungsanlagen (DC).

Die in der Literatur auffindbaren Daten für die elektrische Feldstärke bzw. magnetische Flussdichte in der Umgebung von Hochspannungsleitungstrassen repräsentieren typischerweise die Feldverhältnisse in Bereichen, die für die Allgemeinbevölkerung zugänglich sind. Für allgemein zugänglichen Bereiche legte die EU mit der Ratsempfehlung 1999/519/EC einen Referenzwert für die elektrische Feldstärke von 5 kV/m über den Frequenzbereich von 1 Hz bis 50 Hz fest [EU1999]. Im gleichen Frequenzbereich sind gemäß der EU-Richtlinie 2013/35/EU zum Schutz von ArbeitnehmerInnen von der Frequenz abhängige Auslöseschwellen (Anm.: kann als Synonym zu Referenzwert gesehen werden) im Bereich von 10 – 20 kV/m festgelegt [EU2013]. Die aus den Richtlinien 2013/35/EU abgeleiteten nationalen Regelungen in Österreich und Deutschland (VEMF bzw. EMFV [BMASK2016, BMAS2016]) sind für bestimmte Situationen, wie sie bei Arbeiten im Bereich von Hochspannungsanlagen auftreten, mitunter zeitlich begrenzte Erhöhung (bei 50 Hz bis zu 20 kV/m) der Auslöseschwellen vorgesehen.

Dies bedeutet jedoch nicht, dass im Bereich von Hochspannungsleitungen keine der oben genannten Referenzwerte bzw. Auslöseschwellen überschreitenden Feldstärkewerte auftreten können. Beispielsweise dürfen die Auslösewerte am Arbeitsplatz überschritten werden, solange der Nachweis zur Einhaltung der zugrunde liegenden Expositionsgrenzwerte in Form der im Körpergewebe induzierten elektrischen Feldstärke erbracht werden kann. Auch der in Deutschland gemäß 26. BImSchV in allgemein zugänglichen Bereichen geltende Grenzwert für die elektrische Feldstärke bei 50 Hz von 5 kV/m darf kleinräumig überschritten werden (auf bis zu 10 kV/m).

Gemein ist den genannten Dokumenten, dass hier keine Referenzwerte bzw. Auslöseschwellen für die elektrische Feldstärke bei einer Frequenz von 0 Hz festgelegt sind.

Neben der eigentlichen Messgröße, der elektrischen Feldstärke, sind als mögliche Störgrößen für den Sensor das Magnetfeld und die durch Koronaentladungen bedingten Ionenströme und Raumladungen im Bereich von Hochspannungsanlagen zu berücksichtigen, da eine Ladungsansammlung am E-Feldsensor potenziell zu Verfälschung des Messergebnisses führen kann. Koronaentladungen entstehen in unmittelbarer Nähe zur Oberfläche der Leiterseile, wenn die Feldstärke ausreichend hoch ist. Die

Folge ist ein Lawineneffekt, der zur Ausbildung von Raumladungen und in weiterer Folge zu den genannten Ionenströmen führt. Bei Gleichspannungsanlagen sind ausgeprägte Ionenströme im Raumbereich zwischen den Leiterseilen und in Richtung Boden zu erwarten, während bei Wechselspannungsanlagen die Ionenströme zeitlich begrenzt und nur im direkten Umfeld der spannungsführenden Bereiche auftreten. Hinzu kommt, dass die räumliche Ausdehnung der Ionenwolken (Raumladungswolken), sowie die Bewegungsrichtung der Ionen im Bereich von DC-Leitungen durch Windverfrachtung beeinflusst werden können.

## 1.2.2. Daten

### 1.2.2.1. Elektrische Feldstärken und Ionenströme

Für Wechselspannungsanlagen liefert der Bericht von Neitzke et al. aus 2010 [Neitzke2010] einen umfangreichen Datensatz von Messungen und Berechnungen unterschiedlicher Hochspannungsanlagen in Deutschland. Die untersuchten Anlagen umfassen dabei 110 kV, 220 kV und 380 kV Systeme in unterschiedlichen Ausführungen. Neben genau dokumentierten Messungen an diversen Abschnitten der einzelnen Anlagen, erfolgten außerdem Berechnungen, welche insbesondere auch worst-case Lastsituationen berücksichtigten.

Im jeweiligen Trassenbereich erreichen die Maximalwerte der elektrischen Feldstärke für 380 kV-, 220 kV- und 110 kV-Freileitungen etwa 8,8 kV/m, 3,7 kV/m und 2,2 kV/m. Relevante Oberwellen der elektrischen Feldstärke wurden im Frequenzbereich unterhalb von 2 kHz festgestellt.

Andere Quellen zeigen Daten, die mit den in Neitzke et al. erhobenen Messwerten für die elektrische Feldstärke und magnetische Flussdichte im Bereich von unterschiedlichen 50 Hz Hochspannungsleitungen gut übereinstimmen (siehe z.B. [Hamza2005]).

Im Zuge von Untersuchungen zur Exposition von ArbeitnehmerInnen an typischen Arbeitsplätzen im Bereich von 380 kV, 50 Hz Hochspannungsanlagen wurden maximale ungestörte elektrische Feldstärkewerte bis zu 5 kV/m im Trassenbereich ermittelt. In einem entsprechenden Umspannwerk erreichen die Werte 6,6 – 14,9 kV/m, und am Hochspannungsmast selbst (Eckstiehl bzw. Ausleger) betragen die maximalen elektrischen Feldstärkewerte 9,1 – 30,6 kV/m und können somit deutlich oberhalb der größten geltenden Referenzwerte von 20 kV/m bei 50 Hz liegen. Außerdem zeigten die Untersuchungen für ein 220 kV Umspannwerk elektrische Feldstärken bis zu 18,2 kV/m in typischen Aufenthaltsbereichen [Hirtl2018].

Obwohl Koronaentladungen und damit verbundene Verluste, Geräuschbildung, Funkstörungen, etc. auch bei AC-Leitungen vorkommen, treten bei AC-Leitungen relevante Ionenströme nur in der Umgebung der Leiterseile im Bereich zwischen den Leiterseilen auf und spielen daher im Hinblick auf die Messung der elektrischen Feldstärke in zugänglichen Bereichen keine relevante Rolle.

Für DC Übertragungssysteme erfolgten etwa ab den 1980er Jahren umfangreiche Messkampagnen an bereits in Betrieb befindlichen Anlagen und insbesondere auch an Testanlagen, um detaillierte Daten zur elektrischen Feldstärke, Korona-bedingten Ionenströmen und Raumladungen in Bodennähe zu erhalten. Untersucht wurden damals bipolare Anlagen mit Nennspannungen von etwa  $\pm 400$  kV bis  $\pm 600$  kV [Lignes1981, Johnson1983, Dallaire1987, Chartier1989, Dart2007]. Ziel dieser Langzeitmessungen waren insbesondere auch die Ermittlung des Einflusses von Wetter, da Temperatur, relative Luftfeuchtigkeit, Reifbildung, Wind u. Ä. direkten Einfluss auf die Entstehung der Koronaentladungen haben und die dabei entstehenden Ionenströme und Raumladungen wiederum das vorherrschende elektrische Feld beeinflussen. Zusätzlich liegen auch Daten von Raumladungs-Messungen an einer 500 kV monopolen Testleitung vor [Carter1988].

Ganz generell handelt es sich bei den Koronaentladungen um einen unerwünschten Effekt, der zu den folgenden (potenziell) störenden Auswirkungen führt:

- Verluste im Leistungssystem
- Kopplungen zwischen unterschiedlichen Leitern (z.B. zwischen DC- und AC-Leitern bei Hybrid-Leitungen)
- Hochfrequenz-Emissionen (Funkstörungen bis in den MHz-Bereich)
- Akustische Emissionen (Lärm)
- Ionenströme gegen Erde und Raumladungen, und damit verbundene Erhöhung der elektrischen Feldstärke in Bodennähe
- Erzeugung von reaktiven Sauerstoffspezies (z.B. Ozon) und Stickoxiden (NO<sub>x</sub>)

Die Stärke der unterschiedlichen Auswirkungen der Koronaentladung bzw. der durch sie verursachten Ionenströme und Raumladungen hängt dabei maßgeblich auch vom Wetter ab. Feuchtes bzw. regnerisches Wetter begünstigt die Ausbildung von Koronaentladungen und damit auch jene von Ionenströmen und Raumladungen. Konkret bei DC-Systemen können insbesondere auch Verunreinigungen der Leiterseile (Anlagerung von geladenen Teilchen und Insekten zufolge elektrostatischer Anziehungskräfte) zu einem Anstieg der Koronaentladungen führen.

Die im Zuge der Koronaentladungen entstehenden Ionen bilden unterhalb der Leitung eine Raumladungswolke, die zu einer Erhöhung der in Bodennähe messbaren elektrischen Feldstärke, gegenüber der rein von der Leiteranordnung verursachten elektrostatischen Feldstärke führt [Pfeiffer2017]. Diese Erhöhung kann gemäß [Fuchs2014] bis zu einem Faktor 2,5 betragen.

In jüngerer Vergangenheit wurden vermehrt auch numerische Berechnungen von elektrischen Feldstärken und Ionenströmen publiziert, wofür die Messdaten aus den früheren umfangreichen Messungen zur Validierung der numerischen Methoden dienten [Maruvada2012, Liu2009]. Mit Hilfe dieser numerischen Berechnungen konnten detaillierte Analysen diverser Einflüsse (z.B. Wind [Maruvada2014]) sowohl auf die elektrische Feldstärke als auch die Ionenströme ermittelt werden. Umfangreiche numerische



Berechnungsergebnisse für die unter HGÜ-Freileitungen auftretenden elektrischen Feldstärken und magnetischen Flussdichten wurden auch in Fuchs et al. publiziert [Fuchss2014].

Die umfangreichen Mess- und Simulationsdaten zeigen eine durchwegs breitgestreute Variation sowohl der elektrischen Feldstärke, als auch der Ionenströme im zugänglichen Bereich unterhalb der Trasse. Die angeführten Daten für die elektrische Feldstärke erreichen etwa bei  $\pm 450$  kV DC-Anlagen Werte von ca. 20 kV/m (Zeitmittelwert + 2 Standardabweichungen) und bei  $\pm 660$  kV DC-Anlagen bis zu etwa 50 kV/m [Maruvada2012, Liu2009]. Bei den Ionenströmen wurden für  $\pm 450$  kV Anlagen etwa bis zu 30 nA/m<sup>2</sup> ermittelt [Maruvada2012], bei Anlagen mit höheren Nennspannungen bis  $\pm 660$  kV zeigten die Daten für die Ionenströme auch Werte über 200 nA/m<sup>2</sup> [Liu2009], kurzzeitige Spitzenwerte unter Schlechtwetterbedingungen lagen sogar im Bereich oberhalb von 700 nA/m<sup>2</sup> [Dallaire1987]. Bei den angegebenen Werten für die Ionenstromdichten handelt es sich um „ungestörte“ Werte, d.h. ohne Anwesenheit von Fremdobjekten zwischen den Leiterseilen und den Messplatten (Ionenstromrichtung vertikal).

Messdaten zu Raumladungsdichten unterhalb einer bipolaren 450 kV und einer monopolaren 500 kV Leitung zeigen Wertebereiche von bis zu ca. 200 000 Ionen pro cm<sup>3</sup> [Dallaire1987, Carter1988], wobei sich bei Langzeitmessungen zeigte, dass dieser Wert wetterbedingt beachtlich variieren kann (Standardabweichung von ca. 50% des Mittelwertes) [Carter1988].

Tab. 1 zeigt die erhobenen Daten für die elektrische Feldstärke, Tab. 2 jene für die Ionenströme.

Da bei AC-Leitungen keine relevanten Ionenströme gegen Erde auftreten, ist im Fall von Hybrid-Leitungen im Hinblick auf die Ionenströme gegen Erde von ähnlichen Verhältnissen auszugehen, wie bei einer entsprechenden DC-Leitung.

Hinsichtlich der zu erwartenden Funkstörungen durch Koronaentladung ist von Störampplituden im Bereich zwischen ca. 30 – 70 dB $\mu$ V/m im Frequenzbereich 100 kHz – 10 MHz auszugehen (fallende Störampplituden mit steigender Frequenz) [Boyes2010].

#### 1.2.2.2. Magnetische Flussdichte

Die typischerweise in zugänglichen Bereichen von Hochspannungsleitungen unterhalb der Leiterseile auftretenden Maximalwerte der magnetischen Flussdichten liegen im Bereich von einigen bis einigen 10  $\mu$ T und können unter worst-case-Lastbedingungen Werte zwischen 50 und 100  $\mu$ T erreichen [Neitzke2010, Fuchss2014], wobei tendenziell bei DC-Leitungen vergleichsweise etwas höhere Werte zu erwarten sind. Relevante Oberwellen der magnetischen Flussdichte lagen im Frequenzbereich unterhalb von 3 kHz. Tab. 3 fasst die erhobenen Werte für die magnetischen Flussdichten zusammen.

### 1.2.3. Ableitbare Anforderungen an den Sensor

Die aus den erhobenen Daten ableitbaren Anforderungen an den Sensor bzgl. Empfindlichkeit und Messbereich für die elektrische Feldstärke, sowie bzgl. Störfestigkeit gegenüber Ionenströmen und magnetischer Feldstärken, werden nachfolgend kurz zusammengefasst.

Für die elektrische Feldstärke ist in jedem Fall mit Feldstärkewerten größer 30 kV/m zu rechnen, vereinzelte Ergebnisse zeigten auch 50 kV/m und mehr bei Anlagen mit  $\pm 660$  kV Nennspannung. Es erscheint deshalb auch im Hinblick auf Anlagen mit Nennspannungen von  $\pm 750$  kV sinnvoll, den nötigen Messbereich auf bis zu 100 kV/m festzulegen. Bei der Empfindlichkeit hingegen erscheint ein Wert  $< 50$  V/m, entsprechend 1% vom Grenzwert gemäß 26. BImSchV für Frequenzen  $\leq 50$  Hz als sinnvolle Zielgröße. Im Hinblick auf eine auf die frequenzabhängigen Grenz- bzw. Referenzwert bezogene konstante Empfindlichkeit zu erzielen, sollte die Messempfindlichkeit oberhalb von 50 Hz frequenzproportional steigen. Um auch alle relevanten Oberwellen zu erfassen, sollte die Messbandbreite (obere Grenzfrequenz) zumindest 2 kHz betragen. Bei der Frequenzauflösung wird 1 Hz als ausreichend angesehen. Noch langsamer veränderliche Vorgänge, z.B. durch Windverfrachtung der Ionenwolken, können aus dem Zeitverlauf aufeinanderfolgender DC-Mess-Samples erfasst werden.

Bei den Ionenströmen haben Berechnungen gezeigt, dass auch mit Zeitmittelwerten bis zu 220 nA/m<sup>2</sup> bei Anlagen mit  $\pm 660$  kV Nennspannung zu rechnen ist [Liu2009], kurzzeitige Spitzenwerte lagen bei über 700 nA/m<sup>2</sup>. Letztgenannter Wert sollte daher auf Basis des gegenwärtigen Kenntnisstandes in konservativer Sichtweise als Störgröße angenommen werden, gegenüber dem der Messaufnehmer robust sein sollte. Ebenso müssen unter ungünstigen Wetterbedingungen Robustheit gegenüber Raumladungsdichten von bis zu  $4 \cdot 10^5$  Ionen/cm<sup>3</sup> in Bodennähe unterhalb von Leitungen gefordert werden.

Die Richtung des Ionenflusses ist zwar primär entlang der Feldlinien, d.h. in Bodennähe vertikal zu erwarten, jedoch sind in der Praxis Einflüsse durch Windverfrachtung der Raumladungswolken nicht auszuschließen. Für etwaige konstruktive Maßnahmen im Sensor zur Verminderung des Störeinflusses der Ionenströme und der Raumladungen ist dies zu beachten.

Auch wenn auf den Sensor selbst kein direkter Einfluss durch die Koronaentladungen bedingten Hochfrequenz-Emissionen zu erwarten ist, sollte bei der Konzeption der Auswerteelektronik ein entsprechend gegen Funkstörungen mit Störfeldstärken von bis zu 70 dB $\mu$ V/m robustes Design gewählt werden.

Im Hinblick auf den Einsatz in der Praxis (im Freien) sind schließlich auch klimatische Anforderungen an den Mess-Sensor zu stellen, wobei hier die üblichen Anforderungen für Outdoor-Messgeräte angesetzt werden können, d.h. Einsatztemperatur  $-10$  °C bis  $+50$  °C, Robustheit gegenüber Spritzwasser, sowie keine besonderen Einschränkungen bezüglich Luftfeuchte.

Tab. 4 fasst die Anforderungen an Messsysteme zur Erfassung der elektrischen Feldstärke im Bereich von Hochspannungsleitungen aus der Sicht des Strahlenschutzes zusammen.

**Tab. 1:** Auflistung der Daten mit Werten für das elektrische Feld.

technische Daten zur Anlage	Position	El. Feldstärke [kV/m]	Anmerkungen	Datenquelle	Literatur
380kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	1,42 bis 8,81	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
380kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	0,40 bis 0,63	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
220kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	3,67	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
220kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	0,12	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
110kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	0,64 bis 2,19	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
110kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	0,02 bis 0,05	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
380kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	1,52 bis 5,92	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter tatsächlichen Lastbedingungen, 1 m über GOK	gemessen	[Neitzke2010]
220kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	0,14	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter tatsächlichen Lastbedingungen, 1 m über GOK	gemessen	[Neitzke2010]
110kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	0,56 bis 0,92	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter tatsächlichen Lastbedingungen, 1 m über GOK	gemessen	[Neitzke2010]
110kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	0,04 bis 0,05	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter tatsächlichen Lastbedingungen, 1 m über GOK	gemessen	[Neitzke2010]
±450kV DC	20,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-9,24±4,61	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]

<b>technische Daten zur Anlage</b>	<b>Position</b>	<b>El. Feldstärke [kV/m]</b>	<b>Anmerkungen</b>	<b>Datenquelle</b>	<b>Literatur</b>
±450kV DC	5,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-12,07±5,67	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	Trassenmitte	3,40±2,09	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	5,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	12,56±7,07	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	20,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	7,40±4,07	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	15,0 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-9,04±5,79	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	7,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-11,46±5,41	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	5,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-7,90±4,61	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	2,75 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-5,24±3,48	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	Trassenmitte	-1,82±4,18	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	2,75 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	4,23±3,71	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	5,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	5,79±4,48	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	7,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	7,17±4,65	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]

technische Daten zur Anlage	Position	El. Feldstärke [kV/m]	Anmerkungen	Datenquelle	Literatur
±450kV DC	15,0 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	5,65±4,15	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±500kV DC	22,9m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-10,7±7,48	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Chartier989, Maruvada2012]
±500kV DC	7,9m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-17,7±9,91	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Chartier989, Maruvada2012]
±500kV DC	7,9m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	10,5±5,78	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Chartier989, Maruvada2012]
±500kV DC	22,9m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	6,5±5,17	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Chartier989, Maruvada2012]
±600kV DC	28,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-18,4±16,5	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±600kV DC	18,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-27,6±19,9	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±600kV DC	8,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-34,5±23,2	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±600kV DC	8,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	25,2±11,9	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±600kV DC	18,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	18,2±8,9	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±600kV DC	28,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	11,3±7,2	(Mittelwert ±SD) Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±450kV DC	Trassenbereich, Seite mit negativem Pol	~-5 bis -8	Maximalwerte aus zwei unterschiedlichen Konfigurationen, ohne Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]

<b>technische Daten zur Anlage</b>	<b>Position</b>	<b>El. Feldstärke [kV/m]</b>	<b>Anmerkungen</b>	<b>Datenquelle</b>	<b>Literatur</b>
±450kV DC	Trassenbereich, Seite mit positivem Pol	~ 6 bis 8	Maximalwerte aus zwei unterschiedlichen Konfigurationen, ohne Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±450kV DC	Trassenbereich, Seite mit negativem Pol	~ -6 bis -20	Maximalwerte aus zwei unterschiedlichen Konfigurationen und Parametervariation, mit Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±450kV DC	Trassenbereich, Seite mit positivem Pol	~ 6 bis 20	Maximalwerte aus zwei unterschiedlichen Konfigurationen und Parametervariation, mit Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±500kV DC	Trassenbereich, Seite mit negativem Pol	~ -9	Maximalwerte bei Parametervariation, ohne Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±500kV DC	Trassenbereich, Seite mit positivem Pol	~ 9	Maximalwerte bei Parametervariation, ohne Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±500kV DC	Trassenbereich, Seite mit negativem Pol	~ -14 bis -24	Maximalwerte bei Parametervariation, mit Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±500kV DC	Trassenbereich, Seite mit positivem Pol	~ 14 bis 24	Maximalwerte bei Parametervariation, mit Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±600kV DC	Trassenbereich, Seite mit negativem Pol	~ -13	Maximalwerte bei Parametervariation, ohne Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±600kV DC	Trassenbereich, Seite mit positivem Pol	~ 15	Maximalwerte bei Parametervariation, ohne Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±600kV DC	Trassenbereich, Seite mit negativem Pol	~ -26 bis -37	Maximalwerte bei Parametervariation, mit Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±600kV DC	Trassenbereich, Seite mit positivem Pol	~ 26 bis 36	Maximalwerte bei Parametervariation, mit Raumladungen, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±400kV DC	1 m über Boden	25,7	Maximalwert, Einfachsystem, mit Raumladungen	berechnet	[Fuchs2014]
±500kV DC	1 m über Boden	32,5	Maximalwert, Einfachsystem, mit Raumladungen	berechnet	[Fuchs2014]

technische Daten zur Anlage	Position	El. Feldstärke [kV/m]	Anmerkungen	Datenquelle	Literatur
±800kV DC	1 m über Boden	37,7	Maximalwert, Einfachsystem, mit Raumladungen	berechnet	[Fuchs2014]
±400kV DC	1 m über Boden	35,2	Maximalwert, Doppelsystem, mit Raumladungen, Maximum über unterschiedliche Leiteranordnungen	berechnet	[Fuchs2014]
±500kV DC	1 m über Boden	31,8	Maximalwert, Doppelsystem, mit Raumladungen, Maximum über unterschiedliche Leiteranordnungen	berechnet	[Fuchs2014]
±600kV DC	1 m über Boden	37,0	Maximalwert, Doppelsystem, mit Raumladungen, Maximum über unterschiedliche Leiteranordnungen	berechnet	[Fuchs2014]
±660kV DC	Trassenbereich	~ 4 bis 51	Maximalwerte unterschiedlicher Berechnungsmethoden und Parametervariation, 0 m über GOK	berechnet	[Liu2009]
380kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	5	Maximalwert im Bereich von 0 bis 2m über GOK	berechnet	[Hirtl2018]
380kV AC, 50 Hz	Hochspannungsmast: Eckstiehl bzw., Ausleger	9,1 bis 30,6	Maximalwert im Bereich von 0 bis 2m über möglicher Auftrittfläche einer Person	berechnet	[Hirtl2018]
380kV AC, 50 Hz	Umspannwerk	6,6 bis 14,9	Maximalwert im Bereich von 0 bis 2m über GOK	berechnet	[Hirtl2018]
220kV AC, 50 Hz	Umspannwerk	18,2	Maximalwert im Bereich von 0 bis 2m über GOK	berechnet	[Hirtl2018]



**Tab. 2:** Daten mit Werten für die Ionenströme.

technische Daten zur Anlage	Position	Ionenstromdichte [nA/m <sup>2</sup> ]	Anmerkungen	Datenquelle	Literatur
±450kV DC	20,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-4,5±5,6	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	5,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-10,2±10,6	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	2,75 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-3,7±5,5	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	Trassenmitte	1,0±3,3	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	2,75 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	7,1±9,6	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	5,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	11,2±13,0	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	20,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	1,0±1,7	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Dallaire1987, Maruvada2012]
±450kV DC	15,0 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-6,10±10,84	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	7,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-7,27±12,05	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	5,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-4,03±2,53	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]

technische Daten zur Anlage	Position	Ionenstromdichte [nA/m <sup>2</sup> ]	Anmerkungen	Datenquelle	Literatur
±450kV DC	2,75 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-1,84±4,37	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	Trassenmitte	-0,24±3,52	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	2,75 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	0,97±4,72	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	5,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	1,85±6,03	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	7,5 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	3,58±7,48	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±450kV DC	15,0 m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	2,10±5,34	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen über Zeitraum von mehr als einem Jahr, 0 m über GOK	gemessen	[Lignes1981, Maruvada2012]
±500kV DC	22,9m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-10,2±24,19	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Chartier989, Maruvada2012]
±500kV DC	7,9m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-29,3±50,27	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Chartier989, Maruvada2012]
±500kV DC	7,9m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	12,8±20,18	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Chartier989, Maruvada2012]
±500kV DC	22,9m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	3,6±8,75	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Chartier989, Maruvada2012]
±600kV DC	18,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-19,5±55,9	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]

technische Daten zur Anlage	Position	Ionenstromdichte [nA/m <sup>2</sup> ]	Anmerkungen	Datenquelle	Literatur
±600kV DC	13,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-27,0±37,1	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±600kV DC	8,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit negativem Pol	-37,9±42,7	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±600kV DC	8,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	19,4±20,9	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±600kV DC	13,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	11,9±45,9	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±600kV DC	18,3m Abstand zur Trassenmitte, Seite mit positivem Pol	26,5±25,6	(Mittelwert ±SD), Daten aus Langzeitmessungen, 0 m über GOK	gemessen	[Dart2007, Maruvada 2012]
±450kV DC	Trassenbereich, Seite mit negativem Pol	~-3 bis -29	Maximalwerte bei Parametervariation, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±450kV DC	Trassenbereich, Seite mit positivem Pol	~ 3 bis 30	Maximalwerte bei Parametervariation, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±500kV DC	Trassenbereich, Seite mit negativem Pol	~-10 bis -45	Maximalwerte bei Parametervariation, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±500kV DC	Trassenbereich, Seite mit positivem Pol	~ 10 bis 43	Maximalwerte bei Parametervariation, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±600kV DC	Trassenbereich, Seite mit negativem Pol	~-45 bis -105	Maximalwerte bei Parametervariation, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±600kV DC	Trassenbereich, Seite mit positivem Pol	~ 45 bis 105	Maximalwerte bei Parametervariation, 0 m über GOK	berechnet	[Maruvada 2012]
±660kV DC	Trassenbereich	~ 10 bis 220	Maximalwerte unterschiedlicher Berechnungsmethoden und Parametervariation, 0 m über GOK	berechnet	[Liu2009]
±400kV DC	Trassenbereich	~ 3 bis 65	Medianwerte von Langzeitmessungen für unterschiedliche Leitungskonfigurationen	gemessen	[Johnson1983]

**Tab. 3:** Auflistung der Daten mit Werten für die magnetische Flussdichte,

<b>technische Daten zur Anlage</b>	<b>Position</b>	<b>Mag. Flussdichte [<math>\mu\text{T}</math>]</b>	<b>Anmerkungen</b>	<b>Datenquelle</b>	<b>Literatur</b>
380kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	5,66 bis 51,62	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
380kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	1,83 bis 5,80	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
220kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	24,91	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
220kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	0,92	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
110kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	3,38 bis 15,76	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
110kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	0,26 bis 0,58	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter maximalen Lastbedingungen, 1 m über GOK	berechnet und mit Messdaten abgeglichen	[Neitzke2010]
380kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	0,42 bis 4,80	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter tatsächlichen Lastbedingungen, 1 m über GOK	gemessen	[Neitzke2010]
380kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	0,13 bis 0,60	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter tatsächlichen Lastbedingungen, 1 m über GOK	gemessen	[Neitzke2010]
220kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	2,6	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter tatsächlichen Lastbedingungen, 1 m über GOK	gemessen	[Neitzke2010]

technische Daten zur Anlage	Position	Mag. Flussdichte [ $\mu\text{T}$ ]	Anmerkungen	Datenquelle	Literatur
220kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	0,12	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter tatsächlichen Lastbedingungen, 1 m über GOK	gemessen	[Neitzke2010]
110kV AC, 50 Hz	Trassenbereich	0,48 bis 4,11	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter tatsächlichen Lastbedingungen, 1 m über GOK	gemessen	[Neitzke2010]
110kV AC, 50 Hz	50 m Abstand zur Freileitung	0,03 bis 0,20	Maximalwerte unterschiedlicher Trassenkonfigurationen unter tatsächlichen Lastbedingungen, 1 m über GOK	gemessen	[Neitzke2010]
500kV AC, 50 Hz	direkt unter dem Leiterseil	7,8 bis 8,9 $\mu\text{T}/\text{kA}$	Wertebereich entlang der virtuellen Körperachse	gemessen	[Hamza2005]
500kV AC, 50 Hz	20 m Abstand zum Leiterseil	3,1 bis 3,4 $\mu\text{T}/\text{kA}$	Wertebereich entlang der virtuellen Körperachse	gemessen	[Hamza2005]
500kV AC, 50 Hz	40 m Abstand zum Leiterseil	1,55 bis 1,57 $\mu\text{T}/\text{kA}$	Wertebereich entlang der virtuellen Körperachse	gemessen	[Hamza2005]
220kV AC, 50 Hz	direkt unter dem Leiterseil	16,8 bis 18,5 $\mu\text{T}/\text{kA}$	Wertebereich entlang der virtuellen Körperachse	gemessen	[Hamza2005]
220kV AC, 50 Hz	14 m Abstand zum Leiterseil	4,1 bis 4,2 $\mu\text{T}/\text{kA}$	Wertebereich entlang der virtuellen Körperachse	gemessen	[Hamza2005]
220kV AC, 50 Hz	28 m Abstand zum Leiterseil	1,75 bis 1,87 $\mu\text{T}/\text{kA}$	Wertebereich entlang der virtuellen Körperachse	gemessen	[Hamza2005]
$\pm 400\text{kV}$ DC	Maximum 1 m über Boden	49,5	Doppelsystem, Maximum über unterschiedliche Leiteranordnungen, Nennlast	berechnet	[Fuchs2014]
$\pm 400\text{kV}$ DC	Maximum 1 m über Boden	75,8	Doppelsystem, bei Ausfall eines Systems, Maximum über unterschiedliche Leiteranordnungen	berechnet	[Fuchs2014]

**Tab. 4:** Zusammenfassung der Mindestanforderungen an Messsysteme zur Erfassung der elektrischen Feldstärke im Bereich von Hochspannungsleitungen aus der Sicht des Strahlenschutzes.

<b>Parameter</b>	<b>Mindestanforderung</b>
Einsatztemperaturbereich	-10 °C ... +50 °C
Empfindlichkeit gegenüber Nässe	Spritzwassergeschützt
Einsatzbereich bezüglich relativer Umgebungsluftfeuchte	5% ... 100%
Robustheit gegenüber Ionenströmen	> 700 nA/m <sup>2</sup> (ungestörte Ionenstromdichte)
Robustheit gegenüber Raumladungen	> 4·10 <sup>5</sup> Ionen/cm <sup>3</sup> (ungestörte Raumladungsdichte)
Messfrequenzbandbreite	DC ... ≥ 2 kHz
E-Feldstärke-Messbereich	-100 kV/m ... +100 kV/m
Mindest-Frequenzauflösung der Messung	0,5 Hz
Messempfindlichkeit	< 50 V/m für $f < 50$ Hz; < (2 500 V/m / $f$ [Hz]) für $f \geq 50$ Hz wünschenswert
Robustheit gegenüber Funkstörungen	> 70 dB $\mu$ V/m (100 kHz ... 10 MHz)
Robustheit gegenüber Magnetfeldern	≥ 100 $\mu$ T

## 1.3. Kraftbasierende Sensoren

### 1.3.1. Einleitung

Elektrische Felder mithilfe der Kraftwirkung auf Ladungen zu messen ist die vermutlich intuitivste Methode. Dies schlägt sich schon allein darin nieder, dass das Coulombsche Gesetz, das die Kraft  $F_C$  zwischen Ladungen (z.B. Punktladungen  $Q_{1,2}$ ) beschreibt, zur Definition der elektrischen Feldstärke  $E$  verwendet wird

$$\vec{F}_C = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} Q_1 Q_2 \frac{\vec{r}_{1,2}}{|r_{1,2}|^3} = Q_1 \vec{E}$$

wobei  $\epsilon_0$  die Dielektrizitätskonstante des leeren Raums und  $\vec{r}_{1,2}$  der Abstandsvektor zwischen  $Q_1$  und  $Q_2$  sind. Diese Kraft kann beispielsweise genutzt werden, um einen mit der Ladung  $Q$  behafteten Körper mit einer bekannten Federkonstante  $k$  zu einer Auslenkung  $x$  zu bringen, die gemäß  $x = F_C/k = Q \cdot E/k$  dem elektrischen Feld proportional ist.

Obwohl diese Methode sehr intuitiv ist, haben sich bisher nur schwer darauf basierende Messgeräte entwickeln lassen. Einer der Gründe dafür ist mit Sicherheit, dass diese Kräfte – und damit die möglichen Auslenkungen – in der Regel extrem klein sind, oft im Bereich von wenigen Piconewton oder noch kleiner. Ein anderer ist, dass sich ausreichend große (statische) Ladungen nur schwer konstant halten lassen. Gründe dafür sind beispielsweise, dass sie als Leckstrom abfließen, oder dass sie durch andersartige Ladungen aus der Umgebung (z.B. Luftionen) mit der Zeit neutralisiert werden. In den letzten drei Jahrzehnten hat es aber immer wieder mehr oder weniger erfolgreiche Versuche gegeben, diese Methode zu implementieren. Diese Versuche wurden durch die wachsenden technologischen Möglichkeiten losgetreten und werden in den nachfolgenden Abschnitten erstmals klassifiziert und beschrieben.

### 1.3.2. Passive Kraftwirkung

Die erste Methode, das elektrische Feld mithilfe einer Kraftwirkung zu messen, besteht darin, einen Körper mit einem gegebenen Ladungszustand in das elektrische Feld zu bringen und dabei auftretende Verformungen bzw. Auslenkungen zu beobachten. Mit Ladungszustand ist hier nicht nur die Gesamtladung  $Q$  des Körpers gemeint, sondern auch die Verteilung der Ladungsträger in diesem Körper. Dies schließt insbesondere auch den Zustand der Polarisierung des Körpers ein. In fast allen Beispielen aus der Literatur ist  $Q = 0$  und nur der Polarisationszustand spielt eine Rolle. Die Polarisierung  $P$  ist gleichsam das dielektrische Äquivalent zur Influenz in Leitern und beschreibt das Auftreten eines Dipolmoments aufgrund von Ladungsverschiebungen auf mikroskopischer Ebene. Sie hängt mit dem elektrischen Feld und der elektrischen Flussdichte gemäß der bekannten Beziehung

$$D = \epsilon_r \epsilon_0 E = (1 + \chi) \epsilon_0 E = \epsilon_0 E + P,$$

zusammen, wobei  $\epsilon_r$  die relative Permittivität des Dielektrikums und  $\chi = \epsilon_r - 1$  die elektrische Suszeptibilität ist. Dies bedeutet insbesondere, dass Materialien mit hoher Permittivität in einem äußeren E-Feld stärker polarisiert werden und ideale Leiter (Grenzfall  $\epsilon_r \rightarrow \infty$ ) vollständig polarisiert sind.

Die Kraftwirkung entsteht nun dadurch, dass das elektrische Feld einen Körper polarisiert und dadurch Oberflächenbereiche mit positiver und mit negativer Ladung entstehen. Diese Oberflächenladungen spüren durch das E-Feld nun die obengenannte Kraft. Da üblicherweise die Gesamtladung null ist, ist die Gesamtkraft gleich null. Um eine nutzbare Auslenkung zu erzeugen, kann man also die unterschiedlich geladenen Teilbereiche mit einer leitfähigen Feder verbinden oder ein inhomogenes Feld erzeugen. Da die Kraft proportional der Feldstärke und der Polarisation ist, die wiederum proportional der Feldstärke ist, ergibt sich insgesamt eine quadratische Kennlinie  $F \propto E^2$ . Das gestaltet insbesondere das Messen von kleinen Feldstärken schwierig.

Um diese Auslenkungen auszulesen, hat man in der Literatur bisher auf zwei verschiedene Arten von Methoden zurückgegriffen: Optische und piezoelektrische Ausleseverfahren. Durch die relativ junge Geschichte dieser Sensoren sind bisher noch keine kommerziellen Produkte auf dem Markt.

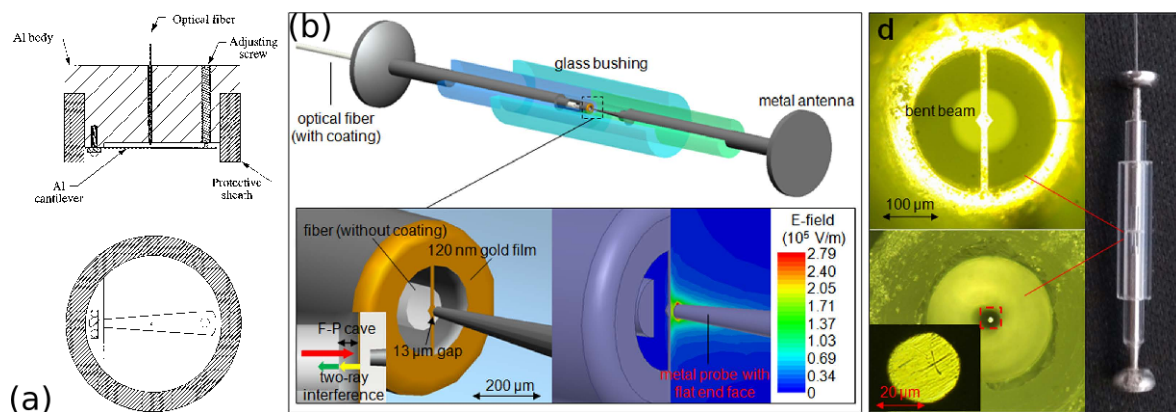
#### 1.3.2.1. Optische Ausleseverfahren

Optische Ausleseverfahren haben den großen Vorteil, dass sie keine elektrische Rückwirkung (in dem betrachteten Frequenzbereich) erzeugen, was insbesondere in Anbetracht der winzigen elektrostatischen Effekte problematisch wäre. Die früheste Implementierung eines solchen Sensors wurde von Priest et al. publiziert [Priest1997]. In dieser Arbeit wird ein Metallcantilever durch die elektrostatischen Kräfte ausgelenkt und diese Auslenkung dann mit einem Fabry-Pérot-Interferometer (Etalon) quantifiziert. Der gesamte, zylinderförmige Sensor wies einen Durchmesser von 2 cm auf und eine Höhe von ebenfalls fast 2 cm (Abb. 2a).

Diese Methode wurde ca. 20 Jahre später von einer anderen Gruppe neu aufgegriffen und miniaturisiert [Zhu2015], indem eine Glasfaser mit einem Goldbändchen versehen wurde (Abb. 2b). Die Länge der optischen Kavität, die durch Goldbändchen und Ende der Glasfaser erzeugt wird, wird auch hier durch das elektrische Feld bestimmt. Während bei Priest noch der Messbereich auf relativ hohe Feldstärken von 13,5 – 65 kV/m limitiert war, war mit dem faseroptischen Sensor schon ein deutlich größerer Bereich von 0,2 – 3,6 kV/m möglich, was in absoluten Werten zwar kleiner war, aber einen Bereich bis zum 18-Fachen (im Gegensatz zum 4,8-Fachen) der Auflösungs-schranke zuließ. Allerdings war dieser Messbereich nur durch das Hinzufügen von metallischen Antennen möglich, die die lokale Oberflächenladungsmenge am Goldbändchen vergrößerten, gleichzeitig aber auch die Länge des Sensors auf ca. 2,5 cm erhöhten. Weiters war in dieser Implementierung auch die Messung von DC-Feldern nicht möglich; die Bandbreite zu niedrigen Frequenzen ist bei ca. 500 Hz beschränkt.



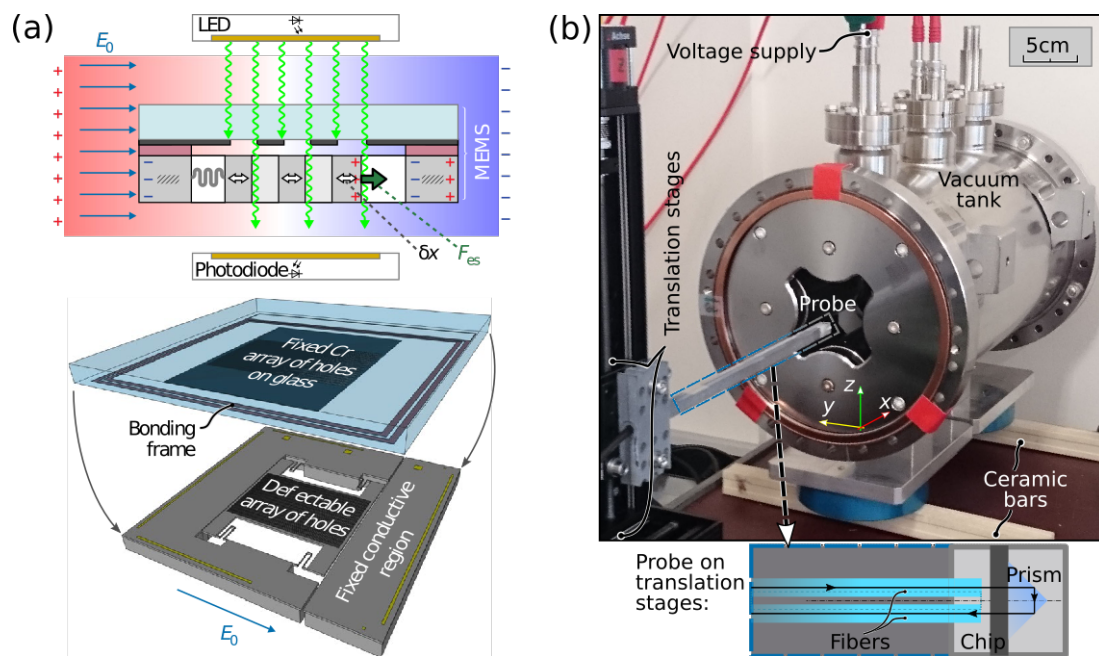
Die gleiche Methode wurde auch zur Messung von Radiowellen verwendet, indem eine metallisierte Siliziumnitrid-Membran durch das elektrische Feld der Radiowellen zum Schwingen gebracht wurde, was wiederum durch einen Etalon gemessen wurde [Bagci2014]. Dies ist daher interessant, da die bemerkenswerten erzielten Auflösungen von ca. 1 fm zeigen, welches Potenzial in der optischen Auslesung steckt.



**Abb. 2:** a) erste Implementierung der passiven Messmethode mit Etalon (Reprinted with permission from [Priest1997] © The Optical Society. b) Implementierung mit Goldbändchen als bewegliche Struktur (nach [Zhu2015], mod.). d) Foto des Sensors.

Die an der TU Wien und der Donau-Universität Krems entwickelte Methode basiert auf dem gleichen Prinzip, allerdings wird anstatt eines Etalons eine hochsensitive Blende zum Auslesen der Auslenkung verwendet (Abb. 3a) [Kainz2018, Kainz2018a, Kainz2019, Kainz2019a]. Da diese Blende bereits in dem aus Silizium gefertigten Sensor-Mikrochip integriert ist und der Sensor auch ohne zusätzliche Antennen auskommt, verringert sich das Volumen der Sonde auf unter  $1 \text{ cm}^3$  (Abb. 3b). Der Messbereich konnte auf  $70 \text{ V/m}$  bis über  $20 \text{ kV/m}$  verbessert werden. Außerdem wurde gezeigt, dass prinzipiell DC-Messungen möglich sind, wenn auch unter erheblichem Aufwand und mit geringerer Genauigkeit.

Ein bemerkenswerter alternativer Zugang wurde von Wang et al. präsentiert [Wang2019]. Dabei wurde der Polyimid-Mantel einer optischen Glasfaser aufgeladen, sodass sich eine von null verschiedene Gesamtladung ergibt, also der Mantel in einen Elektreten umgewandelt wurde. Diese Ladung ist nach einem raschen Abklingen von ca. 3 h zumindest über mehrere Tage hinweg stabil. Die Auslenkung der geladenen Faser wird durch ein in die Glasfaser eingebrachter Etalon ausgelesen, das durch zwei Bragg-Reflektoren erzeugt wird. Da durch die eingepreßte Ladung eine lineare Kennlinie entsteht, können insbesondere kleine Feldstärken besser aufgelöst werden. Der Messbereich beläuft sich daher auf  $0,2 \text{ V/m}$  bis ca.  $25 \text{ kV/m}$ , wobei die Kennlinie bereits ab etwa  $20 \text{ kV/m}$  abzuflachen beginnt. Ob dieser Sensor DC-fähig ist, ist unklar, da entsprechende Messungen nicht präsentiert wurden.



**Abb. 3:** (a) MEMS E-Feldsensor mit integrierter optischer Blende (nach [Kainz2018], mod.) (b) Stabförmige Sonde mit MEMS E-Feldsensor an der Spitze (nach [Kainz2019], mod.).

### 1.3.2.2. Piezoelektrisches Ausleseverfahren

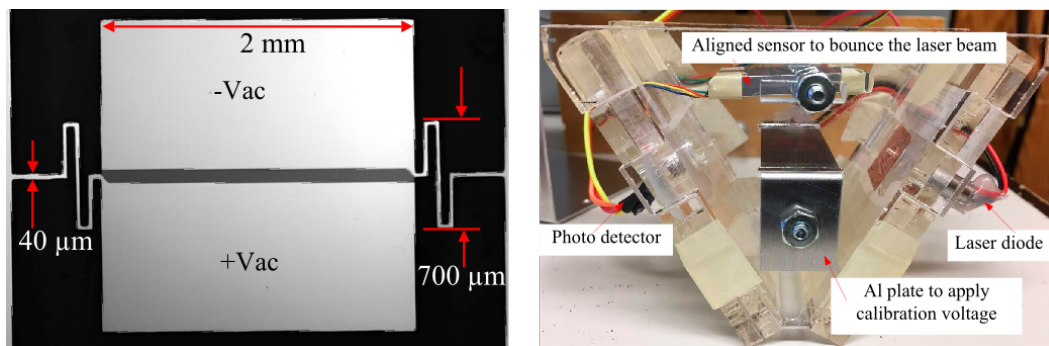
Die zweite in der Literatur vorkommende Auslesemethode verwendet piezoelektrische Materialien, um die Auslenkung zu quantifizieren. Obwohl die dadurch erzeugten Spannungen klein sind, ist diese Methode streng genommen nicht rückwirkungsfrei. Weiters sind elektrische Zuleitungen erforderlich um diese Spannung abzugreifen. Die winzigen Spannungen, die durch die kleinen Bewegungen des Sensors im E-Feld erzeugt werden, sind dabei der offensichtliche limitierende Faktor für die Auflösung. Daher existieren bisher kaum Veröffentlichungen zu diesem Sensortypus. Huang et al. [Huang2015] haben daher zu einem Trick gegriffen. Sie verwenden ein Elektret, um ein starkes Bias-Feld zu erzeugen. Durch die quadratische Natur der elektrostatischen Kraft wird ein Mischterm gebildet der proportional zum Produkt aus zu messendem Feld und Bias-Feld ist. In dieser ersten Arbeit war es möglich einen Machbarkeitsnachweis dieses Sensorprinzips zu erbringen. Die Weiterentwicklung dieses Sensors erlaubte ein Detektionslimit von 400 V/m mit der Aussicht auf 20 V/m [Wu2017]. Allerdings wurde auch hier keine Messung in einem DC-Feld durchgeführt. Generell ist die DC-Messung durch die Mischung mit einem Bias-Gleichfeld auch prinzipiell ungünstig.

### 1.3.3. Aktive Kraftwirkung

Die zweite Methode eine Kraftwirkung im elektrischen Feld zu erzielen, besteht darin einen Ladungszustand aktiv zu erzeugen. Dies kann man vereinfacht anhand eines Kondensators mit der Kapazität  $C$  veranschaulichen. Legt man an diesen Kondensator eine Spannung  $u$  an, werden an den Polen des Kondensators gegengleiche Ladungen  $\pm Q$  mit der Größe  $Q = C u$  erzeugt. Diese wiederum spüren dann die Coulomb-Kraft  $F$

$= \pm Q E = \pm C u E$ . Damit erreicht man im Gegensatz zu den obengenannten Sensoren eine lineare Kennlinie und hat durch die Spannung  $u$  Kontrolle über die Empfindlichkeit. So können etwa kleine Feldstärken mit einer entsprechend großen Spannung messbar gemacht werden. Weiters ist diese Methode analog zu den Feldmühlen inhärent DC-tauglich, da das statische Feld auf die Frequenz der Spannung  $u$  gemischt wird.

Diese Methode wurde 2004 erstmals publiziert und soweit nur von einer Arbeitsgruppe aufgegriffen [Roncin2004, Roncin2005]. Hier wurde eine mikromechanische Platte auf vier Federn als die eine Kondensatorelektrode verwendet und eine parallele starre Platte als die zweite Elektrode. Schon in diesen ersten Arbeiten diente ein optisches Verfahren zum Auslesen der Bewegung. Dieses Verfahren, welches häufig in Rasterkraftmikroskopen verwendet wird, beruht auf einem Laserstrahl, der in einem bestimmten Winkel auf die Membran trifft. Wird die Membran ausgelenkt, ändert sich die Richtung des reflektierten Strahls, was an einem differentiellen Fotodetektor sichtbar wird.

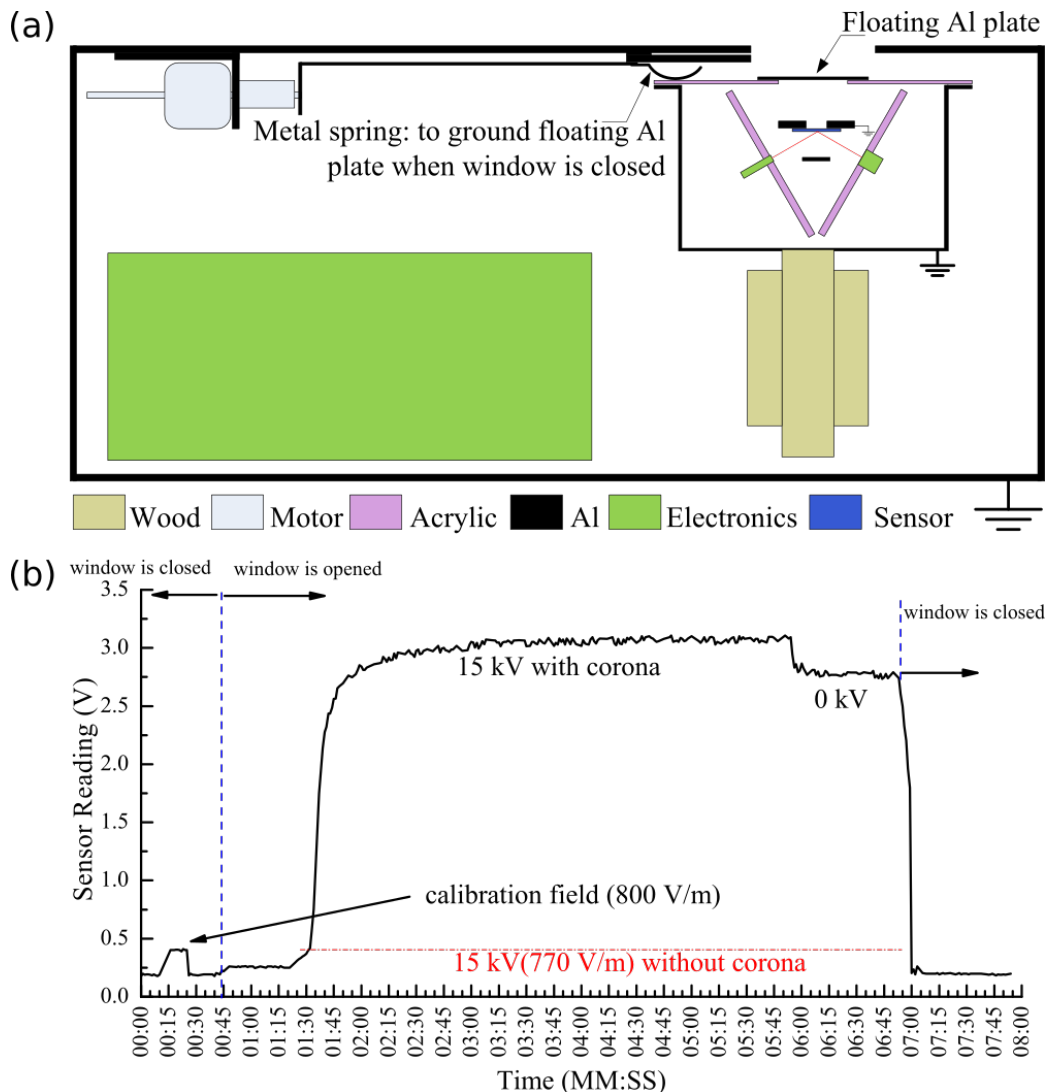


**Abb. 4:** Aktiver MEMS E-Feldsensor (links) und Plexiglasgehäuse mit integrierten optoelektronischen Komponenten (nach [Liyanage2017], mod.).

Nach einigen Jahren, in denen diese Arbeitsgruppe andere E-Feld-Sensoren entwickelte, haben sie diesen Typus ab 2013 wieder aktiv verfolgt [Chen2013, Tahmasebian2015, Chen2016, Liyanage2017, Liyanage2017a]. Eine dieser Veröffentlichungen behandelt auch die Verwendung eines kapazitiven Ausleseverfahrens anstatt des optischen [Chen2013]. Dabei stellte sich heraus, dass sowohl die tatsächliche als auch die potenzielle Genauigkeit dieses kapazitiven Verfahrens bei weitem nicht ausreichend ist, um hinreichend präzise zu messen. Die aktuellste bekannte Ausführung beruht auf einer Torsionsstruktur, die beide Elektroden beherbergt (Abb. 4 links). Im elektrischen Feld wird daher eine Torsionsbewegung erzeugt, die den Laserstrahl effektiver ablenkt als eine Translationsbewegung. Der Messbereich beläuft sich auf 3 V/m bis zu 1 MV/m, wobei sich diese Werte auf Messungen eines DC-Feldes beziehen und die Frequenz der Spannung dabei mit der mechanischen Resonanzfrequenz  $f_0$  übereinstimmt. Der Sensor wurde mitsamt optoelektronischen Komponenten in ein Plexiglasgehäuse (Größe ca. 10 cm × 10 cm × 10 cm) integriert (Abb. 4 rechts).

In [Liyanage2017a] wurde dieser Sensor in einem Prototyp eines Messsystems verwendet, um das E-Feld von HGÜ-Leitungen zu vermessen. Dabei wurde das Plexiglasgehäuse

in eine geerdete metallische Kammer gebracht, in der auch ein Großteil der Elektronik untergebracht war. Der Sensor war dabei durch eine Öffnung in der Kammer dem Feld ausgesetzt. Die dem Feld zugewandte Seite des Sensors wurde mit einer Metallplatte bedeckt, die nicht mit der Metallkammer verbunden war (Abb. 5a). Diese Metallplatte dient dazu, die Ionen, die durch Koronaentladungen an der HGÜ-Leitung entstehen einzufangen. Diese Ladungen konnten durch einen leitfähigen, geerdeten Schieber, der das Fenster der Kammer schließt, abgezogen werden.



**Abb. 5:** (a) Skizze der Kammer mit aktivem E-Feldsensor (nach [Liyanage2017a], mod.) (b) Messkurve mit Einfluss des Korona-Stromes (nach [Liyanage2017a], mod.).

Dabei war zu beobachten, dass der Effekt der Ionen weitaus größer war als der durch das Feld der HGÜ-Leitung (Abb. 5b). Anhand der Messkurve kann man erkennen, dass sobald der Sensor dem E-Feld ausgesetzt wurde, das Sensorsignal („Sensor Reading“) um ca. 0,2 V anstieg und unmittelbar danach die Korona-Ionen die Metallplatte erreichten, wodurch das Signal nochmal um mehr als 2,5 V anstieg. Nach dem Abschalten der Hochspannungsquelle fiel das Signal wieder um ca. 0,2 V, der Anteil der angelagerten Ionen blieb gleich. Erst als durch den geerdeten Schieber das Fenster wieder

geschlossen wurde, d.h. die durch die Ionen mitgebrachten Ladungen abgeleitet wurden, fiel das Signal wieder auf den ursprünglichen Wert zurück.

Als mehr oder weniger nachteilige Eigenschaft dieses Sensors bzw. Systems ist zu bemerken, dass diese Kammer in den Boden gebracht wurde, sodass die Oberseite mit dem Fenster plan mit dem Boden abschließt. Nur so konnte mit diesem System eine Störung des zu messenden Feldes vermieden werden. Eine Messung der Feldverteilung unter HGÜ-Leitungen ist in dieser Konfiguration daher nicht möglich.

Auch von der TU Wien und der Donau-Universität Krems hat es erste Bemühungen gegeben dieses Sensorprinzip zu verfolgen [Kainz2020]. In dieser Ausführung, die zur Messung des natürlichen E-Feldes der Atmosphäre gedacht war, wurde allerdings bisher allein der Wandler auf PCB-Basis fertiggestellt.

#### **1.3.4. Übersicht der Kennzahlen**

In der folgenden Tabelle sind die Kennzahlen einiger kraftbasierender Sensoren aus der Literatur aufgelistet.

**Tab. 5:** Vergleich der Kennwerte einiger kraftbasierender Sensoren. Diese Zahlen stellen jeweils best-case Werte dar, die vor allem bei den aktiven Sensoren einem Betrieb an der mechanischen Resonanz  $f_0$  entsprechen.

Sensor Literatur	Prinzip	Abb.	Bereich kV/m	Sensitivity mV/kV/m	Auflösung V/m	Fehler	Noise $V_{RMS}/m$	BW Hz	$f_0$ Hz	Maße B×T×H cm
<b>Priest et al.</b> [Priest1997]	Passiv	Abb. 2a	13,5 – 65	—	—	—	—	0	—	Ø 2×2
<b>Zhu et al.</b> [Zhu2015]	Passiv	Abb. 2b	0,2 – 3,6	—	—	—	200	500 – 19k	38k	Ø 0,4×4
<b>Kainz et al.</b> [Kainz2018, Kainz2018a, Kainz2019, Kain2019a]	Passiv	Abb. 3	0,07 – 20	—	—	—	70	0 – 150	300	1×1×1
<b>Wang et al.</b> [Wang2019]	Piezoel.		0,2V/m – 20kV/m	173,65	—	—	0,167 V/m/sqrt(Hz)	0	—	L = 4,5
<b>Roncin et al.</b> [Roncin2004, Roncin2006]	Aktiv		—	—	—	—	139	—	97	—
<b>Chen, Liyanage et al.</b> [Chen2013, Chen2016, Liyanage2017, Liyanage2017a]	Aktiv	Abb. 4	$10^{-3} - 10^3$	—	—	—	3	—	610	10×10×10
<b>Kainz et al.</b> [Kainz2020]	Aktiv		0,01 – 30	—	—	—	10	—	150	2,5×3×0,1

## 1.4. Influenzbasierte Sensoren

### 1.4.1. Einleitung

Eine naheliegende Art elektrische Felder zu charakterisieren besteht darin auf den Effekt der Influenz zurückzugreifen. Gemäß der entsprechenden Maxwell-Gleichung, dem Gesetz von Gauß, welches vereinfacht als

$$Q = \varepsilon_0 E \cdot A$$

angeschrieben werden kann, ist die influenzierte Ladung  $Q$  gleich der elektrischen Flussdichte  $D = \varepsilon_0 E$  multipliziert mit der von ihr durchdrungenen (geschlossenen) Fläche  $A$ , wobei  $E$  das elektrische Feld ist. Da es aus praktischen Gründen schwierig ist eine statische Ladung (ausreichend genau) zu quantifizieren, greift man in der Regel auf eine Strommessung zurück. Der entsprechende Influenzstrom  $I$  ergibt sich aus der zeitlichen Ableitung des Gaußschen Gesetzes

$$I = \frac{\partial Q}{\partial t} = \dot{Q} = \varepsilon_0 (\dot{E} \cdot A + E \cdot \dot{A}).$$

Als gewünschten Spezialfall strebt man periodische zeitliche Änderungen an, also einen periodischen Strom  $I = I(\omega)$  bei einer bekannten bzw. gewählten Frequenz  $\omega$ . Dazu hat man gemäß der obigen Beziehung mehrere Möglichkeiten, die in den folgenden Kapiteln beleuchtet werden.

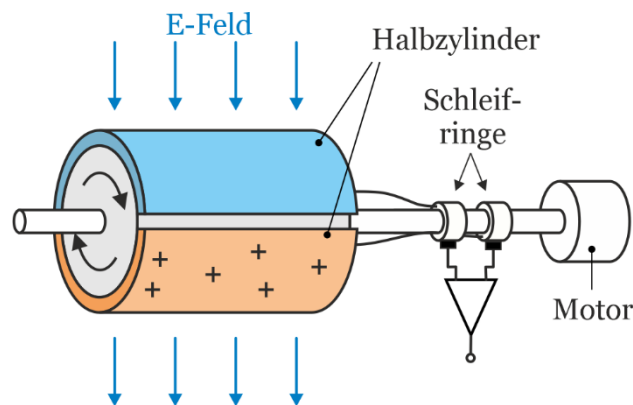
### 1.4.2. Makroskopische Feldmühlen

Die Feldmühle ist die gängigste Methode zur Messung niederfrequenter und statischer elektrischer Felder und ist seit Jahrzehnten der Standard zur Überwachung des atmosphärischen elektrischen Feldes [Mazur1987, Clark1957, Nicoll2019, Anisimov2002, Harrison2002, Harrison2017]. Die zu messende (quasi-) statische elektrische Feldstärke wird dabei durch eine mechanische Modulation in eine auf die Messelektroden auftreffende Wechselfeldstärke umgewandelt. Die dabei auf den Elektroden influenzierten Ladungen bewirken elektrische Ströme, die elektronisch verstärkt werden und so das Messsignal erzeugen. Dieser innovative Ansatz, eine Wechselgröße aus einer statischen Messgröße zu erzeugen, verringert Driftphänomene und erlaubt zudem empfindlichere Messungen. Ausgehend von diesem Grundprinzip werden in der Fachliteratur drei Varianten beschrieben, die sich in der Art der Erzeugung der mechanischen Modulation unterscheiden [Hill1999, Struminsky2000].

#### 1.4.2.1. Rotierende Elektroden

Abb. 6 zeigt eine zylindrische Feldmühle, die aus zwei Zylinderhälften besteht, die elektrisch voneinander isoliert sind. Ein Elektromotor dreht die beiden Hälften in dem zu messenden elektrischen Feld, sodass sie abwechselnd sowohl der positiven als auch der negativen Richtung des Feldes ausgesetzt werden. Damit wird durch die beiden Hälften ein Wechselsignal erzeugt. Bei der ursprünglichen Variante wurde das Signal

über Schleifringe abgegriffen, was zwar keine mitrotierende Elektronik benötigt, aber das Rauschen erhöht. Dieser Nachteil wurde schon früh durch optische Komponenten und batteriebetriebene Elektronik im Rotor behoben [Johnston1986]. Bei dieser Variante kann durch Bestimmen der Phasenlage des AC-Signals zum Rotor sowohl die vertikale als auch die horizontale Feldkomponente gemessen werden.



**Abb. 6:** Prinzipieller Aufbau einer Feldmühle mit rotierenden Elektroden (nach [Hill1999a] mod.).

Diese Feldmühlenvariante stellt ein interessantes Prinzip dar, die prinzipiell ohne geerdete Teile auskommt, aber bemerkenswerterweise kaum Anwendung gefunden hat [Kirkham1987]. Das Miniaturisierungspotenzial ist hier auch denkbar gering.

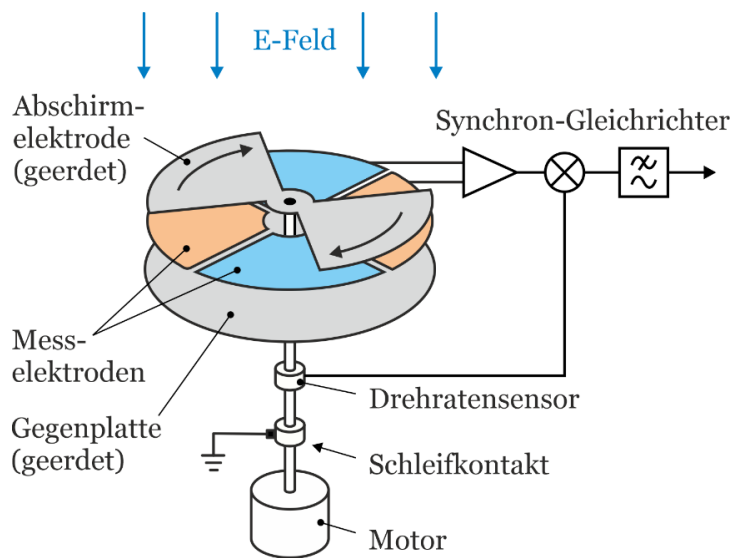
#### 1.4.2.2. Rotierender, geerdeter Shutter

Die Feldmühle mit rotierendem Shutter (Abschirmelektrode) besteht hingegen aus stationären Messelektroden, die durch ein rotierendes, geerdetes Flügelrad periodisch dem äußeren elektrischen Feld ausgesetzt werden (Abb. 7).

Auch hier werden die Ströme, welche durch die influenzierten Ladungen hervorgerufen werden, verstärkt und lassen so den Rückschluss auf die Feldstärke zu. Die Feldmühle mit rotierendem Shutter muss mit der Achse in die Richtung des Feldes ausgerichtet werden, um den maximalen Messwert zu erhalten. Diese Eigenschaft ist fallweise nützlich bei der Suche nach statischen Ladungen, welche im Labor oder in Industrieanlagen Probleme verursachen.

Wird das Signal mit einem phasensensitiven Detektor (Lock-in-Verstärker) mit der Shutter-Drehzahl als Referenz ausgewertet, so kann sowohl Feldstärke als auch die Polarität des elektrischen Feldes gemessen werden.





**Abb. 7:** Prinzipieller Aufbau der Feldmühle mit rotierender Abschirmelektrode (Shutter) [Hill1999].

Dieser sehr verbreitete Typ einer Feldmühle ist kommerziell erhältlich und die erste Wahl im Bereich der Messung [Bennett2007a] von atmosphärischen Feldern bzw. der Warnung vor möglicherweise bevorstehendem Blitzeinschlag [CampbellScientific2018]. Zahlreiche Varianten wurden entwickelt, die sich hauptsächlich in der Zahl der Messelektroden und Shutteröffnungen unterscheiden.

Der Messwert der sensitiven Feldmühlen kann durch Anwesenheit geerdeter, leitender Oberflächen aus einem anderen Metall im Bereich der Messöffnung beeinflusst werden. Dies ist eine Folge der unterschiedlichen Kontaktpotenziale verschiedener Metalle [Chubb2010-3]. Eine Spannung von nur 100 mV zwischen Rotor und Messelektrode führt bei einem Abstand der beiden von 5 mm immerhin schon zu 20 V/m Offset. Aus diesem Grund sollten alle metallischen Oberflächen der Feldmühle sauber, frei von Verunreinigungen und nicht korrodiert oder oxidiert sein, was am besten durch Vergoldung der Oberflächen erreicht wird. Weiters sollten kleine Abstände zwischen Elektroden und Shutter vermieden werden, da diese höhere elektrische Felder bei gleicher Spannung erzeugen. Die Goldbeschichtung der Oberflächen trägt weiters dazu bei, dass die Flächen nach einer Reinigung wieder gut definierte Bedingungen aufweisen. Nur so bleibt sowohl Rauschen und Offset möglichst klein.

Der an sich gut funktionierende Ansatz mit dem rotierenden Shutter hat jedoch Einschränkungen für praktische und kommerzielle Instrumente [Chubb2010-3]. Es ist nicht einfach, einen guten, rauscharmen Erdungskontakt zu der rotierenden Welle herzustellen, auf der der Shutter montiert ist, da keine Schmierung verwendet werden kann und der Kontakt somit verschleißt.

#### 1.4.2.3. Varianten mit nichtgeerdetem Shutter

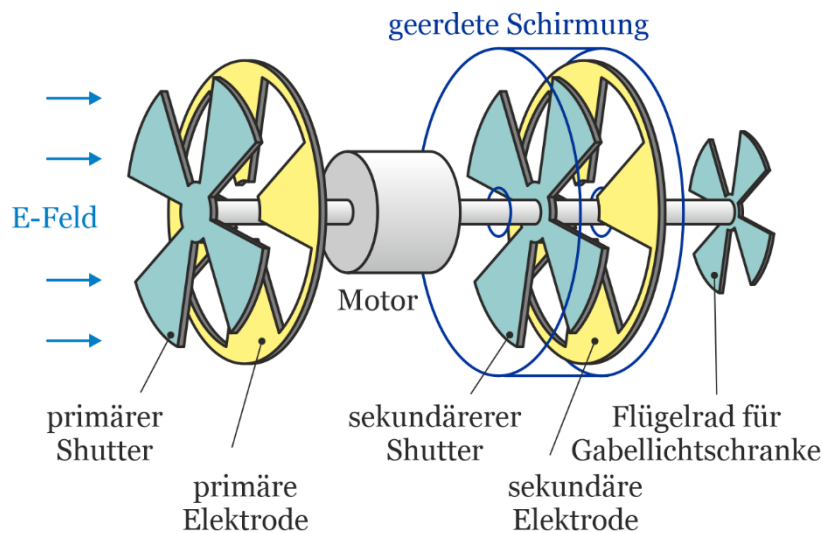
Der im vorangegangenen Kapitel beschriebene Feldmühlentyp verursacht eine Verzerrung des zu messenden Feldes durch die benötigte Erdverbindung der rotierenden Abschirmelektrode (Shutter). Diese Erdung erfolgt über Bürsten oder Schleifkontakte,

deren Verschleiß ein erheblicher Nachteil in Bezug auf die Lebensdauer ist. Zusätzlich entsteht dadurch Signalrauschen. Weiters kann eine verlässliche Erdung auch nicht immer gewährleistet werden (unterschiedliche Bodenbeschaffenheit).

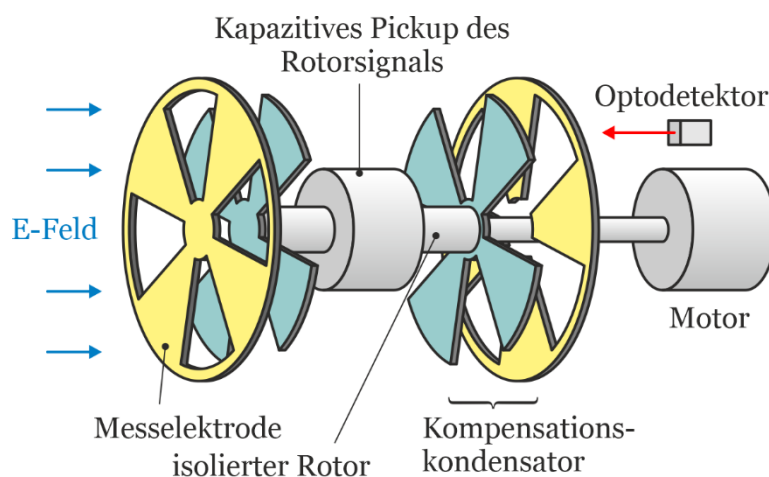
Typen von Feldmühlen, welche ohne (definierte) Erdung auskommen, sind daher von grundsätzlichem Interesse, da dies mobile Anwendungen ermöglicht. Bereits 1990 stellte J. Chubb zwei Varianten von Feldmühlen vor, deren Rotor nicht geerdet sein muss [Chubb1990]. In beiden Fällen handelt es sich dabei eigentlich um zwei, auf einer gemeinsamen Welle sitzende und somit mechanisch gekoppelte Feldmühlen. Einigermassen überraschend findet sich in dieser Publikation kein Hinweis auf die Möglichkeit der mobilen Anwendung. Außerdem fehlte lange Zeit eine kommerzielle Umsetzung. Im Jahre 2009 wurde die Firma von J. Chubb als JCI Electrostatic Instrumentation in die DEKRA eingegliedert. Mittlerweile sind auch auf dem beschriebenen Prinzip mobile Geräte verfügbar, die allerdings noch zu erden sind [Dekra2019].

**Variante 1:** Die beiden Feldmühlen sind zusammen auf der ungeerdeten Welle des Motors montiert, wobei beide Shutter elektrisch mit der Welle verbunden sind (Abb. 8) [Chubb1990]. Das an der primären Elektrode erzeugte Signal hängt von der Differenz zwischen dem elektrischen Feld  $E$  und dem an der Messfläche durch ein beliebiges Potenzial am ungeerdeten Rotor erzeugten Feld ab. Das Signal an der sekundären Elektrode hängt ausschließlich vom elektrischen Feld ab, das durch das Potenzial des Rotors generiert wird. Durch Subtraktion der beiden Signale wird eine Messgröße erhalten, die nur vom äußeren elektrischen Feld abhängt und unabhängig von der (unbekannten) Spannung am Rotor ist.

**Variante 2:** Der Rotoraufbau mit konstanter Kapazität einer bürstenlosen Feldmühle ist in Abb. 9 dargestellt. Der von der Motorwelle isolierte Shutter dreht sich hinter einem sektorisierten Schirmblech. Die variable Kopplung des elektrischen Feldes durch die Abschirmplatte erzeugt auf dem Rotor eine Wechsellspannung. Diese wird kapazitiv an den Eingang des Vorverstärkers übertragen. Damit das Eingangssignal unabhängig von einer Spannung auf dem Rotor wird, ist es erforderlich, dass die Kapazität des Rotors während der Drehung konstant bleibt. Dies wird durch die Anordnung einer Kompensationskapazität auf dem Rotor erreicht, die die Kapazitätsschwankung während der Drehung der sektorisierten Oberfläche des Rotors hinter der vorderen Abschirmplatte ausgleicht.



**Abb. 8:** Feldmühle mit Kompensation der Rotorspannung.



**Abb. 9:** Feldmühle mit Rotor mit konstanter Kapazität und kapazitiver Signalkopplung.

#### 1.4.2.4. Vibrierender Shutter

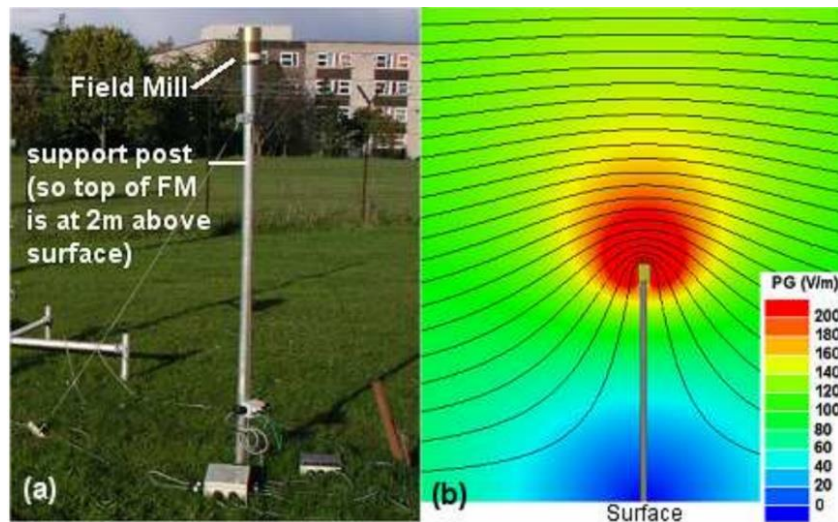
Die Abschirmung der Messelektroden des vorigen Typs lässt sich auch durch eine Hin- und Herbewegung erzielen. Die Abb. 15 und Abb. 16 zeigen die beiden typischen Varianten der Signalbildung. Das zu Grunde liegende Prinzip bleibt aber dasselbe. Für makroskopische Sensoren ist diese Art der Abschirmung weniger gut geeignet, da damit starke Vibrationen und geringe Signalamplituden einhergehen.

#### 1.4.2.5. Kalibration

Eine grundlegende Problematik bei der Verwendung von elektrischen Feldmühlen sind die dabei hervorgerufenen Feldverzerrungen (Abb. 10). Diesem kaum vermeidbaren Effekt wird durch Kalibration begegnet.

Die Feldmühlen werden in der Regel werkseitig nach der Parallelplattenmethode kalibriert, bei der durch Anlegen definierter Spannungen an zwei parallele, leitfähige Platten ein gleichmäßiges elektrisches Feld erzeugt wird [Fritzen2019, Auden2017]. In einem Loch in der Mitte einer Platte wird die Öffnung der Feldmühle bündig mit der Platte

montiert. Zur Minimierung von Randeffekten werden Platten in der Größe (Durchmesser) von ca. 1 m bei einem Abstand von ca. 16 cm verwendet. Die Platten selbst werden aus poliertem Edelstahl gefertigt, um das unerwünschte Auftreten von Oberflächenladungen zu reduzieren und ein stabiles elektrisches Nullfeld zu gewährleisten. Scharfe Ecken sind dabei zu vermeiden, um bei höheren Feldstärken Koronaentladungen zu verhindern. Alle Außenflächen sind elektrisch verbunden und geerdet, während die isolierte Innenplatte von einem Hochspannungsverstärker gespeist wird. Dieser Verstärker muss, um die geforderte Genauigkeit zu erreichen jährlich außer Haus kalibriert werden (z.B. mit einer Technologie, die auf das National Institute of Standards and Technology rückführbar ist).



**Abb. 10:** a) Beispiel der Aufstellung einer Feldmühle am Ende eines Stützastes. b) Modellierte Verzerrungen um die geerdete Feldmühle und den Stützast. Das ungestörte Feld hat eine Stärke von 100 V/m. Die 2 m große Messanordnung erhöht das Feld am Ende der Stange (Feldmühle) um mehr als das Zweifache [Bennett2007].

Die Kalibrierung der Feldmühle ergibt eine Charakteristik, die durch

$$E = k_{PP} \cdot U + O$$

genähert wird. Dabei ist  $E$  das bestimmte Feld,  $U$  die Ausgangsspannung der Feldmühle und  $O$  der Offset. Die Proportionalitätskonstante  $k_{PP}$  (Index steht PP für Parallelplatte) ist eine Funktion der Abmessungen der Feldmühle und des Verstärkers. Der Offset-Term ist auf unerwünschte Oberflächenladungen zurückzuführen, die sich auf nichtleitenden Ablagerungen auf den Elektroden befinden. Dieser Offset des Instruments variiert im Laufe der Zeit aufgrund von Schwankungen der Oberflächenreinheit zusammen mit den Lade- und Entladevorgängen. Feldmühlen mit sauberen, nichtkontaminierten Elektroden weisen Offsets von  $O < |30 \text{ V/m}|$  auf, ein geringer Wert im Vergleich zum typischen Messbereich von  $\pm 10 - 20 \text{ kV/m}$ , jedoch relevant bei Messungen der Schönwetterfeldstärke von  $120 \text{ V/m}$  [Harrison2004] und ihren Änderungen [Bennett2007a].

Allerdings ist die Gleichung  $E = k_{pp} U$  bei der Messung des elektrischen Feldes der Erde nur gültig, wenn die Instrumentenöffnung bündig mit der Erdoberfläche und nach obenweisend montiert wird, da die Kalibrierung im Werk so durchgeführt wird. Jedoch ist diese Anordnung bei der kontinuierlichen Messung ungünstig, da sich auf den Elektroden Schmutz, Regen, Vogelkot, usw. auf den Sensorelektroden ansammeln und die Messung verfälschen könnte. Für die Montage der Feldmühlen wird daher in der Regel die Orientierung nach unten empfohlen (Abb. 11).

Sowohl die Umkehrung der Orientierung als auch die Montage auf einem Stativ, auf einem Hausdach oder ähnlichem ändern die effektive Kennlinie der Feldmühle im Vergleich zur bündigen Montage. Die Montage auf einem geerdeten Stativ hat Feldverzerrungen durch die metallischen Leiter zur Folge, die berücksichtigt werden müssen. Beide Einflüsse werden mit einem Korrekturfaktor berücksichtigt, welcher vom Standort abhängig ist:

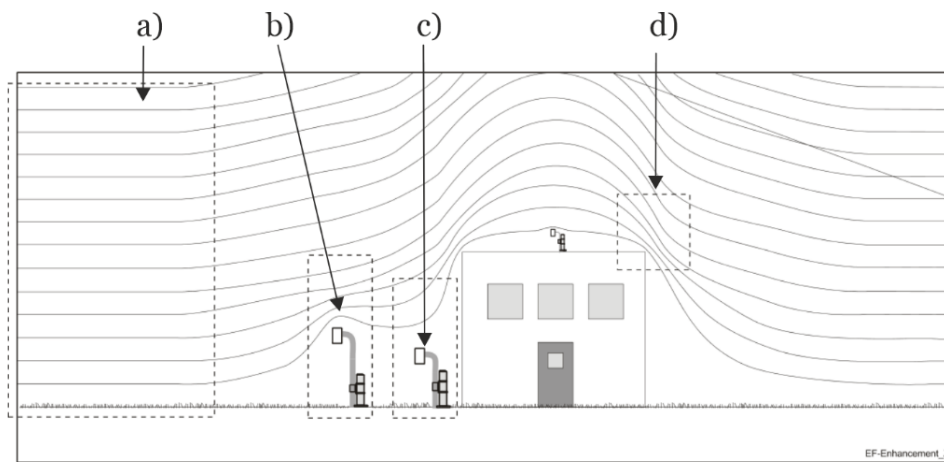
$$E = k_{\text{kor}} \cdot k_{\text{pp}} \cdot U.$$

In dieser Gleichung ist  $k_{pp}$  für jede Feldmühle durch die Kalibrierung im Werk bestimmt, während  $k_{\text{kor}}$  für jeden Standort bestimmt (gemessen) werden muss, z.B. durch die Verwendung einer bündig montierten, nach oben gerichteten Feldmühle in der Nähe des zu vermessenden Standorts, was mit erheblichem Aufwand verbunden ist.



**Abb. 11:** Typische Montage von Feldmühlen mit dem sensitiven Bereich nach unten (Thunderstorm Electric Field Mill EFM550) [Vaisala2017].

Das Aufstellen der Feldmühle erfolgt idealerweise am offenen Feld, für die Entfernung zum nächsten Objekt (Haus, Baum, ...) wird dabei mindestens dreimal die erwartete Höhe des Objektes empfohlen [Vaisala2006], um die Feldüberhöhung am Messort gering zu halten. Soll die Feldmühle auf einem Dach montiert werden, so ist hier die Mitte eines Flachdachs zu bevorzugen, keinesfalls an den Ecken eines Gebäudes auf Grund der hier zu erwartenden starken Feldverzerrungen. Der Einfluss von Gebäuden und Feldmühle ist in Abb. 12 dargestellt [Vaisala2006].



**Abb. 12:** Änderungen des elektrischen Feldes durch Gebäude und Feldmühlen. a) Frei von Hindernissen, die elektrischen Potenziellinien sind gleichmäßig verteilt, die Feldstärke ist homogen. b) Hohe Montage: die Feldstärke wird erhöht, c) in der Nähe von Gebäuden wird die Feldmühle durch das Gebäude vom Feld abgeschirmt und damit die Feldstärke reduziert. d) An Gebäudekanten und -ecken wird die Feldstärke erhöht, sichtbar durch die verdichteten Äquipotenziallinien.

Der Einfluss von Raumladungen welche durch Koronaentladungen verursacht werden können, wird in der Arbeit von Zhang et al. [Zhang2015] untersucht. Es zeigte sich hier am Beispiel von in der Bodenebene platzierten Feldmühlen, dass bei positiven Ionenströmen mit maximal  $100 \text{ nA/m}^2$  (vergl. Tab. 2) und E-Feldern  $\geq 10 \text{ kV/m}$  die Kalibrierung in einem raumladungsfreien Feld durchgeführt werden kann (Fehler  $< 2\%$ ). Bei geringeren Feldstärken wird jedoch eine Korrektur vorgeschlagen, bei welcher zuerst der Ionenstrom gemessen werden muss. Mit diesem Strom wird aus einem Kalibrationsdiagramm (Kurvenschar des Kalibrationsfaktors abhängig vom Ionenstrom mit dem Parameter elektrischer Feldstärke) ein Kalibrationsfaktor bestimmt und mit dem Messwert des Sensors auf die Feldstärke zurückgeschlossen. Da aber der Kalibrationsfaktor auch von der Feldstärke abhängt, muss dieses Prozedere wiederholt werden, bis der Feldwert der jeweiligen Kurve aus der Kurvenschar mit dem korrigierten Messwert übereinstimmt. Der Kalibrationsfaktor bei Feldstärken zwischen  $10$  und  $50 \text{ kV/m}$  und einem (vergleichsweise großen) Ionenstrom von  $1000 \text{ nA/m}^2$  ist mit kleiner  $1,1$  angegeben. Damit ist hier auch bei großen Ionenströmen der Messfehler ohne Berücksichtigung des Kalibrationsfaktors für den Ionenstroms kleiner  $10\%$ . (Dieser Fehler bezieht sich nur auf den Einfluss durch den Ionenstrom. Verzerrungen des Feldes durch die Feldmühle müssen gesondert berücksichtigt werden.)

#### 1.4.2.6. Kommerzielle Feldmühlen

Das Angebot an kommerziellen Feldmühlen ist überschaubar und der technische Fortschritt in den letzten Jahrzehnten ein nur langsamer. Die Kennwerte sind meist nur geringfügig unterschiedlich, da sie für typische Anwendungen im Bereich der atmosphärischen Überwachung und für Blitzwarneinrichtung konzipiert sind, wo die Sensoren fix montiert sind. Zum leichten Vergleich der Kennwerte sind in Tab. 6 die 10 wichtigsten Geräte aufgelistet.

**Bereich:** Der typische Messbereich umfasst  $\pm 20$  kV/m und ist für Messungen des quasistatischen atmosphärischen Feldes gedacht. Einen Messbereich von  $\pm 2$  kV/m findet sich bei den Geräte CS110 und JCI 131 und einen Messbereich von  $\pm 2000$  kV/m bei JCI 131.

**Sensitivität:** Da die Spezifikationen immer für das Gesamtgerät angegeben werden, und die Sensitivität auch von der Elektronik abhängt, wird dieser Parameter häufig nicht angegeben und besitzt so nur wenig Aussagekraft.

**Auflösung:** Die Auflösung der Geräte hängt wesentlich vom Messbereich ab und liegt bei den Bereichen bei den kleinsten Bereichen unter 1 V/m (CS110/TC und MI EFS 1000).

**Fehler:** Punkto Fehler sind, laut Spezifikationen, die MI EFS 1000 im Messbereich  $\pm 20$  kV/m mit  $\pm 1\% \pm 6$  V/m und die Previstorm mit  $\pm 10$  V/m im empfindlichsten Bereich die genauesten.

**Noise:** Bei den Rauschwerten finden sich einzig zu den Geräten von Dekra und Campbell Scientific Angaben. Herausragend ist hier CS110 in der Stativkonfiguration mit einem Wert von  $0,42 V_{RMS}/m$  im empfindlichsten Bereich (2 kV/m).

**Offset:** Die Nullpunktsfehler der Feldmühlen sind mit  $\leq |30|$  (bzw.  $\leq |50|$ ) kaum nennenswert unterschiedlich. Kontaktpotenzialunterschiede zwischen Shutter und Sensorflächen führen zu einem endlichen Ausgangssignal, selbst wenn das externe elektrische Feld Null ist [Chubb2010-3]. Solche Effekte werden durch Verwendung von poliertem Edelstahl oder durch Vergoldung der Oberflächen der metallischen Elemente in der Feldmühle minimiert. Vorteilhaft sind auch große Abstände zwischen Shutter und Messelektroden.

Eine wesentliche Ursache für den Offset bei praktischen Messungen, sind jegliche Kontaminationen auf Shutter- und Elektrodenoberflächen. Dies ist ein besonderes Problem bei Messungen, bei denen nichtleitende, geladene Staubteilchen in der Luft vorhanden sind, da sich diese auf den Oberflächen ablagern können [Chubb2010-3].

**Leistungsaufnahme:** Die Leistungsaufnahme der einzelnen Feldmühlen liegt zwischen 0,7 W beim Campbell Scientific Gerät (CS110) und 12 W bei der Previstorm Feldmühle. Die durchschnittliche Leistungsaufnahme der CS110 hängt von der Messrate ab und liegt bei 3,6 W bei 5 Hz. Das Gerät von Previstorm kann auch mit einer Enteisungsfunktion ausgestattet werden, wodurch sich der Leistungsbedarf auf 96 W beim Enteisen erhöht.

**Messrate:** Anzahl der Datenpunkte je Sekunde. Die Werte liegen hier zwischen 1 Hz (EFM550 von Vaisala und MI ZEBRA-2 von Mission Instruments) und 115 Hz (JCI 114 von Decra).

**MTBF:** Die mittlere Betriebsdauer zwischen Ausfällen wird häufig vom Verschleiß des Motors und des Erdkontaktes zur rotierenden Welle des Shutters begrenzt. Die MI EFS

1000 mit einem Wert von 300 000 h übertrifft die Konkurrenz bei weitem (wenngleich dieser Wert bei der Konkurrenz meist nicht angegeben ist). Ein bürstenloser Motor ist hier sicher nur ein Teil des Geheimnisses.

Einen interessanten Weg geht hier CS110, die im Gegensatz zu herkömmlichen Feldmühlen mit rotierendem Shutter einen sich hin- und herbewegenden einsetzt. Ein Schrittmotor bewegt dabei während der Messung eine Klappe um 45°. Diese Klappe ist über ein flexibles Edelstahlband, das unterhalb seiner Ermüdungsgrenze betrieben wird, kontaktiert und so mit Erdpotenzial verbunden. Diese Art der Erdung wird als äußerst zuverlässig beschrieben, da damit schleifende Kontakte vermieden werden.

**Gewicht:** Typischerweise liegt es im Bereich von einem bis einigen kg, wobei das nur den eigentlichen Sensorkopf betrifft, die für den Betrieb erforderliche Halterungen oder Stative und Anschlussboxen sind hier nicht eingerechnet. Drei Geräte (EFM550, Zebra-2, JCI 114) liegen gewichtsmäßig deutlich unter 1 kg, hervorzuheben ist hier das JCI 114 von Dekra, das auch explizit für mobile Anwendungen gedacht ist.

**Größe:** Ist für die typischen Anwendungen von geringem Interesse, entsprechend finden sich hier auch keine miniaturisierten Feldmühlen. Mit einer Größe von „nur“ 6,6×15×3,4 cm ist auch hier die JCI 114 deutlich kleiner als die Konkurrenz.

**Erdung:** Alle aufgelisteten Geräte müssen für ihren ordnungsgemäßen Betrieb sowie gegebenenfalls für Blitzschutz und elektrische Sicherheit geerdet sein, auch das mobile Gerät JCI 114. Damit bleibt das grundlegende Problem der Feldverzerrung durch die geerdeten Metallteile.

**Geladene Partikel:** Regen, Schnee und auch Staub können elektrische Ladung tragen. Wenn solche geladene Partikel mit den Sensorplatten der Feldmühle in Kontakt kommen, wird die elektrische Ladung vom Partikel auf die Sensorplatte übertragen und zusätzliches Rauschen im Signal entsteht. Während starken Regens kann dieses Niederschlagsrauschen die Erkennung von entfernteren Blitzen stark erschweren [Bolttek2016].



**Tab. 6:** Vergleich der Kennwerte ausgewählter makroskopischer, kommerzieller Feldmühlen.

Feldmühle Literatur	Bereich kV/m	Sensitivity $\mu\text{V}/(\text{V}/\text{m})$	Auflösung V/m	Fehler	Noise VRMS/m	O V/m	P W	Mess- rate Hz	MTBF h	Masse <sup>1</sup> kg	Maße B×T×H cm
<b>CS110/PPC</b> <sup>2</sup> [CampellScientific2012]	$\pm 21$ $\pm 212$	12 118	3 30	$\pm 1\% + 60 \text{ V}/\text{m}$ $\pm 1\% + 60 \text{ V}/\text{m}$	4 18	$\leq  30 $ $\leq  30 $	$0,7$ <sup>3</sup>	$\leq 5$	—	4	15×15×43
<b>CS110/TC</b> [CampellScientific2012]	$\pm 2,2$ $\pm 22,3$	1,2 13	0,32 3,2	$\pm 5\% + 8 \text{ V}/\text{m}$ $\pm 5\% + 8 \text{ V}/\text{m}$	0,42 1,9	$\leq  30 $ $\leq  30 $	0,7	$\leq 5$	—	4 + 32	$\varnothing 3 \text{ m} \times 3 \text{ m}$
<b>EFM100</b> [Boltek2016]	$\pm 20$	—	10	$\pm 5\% \pm 50 \text{ V}/\text{m}$	—	—	6	20	Jahre	1	$\varnothing 13 \times 17$
<b>EFM550</b> [Vaisala2006]	$\pm 10$	—	—	$\pm 5\%$ <sup>4</sup>	—	$\leq  50 $	2,3	1	25 000	0,68	$\varnothing 7,6 \times 15$
<b>GEO-EFM-100</b> [Geonica] <sup>5</sup>	$\pm 20$	—	10	$5\% \pm 50 \text{ V}/\text{m}$	—	—	4	10	—	1	$\varnothing 13 \times 17$
<b>MI EFS 1000</b> [MIC2020]	$\pm 20$	—	0,6 <sup>6</sup>	$\pm 1\% \pm 6 \text{ V}/\text{m}$ <sup>7</sup>	—	—	8	10	300 000	2,3	$\varnothing 15,3 \times 19$
<b>MI ZEBRA-2</b> [MIC2020a]	$\pm 10$	—	—	$\pm 5\% > 500 \text{ V}/\text{m}$	—	—	2	1	60 000	0,25	$\varnothing 7,6 \times 13$
<b>JCI 131</b> <sup>8</sup> [Chubb2006]	2, 20, 200, 2000	—	—	1% FS	$V_{pp}/\text{m}$ <sup>10</sup>	$\leq  50 $ <sup>9</sup>	8	—	—	3,5	$\varnothing 10 \times 25$
<b>JCI 114</b> [Dekra2019]	$\pm 20, \pm 200$	100	$10$ <sup>10</sup>	2% FS <sup>10</sup>	60	$\leq  50 $	Batt.	115	—	0,32	$6,6 \times 15 \times 3,4$
<b>Previstorm</b> [Previstorm2020]	$\pm 100$	—	$1$ <sup>10</sup>	$\pm 10 \text{ V}/\text{m}$ <sup>10</sup>	—	—	$12$ <sup>11</sup>	4	—	1,85	—

<sup>1</sup> Für den Sensorkopf, bei CS110/TC Sensorkopf + Stativ

<sup>2</sup> PPC...Parallel-Plate Configuration, TC...Tripod Configuration

<sup>3</sup> Durchschnitt, bei einem Messerwert pro Sekunde, 0,08 W bei 0,1 Hz und 3,6 W bei 5 Hz Messrate

<sup>4</sup> vom Ablesewert

<sup>5</sup> Ist dem Augenschein nach das Boltek-Produkt EFM100 [Boltek2016].

<sup>6</sup> Entsprechend 15 Bit

<sup>7</sup> im Bereich 20 V/m bis 20 kV/m

<sup>8</sup> In dieser Form nicht mehr verfügbar. Die Firma John Chubb Instrumentation ging in DEKRA auf.

<sup>9</sup> Nullpunktstabilität  $\pm 50 \text{ V}/\text{m}$  über längere Zeiträume

<sup>10</sup> Gilt für den empfindlichsten Bereich

<sup>11</sup> Maximalwert. Bei Enteisungsfunktion 96 W

#### 1.4.2.7. Wissenschaftliche Feldmühlen

Im Bereich der direkten wissenschaftlichen Publikationen zu Feldmühlen finden sich in den letzten Jahren, im Vergleich zu anderen Sensorprinzipien, erstaunlich wenige Publikationen. Daraus könnte der Schluss gezogen werden, dass das Prinzip im Wesentlichen ausgereift ist und Verbesserungen aufgrund der typischen Anwendungen bei Forschern kaum lohnenswert erscheinen.

Eine der wenigen aktuellen Arbeiten ist dabei jene von **Cui et al.** [Cui2018]. Sie ist motiviert durch die Erkenntnis, dass mit der großflächigen Einführung von HGÜs deren Umweltauswirkungen in den Mittelpunkt der öffentlichen Aufmerksamkeit gerückt sind. Die relevanten technischen Parameter sind dabei elektrisches Feld, Ionenstromdichte, Raumladungsdichte, Funkstörungen und hörbares Rauschen. Im Gegensatz zu den HWÜ-Leitungen wird das elektrische Feld unter HGÜ-Leitungen stark verstärkt, wenn eine Koronaentladung auftritt. Es wurde daher eine genaue und effiziente Messmethode mit Feldmühlen entwickelt, um sicherzustellen, dass die Übertragungsleitungen dem elektromagnetischen Umweltstandard entsprechen. Die eigens für diesen Zweck in erstaunlicher großer Zahl hergestellten Feldmühlen (65 Stück), weisen ein technisches Niveau auf, das den kommerziellen Produkten nahekommt. Die Abweichungen von der Linearität wurden mit weniger als 1% angegeben, die Genauigkeit mit 2,4%. Da die Unterschiede der einzelnen Feldmühlen in Bezug auf die Sensitivität<sup>12</sup> mit ca.  $2 \mu\text{V}/\text{Vm}^{-1}$  (ca. 10% der durchschnittlichen Sensitivität) relativ groß sind, dürfte diese Genauigkeit wohl nur für ausgewählte Exemplare bzw. bei sorgfältigstem Kalibrieren erreichbar sein. Die Sensitivität der Feldmühlen wird stark vom Abstand des geerdeten Rotors von der Messelektrode beeinflusst. Wird der Abstand vergrößert, so schirmt der Shutter auch größere Bereiche in am Rand der Fläche der Messelektrode ab, immer mehr Feldlinien treffen nicht auf der Elektrode auf, sondern enden am Shutter, mit dem Effekt, dass die auf der Messelektrode induzierte Ladung sinkt. Für die angegebene Genauigkeit müsste der Abstand auf ca.  $50 \mu\text{m}$  genau sein.

Der in der Arbeit von **Shahroom et al.** [Shahroom2015] beschriebene Sensor wurde für die Messung des elektrischen Feldes zwischen Wolken und Boden entwickelt und basiert auf dem üblichen Feldmühlenaufbau. Als Material für Rotor und Elektrode wurde Aluminium und Edelstahl getestet, wobei die Ergebnisse des Kalibrierungsprozesses zeigten, dass der Aluminium-Typ deutlich bessere Werte für Empfindlichkeit, Stabilität und Linearität erreichte.

Aluminium überzieht sich mit einer gut isolierenden Oxidschicht, ein Material, das nach Chubb vermieden werden sollte, damit der Offset möglichst gering bleibt. Es kann nur gemutmaßt werden, ob der geringe Materialpreis oder fehlende Sachkenntnis ausschlaggebend für die Materialwahl waren, die Zielsetzung ging ja auch in Richtung Blitzwarnung und nicht in Richtung Messgerätentwicklung.

---

<sup>12</sup> In der Arbeit wird „slope ratio“ verwendet und als Kehrwert der Sensitivität angegeben, allerdings ohne Einheit verwendet. Eine hinreichend genaue Definition fehlt hier.

**Fort et al.** [Fort2010, Fort2011] entwickelten eine Feldmühle, die vor allem auf geringen Leistungsbedarf hin optimiert wurde. Dazu wurde auch hier ein Shutter verwendet, der von einem Schrittmotor betätigt wird. Bei einer Messung alle 40 s sinkt der Leistungsbedarf auf 0,14 W.

Die einzige relevante Umsetzung des Prinzips mit rotierenden Elektroden (Abb. 6) stammt von **Kirkham et al.** (Abb. 13) [Kirkham1987, Johnston1986]. Die Autoren beschreiben hier unter anderem die Problematik des elektrischen Widerstandes der Sondenhalterung. Die Messsonde zum Messen der Felder im freien Raum befindet sich am Ende eines 2 m langen Stabes. Die Sonde selbst liegt damit elektrisch auf dem entsprechenden Potenzial an der Messstelle im Bereich der Hochspannungsquelle z.B. auf 10 kV, das andere Ende des Stabes durch den Benutzer auf Erdpotenzial. Obwohl ein Glasfaserstab mit einem sehr hohen längenspezifischen Widerstand von  $10^{16} \Omega/\text{m}$  verwendet wurde, führt der elektrische Widerstand des Stabes zu Strömen über den Stab und die typischen Werte im sub-pF-Bereich für die beteiligten Kapazitäten zu einer Zeitkonstante in der Größenordnung von Minuten. Nach dieser Zeit beträgt das Potenzial an der Sonde nicht mehr 10 kV, sondern beginnt sich dem Erdpotenzial zu nähern. Das Ergebnis dieser Potenzialänderung an der Sondenspitze ist eine Feldverstärkung und die Sonde misst damit ein höheres Feld. Damit das Potenzial an der Sonde konstant gehalten werden kann und so die Messung nicht verfälscht wird, muss der Strom (~pA-Bereich) aus der Umgebung geliefert werden. Die für das Feldmessgerät getroffene Lösung bestand in der Verwendung einer kleinen Polonium- $\alpha$ -Strahlungsquelle, die sich auf dem Sondengehäuse platziert wurde. Diese Quelle erzeugt Alpha-Teilchen, welche die Atmosphäre in der Nähe der Sonde ionisieren und im Wesentlichen die Sonde an diesem Punkt potenzialmäßig mit der Atmosphäre verbinden. Mit dem von der Ionenquelle gelieferten Leckstrom konnten Feldmessungen auch bei recht großen Potenzialen durchgeführt werden.

Angetrieben werden die Elektroden über eine Turbine mit Druckluft (wie in der Zahnmedizin).

Mit der Kalibrierung von Feldmühlen speziell bei der Anwesenheit von Raumladungen und bei DC/AC-Hybridtrassen beschäftigen sich **Zhang et al.** [Zhang2012, Zhang2013, Zhang2015]. Die verwendeten Feldmühlen weisen eine vergleichsweise große Zahl von Öffnungen (18) im Shutter auf. Die auf der Messelektrode influenzierte Ladung ist:

$$Q(t) = \alpha \varepsilon_0 E A(t)$$

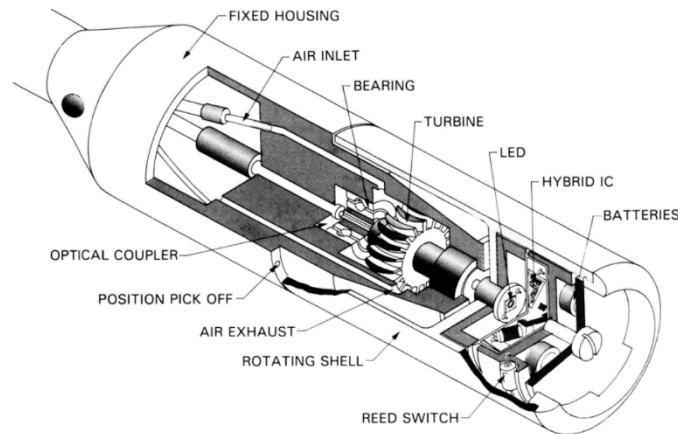
wobei  $\alpha$  ein Konstante ist, die vom Abstand des Shutters zu den Elektroden abhängt. Mit der sich zeitlich ändernden, dem Feld ausgesetzten Fläche

$$A(t) = \frac{1}{2} n A_0 [1 - \cos(n\omega t)]$$

mit  $n$  der Anzahl der Shutteröffnungen,  $A_0$  der Fläche einer Öffnung und  $\omega$  der Winkelgeschwindigkeit des Shutters, wird der Strom von der Messelektrode zur Erde

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} = \frac{1}{2} \alpha E n^2 A_0 \omega \sin(n\omega t)$$

Da die mögliche Fläche von  $A_0$  mit  $1/n$  skaliert, wird  $i(t)$  proportional zu  $n$ . Eine große Anzahl von Öffnungen im Shutter ist daher für die Empfindlichkeit der Feldmühle günstig.



**Abb. 13:** Beispiel einer wissenschaftlichen Feldmühle von Kirkham et al. [Kirkham1987] mit rotierenden Elektroden und Turbinenantrieb.

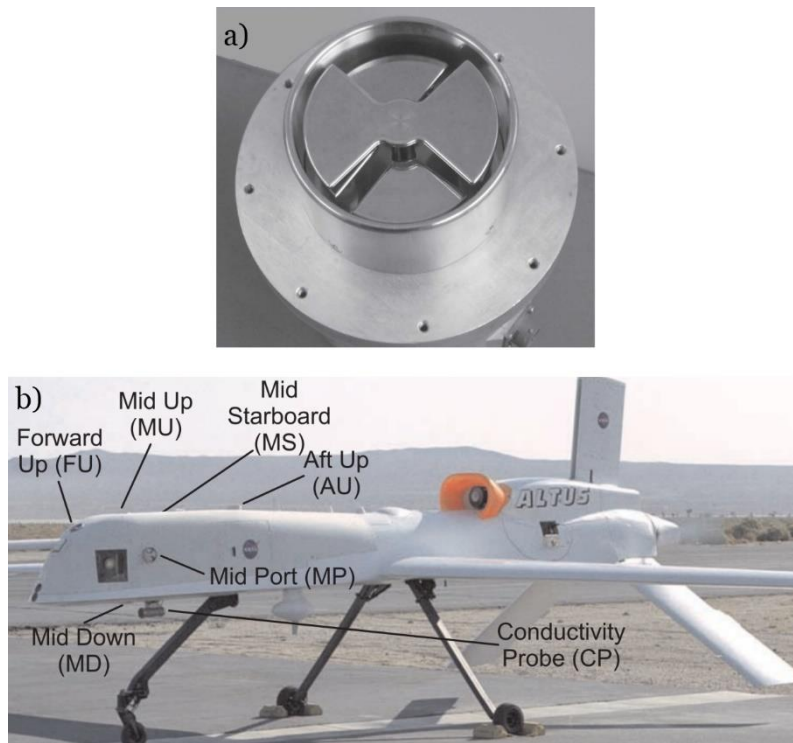
Die Autoren erkannten auch eine prinzipielle Möglichkeit der Trennung der Komponenten des Stromes vom Stator Richtung Erde. Dieser Strom besteht aus der Komponente, welche vom elektrischen Feld durch Influenz verursacht und durch den gegebenenfalls vorhandenen Ionenstrom. Die influenzierte Komponente skaliert mit  $n^2 A_0 \omega$  während der Ionenstrom

$$i_j(t) = n A_0 J (1 - \cos n\omega t)$$

mit  $J$  der Ionenstromdichte, unabhängig von der Winkelgeschwindigkeit des Rotors ist.

Die Arbeit von **Zhang et al.** [Zhang2015] ist auch hinsichtlich der gleichzeitigen Messung der AC und DC-Felder von Interesse. Durch die große Drehzahl des Rotors (90Hz) und die vielen Flügel (18) verursacht ein DC-Feld einen Messstrom mit 1 620 Hz, mit entsprechenden Seitenbändern ( $1\,620 \pm 50$  Hz). Zusätzlich ist im Spektrum ein Signal bei der Frequenz der AC-Leitung, meist 50 Hz, sichtbar.

Eine interessante Form der Feldmühle wurde von **Jiang et al.** vorgestellt [Jiang2009]. Durch zwei zusätzliche Messelektrodenpaare, die normal zur  $x$ - und  $y$ -Richtung liegen und zwei normal auf den herkömmlichen Shutter liegende Abschirmelektroden entstand eine Feldmühle, welche in der Lage ist alle drei Feldrichtungen zu messen.



**Abb. 14:** a) Feldmühle für Fluggeräte von Bateman et al. [Bateman2007] © American Meteorological Society. Used with permission. b) Bestückte ferngesteuerte Drohne NASA Altus II v7 [Mach2009].

Die Kennwerte zu den angeführten wissenschaftlichen Feldmühlen sind in Tab. 7 zusammengefasst.

**Tab. 7:** Vergleich der Kennwerte ausgewählter wissenschaftlicher Feldmühlen für statische Felder.

<b>Feldmühle</b>	$E_x, E_y, E_z$	Bereich	Sensitivity	Auflösung	Fehler	$O$	$P$	Maße
Literatur		kV/m	$\mu\text{V}/(\text{V}/\text{m})$	V/m		V/m	W	B×T×H cm
<b>Cui et al.</b> [Cui2018]	$z$	±60	≈18	—	±2,4%	—	—	Ø8×9
<b>Shahroom et al.</b> [Sharoom2015]	$z$	±4	0,8 <sup>13</sup>	—	—	—	≈7	—
<b>Fort et al.</b> [Fort2011]	$z$	±15	—	<0,5	3%	≈10	0,14 <sup>14</sup>	—
<b>Zhang et al.</b> [Zhang2015, Zhang2012]	$z$	—	—	—	—	—	—	Ø8,6×7,6
<b>Bateman et al.</b> [Bateman2007, Mach2009]	$z$	64/1100	1,9 V/m/LSB	1,9	±2,5%	<±25	7	—
<b>Jiang et al.</b> [Jiang2009]	$x, y, z$	—	—	—	—	—	—	—
<b>Kirkham et al.</b> [Kirkham1987]	$x, y$	3 000	—	≈300	—	—	—	Ø8×20

<sup>13</sup> gilt für die Variante mit Al-Rotor. Die Edelstahlvariante zeigte nur 0,3  $\mu\text{V}/(\text{V}/\text{m})$ , was mit der schlechteren elektrischen Leitfähigkeit begründet wurde.

<sup>14</sup> Für Shutterzeit 40s.

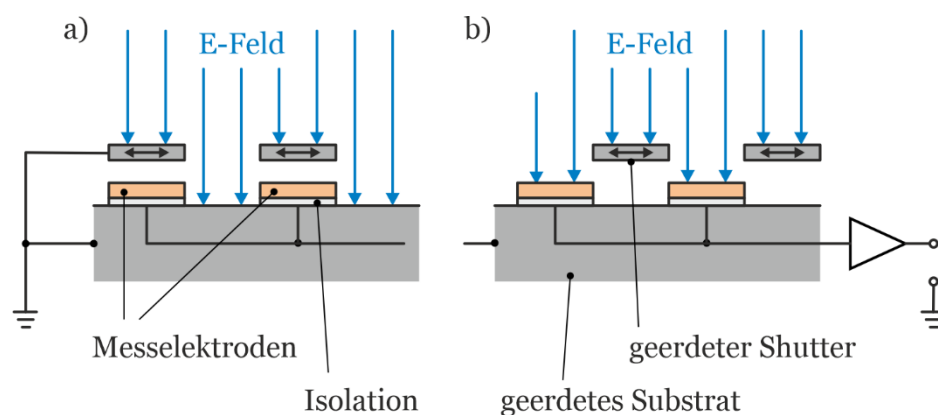
### 1.4.2.8. Nicht erdgebundene Feldmühlen

Die Erfassung der elektrischen Feldstärke mit Feldmühlen am Boden (Hausdach, ...) gibt nur bedingt Auskunft über die Änderung des elektrischen Feldes in der Atmosphäre mit der Höhe. Dass die Kenntnis der Feldstärkeverteilung in der Atmosphäre nicht nur in Bezug auf Gewitterforschung, -entwicklung und -vorhersage relevant ist, sondern auch bei verschiedenen anderen Mechanismen starken Einfluss hat, zeigt beispielsweise die Arbeit von Esposito et al., bei der der Staubeintrag in die Atmosphäre in Abhängigkeit von der elektrischen Feldstärke bestimmt wurde [Esposito2016]. Hier erfolgten die Messungen allerdings nur mit am Boden platzierten Feldmühlen. Vorgänge bzw. Feldstärken in der Atmosphäre darüber konnten so naturgemäß nicht erfasst werden. Der Wunsch nach der Messung der Feldstärke in der Atmosphäre ohne dabei eine Erdverbindung zu haben ist auch da mehr als naheliegend und führte schon früh zu Messungen mit auf Flugzeugen montierten Feldmühlen [Kasemir1951]. Als weiteres aktuelleres Beispiel sei hier auf die Feldmessungen im Bereich von Gewittern mit Drohnen von Bateman et al. verwiesen. Die Autoren bestückten Drohnen mit bis zu acht Feldmühlen um die drei Feldkomponenten und das Feld durch die elektrische Aufladung der Drohne zu messen (Abb. 14) [Bateman2007, Mach2009]. Die Messungen dienten der Erforschung von Gewittern und reichten in Höhen von bis zu 20 km.

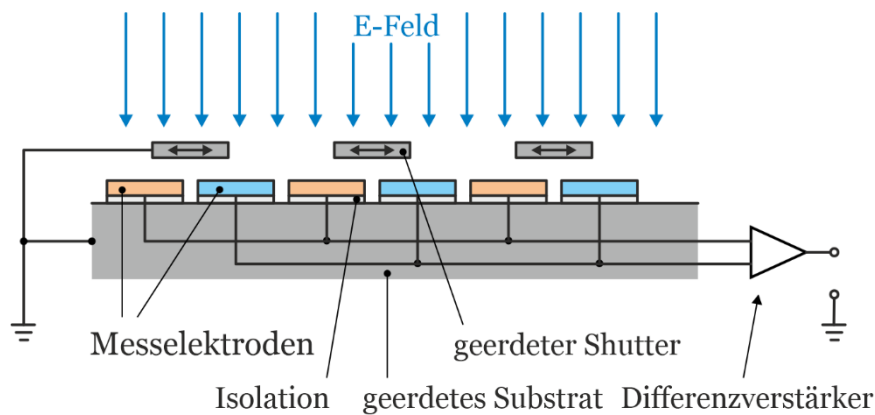
### 1.4.3. MEMS-Feldmühlen

#### 1.4.3.1. Einleitung

Im Gegensatz zu den makroskopischen Feldmühlen ist bei den mikroskopischen eine rotierende Bewegung so gut wie nicht realisierbar. Hier ist daher auf laterale Translationsbewegungen zurückgegriffen [Horenstein2001, Riehl2003, Lundberg2006, Denison2006, Shafran2005, Chen2006, Denison2007].



**Abb. 15:** Prinzip einer Feldmühle mit vibrierendem Shutter und einer Messelektrode: Messelektrode ist a) vom Feld abgeschirmt und b) dem Feld ausgesetzt.



**Abb. 16:** Prinzip einer Feldmühle mit vibrierendem Shutter und zwei Messelektroden mit Differenzverstärker [Peng2006, Chen2006].

Das grundlegende Prinzip der Flächenmodulation (Abb. 15 und Abb. 16) lässt sich so relativ einfach miniaturisieren. Dabei ist aber durch die technologischen Gegebenheiten ein anderer Aktuierungsmechanismus nötig, der auch hier ein kritischer Faktor ist. Daher erscheint es sinnvoll, die mikromechanischen Feldmühlen anhand der verwendeten Aktuierung zu unterteilen. Allerdings wurden auch unterschiedliche Varianten des Shutters entwickelt, die von der abdeckenden Ausführung der makroskopischen Feldmühlen abweichen und aus technologischen Gründen diese inzwischen praktisch abgelöst haben. Diese erlauben neben der lateralen Bewegung, vertikale und drehende Bewegungen des Shutters, welche vor allem in der Kombination ihre Vorteile entfalten können.

Wie bei den makroskopischen Feldmühlen gibt es sowohl Ausführungen mit einer Messelektrode als auch differenzielle mit zwei Messelektroden, die gegengleich abgeschirmt werden. Bei den mikromechanischen (MEMS) Feldmühlen kann man sich überdies die mechanischen Eigenmoden zunutze machen. Treibt man den Shutter bei seiner mechanischen Eigenfrequenz an, erreicht man leicht große Auslenkungen und damit einen großen Influenzstrom. Dabei wird die mechanische Güte ausgenutzt, die umso größer ist, je größer die Eigenfrequenz und je kleiner die Dämpfung des Systems ist. Nachdem bei Mikrosystemen die Wechselwirkung mit der Luft oft der bei Weitem größte Beitrag zur Dämpfung ist, werden MEMS-Feldmühlen oft in Vakuum oder reduziertem Druck betrieben, was eine hermetische Einkapselung des MEMS nötig macht und daher hohen Aufwand bedeutet.

#### 1.4.3.2. Elektrostatich aktuierte MEMS-Feldmühlen

Die erste bekannte Verkörperung einer mikromechanischen (MEMS) Feldmühle griff hierbei anstelle eines Elektromotors auf einen elektrostatischen Antrieb zurück [Horenstein2001]. Bei dieser Form der Aktuierung werden spezielle Elektroden mit möglichst hoher Kapazität mit einer Spannung versorgt und durch die entstehende Kraft die Bewegung erzeugt. Vorteile dieser Aktuierung sind der relativ geringe Leistungsaufwand, da kaum Strom fließt, die relative technologische Einfachheit und die Zuverlässigkeit. Allerdings sind große Spannungen nötig (oft dutzende Volt) um eine ausreichend



große Auslenkung zu erzielen. Dies führt zu unerwünschtem Übersprechen auf die Messelektroden, was die Genauigkeit beeinträchtigt.

Während bei Horenstein et al. [Horenstein2001] die Abschirmung der Messelektrode noch überdeckend durchgeführt wurde, wurde bereits zwei Jahre später die nichtüberdeckende Modulation des elektrischen Feldes eingeführt [Riehl2003]. Dieser 5 mm × 5 mm große Sensorchip, der in Zusammenarbeit mit dem Mikroelektronik-Hersteller Analog Devices entwickelt wurde, beherbergt neben zwei Feldmühlen auch noch zwei Elektrometer und bereits integrierte Sensorelektronik inklusive Vorverstärker. Mit einer Antriebsspannung von 30 V DC und 2,5 V AC bei der mechanischen Eigenfrequenz von 8,5 kHz konnte eine Auflösungsgrenze von 700 V/m erzielt werden. Die Kombination von AC und DC-Spannung wird genutzt, um eine größere Kraft zu erzeugen. Die reine AC-Anregung würde aufgrund der quadratischen Abhängigkeit der Auslenkung von der Spannung eine reine Schwingung an der doppelten Anregungsfrequenz mit einer um einen Faktor  $\frac{1}{2}$  reduzierten Amplitude bewirken. Der DC-Anteil erzeugt hier wieder einen Mischterm, der eine um den DC-Wert verstärkte Schwingung an der Anregungsfrequenz mit bedeutet. Der Chip wurde in einem Standard-IC-Keramikgehäuse mit Metalldeckel eingekapselt. Obwohl die Modulationsstärke bei den nichtüberdeckenden MEMS-Feldmühlen geringer ist, haben sie sich gegenüber den überdeckenden durchgesetzt, da sie einerseits einfacher herzustellen sind und andererseits nicht das Problem haben, dass die Schirmelektrode von E-Feldern angezogen wird und daher die Abschirmung weniger gut funktioniert.

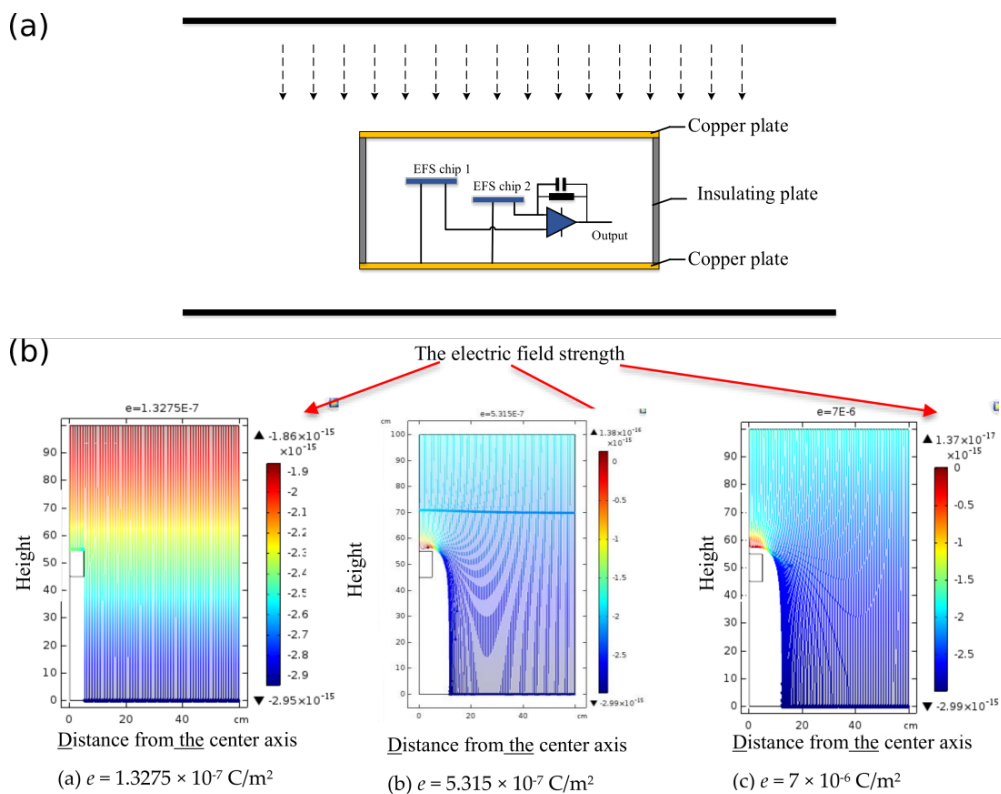
Die Auflösungsgrenze dieser Feldmühlen wurde im Laufe der Jahre immer weiter verbessert und liegt derzeit bei ca. 10 V/m [Yang2015], wobei es wahrscheinlich ist, dass dieser Wert noch niedriger liegt, da die Auflösungsgrenze in den wenigsten Quellen angegeben wird. Der Messbereich reicht inzwischen bis zu 50 kV/m, es gibt jedoch einige komplexe Ausführungen, die einen höheren Messbereich erlauben. Ein Beispiel ist die Arbeit von Makihata et al. [Makihata2019], bei der mehrere Schwingungsmoden angeregt werden. Dies führt zu einem größeren linearen Bereich und einem maximal messbaren E-Feld von 1,4 MV/m. Die Messfehler dieser Sensoren befinden sich inzwischen bei ca. 1%.

Ausführungen von elektrostatischen MEMS Feldmühlen wurden schon zur Messung von atmosphärischen E-Feldern verwendet [Peng2006, Peng2011, Wang2015, Yang2015], wobei teilweise zwei gleiche Sensoren kombiniert wurden um die Einflüsse von Temperatur-, Feuchtigkeitsschwankungen, und Aufladungen zu kompensieren. Eine andere Ausführung wurde auch zur Messung des E-Feldes von HGÜ-Leitungen eingesetzt [Yu2016, Ma2017, Ya2019, Mou2018]. Hier wurde die auftretende Problematik der Koronaströme dadurch berücksichtigt, dass man zwei Sensoren an unterschiedlichen Höhen in einem Gehäuse untergebracht hat (Abb. 17a).

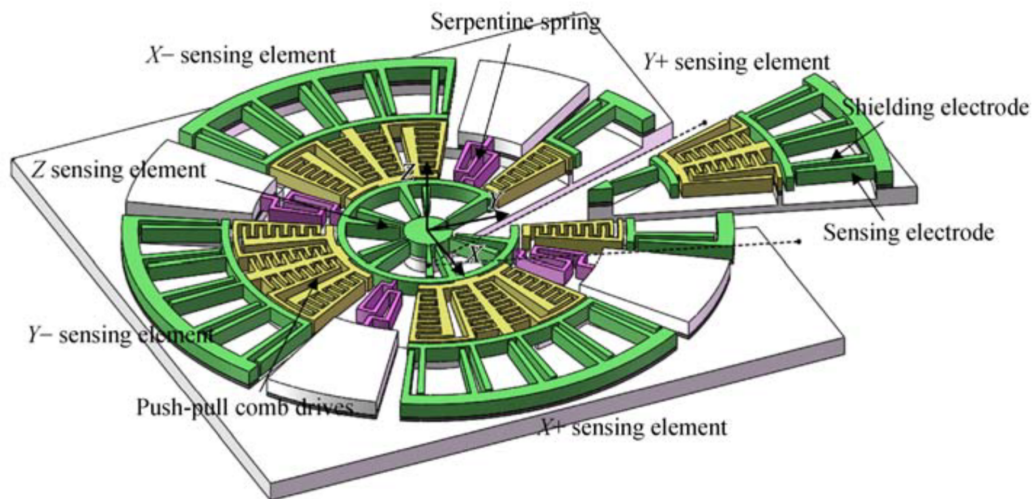
Die Aufladung (vor allem der Deckfläche) des Gehäuses durch den Ionenstrom erzeugt nach einiger Zeit einen Gleichgewichtszustand, ab dem keine neuen Ionen das Gehäuse

erreichen (Abb. 17b). Durch die Positionierung der beiden Sensoren auf unterschiedlicher Höhe im Gehäuse können aus den Messwerten die Anteile des Feldes von HGÜ-Leitung und Ionen getrennt werden. Die offensichtliche Schwachstelle dieses Ansatzes ist die Notwendigkeit des Gleichgewichtszustands. Durch veränderliche Witterungsbedingungen – vor allem durch Wind – ist der Ionenstrom nicht konstant und damit der Ladungszustand des Gehäusedeckels willkürlich, was einen signifikanten systematischen Fehler erzeugt.

Üblicherweise sind MEMS-Feldmühlen nur für eine Komponente des Feldvektors empfindlich. Durch die Kombination von drei Sensoren kann daher zumindest theoretisch der gesamte Feldvektor gemessen werden. Eine Arbeitsgruppe von der chinesischen Akademie der Wissenschaften hat dieses Ziel relativ erfolgreich verfolgt [Wang2015, Ling2017, Ling2018, Ling2019]. Der erste Schritt wurde von Wang et al. [Wang2015] mit einem Sensor gemacht, der zwei Feldkomponenten in derselben Mikrostruktur bestimmt.



**Abb. 17:** (a) Anordnung aus zwei Sensoren, um das Feld der HGÜ-Leitung vom Ionenstrom zu unterscheiden (nach [Mou2018]) (b) Einstellung des Gleichgewichtszustandes durch Aufladung des Gehäusedeckels (nach [Mou2018]).



**Abb. 18:** Aufbau eines Chips für die Messung aller drei Feld-Komponenten. [Ling2017]

Diese Struktur besteht aus einem torsionalen Shutter der zwei Paare von Messelektroden – jeweils ein Paar für eine Feldkomponente – periodisch schirmt. Dieser Sensor wurde in der Folge um die dritte Feldkomponente erweitert, indem eine zusätzliche Messelektrode nahe dem Drehpunkt integriert wurde (Abb. 18) [Ling2017].

Aufgrund der geringen Genauigkeit dieser Kombination (Messfehler 14%), der hohen Antriebsspannung (80 V DC und 3,5 V AC) und des hohen technologischen Aufwands des Herstellungsprozesses wich man von dem Weg ab alles auf einem Chip zu integrieren, und verfolgte den Weg drei separate Chips – je einen pro Feldkomponente – zu kombinieren [Ling2018, Ling2019]. Dadurch konnte man zwar den Aufwand nicht reduzieren und die Genauigkeit nur geringfügig verbessert (Messfehler 10%), aber die nötige Antriebsspannung konnte reduziert werden (20 V DC und 1 V AC).

#### 1.4.3.3. Piezoelektrisch aktuierte MEMS-Feldmühlen

Da die hohen Spannungen, die zur elektrostatischen Aktuierung notwendig sind, Probleme durch Übersprechen bereiten und auch entsprechende integrierte Spannungsquellen umständlich sind, wurden auch einige andere Aktuierungsmechanismen implementiert. Einer davon beruht auf piezoelektrischen Materialien, die sich verformen, wenn man eine elektrische Spannung anlegt. Dabei werden, um ähnliche Auslenkungen zu erzeugen, geringere Spannungen benötigt als bei der elektrostatischen Aktuierung. Außerdem ist die Bewegungsrichtung aufgrund technologischer Randbedingungen ausschließlich vertikal. Nachteilig ist hier allerdings häufig, dass die entsprechenden Herstellungsprozesse komplizierter werden und dass manche der Materialien (speziell Blei-Zirkonat-Titanat) giftig sind.

Die erste bekannte Ausführung geht auf Gong et al. [Gong2005] zurück. Dabei sind die Shutterelektroden oberhalb der Messelektroden an der Spitze eines piezoelektrischen Balkens angebracht. Auf diese Weise wurde eine Auflösungsgrenze von 100 V/m erzielt. Eine weitere, relativ aufwändige Ausführung verwendet als Shutter eine Platte

mit rasterförmig angeordneten Löchern. Die Messelektrode besteht aus komplementären Pfeilern, die im Zuge der Aktuierung des Shutters periodisch durch die Löcher geführt werden [Ghionea2013]. Um die Empfindlichkeit zu erhöhen, hat man mehrere dieser Strukturen nebeneinander angeordnet. Die Auflösungsgrenze wurde mit 0,38 V/m im Vakuum bzw. 0,6 V/m in Normaldruck angegeben. Der Einfluss der Dämpfung durch die Luft ist hier besonders deutlich anhand der Verschiebung der Resonanzfrequenz von 16 kHz in Vakuum auf 13 kHz zu merken. Ein weiteres Manko dieses Sensors ist, die Nichtlinearität des Schwingungsverhaltens, welche von einer amplituden- und frequenzabhängigen Federsteifigkeit herrührt. Das erschwert insbesondere die zuverlässige Messung von hohen Feldstärken.

Generell sieht es so aus, dass die piezoelektrisch getriebenen MEMS-Feldmühlen sich trotz des geringeren Übersprechens nicht gegen die elektrostatisch getriebenen durchsetzen können. Dies ist auf die höhere Komplexität der Herstellungsprozesse zurückzuführen und auf die damit verbundenen eingeschränkten Möglichkeiten den Sensor zu entwerfen.

#### 1.4.3.4. Thermisch aktuierte MEMS-Feldmühlen

Eine weitere Methode zur Aktuierung des Shutters besteht darin die thermische Ausdehnung zu nutzen. Die thermische Aktuierung ist eine gängige Methode, um Bewegungen auf mikroskopischer Ebene zu erzeugen. Die Erwärmung wird dabei durch einen Strom erzeugt, welcher durch den Teil der beweglichen Struktur geleitet wird, der sich ausdehnen soll. Je nach Geometrie sind die Ausdehnungs- und Kontraktionsvorgänge schnell genug, um Frequenzen im Kilohertz-Bereich zu erreichen. Im Gegensatz zu den elektrostatischen und piezoelektrischen Methoden ist ein Strom anstelle einer Spannung für die Schwingung verantwortlich. Dies wirkt sich wiederum positiv auf die Vermeidung von kapazitivem Übersprechen auf die Messelektroden aus. Allerdings ist die umgesetzte Leistung im Vergleich mit den vorigen Methoden enorm, die ohne nennenswerte Ströme auskommen. In der Folge werden einige Beispiele für thermische MEMS-Feldmühlen präsentiert.

Die erste bekannte thermische MEMS-Feldmühle verwendete einen vertikal beweglichen Shutter [Ye2006]. Um diese vertikale Bewegung zu erzeugen, wurden die Trägerbalken des Shutters aus zwei übereinanderliegenden und voneinander isolierten Schichten aus Silizium gefertigt. Über die untere Schicht wird der Strom geführt, die obere Schicht ist geerdet und für die Schirmung der Messelektroden verantwortlich. Mit diesem Sensor wurde eine Auflösung von 200 V/m erzielt.

Eine Variante mit einer lateralen Shutterbewegung und überdeckender Abschirmung wurde von Wijeweera et al. [Wijeweera2009] vorgestellt. Dabei wird ein spezieller Hebelmechanismus verwendet, um ausreichend große Auslenkungen zu erzeugen. Der Messbereich des Sensors reicht von 42 V/m bis 5 kV/m. Dieser Sensor wurde speziell für die Anwendung unter HGÜ-Leitungen entwickelt, allerdings wird nicht weiter auf den Einfluss von Ionenströmen eingegangen. Eine Weiterentwicklung dieses Sensors wurde zwar konzeptioniert [Chen2014], aber soweit bekannt nie umgesetzt.

Vermutlich durch den für MEMS-Bauteile hohen Energieverbrauch der thermischen Aktuierung haben sich diese Sensoren nicht durchgesetzt. Trotz ihrer systematischen Probleme sind bisher die elektrostatisch getriebenen Sensoren die am häufigsten genutzten MEMS-Feldmühlen. Aber dennoch sind die MEMS-Feldmühlen noch nicht am Markt angekommen, was auf grundlegende Hindernisse schließen lässt, die leider nicht in einschlägigen Publikationen behandelt werden.

### 1.4.3.5. Übersicht

In der folgenden Tabelle sind die Kennzahlen einiger MEMS-Feldmühlen aus der Literatur aufgelistet.

**Tab. 8:** Vergleich der Kennwerte einiger MEMS-Feldmühlen. Bei Entwicklungen desselben Sensortyps sind die aktuellsten Werte angegeben, bei Sensoren für mehrere Feldrichtungen jeweils die ungünstigsten Werte.

Sensor Literatur	Bereich kV/m	Sensitivity mV/(kV/m)	Auflösung V/m	Fehler	Noise VRMS/m	Komp.	Antr.	U DC V	U AC V	Maße B×T(×H) mm
<b>Riehl et al.</b> [Riehl2003]	±60	0,074	—	—	700	1	el-stat.	30	2,5	5×5
<b>Peng et al.</b> [Peng2010,2011,2011a]	—	—	—	2,5%	50	1	el-stat.	—	—	—
<b>Wen et al.</b> [Wen2014,Yang2015,Chu2017]	±2000	3	—	1,25%	10	1	el-stat.	—	—	5×5
<b>Wang et al.</b> [Wang2015]	—	0,68	—	8%	—	2	el-stat.	40	1	3,5×3,5
<b>Chu et al.</b> [Chu2017]	—	4,8	—	0,38%	—	1	el-stat.	—	—	—
<b>Ling et al.</b> [Ling2017, Ling2017a]	—	0,33	—	14%	—	3	el-stat.	80	3,5	11×11
<b>Ma et al.</b> [Ma2017,Ya2019, Mou2018]	—	10	—	5%	—	1	el-stat.	18	0.5	3×2
<b>Ling et al.</b> [Ling2018,Ling2019]	—	0,33	—	9,33%	—	3	el-stat.	20	1	9×(9 bzw. 12)
<b>Makihata et al.</b> [Makihata2019]	max. 1400, (81 dB)	—	—	1,9%	—	1	el-stat.	—	—	5×5
<b>Gong et al.</b> [Gong2005]	—	0,3	—	—	100	1	Piezo- elektr.	—	2	—

<b>Sensor</b> Literatur	Bereich kV/m	Sensitivity mV/(kV/m)	Auflösung V/m	Fehler	Noise VRMS/m	Komp.	Antr.	U DC V	U AC V	Maße B×T(×H) mm
<b>Ghionea et al.</b> <a href="#">[Ghionea2013]</a>	—	—	—	—	0,6	1	Piezo- elektr.	3	4	—
<b>Ye et al.</b> <a href="#">[Ye2006]</a>	—	0,066	—	—	200	1	therm.	—	—	2,5×2,5
<b>Wijeweera et al.</b> <a href="#">[Wijeweera2009]</a>	—	0,147	—	—	42	1	therm.	—	0,075	—

## 1.4.4. Verschiebungsstromsensoren

### 1.4.4.1. Einleitung

Eine weitere Variante der Sensoren, die auf dem Gaußschen Gesetz beruhen, ist kapazitiver Natur. Sie beruhen auf dem Verschiebungsstrom  $I_D$  bzw. der zeitlich veränderlichen Ladung  $Q$ , die durch die Änderung des elektrischen Feldes  $E$  induziert wird

$$I_D = \varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} = \frac{\partial Q}{\partial t}.$$

Diese Ladung erzeugt ein veränderliches Potenzial auf einer Messelektrode, das durch eine einfache Pufferverstärkerschaltung gehalten und ausgewertet werden kann. Da der Verschiebungsstrom der zeitlichen Änderung der elektrischen Flussdichte  $D$  entspricht, bezeichnet man diese Art von Sensoren auch als „D-Dot-Sensoren“.

Im Folgenden werden verschiedene Ausführungen dieser Sensoren für niedrigere Frequenzen etwas genauer beleuchtet, wobei sich die Einsatzgebiete oft in höheren Frequenzbereichen befinden wie etwa in der Blitzdetektion [PPMTest2020, Montena2020].

### 1.4.4.2. Potenzialsonden

Durch die Verwendung von Schutzelektroden, die stets auf dem Potenzial der Messelektrode gehalten werden, lassen sich sehr genaue Potenzialsonden realisieren. Diese können zur Messung von Biosignalen wie EKG und EEG verwendet werden [Prance2000, Harland2001, Bogue2012].

Dabei ist die konkrete Beschaltung der Messelektrode essentiell, um die tatsächliche Bandbreite und Empfindlichkeit festzulegen, die von der effektiven Eingangskapazität und dem effektiven Eingangswiderstand abhängen. Da in dieser Konfiguration das Potenzial am Ort der Messelektrode gemessen wird, muss zur Bestimmung des elektrischen Feldes das Potenzial an zumindest zwei Orten gemessen werden. Vorteile dieser Methode sind die extrem hohe Empfindlichkeit, welche sich – unter erheblichem Aufwand – in einem Rauschlevel von  $260 \mu\text{V}/\text{m}$  (bei einem Abstand zwischen den Messorten von  $5 \text{ mm}$ ) niederschlagen [Aydin2010].

Trotz entsprechender Behauptungen in der Literatur ist aber anzuzweifeln, dass sich dieses Messprinzip für echte DC Messungen eignet, wobei aber Frequenzen im Millihertz-Bereich erreicht werden können. Weiters ist zu beachten, dass diese Methode aufgrund ihrer Empfindlichkeit sehr störungsanfällig ist, da alle möglichen Quellen E-Felder in die Messelektrode einstreuen und das zu messende Feld überdecken können. Dies wird für eine Spannungsmessung aus der Distanz in Referenz [Pouryazdan2019] gezeigt und für eine EKG-Messung aus der Distanz in Referenz [Harland2001].

Im Bereich der Hochspannungsmesstechnik findet dieses Messprinzip ebenfalls Verwendung. Als Beispiele seien die folgenden zwei Herangehensweisen genannt, die auf mehrere konzentrische Ringelektroden zurückgreifen.



Bai und Wang [Bai2015, Wang2015a] beschreiben ein solches Sensorsystem, das um einen keramischen Hochspannungsisolator angeordnet ist und einen geringen Messfehler von 1% und einen Phasenfehler von weniger als  $1^\circ$  erreichen. Liang [Liang2020] berichtet von einer ähnlichen Anordnung, die aber seitlich an eine hochspannungsführende Quelle angebracht wird. Um Entladungen zwischen den Messelektroden bei hohen Feldern vorzubeugen wurde eine Schicht aus CCTO (Kalzium-Kupfer-Titanat) mit einer hohen Dielektrizitätskonstante von 10.200 aufgebracht. Da diese Schicht durch diese hohe Permittivität das zu messende Feld stark abschwächt, ist der Sensor entsprechend unempfindlich.

#### 1.4.4.3. E-Feld Kamera

Das Prinzip der Verschiebungsstrommessung wurde auch für die zweidimensionale Abbildung bzw. Projektion von elektrischen Feldern adaptiert. In dieser Anwendung werden eine Vielzahl von Messelektroden zu einem Raster ähnlich eines CCD-Sensors in Digitalkameras kombiniert [Chung2016, Chung2017a]. Die einzelnen Elektroden im Raster werden mit Transimpedanzverstärker ausgelesen, der die Influenzladungen bzw. den induzierten Strom in ein Ausgangsspannungssignal umwandelt. Mit dieser Art von Messung konnte beispielsweise die Verteilung der durch eine Linienladung in einer ebenen Fläche induzierten Ladung abgebildet werden.

Als mögliches Einsatzgebiet für diese „E-Feld Kameras“ kommt vor allem die Untersuchung von elektronischen Leiterplatten infrage oder von spannungsführenden Leitungen [Chung2017]. Eine andere Anwendungsmöglichkeit ist die Objekterkennung (Dielektrikum oder Leiter), was beispielsweise auch dazu genutzt werden kann, um zu überprüfen ob und wie viele Leute sich in einem Raum befinden [Fu2019].

Allerdings gelten auch für diese Ausführungen der Verschiebestromsensoren die oben genannten Einschränkungen. Das schließt insbesondere ein, dass eine DC-Messung aus Prinzip nicht möglich ist, da die Messgröße proportional der zeitlichen Ableitung des elektrischen Feldes ist.

#### 1.4.4.4. Potenzialfreie E-Feldsonden

Dieses Funktionsprinzip wird gegenwärtig von den meisten kommerziell erhältlichen E-Feld-Messgeräten für Personenschutzmessungen in elektrischen Wechselfeldern verwendet. Die Realisierung dieses Messprinzips für die Messung der elektrischen Feldstärke wurde bereits in den 1970er Jahren beschrieben [IEEE1978].

Es lassen sich damit auf relativ einfache und kompakte Weise ausreichende Mess-Empfindlichkeiten (typ. 1 V/m) und obere Messbereichsgrenzen (typ.  $< 100$  kV/m) für die Beurteilung der Exposition von Personen erzielen. Gleichzeitig erlaubt die Eigenschaft der galvanischen Trennung vom Erdpotenzial uneingeschränkte Mobilität während der Messungen als weiteren Vorteil im praktischen Einsatz. Aufgrund der Potenzialfreiheit wurden E-Feldmessgeräte dieses Prinzips in früheren Jahren teilweise auch „Free-Body-Meter“ genannt [IEEE1978, Feser1984].

Das Messprinzip beruht auf der Erfassung des Verschiebungsstromes zwischen zwei im elektrischen Feld befindlichen Elektroden. Frühe Versionen dieses Sondentyps verwendeten Kugelhalbschalen als Elektroden, da dafür eine hinreichend genaue analytische mathematische Beschreibung des Sensors möglich ist. Die gesamte Messelektronik (Verstärker und Elektro-Optische Wandler) wurden im Inneren der Kugelhalbschalen untergebracht, so dass das resultierende Messsignal (galvanisch getrennt vom Sensor) mittels Lichtleiter zur Ausleseinheit (in einiger Entfernung zum Sensor) geführt werden kann. Die Stromversorgung der Messelektronik erfolgt entweder mittels Batterie (im Inneren der Kugelhalbschalen untergebracht) oder über Lichtleiter und opto-elektrische Wandlung im Inneren der Kugelschalen [Kirkham1987].

Mit Kugelhalbschalen als Elektroden ließen sich allerdings nur uniaxiale (nicht-isotrope) Sonden realisieren, was für den Einsatz in der Praxis für Personenschutzmessungen untauglich ist. Daher werden in den meisten gegenwärtig realisierten Feldsonden die Elektroden als planparalleles Plattenpaar ausgeführt. Mit drei zueinander orthogonal angeordneten Plattenpaaren (d.h., die Elektrodenflächen liegen dann an den Seitenflächen eines Würfels) und jeweils zugehöriger Messelektronik, lässt sich auf einfache Weise eine isotrope Feldsonde realisieren, d.h. es kann der Ersatzfeldstärkevektor aus den drei unabhängig voneinander und simultan erfassten Einzelsignalen gebildet werden.

Grundsätzlich das gleiche Prinzip nutzend, jedoch in leicht abgeänderter Ausführungsform, sind auch E-Feldsonden im Einsatz, bei denen die Messelektronik nicht innerhalb des von den Messelektroden aufgespannten Volumens untergebracht ist, sondern der an den Messplatten abgreifbare Verschiebungsstrom über kurze (geschirmte) Leitungen einer kompakt ausgeführten Messelektronik inkl. Anzeigeeinheit zugeführt wird, z.B. [Maschek2020, Wavecontrol2020]. Bei spezieller bzw. hochohmiger Ausführung der Plattenelektroden, um in Magnetfeldern Wirbelstrominduktion zu minimieren, ist bei dieser Ausführungsvariante zusätzlich die Anordnung von drei orthogonal zueinander ausgerichteten Spulen innerhalb des von den Plattenelektroden aufgespannten Raumbereichs möglich, die gleichzeitig zur E-Feldmessung auch die Messung der magnetischen Flussdichte bis hin zu einigen 100 kHz ermöglicht. Um den Einfluss der sensornahen Messelektronik auf die E-Feldverteilung adäquat zu berücksichtigen ist es bei derartigen Ausführungsformen (ohne galvanische Entkopplung von Sensor und Anzeigegerät) wesentlich bei der Kalibrierung das gesamte Messgerät im Kalibrierfeld zu platzieren (nicht nur den Sondenkopf/Sensor). Die Tatsache, dass sich bei dieser Ausführungsform die gesamte Messelektronik im Feld befindet, erfordert zusätzlich sorgfältiges EMV-gerechtes Gerätedesign um Direkteinkopplungen in die Messelektronik und dadurch bedingte Messfehler bzw. Fehlfunktionen zu vermeiden.

Zwei weit verbreitete kommerzielle E-Feldstärkemessgeräte als Repräsentanten von E-Feldsonden des hier beschriebenen Typs (potenzialfreie Verschiebungsstromsonden) sind die würfelförmige isotrope E-Feldsonde mit Messelektronik innerhalb des von den Messelektroden aufgespannten Volumens von Narda [Narda2009], wobei das Messsignal nach Digitalisierung mittels Lichtwellenleiter zum Anzeigegerät geführt

wird, und ein Kompakt-Messgerät mit kombinierter isotroper E- und B-Feldsonde, bei dem die Messsignale über kurze (geschirmte) Leitungen zur Messelektronik und Anzeigeeinheit geführt werden [Maschek2020].

Zur Minimierung von Messfehlern aufgrund von Verzerrungen der Feldverteilung sollten die Sonden für die Messungen auf nichtmetallischen Stativen montiert und die Messdaten mittels Lichtwellenleiter ausgelesen werden. Allerdings zeigt die Praxis, dass bei Messungen im Frequenzbereich bis einige hundert Hertz mit in der Hand gehaltener Sonde (mittels ca. 30 cm langem Kunststoffgriff) und vom Körper weggestrecktem Arm die Abweichungen zur Messung mit Stativ typischer Weise weniger als 20% betragen, was für die Bewertung der Exposition von Personen in den meisten Fällen ausreichend ist.

Aufgrund des Sensorprinzips (Messung des Verschiebungsstroms, d.h. Messgröße proportional zu  $dD/dt$ ) sind derartige Feldsonden auf die Messung von elektrischen Wechselfeldern beschränkt. Bei typischen Sensorgrößen (ca. 100 cm<sup>2</sup>), typischen Empfindlichkeiten (ca. 1 V/m) und typischen Messbandbreiten (bis einige 100 kHz) liegt die untere Frequenzgrenze bei gegenwärtig erhältlichen Sonden typischerweise zwischen 1 Hz und 5 Hz [Narda2009, Maschek2020, Wavecontrol2020].

### 1.4.4.5. Übersicht

In der folgenden Tabelle sind die Kennzahlen einiger Verschiebungsstromsensoren aus der Literatur bzw. auf diesem Prinzip basierender kommerzieller Feldsonden aufgelistet.

**Tab. 9:** Vergleich der Kennwerte einiger Verschiebungsstromsensoren bzw. Feldsonden (schattierter Bereich).

Sensor/Sonde Literatur	Bereich kV/m	Sensitivity	Auflösung V/m	Fehler	Noise V/m RMS	BW Hz	Zeitk.	R GOhm	Masse kg	Maße B×T×H cm
<b>Appel et al.</b> [Appel2004]	±60	0,01 V/V	—	—	—	—	25 min	23	—	—
<b>Prance et al.</b> [Prance2000,Prance2007]	—	—	—	2%	$2,6 \cdot 10^{-4}$	1 – 7000	—	>10	—	—
<b>Chung et al.</b> [Chung2016, Chung2017, Chung2017a]	—	—	—	—	7	—	—	—	—	—
<b>Wang et al.</b> [Wang2015a]	1 – 12	0,018 mV/V	—	<1%	—	—	3 μs	—	—	—
<b>Liang et al.</b> [Liang2020]	—	—	—	—	—	—	3 μs	—	—	Ø 5
<b>Narda EFA 300</b> [Narda2009]	200	-	-	3%	< 5 V/m	5 Hz – 32 kHz	-	-	-	10×10×10
<b>Maschek ESM 100</b> [Masck2020]	100	-	-	5%	< 0.2 V/m	5 Hz – 400 kHz	-	-	-	Ø 6
<b>Wavecontrol SMP2 + WP400</b> [Wavecontrol2020]	100	-	-	8%	< 1 V/m	1 Hz – 400 kHz	-	-	-	Ø 12

### 1.4.5. Elektrometer

Der Vollständigkeit halber sei noch eine weitere Methode auf Basis des Gaußschen Gesetzes erwähnt, die sich weniger gut zur Messung von elektrischen Feldern im freien Raum eignet, aber hervorragend als Elektrometer. Als Elektrometer bezeichnet man Messgeräte, die zur Bestimmung und Quantifizierung von elektrischen Ladungen und vereinzelt auch Spannungen verwendet werden. Diese Methode macht sich wie die Verschiebungsstromsensoren die Modulation der Feldstärke ( $dE/dt$ ) zunutze, mit dem Unterschied, dass diese Modulation aktiv herbeigeführt wird. Dazu wird im Allgemeinen eine Messelektrode hinter einen Schirm mit einer Öffnung positioniert, sodass sich die Öffnung vor der Messelektrode befindet und das E-Feld der zu messenden Ladung zur Messelektrode durchdringen kann. Da die Feldstärke im Innenraum des Schirms mit steigender Distanz zur Öffnung abnimmt, kann man einen periodischen Influenzstrom erzeugen, indem man die Messelektrode vibrieren lässt. Als prominente Beispiele aus der Mikrosensorik seien hier die Arbeiten von Kobayashi [[Kobayashi2008](#), [Kobayashi2012](#), [Kobayashi2013](#)] erwähnt, die die Messelektrode piezoelektrisch treiben und auslesen. Kommerzielle Umsetzungen dieses Messprinzips sind [[TREC2020](#), [Panasonic2020](#), [Keyence2020](#)]. Diese finden z.B. in Prozessüberwachung und Oberflächen-tests Einsatz.

## 1.5. Elektrooptische Sensoren

### 1.5.1. Einleitung

Der in den 1980er Jahren angestoßene Aufschwung von integrierter Optik führte auch zu weltweiter Forschung im Bereich der optischen Sensorik. Neben exotischen Verfahren zur Messung des elektrischen Feldes durch Ausnutzen optischer Eigenschaften, wie die Verwendung von Flüssigkristallen, Tilted-Fiber-Bragg-Gratings, optisch ausgelesene piezo-elektrische Sensoren oder photonischen Kristallen, findet fast ausschließlich der Pockels-Effekt Anwendung [Peng2019]. Arbeiten wie [Robertson1985], [Hidaka1996] und [Bordovsky1998] belegen dabei eindrucksvoll die jahrzehntelangen Bestrebungen, unter Verwendung von elektrooptischen Sensoren nicht nur Wechselsondern auch Gleichfelder zu messen.

In diesem Abschnitt wird auf die Nutzung von elektro-optischen (EO) Effekten für die Messung des elektrischen Feldes eingegangen. Zu Beginn dieses Teils steht die Diskussion der verwendeten Prinzipien und der dabei verwendeten Materialien gefolgt von dokumentierten Problemen und Lösungsansätzen. Danach werden die gängigen Anwendungsfelder in der Messung von AC-Feldern beleuchtet, auf die dokumentierten Messungen von Gleichfeldern eingegangen und der dokumentierte Einfluss von Raumladungen dargelegt. Schlussendlich wird der Spezialfall der Messung von kombinierten AC-DC-Feldern mit elektrooptischer Sensorik und der dabei auftretenden Einschränkungen diskutiert.

### 1.5.2. Genutzte Prinzipien

Elektrische Felder können die optischen Eigenschaften bestimmter Stoffe ändern. Dadurch ergeben sich sehr attraktive Möglichkeiten für die potenzial- und rückwirkungsfreie Feldstärkenmessung. Als Materialien werden hauptsächlich elektrooptisch aktive Kristalle verwendet, welche entweder die Absorptionseigenschaften oder die (Doppel-) Brechung unter dem Einfluss eines äußeren elektrischen Feldes ändern [Bordovsky1998, Duvillaret2002, Toney2012, Rogers1979].

Die in der Sensorik verwendeten dielektrischen Materialien verzerren das zu messende Feld nur minimal, da keine freien Ladungen oder leitfähige und geerdete Verbindungen notwendig sind. Aufgrund der sehr geringen Ansprechzeit der Materialien sind sehr hohe Bandbreiten bis THz erreichbar [Gaborit2020].

Die Änderung der optischen Absorption in Halbleitern durch E-Felder wird als Franz-Keldysh Effekt bezeichnet. Im Gegensatz zur Nachrichtentechnik, wo optische Signale geschaltet werden, findet dieser Effekt in der Messtechnik keine praktische Anwendung, da Felder von einigen hundert kV/m bis zu MV/m benötigt werden [Mazzola1995, Cheng2005].

Praktisch genutzt wird vor allem die Änderung des Brechungsindex  $n$ , welche sich in Abhängigkeit des elektrischen Feldes  $E$  folgendermaßen darstellen lässt

$$n(E) = n_0 + S_1 \cdot E + S_2 \cdot E^2 + \dots,$$

wobei  $n_0$  der Brechungsindex ohne Feld ist [Bordovsky1998]. Der Faktor  $S_1$  im zweiten Term auf der rechten Seite der Gleichung beschreibt die lineare Abhängigkeit des Brechungsindex vom elektrischen Feld, welche als Pockels-Effekt (linearer elektrooptischer Effekt [Berger2001, Miki2002, Chmielak2011, Vasa2007, Zeng2012a]) bezeichnet wird ( $\Delta n = S_1 E = -1/2 n_0^2 r_{\text{eff}} E$ , wobei  $r_{\text{eff}}$  der elektro-optische Koeffizient ist). Der Faktor  $S_2$  im dritten Term beschreibt die quadratische Abhängigkeit und wird als Kerr-Effekt [Manno1987, Rose1999, Okubo2018] bezeichnet ( $\Delta n = S_2 E = \lambda K E^2$ , mit  $\lambda$  der Wellenlänge des verwendeten Lichts und  $K$  der Kerr Konstante). Da der Kerr-Effekt um Größenordnungen geringer als der Pockels-Effekt ist [Duvillaret2002] wird er fast ausschließlich bei größeren Feldern und mit Gasen oder Flüssigkeiten wie Transformatoröl als elektrooptisches Medium verwendet [Onishi2017]. Welcher der beiden Effekte dominiert hängt von der Symmetrie und der Elektro-Polarisations-Struktur des verwendeten Materials ab [Hidaka1996]. Terme höherer Ordnung kommen generell nicht zur Anwendung, da sie nochmals um Größenordnungen kleiner sind [Duvillaret2002].

### 1.5.2.1. Pockels-Effekt

Die vom elektrischen Feld induzierte Änderung des Brechungsindex kann die Amplitude, die Phase, den Polarisationszustand oder die Frequenz des durch den Kristall geschickten Lichtstrahls beeinflussen [Duvillaret2002]. Kohärentes Licht ist daher jedenfalls erforderlich, um die zugrundeliegende Phaseninformation zu transportieren.

Ein optischer Strahl, der in einer oder zwei Richtungen der Eigenpolarisationen des Kristalls polarisiert wurde, wird durch das elektrische Feld phasenmoduliert, da die Transitzeit durch den Kristall vom angelegten E-Feld abhängt. Die praktische Auswertung einer optischen Phasenverschiebung wird mit Mach-Zehnder Interferometern durchgeführt [Jarzynski1987, Chmielak2011, Zeng2012, Toney2014, Zhang2014, Zhang2014a, Zhang2014b], welche auch bei kommerziellen Systemen wie z.B. bei SRICO verwendet werden.

Der vom E-Feld abhängige Brechungsindex der Kristalle kann auch mittels einer Fabry-Pérot Kavität ausgewertet werden. Dabei führt jede Änderung des Brechungsindex zu einer Änderung der optischen Leistung des durch den Kristall transmittierten und reflektierten Strahls und kann als Amplitudenmodulation ausgewertet werden [Muller1999]. Dieser Effekt kann sehr gut genutzt werden, wenn in der Nähe der Resonanz der Fabry-Pérot-Kavität, also bei höheren Frequenzen, gearbeitet wird.

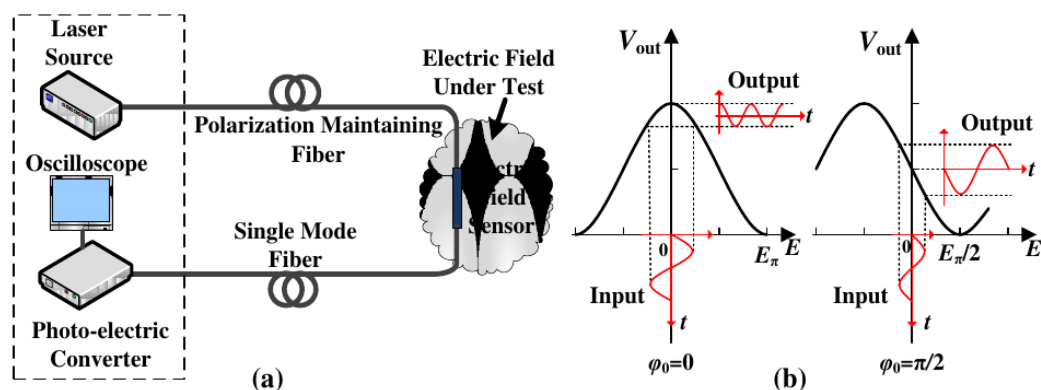
Eine Modulation des Polarisationszustandes kann ausgenutzt werden, wenn ein zirkular polarisierter Lichtstrahl in den Kristall geschickt wird. Ein äußeres elektrisches Feld bewirkt dann im Kristall eine Phasenverzögerung zwischen den beiden Komponenten des Strahls, welche in den Polarisationsachsen des Kristalls liegen. Diese Phasenverschiebung führt zu einer Modulation des Polarisationszustandes des Lichtstrahls [Gil-

lette2014], die in der Praxis durch Verwendung eines Polarisationsfilters in eine Modulation der optischen Leistung übergeführt wird [Bernier2009]. Laut [Duvillaret2002] ist diese Modulation des Polarisationszustandes derzeit die am häufigsten verwendete Methode.

Unabhängig davon welche der drei oben angeführten Prinzipien zur Messung Anwendung findet, wird schlussendlich immer eine Intensitätsänderung auf einem oder mehreren optischen Empfängern ausgewertet [Duvillaret2002].

Mit den drei oben angeführten Fällen geht eine Änderung der Frequenz einher [Duvillaret2002], die aber für Frequenzen unter einigen 10 MHz nicht praktisch genutzt werden kann. Deshalb wird die Frequenzmodulation im Folgenden auch nicht weiter behandelt.

Da sich der Pockels-Effekt auf den Brechungsindex und daher in erster Linie auf die Phase auswirkt, schlägt er sich letztlich in einer sinusförmigen Charakteristik nieder. Daher ist es nötig den Arbeitspunkt durch eine zusätzliche Phasenverschiebung einzustellen (Abb. 19), üblicherweise mit  $\varphi_0 = \pi/2$ .



**Abb. 19:** a) Struktur eines EO-Messsystems b) Charakteristik von Pockels-Sensoren mit unterschiedlicher Wahl des Arbeitspunktes durch  $\varphi_0$  [Zeng2012].

Die maximale, eindeutig zuordenbare Feldstärke  $E_\pi$  bzw.  $E_\pi/2$  wird als Halbwellenfeldstärke bezeichnet und gibt den Dynamikbereich des Messsystems vor. Als Spannungswert  $V_\pi$  kann  $E_\pi$  wie folgt ausgedrückt werden

$$V_\pi \propto \lambda / n_0^3,$$

wobei sich die Abhängigkeit von der Wellenlänge zeigt [Kumada2013].

Unter Verwendung von mehreren Laser-Strahlen mit unterschiedlicher Wellenlänge kann somit wie auch in [Kumada2013] gezeigt der Dynamikbereich vergrößert werden.

Dem durch diese Methode deutlich von beispielsweise 75 kV auf 200 kV vergrößerten Dynamikbereich steht aber auch ein erheblich komplexeres und somit teureres Messsystem gegenüber.



Sensoren basierend auf dem Pockels Effekt wurden ausgiebig studiert und mit unterschiedlichen Materialien und einer Vielzahl von Aufbauten in Wechsel- aber auch Gleichfeldern getestet [Zeng2012].

### 1.5.3. Typische Materialien

Der Pockels-Effekt wird Großteils in anorganischen Kristallen seltener aber auch in organischen Verbindungen wie Polymeren ausgenutzt [Onishi2017]. Duvillaret [Duvillaret2002a] dokumentiert neben [Cecelja2007] oder [Hidaka1996] ausgiebig die Unterschiede der gängigsten Kristalle für die Messung von elektrischen Feldern. Darin aufgelistet finden sich die Art der Kristalle, deren Brechungsindex, die rel. Permittivität und deren bevorzugte Orientierung um parasitäre Effekte zu minimieren. Materialdefekte und Unreinheiten in diesen Kristallen tragen zur Leitfähigkeit der Kristalle bei und sind damit für die Stabilität bei DC-Messungen unerwünscht. Bei Verwendung von Materialien ohne natürliche Doppelbrechung verschwindet auch die Temperaturabhängigkeit des elektrooptischen Materials laut [Kumada2013]. Eine Übersicht und Einschätzung welchen Materialien die höchste praktische Bedeutung zukommt, ist auch in [Duvillaret2002a] zu finden.

Das am häufigsten in der EO-Sensorik verwendete Material ist Lithium-Niobat (LN,  $\text{LiNbO}_3$ ). Es weist einen anisotropen Kristall mit 3m Punktsymmetrie auf. Die Temperaturstabilität ist laut [Cecelja2007] hauptsächlich durch die Temperaturabhängigkeit der natürlichen Doppelbrechung gegeben. Zusätzlich zeigt dieser Kristall aber auch einen pyroelektrischen Effekt, welcher zusätzlich die Temperaturstabilität verschlechtert. Laut [Cecelja2007] können beide Effekte minimiert werden, indem der Kristall sehr gut zur optischen Achse ausgerichtet wird. Wird diese Ausrichtung z.B. während einer Messung verändert, verschlechtert sich auch die Temperaturabhängigkeit. Laut [Cecelja2007] muss ein LN-Kristall besser als  $0,01^\circ$  zur optischen Achse ausgerichtet sein, um Temperatureffekte der Doppelbrechung weitestgehend zu unterdrücken. Die relative Permittivität von LN ist laut [Cecelja2002] 85. Das Material zeichnet sich durch sehr geringe elektrische Leitfähigkeit aus [Cecelja2007]. Die Kosten für z.B. LN in Form eines „optical-grade“ Wafers mit 100 mm Durchmesser, zweiseitig poliert und Z-Cut belaufen sich auf ca. 100 € [UniversityWafer2020, OstPhotonics2020].

Bismutgermanat (BGO,  $\text{Bi}_4\text{Ge}_3\text{O}_{12}$ ,  $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ ) wird ebenfalls sehr häufig in der OE-Sensorik verwendet [Kumada2013, Sato2014, Onishi2017, Gillette2014]. Es hat eine kubische Kristallstruktur mit  $-43m$  Punktsymmetrie und damit keine induzierte natürliche Doppelbrechung [Li2020] wodurch der Kristall standardmäßig eine sehr hohe Temperaturstabilität aufweist (siehe [Cecelja2007]). Die relative Permittivität von BGO ist laut [Cecelja2002] 4. Kosten sind vergleichbar mit LN [OstPhotonics2020].

Mit LN verwandte Materialien welche seltener verwendet werden sind Lithium Tantalate (LT,  $\text{LiTaO}_3$ ) [Bordovsky1998] und  $\text{Ti:LiNbO}_3$  [Gillette2014]. Mit LT lassen sich auch zwei Feldkomponenten gleichzeitig messen [Kuo2000].

Das mit BGO verwandte Bismutsiliziumoxid (BSO) wurde z.B. von [Volat2013] für DC-Messungen genutzt. Mit BSO lassen sich auch zwei Feldkomponenten gleichzeitig messen [Gaborit2013].

Neben den oben gelisteten Materialien wurden auch die folgenden untersucht bzw. dokumentiert:  $\text{Pb}(\text{Zn}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3$  -  $\text{PbTiO}_3$ , (PZN-PT) [Barad2000];  $\text{MgO}:\text{LiNbO}_3$ ; ( $\text{MgO}:\text{LN}$ ) und  $\text{KTiOPO}_4$  (KTP) [Vasa2007]; CdTe, GaAs, ZnS, ZnSe, ZnTe [Cecelja2007]; Ammoniumdihydrogenphosphat (ADP) [Hidaka1996], Kaliumdihydrogenphosphat (KDP), Quarz (Kristall) [Hidaka1989, Garzarella2011].

Neben anorganischen Kristallen werden auch immer wieder organische Materialien wie EO Polymere getestet. Laut [Perry2011] ist der größte Vorteil von EO Polymeren in Vergleich zu anorganischen Materialien, dass die relative Permittivität geringer ist. In [Zhang2014] wurde z.B. ein Polymer nur für AC-Anwendungen mit starken Feldern getestet. In [Duvillaret2002a] ist auch ein „organic crystal DAST“ angeführt. Trotz wiederkehrender Publikationen finden EO-Polymere aber nicht zur praktischen Anwendung. In der Literatur finden sich auch keine Angaben zur Lebensdauer der Materialien und deren Kosten im Gegensatz zu Kristallen.

#### 1.5.4. Beispiele von Messsystemen

Für die Messung von elektrischen Feldern werden neben diskreten, makroskopischen Optik-Systemen auch integrierte bzw. Mikro-System verwendet [Zeng2012]. Mittels „diskreter“ optischer Elemente aufgebaute Sensoren sind beschrieben in [Garzarella2011] (optischer Sensor mit zwei Polarisatoren und einem EO-Kristall mit einem Durchmesser  $<5$  mm zur Messung von ultra-Breitband Signalen) und in [Gaborit2013] (EO Aufnehmer mit a)  $\text{LiTaO}_3$ , zur Messung einer Komponente des E-Feldes, und b) BSO, für die simultane Messung von zwei Komponenten des E-Feldes).

Im Vergleich dazu ist ein integrierter Sensor mit Wellenleiter und aktiver elektrooptischer Region auf einem Chip in [Tulli2011] beschrieben. Integrierte Lösungen werden vorrangig in Verbindung mit Mach-Zehnder Interferometern verwendet.

##### 1.5.4.1. Messung mehrerer Feld-Komponenten

Prinzipiell erlauben Messsysteme beruhend auf dem Pockels-Effekt die gleichzeitige Messung von Phase und Amplitude. Für die Messung von mehr als einer Feld-Komponente gibt es einerseits die Möglichkeit mehrere EO-Aufnehmer z.B. orthogonal zueinander anzuordnen und andererseits die Verwendung von Kristallen, bei denen sich die Brechungsindizes in unterschiedlichen Raumrichtungen unabhängig voneinander ändern. Ein derartiges Material ist z.B. BGO oder BSO [Gaborit2015]. Ein 2D-Sensor erlaubt somit die Darstellung des E-Feld-Vektors über die Zeit [Volat2013].

Eine alternative Methode um mit einem Kristall zwei Komponenten des Feldes zu messen wurde von [Kuo2000] gezeigt. Dabei werden mehrere Laserstrahlen auf unterschiedlichen Pfaden durch einen speziell geschliffenen Kristall geführt.

Eine simultane Erfassung aller drei Komponenten des elektrischen Feldes funktioniert nur mit mehreren Kristallen im Verbund wie in [Gaborit2015] gezeigt (zwei Kristalle erlauben die Messung aller drei Feld-Komponenten). Alternativ können auch drei einzelne Sensoren mit nur einer sensitiven Achse zu einem Verbund verbaut werden.

## 1.5.5. Stabilität der Messsysteme

### 1.5.5.1. Temperaturstabilität

Die Temperaturabhängigkeit der EO-Materialien bei Kristallen kann durch entsprechende Wahl der Kristallorientierung massiv minimiert werden [Cecelja2007]. Die Temperaturstabilität der für das Funktionsprinzip notwendigen Komponenten wie Polarisatoren ist jedoch durch die Ausrichtung der Kristalle nicht zu kompensieren. Hier hilft die von z.B. [Garzarella2007] oder [Bernier2009] verwendete automatische Kompensation durch servogeregelter optische Komponenten. Neben dem zusätzlichen Aufwand dieser Herangehensweise lässt sich aus den Stellgrößen der Servoregelung auch die Temperatur extrahieren. Dieses Prinzip wird auch in kommerziellen Produkten wie denen der französischen Firma Kapteos verwendet.

### 1.5.5.2. Stabilität der Faseroptik

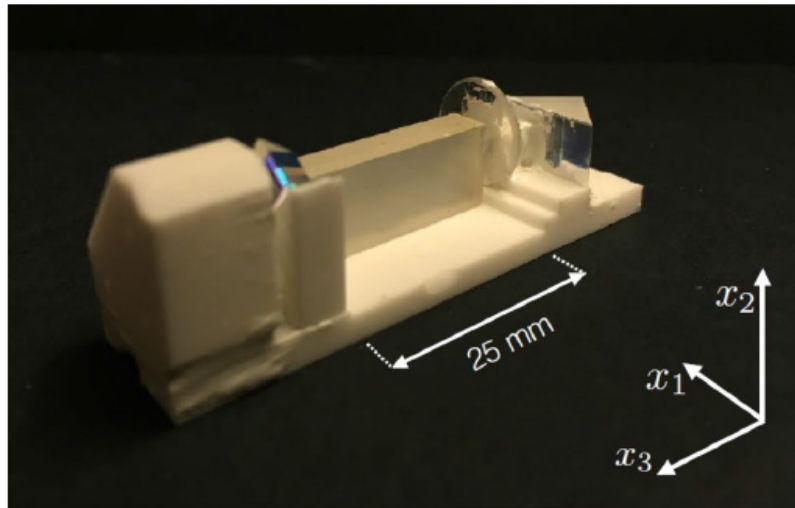
Die Reflexionen an den unterschiedlichen Grenzflächen wie z.B. an den Glasfasersteckern führen zu parasitären Fabry-Pérot Kavitäten welche bei Vibrationen und Temperaturschwankungen zu Intensitätsschwankungen führen [Hidaka1996, Bernier2009]. Diese Probleme wurden durch spezielle Fasern bzw. speziell geschliffene Stecker-Flächen (angel-polished connector - APC) eliminiert [Bernier2009].

## 1.5.6. DC-Messungen

Messungen von reinen Gleichfeldern wurden seit Jahrzehnten mit unterschiedlichem Detailgrad demonstriert [Robertson1985, Bordovsky1998, Cecelja2001]. Aus den meisten Publikationen zu DC-Messungen ist keine Abschätzung der Langzeitstabilität möglich, da z.B. nicht ersichtlich ist, in welchen Zeiträumen gemessen wurde (etwa gleich nach dem Anlegen des DC-Feldes). Kommerzielle Geräte die dezidiert Gleichfelder messen können gibt es bis dato nicht [Grasdijk2019].

Ein Grund für die Schwierigkeiten bei der Messung von DC-Feldern sind die dielektrischen Relaxationseffekte im Kristall, welche von [Garzarella2007] identifiziert wurden.

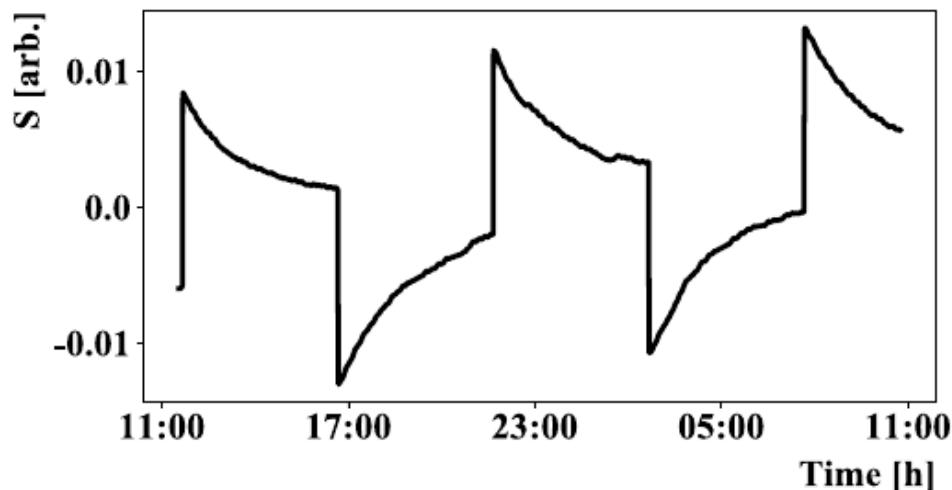
Wie [Grasdijk2019] zeigte, kann dieser Relaxationsprozess von einer Sekunden-Skala auf Stunden ausgedehnt werden. Dazu wurde eine Temperaturabhängigkeit des Kristalls durch die Verwendung von LN (Y-Cut) minimiert. Schlussendlich zeigen die Autoren aber auch auf, dass für eine DC-Langzeitmessung trotzdem eine Temperaturstabilisierung ( $< 0,2$  K) essenziell ist. Zusammen mit dieser Stabilisierung und Mittelung über 5 s konnte eine Auflösung von 400 V/m erreicht werden.



**Abb. 20:** Foto des integrierten/kompakten Sensors aus [Grasdijk2019]. Die Fasern werden in die beiden Löcher im linken Teil des Macor-Substrates befestigt.

Die Zeitkonstante  $\tau$  dieses Relaxationsprozesses ist dabei proportional  $\epsilon_0 \epsilon_r / G$  wobei  $\epsilon_0$  die Permittivität von Vakuum ist,  $\epsilon_r$  die relative Permittivität und  $G$  die spezifische Leitfähigkeit des EO-Materials sind. Ein beispielhafter Verlauf des Ausgangssignals des in Abb. 20 gezeigten Sensors aus [Grasdijk2019] ist in Abb. 21 zu sehen.

Laut [Cecelj2007] sind praktisch nur BGO und LN aufgrund der geringen Leitfähigkeit und dem damit einhergehenden Relaxationskonstanten im Bereich von 100–100 000 s für DC-Messungen geeignet.



**Abb. 21:** Beispielhafter Verlauf des Sensorsignals bei einem alle 5 h zwischen 0 V/m und 1 kV/m geänderten DC-Feld. Die Zeitkonstante beträgt hier 1,7 h. [Grasdijk2019].

Weitere Gründe für die Probleme bei der Langzeitstabilität von Messungen von Gleichfeldern sind neben der Stabilität der verwendeten EO-Kristalle die Stabilität der optischen und optoelektronischen Auswertekomponenten wie Laser, Polarisationsfilter, Strahlteiler oder Fotodioden.

Schon [Hidaka1982], [Robertson1985] aber auch [Li2020] zeigten DC-Messungen, bei denen der Kristall im Feld gedreht wurde. Durch die Drehung sollen einerseits Aufladungseffekte gleichmäßig verteilt werden und andererseits kann die periodische Bewegung zur Auswertung ähnlich dem Einbringen einer Modulationsfrequenz verwendet werden. Da einerseits ein Antrieb in der Nähe des Aufnehmers verbaut werden muss und auch die faseroptische Anbindung erheblich komplexer wird, ist ein derartiges Messsystem laut den Autoren nicht außerhalb von stationären Laboraufbauten zu verwenden.

Die Gruppe von Prof. Hidaka führte eine DC-Messung ohne Drehung des Aufbaus durch, jedoch unter Verwendung mehrerer Laserstrahlen mit unterschiedlichen Wellenlängen [Kumada2013]. Dabei wurden 27 kV an einer Aneinanderreihung von Kristallen mit 1,1 m Länge von über eine Stunde angelegt, ohne eine merkliche Drift festzustellen. Vermutlich aufgrund der hohen Komplexität des Messsystems wurde das Messsystem nicht für weiterführende DC-Messungen verwendet. Außerdem wurde nicht dokumentiert, ob diese Messungen unter Verwendung einer Temperaturstabilisierung durchgeführt wurden.

Die Gruppe rund um die französische Firma Kapteos hat mit deren Messsystem ebenfalls einmalig eine Messung bei DC mit BGO gezeigt [Volat2013], jedoch liegt die Auflösungsgrenze dieses Systems bei rund 6 kV/m. Dieses Messsystem befand sich laut den Angaben der Autoren 2013 noch in Patentanmeldung. Zum Zeitpunkt der Erstellung des vorliegenden Textes konnten keine weiteren Informationen zum Inhalt und Anmeldestatus zu diesem Verfahren mit dem Patentrecherche-Werkzeug IP-7 und in Patentdatenbanken wie Espacenet gefunden werden. Der zusätzliche Aufwand für diese Messmethode wurde genauso wenig diskutiert wie die Fragestellung, ob dieses Regelsystem gemeinsam mit der Temperaturkompensation verwendet werden kann?

#### 1.5.6.1. Einfluss von Koronaentladungen

In [Cecelja2001, Cecelja2002, Cecelja2007] ist umfangreich die Messung von DC-Feldern mit LN unter dem Einfluss von Koronaentladungen dokumentiert. Dabei führen uni- und bipolare Ladungsträger zu unterschiedlichen Sensitivitäten des Messsystems, welche aber proportional zur Raumladungsdichte sind. Die Linearität des Systems bleibt aber unter konstanten Entladungsverhältnissen erhalten. Der normalisierte Output ändert sich von etwa 4,5 je kV/mm für reines Gleichfeld auf etwa 0,6 je kV/mm bei Gleichfeld mit positiven Ladungsträgern und auf etwa 0,17 je kV/mm bei Gleichfeld mit bipolaren Ladungsträgern.

Laut [Cecelja2001] ist es für eine Messung unter Einfluss von Raumladungen immer essenziell, die Art und Dichte der Ladungsträger zu kennen.

Um den Einfluss der auf der Oberfläche sitzenden Ladungsträger zu minimieren, schlugen mehrere Gruppen, wie für die DC-Messung, ein Drehen des optischen Kristalls im Feld vor [Li2020, Hidaka1982, Robertson1985]. Die damit homogene symmetrische Aufladung des Aufnehmers funktioniert jedoch nur solange der Ionenstrom gleichförmig ist.

### 1.5.6.2. Messung von AC und DC-Feldern

Eine kombinierte Messung von AC und DC-Felder ist laut [He2018] mit EO-Systemen nicht möglich, da das DC-Feld die Sensitivität für AC-Felder ändert. Laut den Autoren müsste der DC-Feld-Anteil bei einer kombinierten Messung bekannt sein, um das Messsystem für die AC-Messung zu kalibrieren. Bei fixiertem DC-Feld bleibt die AC-Messung annähernd linear. Jedoch verringern sich die AC-Amplitudenantworten für zunehmendes DC-Feld. Bei dieser Publikation [He2018] bleiben allerdings Fragen offen (Warum relaxiert der DC-Anteil nicht? Wie schnell war die Messung? Warum streuen einzelne AC-Messwerte bei konstantem DC-Anteil?).

Bei reinen AC-Feldern mit Frequenzen  $>10$  Hz weisen die elektrooptischen Messsysteme mittlerweile eine sehr gute Sensitivität (typischerweise  $10 \text{ mV/mHz}^{-1/2}$ ) in Kombination mit einer guten Temperaturstabilität auf [Bernier2009, Kone2020, Gaborit2020].

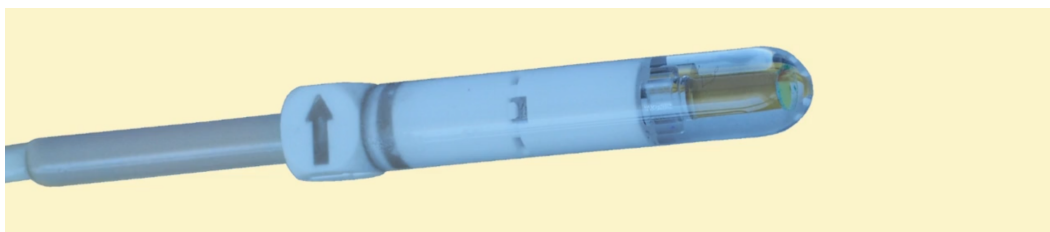
Integrierte Sensoren wie der von [Tulli2011] liefern im Vergleich zu den oben angeführten Sensitivitäten und Auflösungsgrenzen nur sehr geringe Werte, da die genutzten, aktiven Querschnitte um ein Vielfaches geringer sind. Das minimal auflösbare DC-Feld von [Tulli2011] liegt bei  $20 \text{ kV/m}$ .

### 1.5.7. Kommerzielle Produkte

Nachfolgend werden einige kommerzielle Produkte und deren spezielle Merkmale aufgeführt.

#### 1.5.7.1. Kapteos

Laut Homepage kann das eoProbe-eoSens System von Kapteos sowohl im transienten Fall als auch bei periodischen Signalen messen [Kapteos2020]. Kapteos bietet auch Sonden für simultane Messung von zwei und drei Feldkomponenten an. Die Systeme von Kapteos wurden z.B. auch in [Volat2013], [Kone2020] und [Gaborit2020] verwendet.



**Abb. 22:** Die Kapteos eoProbe ist in unterschiedlich angepassten Ausführungsformen für z.B. die Messungen in Vakuum oder Luft erhältlich. Der abgebildete Messkopf für die Messung einer Feldkomponente hat typischerweise einen Durchmesser von  $5,5 \text{ mm}$  und eine Länge von rund  $35 \text{ mm}$  [Kapteos2020].

Der sehr kompakte Aufnehmer „eoProbe2“ hat laut technischem Datenblatt [Kapteos2020] für Luft- und Vakuum-Anwendungen eine untere Grenzfrequenz von  $32 \text{ Hz}$ .

Der optoelektronische Verstärker eoSense von Kapteos (Abb. 23) beinhaltet die Laserquelle und konvertiert die optische Information, die durch die eoSense-Messköpfe im elektrischen Feld generiert wird, zu einem Spannungssignal, welches z.B. mit einem

Oszilloskop ausgewertet werden kann [Kapteos2020a]. Im Datenblatt des Konverters (FT19, Version März 2019) wurde für den Konverter „LF-30S“ eine Bandbreite von 40 Hz bis 30 MHz gefunden [Kapteos2020a].



**Abb. 23:** Optoelektronische Verstärker eoSense von Kapteos [Kapteos2020a].

### 1.5.7.2. Seikoh-Giken

Das System von Seikoh-Giken erlaubt eine Messung in einer einzelnen Raumrichtung oder im Verbund von drei Sensoren auch in allen drei Raumrichtungen. Die Bandbreite der Standard-Produkte beträgt 100 kHz bis 10 GHz. Das Material des Wandlers ist LN.

Laut Homepage von Seikoh-Giken [SeikohGiken2020] werden die Messsysteme z.B. zur Überprüfung von EMC/EMV Modellen, gepulste E-Feld-Wellenform-Messungen, Messung von E-Feldern aufgrund von Hochspannung und zur Feld-Messungen in kleinen Räumen genutzt.

### 1.5.7.3. EmagTech

Zu den Alleinstellungsmerkmalen des NeoScan Systems von EmagTech (Abb. 24) zählen laut Hersteller-Homepage [EMAG2020] eine berührungslose HF-Messung, eine große Bandbreite von 20 MHz bis 20 GHz bei Verwendung desselben optischen Aufnehmers, eine simultane Messung der Amplitude und der Phase, eine Messung der Vektor-Komponenten mit einer Unterdrückung des Übersprechens besser als 20 dB und eine sehr hohe Dynamik (>70 dB). Mit einem Wandler ist die Messung von sehr geringen (unter 1 V/m ) bis zu sehr großen (über 2 MV/m) Feldstärken möglich. Die typische Größe des Aufnehmers ist 1 mm<sup>3</sup>, wobei die hohe räumliche Auflösung durch die Spot-Größe des Laser-Strahls limitiert ist (kleiner als 10 µm im Durchmesser).

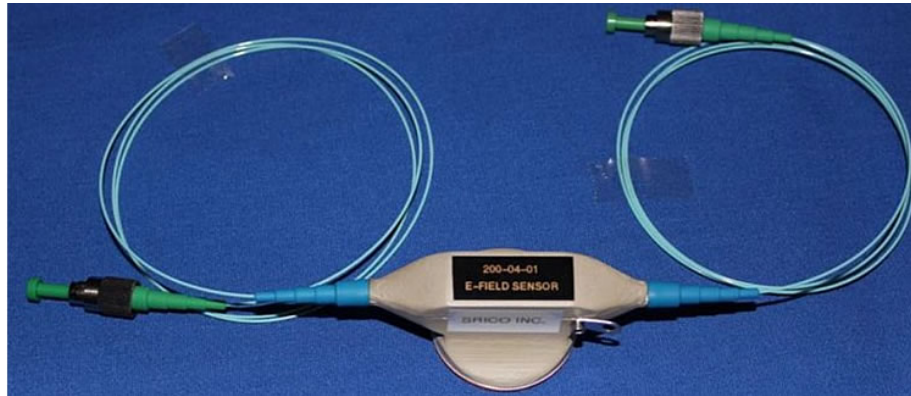


**Abb. 24:** NeoScan Messsystem von EmagTech. Rechts eine Detailansicht des EO-Aufnehmers [EMAG2020].

#### 1.5.7.4. SRICO

Das E-Feld-Messsystem „Photonic Electric Field Sensor System Model 200-04“ von Srico hat laut dem Datenblatt gemeinsam mit einem E-Feld-Aufnehmer eine Bandbreite von 10 Hz bis 1 GHz, eine Auflösungsgrenze von  $100 \text{ mV/mHz}^{-1/2}$  und einen Messbereich von 10 V/m bis zu 10 kV/m [Srico2020].

Der dazugehörige Wandler „Photrode™ Voltage Sensor, Model 400“ ist in Abb. 25 zu sehen.



**Abb. 25:** Der Wandler "Photrode Voltage Sensor, Model 400" von SRICO [Srico2020].

#### 1.5.7.5. Kosten von kommerziellen EO-Systemen

Laut Gao et al. [Gao2014] sind die Kosten für EO-Systeme im Vergleich zu Feldmühlen und anderen E-Feld-Sensorsysteme sehr hoch. Die Kosten für kommerzielle Systeme zur Messung einer Komponente eines AC-Feldes von Seikoh-Giken [Wyatt2020] oder Kapteos (Korrespondenz mit dem deutschen Vertrieb) belaufen sich dabei auf rund 45 T€ (siehe auch Vergleichstabelle am Ende des Kapitels).

#### 1.5.7.6. Zusammenfassung

Eine Übersicht der aus der Literatur extrahierten Parameter der einzelnen Systeme ist der Tab. 10 zu entnehmen.

EO-Messsysteme werden kommerziell und im wissenschaftlichen Bereich fast ausschließlich zur hoch-genauen, rückwirkungsfreien Bestimmung von AC-E-Feld-Verteilungen herangezogen [Kone2020, Gaborit2020]. Die vorhandene Literatur zur Messung von DC-Feldern zeigt, dass für stabile Messungen über Zeiträume größer als einige Minuten eine sehr genaue Temperaturregelung notwendig ist [Grasdijk2019].

Die Messung von kombinierten DC und AC Feldern ist ohne Wissen über die Stärke des DC-Feldes nicht möglich da durch das DC-Feld die Sensitivität der AC-Messung beeinflusst wird [He2018].

Darüber hinaus zeigen Cecelja et al. [Cecelja2007], dass sich die Sensitivität des EO-Messsystems unter Einfluss von Raumladungen massiv verändert. Ohne Kenntnis der



Art und Dichte der Raumladungen ist somit keine Bestimmung des Feldes unter dem Einfluss von Raumladungen möglich.

**Tab. 10:** Relevante Systeme in Publikationen und kommerzielle Systeme. Angaben der Wandlerparameter für die Messung von DC- und AC-Feldern.

<b>System</b>	<b>Abb.</b>	<b>Bereich für DC</b>	<b>Sensitivity für DC</b>	<b>Auflösung für DC</b>	<b>Noise DC</b>	<b>Bereich für AC</b>	<b>Sensitivity für AC</b>	<b>Auflösung für AC</b>
		kV/m	$\mu\text{V}/(\text{V}/\text{m})$	V/m	kV/m	kV/m	$\mu\text{V}/(\text{V}/\text{m})$	V/m
<b>Seikoh-giken SH-10MS</b>	–	–	–	–	–	0,01 V/m – 500 V/m	–	–
<b>Kapteos</b>	Abb. 22	–	–	–	–	mV/m – MV/m	–	16 mVrms/m/ sqrt(Hz)
<b>Emagtech</b>	Abb. 24	–	–	–	–	1 V/m – 2 MV/m	–	–
<b>Volat et al.</b> [Volat2013]	–	6–30	–	~6 kV/m	–	–	–	–
<b>Cecelja et al.</b> [Cecelja2013]	–	80 dB	–	100 V/m	–	–	–	–
<b>Kumada et al.</b> [Kumada2013]	–	–	–	–	–	±409	–	<1820
<b>Garzarella et al.</b> [Garzarella2011]	–	–	–	–	–	–	–	–
<b>Grasdijk et al.</b> [Grasdijk2019]	Abb. 20	–	–	400	–	–	–	–
<b>Tulli et al.</b> [Tulli2011]	–	2600	–	–	20	19 V/m–23 kV/m	–	–

<b>System</b>	<b>Abb.</b>	<b>Fehler</b>	<b>Noise AC</b>	<b>Masse</b>	<b>Maße B×H×T</b>	<b>Bandbreite</b>	<b>Kosten</b>
			V/m RMS	kg	mm <sup>3</sup>		k€
<b>Seikoh-giken SH-10MS</b>	–	–	–	–	15×15×70 (Wandler)	100 kHz – ≈10 GHz	45 – 56
<b>Kapteos</b>	Abb. 22	–	–	0,11 (Wandler)	5,5×5,5×53 (Wandler)	50 Hz – 60GHz	44,4
<b>Emagtech</b>	Abb. 24	–	–	–	1 mm <sup>3</sup> (Wandler)	20 MHz – 20 GHz	–
<b>Volat et al.</b> <a href="#">[Volat2013]</a>	–	–	–	–	–	–	–
<b>Cecelja et al.</b> <a href="#">[Cecelja2013]</a>	–	–	–	–	–	–	–
<b>Kumada et al.</b> <a href="#">[Kumada2013]</a>	–	–	–	–	–	–	–
<b>Garzarella et al.</b> <a href="#">[Garzarella2011]</a>	–	–	–	–	–	1 – 20 GHz	–
<b>Grasdijk et al.</b> <a href="#">[Grasdijk2019]</a>	Abb. 20	–	–	–	~50×20×20	–	–
<b>Tulli et al.</b> <a href="#">[Tulli2011]</a>	–	–	–	–	–	1,1 GHz	–

## **2. Gewähltes Konzept**

## 2.1. Einleitung

Durch den in Deutschland geplanten Bau von HGÜ- und HGÜ/HWÜ-Hybrid-Freileitungen ist zur Bestimmung der Exposition der Allgemeinbevölkerung Messtechnik notwendig geworden. Mit den neuen Leitungen bzw. Trassen gehen nicht nur wie bisher elektrische und magnetische Wechselfelder, sondern auch Gleichfelder, als auch gegebenenfalls Raumladungswolken in der Nähe dieser Trassen einher.

Aus der Übersicht der verschiedenen Messsysteme lassen sich folgende Aussagen zusammenfassen:

1. Bei rein passiv mechanischen Systemen, bei welchen die Ladungen auf der beweglichen Struktur durch Influenz erzeugt werden, ist die Kraft proportional dem Quadrat des Feldes. Damit ist die Bestimmung der Feldorientierung nicht möglich. Weiters entstehen bei AC/DC-Feldern Mischterme aller Komponenten, eine eindeutige Bestimmung der Komponenten ist damit nicht mehr möglich.

Bei aktiven mechanischen Systemen werden auf den beweglichen Strukturen durch eine AC-Quelle Ladungen erzeugt. Die resultierende Kraft ist proportional der Ladung und dem äußeren elektrischen Feld mit allen seinen Komponenten, auch bleibt die Phaseninformation erhalten. Damit besteht hier die Möglichkeit der Messung verschiedener Frequenzkomponenten des E-Feldes.

2. Bei den Feldmühlen mit rotierendem Shutter ist kein System bekannt, das sowohl DC-Felder als auch AC-Felder bis Frequenzen bis 700 Hz möglich ist (nach Tab. 6 ist die maximale Messrate bei 115 Hz). Die MEMS-Feldmühlen werden derzeit rein für DC-Felder konzipiert, Angaben zur Grenzfrequenz finden sich nicht.

Sensoren, die das zeitlich ändernde Feld auswerten, sind aufgrund des Sensorprinzips (Messung des Verschiebungsstroms, d.h. Messgröße proportional zu  $dD/dt$ ) auf die Messung von Wechselfeldern beschränkt. Die untere Frequenzgrenze bei gegenwärtig erhältlichen Sonden liegt typischerweise bei 1 Hz bis 5 Hz. Die Geräte, die wiederum auf vibrierenden Elektroden basieren (Kap. 1.4.5) basieren, sind nur für DC geeignet.

3. Die elektrooptischen Messsysteme sind gut geeignet für E-Felder höherer Frequenzen (durchaus auch 40 Hz bis 30 MHz wie das System von Kapteos), nicht jedoch für DC-Felder. Elektrooptische Sensoren scheiden daher für die gegenständliche Anwendung aus.

Um die in Tab. 4 formulierten Anforderungen zu erreichen, erscheint daher die Weiterentwicklung von bisherigen Ansätzen notwendig. Basierend auf der Literaturrecherche wurden im Wesentlichen drei Wandlerprinzipien identifiziert, die potentiell geeignet sind um das elektrische Feld im Einwirkungsbereich von HGÜ, HWÜ und

HGÜ/HWÜ-Trassen zu messen. Diese werden im Folgenden aufgegriffen und deren Auswahl begründet.

## 2.2. Geeignete Wandlerprinzipien

Als wesentliche Einschränkung bei der Auswahl der geeigneten Messtechnik ist die zuverlässige Bestimmung der elektrischen Gleichfelder anzusehen. Um diese zu gewährleisten ist einerseits ein stabiler Nutzeffekt vonnöten, andererseits ein leicht erfassbares Ausgangssignal dieses Effekts. Ersterer schließt beispielsweise die elektrooptischen Sensoren oder Verschiebungsstromsensoren aus, da der jeweilige Effekt mit einer für statische Anwendungen zu kurzen Zeitkonstante verknüpft ist. Letzteres bevorzugt wohldefinierte Wechselsignale, da vor allem Messtechnik und Messzeit wesentlich günstiger sind. Dies bedeutet, dass das Gleichfeld moduliert werden muss. Die Messung der niederfrequenten Felder (im Speziellen 50 Hz) lässt sich ebenso modulieren.

Daher bleiben drei Prinzipien übrig:

- das Feldmühlenprinzip,
- die aktive Kraftwirkung und
- die modulierte Version der passiven Kraftwirkung.

Das **Feldmühlenprinzip** als Influenz-basierender Effekt moduliert das elektrische Feld durch periodisches Schirmen der Messelektroden. Der Wandleraufbau und die zugehörige Elektronik sind sehr einfach und entsprechende makroskopische Systeme sind ausgereift und am Markt verfügbar. Ein wesentlicher Nachteil bei den makroskopischen Feldmühlen ist die Geschwindigkeit der Rotoren, die ein Abtasten (Modulation) von 50-Hz-Feldern und höherer Harmonischer nur eingeschränkt erlaubt. Bei den MEMS-Feldmühlen kann hier allerdings leicht eine Schwingungsfrequenz im kHz-Bereich erreicht werden, mit der die Abtastung von niederfrequenten Wechselfeldern möglich ist. Allerdings ist nach wie vor das Übersprechen des elektrostatischen Antriebs auf die Messelektroden ein prinzipielles Problem. Die anderen Antriebsarten (thermisch und piezoelektrisch) haben sich als zu umständlich oder nicht effektiv herausgestellt.

Die beiden anderen Methoden sind kraftbasiert und daher vom Prinzip ähnlich. Das elektrische Feld bewirkt eine Bewegung einer mikromechanischen Struktur. Dadurch, dass in beiden Fällen ein optisches Verfahren zur Quantifizierung dieser Bewegung verwendet wird, sind diese Methoden per se rückwirkungsfrei. Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass diese Messsysteme die beste in der Literatur beschriebene Auflösung für Gleichfelder erreichen.

Der Unterschied zwischen diesen Methoden liegt in der Art der Modulation. Bei der **aktiven Kraftwirkung** werden durch eine angelegte Wechselspannung Ladungen an der beweglichen Struktur erzeugt, die somit in einem äußeren Feld eine Kraft spürt und zu schwingen beginnt. Bei Gleichfeldern findet diese Schwingung bei der Frequenz der Wechselspannung statt, bei Wechselfeldern entstehen Seitenbänder um diese Frequenz. Im Falle der **passiven Kraftwirkung** kann die Modulation durch ein elektrisches Biasfeld erzeugt werden. Durch die quadratische Abhängigkeit der Kraft vom

elektrischen Gesamtfeld (Summe aus zu messendem Feld und Biasfeld) wird ein Mischterm erzeugt. Analog zur aktiven Kraftwirkung ist dieses Biasfeld ein Wechselfeld, sodass ein äußeres Gleichfeld auf die Frequenz des Biasfeldes moduliert wird oder ein äußeres Wechselfeld auf die Frequenzen der Seitenbänder des Biasfeldes. Die Bezeichnung aktiv/passiv unterscheidet hierbei nur mehr, ob eine direkte Kontaktierung des MEMS-Chips notwendig ist oder nicht. Dabei kann in beiden Fällen (aktiv/passiv) der Dynamikbereich des Systems durch die Stärke der Modulationsspannung bzw. des Modulationsfeldes erhöht werden. Im Falle des aktiven Systems wurde in der Literatur ein Dynamikbereich von  $<1$  V/m bis 1 MV/m beschrieben, der den Feldstärkenbereich im Einwirkungsgebiet der HGÜ-, HWÜ, und HGÜ/HWÜ-Trassen deutlich beinhaltet (Tab. 11).

**Tab. 11:** Generelles Potenzial der Methode

System	Dynamikbereich V/m	Frequenzbereich kHz	Auflösung V/m	Rückwirkung	Ionenstrom	Komplexität
<b>MEMS EFM</b>	10-10 <sup>5</sup>	0-1	10	-	-	+
<b>Passive Kraftwirkung</b>	1-10 <sup>6</sup>	0-1	1	+	-	-
<b>Aktive Kraftwirkung</b>	0,1-10 <sup>6</sup>	0-10	<1	+	-	-

In dieser Tabelle sind die wichtigsten Eigenschaften der drei Methoden zusammengefasst. Dabei sind die angegebenen Werte mit den Anforderungen verglichen, was durch eine Ampelfärbung zum Ausdruck gebracht wird. Grün heißt hier, dass die Anforderungen gut zu erfüllen sind, gelb, dass die Anforderungen nur knapp erfüllt werden, was keinen Spielraum für Störungen lässt und Rot, dass die Anforderungen nicht erfüllt werden. Es sei hier aber darauf hingewiesen, dass diese Wertung nur für die Methoden an sich gilt, nicht jedoch für ein Gesamtsystem. Dies gilt insbesondere für die Störeinflüsse, die durch den Koronastrom entstehen. Dieser betrifft systematisch alle Methoden, da durch die Anlagerung dieser Ionen elektrostatische Störfelder entstehen, die die Messergebnisse verfälschen und eine zeitlich veränderliche Drift verursachen.

Die aus Sicht der Autoren vielversprechendste Methode ist die aktive Kraftwirkung. Ein vollständiges Konzept, das auf dieser Methode beruht, wurde ausgearbeitet und wird in Kap. 5 vorgestellt.

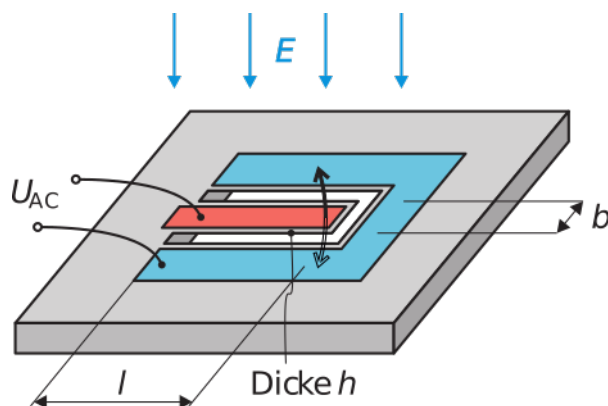
Hier wird nachfolgend auf die Grundidee des Wandlers in der konkreten Anwendung eingegangen. Dies beinhaltet die Wirkungsweise für DC und AC-Messung mitsamt Modulationsverfahren, die Auslesung der Schwingung des Wandlers sowie die Verwendung eines Biasfeldes als Vorkehrung zur Ionenabwehr.



## 2.3. Funktionsweise des Wandlers

Als MEMS-Wandler für die aktive Kraftwirkung wird ein Cantilever (Kragbalken) eingesetzt. Dieser wird mit einer Wechselspannung  $U_{AC}$  (Frequenz  $f_d$ ) gegen den umgebenden Silizium-Rahmen getrieben (Abb. 26). Der Cantilever bildet mit dem Rahmen eine Kapazität  $C$ , was dazu führt, dass er bedingt durch die Wechselspannung  $U_{AC}$  eine alternierende Ladung  $Q$  beherbergt. Im äußeren Feld  $E$  (Frequenz  $f_e$ ) entsteht so eine Kraft, die den Cantilever zu Schwingungen mit der Frequenz der Wechselspannung  $f_d$  bzw. ihrer Seitenbänder  $f_d \pm f_e$  anregt.

Die Empfindlichkeit des Wandlers (Auslenkung/Feldstärke) ist dabei von einigen wenigen Faktoren abhängig. Einerseits bestimmt die Kapazität  $C$  der Struktur die Ladungsmenge  $Q$  gemäß  $Q = C \cdot U_{AC}$ , die mit einer bestimmten Spannung  $U_{AC}$  aufgebracht werden kann, andererseits bestimmt die effektive Biegesteifigkeit  $k_{eff}$  wie groß die Auslenkung des Cantilevers für eine gegebene Kraft  $F = Q \cdot E$  (hier als Flächenlast) ausfällt. Beide hängen von der Geometrie der Struktur ab. Als Abschätzung der zu erwartenden Kräfte bzw. Auslenkungen  $A$ , sei ein Cantilever mit Länge  $l = 2$  mm, Breite  $b = 150$   $\mu\text{m}$  und Höhe  $h = 20$   $\mu\text{m}$  gegeben. Die effektive Steifigkeit kann als maximale Auslenkung dividiert durch die gesamte Last definiert werden, was bedeutet  $k_{eff} = 8 \cdot Y \cdot I / l^3 = 2 Y b h^3 / (3 l^3) = 13,3$  N/m, wobei  $Y = 133$  GPa der Elastizitätsmodul von monokristallinem Silizium ist und  $I$  das Flächenträgheitsmoment. Bei einer ungefähren Kapazität von 1 pF, einer Spannungsamplitude von 10 V und einer Feldstärke von 100 V/m beträgt die Kraft 1 nN. Damit liegt die entsprechende (quasistatische) Auslenkung bei ca.  $A = 75$  pm. Mit der best-case Auflösung des geplanten optischen Ausleseverfahrens von 30 pm (siehe 2.4) kann die quasistatische Auflösungsgrenze unter Verwendung eines einzelnen Cantilevers grob auf ca. 40 V/m geschätzt werden. Der hier verwendete repräsentative Kapazitätswert beruht ausschließlich auf FEM-Simulationen verschiedener Cantilevergeometrien, welche im Rahmen einer Vorstudie durchgeführt wurden. Eine analytische Abschätzung ist, obwohl die grundlegende Cantilever-Struktur sehr simpel gehalten ist, sehr aufwendig.



**Abb. 26:** Vereinfachtes Schema zur Erläuterung des gewählten Wandlerprinzips. Der Cantilever (rot) wird mit einer Wechselspannung gegenüber dem umliegenden Chiprahmen getrieben, was im elektrischen Feld eine Schwingungsbewegung verursacht.

Die Frequenz der Anregung kann dabei so gewählt werden, dass die Resonanz des Cantilevers angeregt wird. Dadurch können wesentlich größere Auslenkungen erzielt werden als im quasistatischen Bereich. Dieser Unterschied schlägt sich in dem Faktor der mechanischen Güte wieder, die für MEMS-Cantilever aufgrund ihrer relativ geringen Dämpfung bei Normaldruck leicht einen Wert von über 100 annehmen kann. Daher ist in diesem Fall die theoretische Auflösungsgrenze im dynamischen Betrieb um den Faktor 100 besser (bei ca. 0,2 V/m), da die Auslenkungen um einen Faktor 100 größer werden. Die Resonanzfrequenz hängt wiederum von den Abmessungen des Cantilevers ab. Sie sollte so gewählt werden, dass sie messtechnisch bequem erfasst werden kann. Weitere Anforderungen für die Wahl der Resonanzfrequenz ergeben sich aus Überlegungen zu den zu erwartenden Frequenzbereichen der mechanischen Kraft.

Durch eine Erhöhung der Spannungsamplitude von  $U_{AC}$  kann prinzipiell diese Auflösungsgrenze verbessert werden. Sollten die Schwingungsamplituden zu groß werden, kann prinzipiell durch ein Absenken der Spannungsamplitude ein Übersteuern vermieden werden. Damit kann der Dynamikbereich zu hohen Feldern hin vergrößert werden.

### 2.3.1. Modulation und Rückgewinnung des E-Feldspektrums

**Einfaches DC-Feld:** Bei der Messung eines reinen DC-Feldes  $E_0$  kann durch eine am Cantilever angelegte Wechselspannung  $U_0 \sin(\omega_d t)$  eine Kraft

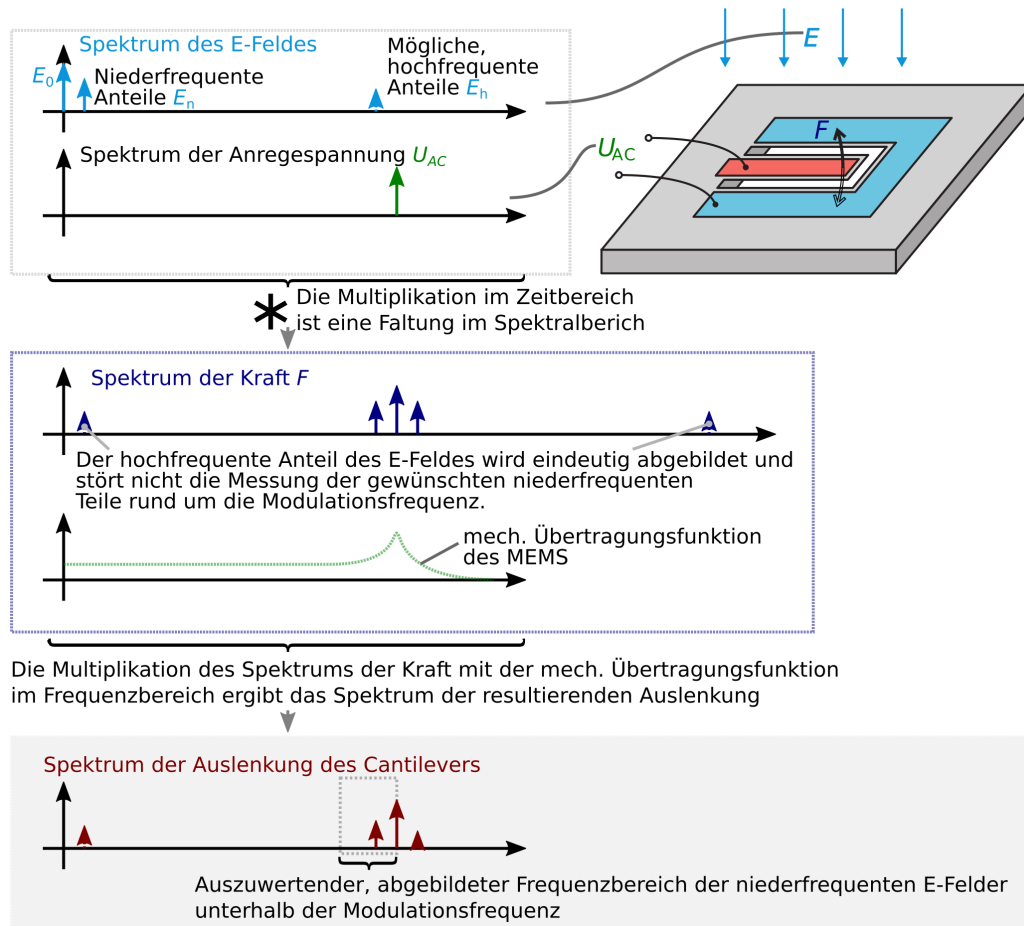
$$F = CU_0 E_0 \sin(\omega_d t)$$

erzeugt werden. In diesem Falle sollte die Modulationsfrequenz  $\omega_d$  der Resonanzfrequenz  $\omega_0$  entsprechen, um die bestmögliche Auflösung zu erzielen. Die Information über die Feldstärke kann aus der Schwingungsamplitude bei  $\omega_d$  einfach gewonnen werden. Dieser simple Fall tritt aber in der Praxis unter hybriden Hochspannungsleitungen nicht auf.

**Diskretes E-Feldspektrum:** Im Falle einer Messung von AC-Feldern bestehend aus diskreten Frequenzlinien tritt eine Kraft auf, deren Frequenzen den Summen- und Differenzfrequenzen der Anregespannung  $U_{AC} = U_0 \sin(\omega_d t) = \sin(2\pi f_d t)$  mit diesen Linien entsprechen. Da sowohl niederfrequente als auch höherfrequente Felder auftreten können, sei in der Folge zur Veranschaulichung ein elektrisches Feld bestehend aus einem konstanten Teil  $E_0$ , einem niederfrequenten Teil  $E_n \sin(\omega_n t + \varphi_n)$  und einem höherfrequenten Teil  $E_h \sin(\omega_h t + \varphi_h)$  angenommen. Dies ergibt gemäß  $F = CU_{AC}E$  eine Kraft

$$\begin{aligned} F &= CU_0 \sin(\omega_d t) [E_0 + E_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) + E_h \sin(\omega_h t + \varphi_h)] \\ &= CU_0 E_0 \sin(\omega_d t) + CU_0 E_n / 2 [\cos((\omega_d - \omega_n)t - \varphi_n) - \cos((\omega_d + \omega_n)t + \varphi_n)] \\ &\quad + CU_0 E_h / 2 [\cos((\omega_d - \omega_h)t - \varphi_h) - \cos((\omega_d + \omega_h)t + \varphi_h)] . \end{aligned}$$

Die Frequenzen des elektrischen Feldes werden mit der Anregespannung gemischt, wodurch jeweils Summen- und Differenzfrequenzen entstehen, die häufig als Seitenbänder bezeichnet werden. Dies ist grafisch in Abb. 27 dargestellt. Dabei ist es allerdings möglich, dass insbesondere bei den unteren Seitenbändern (Differenzfrequenzen) Doppeldeutigkeiten auftreten können und Feldbeiträge von unterschiedlichen Frequenzen auf dieselbe Differenzfrequenz abgebildet werden. Dies wird im Folgenden beschrieben.



**Abb. 27:** Verknüpfung der verschiedenen Frequenzanteile und sich ergebender Auswertebereich.

Zur Beschreibung der Doppeldeutigkeiten wird angenommen, dass mit der Modulationsfrequenz  $\omega_d$  der Anregespannung am Cantilever die beiden Anteile des zu messenden Feldes mit dem Nutzterm bei der Frequenz  $\omega_n$  und dem Störterm bei der Frequenz  $\omega_h$  moduliert werden.

Damit ergeben sich die folgenden für die Auswertung relevanten Seitenbänder:

$$\cos(\omega_d - \omega_n) \text{ bzw. } \cos(\omega_d - \omega_h).$$

Doppeldeutigkeiten treten dabei auf, wenn  $|\omega_d - \omega_n| = |\omega_d - \omega_h|$  ist, wobei die folgenden vier Fälle zu unterscheiden sind:

(i)  $\omega_d - \omega_n > 0$ ,  $\omega_d - \omega_h > 0$

$$(ii) \quad \omega_d - \omega_n < 0, \omega_d - \omega_h > 0$$

$$(ii) \quad \omega_d - \omega_n > 0, \omega_d - \omega_h < 0$$

$$(iv) \quad \omega_d - \omega_n < 0, \omega_d - \omega_h < 0$$

Für (i) und (iv) ergibt sich

$$\omega_d - \omega_n = \omega_d - \omega_h$$

$$\omega_n = \omega_h.$$

Für (ii) und (iii) ergibt sich

$$-\omega_d + \omega_n = \omega_d - \omega_h$$

$$2\omega_d = \omega_n + \omega_h.$$

Für eine fixe Modulationsfrequenz  $\omega_d$  kann man Beiträge dann nicht unterscheiden, wenn sie dieselbe Frequenz haben ( $\omega_n = \omega_h$ ) oder wenn die Summe ihrer Frequenzen gleich der doppelten Modulationsfrequenz ist ( $2\omega_d = \omega_n + \omega_h$ ). Eine Trennung der Beiträge im Falle  $\omega_n = \omega_h$  ist prinzipiell nicht möglich. Im anderen Fall hat man zumindest zwei Möglichkeiten zur Trennung: Die Mitbetrachtung der oberen Seitenbänder (Summenfrequenzen) oder die Wahl einer zweiten Modulationsfrequenz  $\omega_d$ .

Berücksichtigt man weiters die mechanische Charakteristik (Übertragungsfunktion) des MEMS-Wandlers, die in sehr guter Näherung der eines harmonischen Oszillators entspricht, werden diese Frequenzen gefiltert. Die entstehende Schwingungsamplitude ist für kleine Frequenzen konstant (quasistatischer Bereich) und wird speziell an der Resonanz  $f_0$  erhöht und oberhalb der Resonanz mit  $\omega^{-2}$  unterdrückt. Dies führt beispielsweise dazu, dass bei einer Modulationsfrequenz  $f_d = f_0$  die oberen Seitenbänder nicht vollständig aufgenommen werden können. Oberhalb der Resonanz erreicht die Magnitude der Übertragungsfunktion bei  $f_0 \cdot \sqrt{2}$  wieder den gleichen Wert wie im quasistatischen Fall. Damit lässt sich mit quasistatischer Auflösung eine Bandbreite bis  $f_0 \cdot \sqrt{2}$  nutzen. Umgekehrt ergibt sich mit quasistatischer Auflösung oberhalb der Resonanz eine nutzbare Bandbreite von  $f_0 \cdot (-1 + \sqrt{2})$ .

Die höchste Feldstärkeauflösung wird erzielt, wenn die jeweiligen (Summen- und Differenz-) Frequenzen auf die Resonanz abgebildet werden. Durch das optische Ausleseverfahren wird dieses Schwingungsspektrum dann linear in ein Spannungssignal überführt und digitalisiert. Die Datenaufzeichnung kann nun einerseits erfolgen, indem man  $f_d$  konstant lässt und aus dem aufgenommenen Zeitsignal die Übertragungsfunktion des Wandlers herausrechnet, demoduliert und die Fourier-Komponenten mittels FFT gewinnt. In diesem Fall erreicht man nur für die Frequenz, die auf die Resonanz gemischt wird, bestmögliche Auflösung. Da das Hauptaugenmerk bei der Entwicklung der Sensortechnik auf der Messung der DC-Komponente liegt, sollte dies die DC-Feld-

Komponente sein. Die übrigen werden mit quasistatischer Auflösung bestimmt bzw. unterdrückt.

Eine andere Art der Modulation wäre möglich, wenn man  $f_a$  von 0 Hz bis  $f_o$  durchlaufen lässt, um jede Frequenzkomponente auf die Resonanz abzubilden (auf der hier ebenfalls ausgewertet wird). Erstere Möglichkeit bedeutet geringere Messzeit und quasistatische Auflösung (Genauigkeit), da auf die mechanische Güte verzichtet wird, zweitere längere Messzeit und bessere Auflösung für alle Feldfrequenzen. Beide Herangehensweisen können auch nebeneinander implementiert werden (MCU).

Diese Arten der Modulation unterliegen aber prinzipiell den Einschränkungen durch die Doppeldeutigkeiten der unteren Seitenbänder. Daher ist es von Vorteil sich das zu erwartende Feldstärkespektrum von Hochspannungstrassen näher anzusehen, um eine bessere Vorauswahl der Modulationsstrategie und der Resonanzfrequenz des MEMS-Wandlers zu treffen (siehe Unterpunkt Erforderliche E-Feld-Bandbreite).

**Kontinuierliches E-Feldspektrum:** Der dritte Fall behandelt ein (zumindest teilweise) kontinuierliches E-Feld-Spektrum. Dabei sei angenommen, dass nur Frequenzen kleiner als eine für den Anwendungsfall charakteristische cut-off Frequenz  $\omega_c$  messbare Kraftamplituden verursachen können. Das heißt vereinfacht:  $E(\omega_c > 0) = 0$ .

Wird dieses Feldspektrum wieder mit der Anregespannung (im Zeitbereich) multipliziert, bilden sich wieder Seitenbänder aus. Für den allgemeinen Fall, sei zudem angenommen, dass die Anregespannung auch einen DC-Anteil hat,  $U_{AC} = U_o + U_{AC} \sin(\omega a t)$ . Mit der mechanischen Resonanzfrequenz des MEMS-Wandlers  $\omega_o$  werden nun drei charakteristische Frequenzen ( $\omega_c$ ,  $\omega_d$ ,  $\omega_o$ ) in Relation gesetzt um das E-Feldspektrum vollständig zu messen.

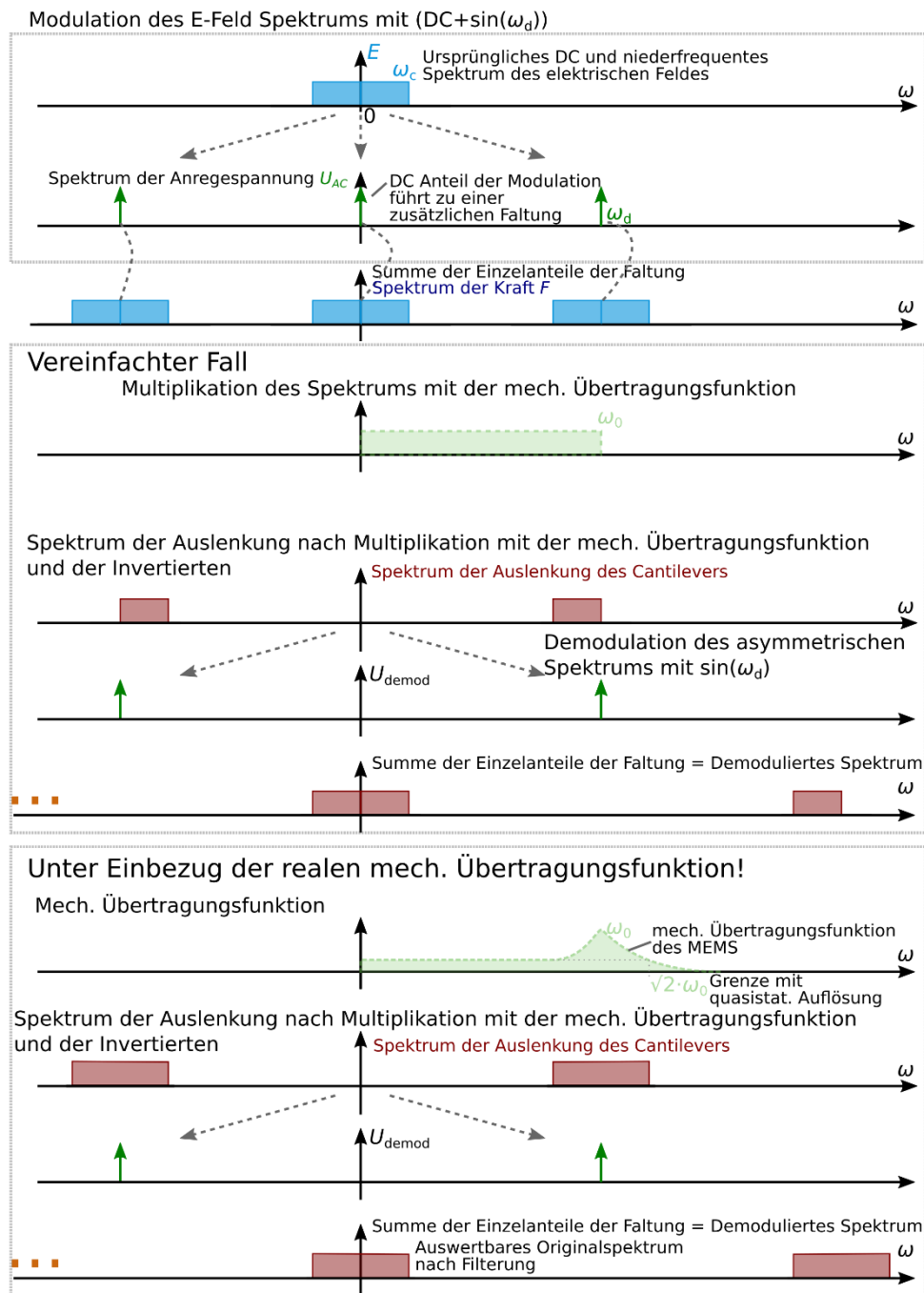
Um zu vermeiden, dass sich die Seitenbänder von DC- und AC-Anregung bei der Bildung der Kraft nicht überlappen, sollte die Modulationsfrequenz  $\omega_d$  jedenfalls größer als die doppelte cut-off Frequenz sein. Die erste notwendige Bedingung ist also  $\omega_d > 2\omega_c$ . Als nächstes muss die mechanische Charakteristik betrachtet werden, die in weiterer Folge das Spektrum der mechanischen Schwingung bestimmt. Dabei wird der Einfachheit halber angenommen, dass die mechanische Übertragungsfunktion Rechtecksform hat und oberhalb der Resonanzfrequenz null ist.

Der einfachste Fall besteht in der Wahl  $\omega_o > \omega_d + \omega_c$ , was bedeutet, dass das Schwingungsspektrum und dadurch das Spektrum der Ausgangsspannung proportional dem Kraftspektrum ist. Die Frequenzen  $\omega < \omega_c$  können zur Signalverarbeitung weggefiltert werden und der Frequenzbereich  $\omega_d - \omega_c < \omega < \omega_d + \omega_c$  recht einfach durch eine Multiplikation mit der Modulationsfrequenz  $\omega_d$  demoduliert werden.

Hierbei verzichtet man allerdings auf die verbesserte Auflösung durch die Resonanz des Cantilevers. Da der DC-Wert des E-Feldes am interessantesten ist, sei noch der Fall  $\omega_d = \omega_o$  behandelt. Hier wird nämlich die DC-Komponente des E-Feldes auf die Resonanz gemischt, wodurch für sie bestmögliche Auflösung erzielt werden kann. Für einen

sauberen Schnitt der Frequenzen oberhalb  $\omega_0$  kann so auch wieder das E-Feld durch Demodulation mittels Multiplikation mit  $\omega_d$  gewonnen werden.

In der Praxis ist die Übertragungsfunktion allerdings nicht rechteckig. Dies kann im Zuge der Demodulation zu möglichen Doppeldeutigkeiten führen, die sich auch durch Herausrechnen der Übertragungsfunktion nicht beheben lassen. Für kleine  $\omega_c$  ist das jedenfalls nicht zu erwarten (Abb. 28).



**Abb. 28:** Modulation des E-Feldes und Demodulation unter Berücksichtigung der mechanischen Übertragungsfunktion.

Eine Alternative besteht, nachdem die Frequenzen  $\omega < \omega_c$  weggefiltert wurden, noch in der direkten Verwendung einer FFT anstelle der Demodulation. Diese kann dann ebenfalls die Information über die Schwingungsfrequenzen von  $\omega_d - \omega_c$  bis  $\omega_o$  und damit die Feldstärken im vollen Frequenzbereich 0 bis  $\omega_c$ .

**Erforderliche E-Feld-Bandbreite:** Die folgenden Überlegungen dienen dazu einen vernünftigen Wert für die cut-off Frequenz des E-Feldspektrums unter Hochspannungstrassen zu ermitteln.

Die aus [Neitzke2010] entnommene und adaptierte Abb. 29 zeigt das Spektrum des E-Feldes in der Mitte der untersuchten 380 kV AC, 50 Hz Trasse in 1 m Höhe bis 2 kHz. Es ist zu erkennen, dass das Spektrum im Wesentlichen aus diskreten Linien besteht. Der Maximalwert bei 50 Hz liegt bei 1,828 kV/m wobei es keine Angaben zum Lastfall gibt.

Im vorliegenden Fall haben alle Oberwellen über 700 Hz eine Feldstärke unter 1 V/m und sind damit auch unter der in Teil 1.2 geforderten, mit  $1/f$  abfallenden Auflösungsgrenze. Grundsätzlich liegt nur eine Oberwelle, die bei 650 Hz, über dieser Grenze.

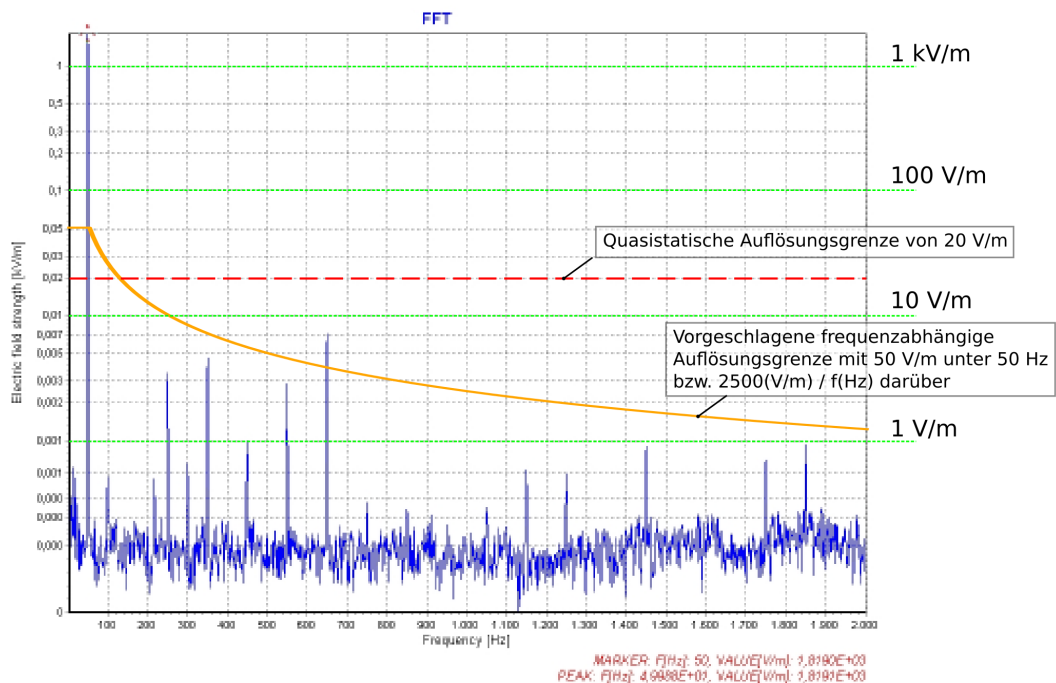
Wird nun von der Auflösungsgrenze des Messsystems im quasistatischen Betriebsfall ausgegangen, d.h. ohne Ausnutzung der Resonanzüberhöhung, ist eine Messung bis rund 125 Hz mit ausreichendem Auflösungsvermögen möglich.

Im Umkehrschluss bedeutet das, dass für den abgebildeten Lastfall keine der Oberwellen erfasst wird und somit auch nicht hinsichtlich Mehrdeutigkeiten in Betracht gezogen werden muss. Dies gilt auch für den Großteil der in [Neitzke2010] angeführten E-Feld Messungen zu 380 kV Leitungen. Eine der beiden in [Neitzke2010] gezeigten Ausnahmen ist die in Abb. 30 gezeigte Messung mit rund 5 kV/m in Trassenmitte, bei der die stärkste Oberwelle bei 350 Hz auf rund 22 V/m anwächst. Alle Oberwellen über 650 Hz liegen auch hier weit unter der in Teil 1.2 geforderten, frequenzabhängigen Auflösungsgrenze.

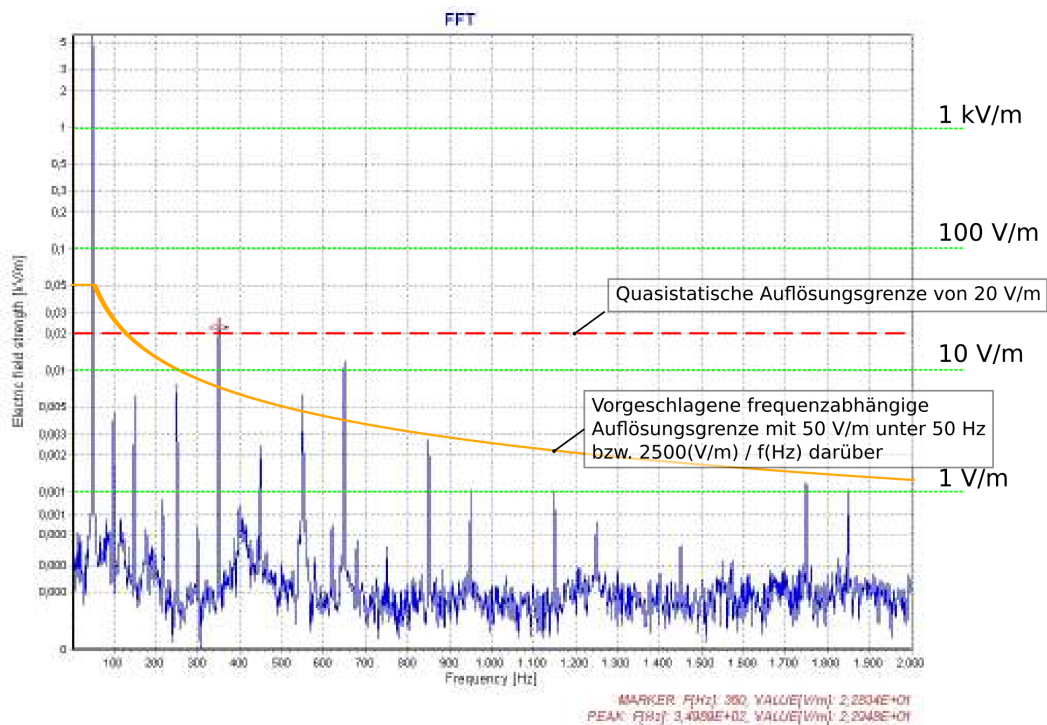
Es erscheint daher für den Anwendungsfall sinnvoll,  $f_c = \omega_c/2\pi = 650$  Hz als cut-off Frequenz zu sehen.

Allerdings ist im Hinblick auf eine in Zukunft zu erwartender Verbesserung der Auflösungsgrenze des Systems damit zu rechnen, dass weitere Oberwellen erfassbar sein werden. Betrachtet man zusätzlich zum diskreten Feldstärkespektrum die obige Bedingung für die Doppeldeutigkeiten ( $2 \cdot \omega_d = \omega_n + \omega_h$ ), sollte es für diesen Anwendungsfall ausreichen, dass die Modulationsfrequenz  $f_d$  kein Vielfaches der Netzfrequenz ist, um eine Überlagerung von zwei verschiedenen Oberwellen zu vermeiden.

Für die Wahl der Modulations- und Resonanzfrequenz kann die cut-off-Frequenz als Parameter herangezogen werden. Die Modulationsfrequenz sollte also z.B.  $f_d = 1410$  Hz  $> 2 f_c$  betragen, womit zudem auch noch die Bedingung erfüllt ist, dass  $f_d$  kein Vielfaches der Netzfrequenz ist.



**Abb. 29:** Spektrum des elektrischen Feldes unter einer 380 kV-Freileitung aus [Neitzke2010] (Abbildung 3/10 380 kV-Freileitung, FL380\_1a) und hinzugefügter gewünschter Verlauf der Auflösungsgrenze als auch der quasistatischen Auflösungsgrenze (bei Messung an der Resonanz).



**Abb. 30:** Spektrum des elektrischen Feldes unter einer 380 kV-Freileitung aus [Neitzke2010] (Abbildung 2/20, FL380\_2). Nur die Feldstärke der Oberwelle bei 350 Hz wächst für diesen starken Lastfall über die quasistatische Auflösungsgrenze des Messsystems.



## 2.4. Optisches Ausleseverfahren

Für die zuverlässige und rückwirkungsfreie Messung der Cantilever-Schwingung aus der Chipebene heraus kommt nur ein optisches Verfahren infrage. Es wurde daher für die genaue Messung der Auslenkung der MEMS-Struktur ein interferometrisches Verfahren gewählt. Es wurden im Wesentlichen drei Methoden identifiziert: Fabry-Pérot (FP) Interferometer, Michelson-Interferometer (MI) und Common-Path Interferometer, dessen Funktionsweise grob dem Michelson-Interferometer entspricht, allerdings nur einen gemeinsamen Strahlengang nutzt.

Das FP-System erfüllt prinzipiell die Anforderungen bzgl. und Rückwirkungsfreiheit, allerdings wird dafür am besten ein verstimmbarer Laser zur Stabilisierung des Arbeitspunktes nötig. Durch die so geregelte Wellenlänge wird die stochastische Änderung der optischen Länge der FP-Kavität durch Störeinflüsse ausgeglichen. Da solche Laser in der Regel sehr teuer sind, kamen diese Interferometer nicht in Betracht. Darüber hinaus wurde ein kommerzielles FP System (Attocube) an einem Piezoschwinger (Buzzer) getestet. Dabei wurde einerseits die prinzipiell exzellente Auflösungsgrenze der Schwingungsamplitude (pm-Bereich) erkannt aber es war andererseits nicht möglich eine ausreichende Stabilisierung herzustellen. Dies liegt hauptsächlich daran, dass das System eine Black-Box ist, die vermutlich auf einen sehr spezifischen, industriellen Anwendungsfall ausgelegt ist. Im Labor zeigte sich, dass kein direkter Zugriff auf die Auslenkungssignale möglich war und dass das System ohne vollautomatisch ablaufende Regelungs- und Auswertesoftware des Herstellers nicht nutzbar ist.

Das MI erfüllt ebenfalls prinzipiell die Anforderungen. Allerdings spielt auch hier die aktive Stabilisierung des Arbeitspunktes eine zentrale Rolle. Beim MI ändert sich der Wegunterschied zwischen Referenzarm und Messarm ebenfalls ständig durch stochastische niederfrequente Prozesse wie unterschiedliche thermische Längenänderungen. Daher führt man üblicherweise eine Modulation am Referenzarm durch (etwa durch einen piezogetriebenen Spiegel). Durch diese Modulation kann der Phasenunterschied zwischen den beiden Strahlen in einer Servo-Schleife nachgeregelt werden. Dies ist aber nur dann ein gangbarer Weg, wenn die Störungen klein genug sind, wovon in der Anwendung unter der Hochspannungsleitung nicht auszugehen ist.

Diese Probleme der Stabilisierung werden durch ein geeignetes Setup minimiert. Anstatt eines an der TU-Wien vorhandenen MI, mit dem eine Auflösung von 30 pm erzielt werden konnte, wurde ein Common-Path-Interferometer vorgesehen (Abb. 31). Dabei werden die Referenz und Messstrahlen nicht wie beim MI voneinander getrennt, wodurch die stochastischen Störungen keine relative Änderung des optischen Weges verursachen können.

Der Laserstrahl wird aus einer Faser mittels eines Kollimators in einen Strahl von 1–2 mm Durchmesser aufgespreizt und auf den Chip gelenkt. Dort trifft der Strahl (vereinfacht eine ebene Welle  $A \cos(\omega t)$  mit Amplitude  $A$  und Lichtkreisfrequenz  $\omega$ ) auf den Cantilever und den umgebenden Si-Rahmen, von wo er wieder zurück in den Kollimator und damit in die Faser reflektiert wird.

Betrachtet man den sich bewegenden Cantilever und den statischen Si-Rahmen vereinfacht als Stufe der (veränderlichen) Höhe  $h$ , so besteht der rücklaufende Strahl aus einer Überlagerung von zwei verschiedenen Phasenlagen. Dieses Phasenbild des MEMS-Cantilevers bildet die Grundlage für das interferometrische Ausleseverfahren, da sich die beiden Phasenlagen analog zu Mess- und Referenzstrahl des MI konstruktiv oder destruktiv überlagern können.

In einer eindimensionalen Betrachtung der Stufe (wie der Querschnitt in Abb. 31) lässt sich analytisch ein Ausdruck für die Intensität in der Brennebene der Kollimationslinse (wo wieder in die Faser eingekoppelt wird) herleiten. Diese Intensitätsfunktion ist dabei sowohl von der Stufenhöhe als auch von ihrer Breite abhängig.

Konkreter bewirkt diese Anordnung eine Fourier-Transformation des Phasenbildes  $B$  der Stufe, womit die Amplitudenfunktion des Strahls in der Brennebene der Linse

$$\mathcal{F}(B) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} A_0 R \frac{1}{k_x} \sin\left(\frac{w}{2} k_x\right) (1 - e^{i\Delta\varphi})$$

ist. Dabei ist  $k_x$  die laterale räumliche Frequenz,  $\Delta\varphi = 4\pi h/\lambda$  der Phasenunterschied durch die Stufenhöhe,  $w$  die Breite der Stufe,  $A_0$  die Ausgangsamplitude des Strahls und  $R$  das Reflexionsvermögen von Si.

Die Intensität  $I$ , die schließlich den Detektor erreicht, ist proportional zum Betragsquadrat dieses Ausdrucks und damit

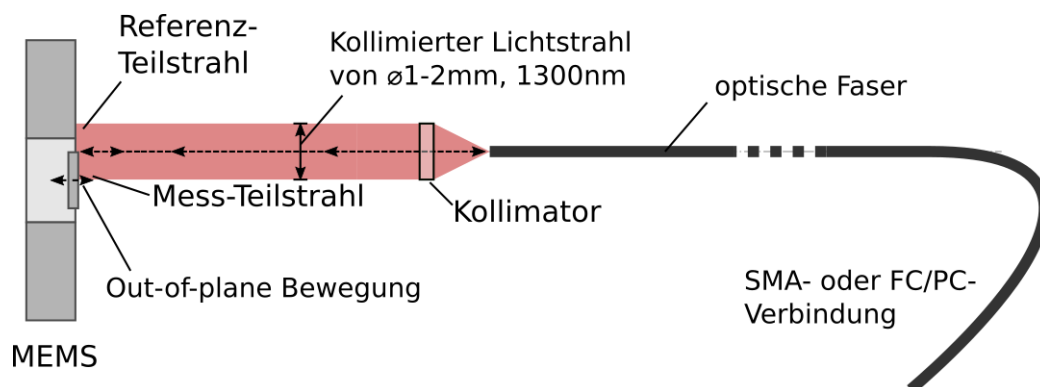
$$I \propto \frac{2}{\sqrt{2\pi}} A_0 R \frac{1}{k_x} \text{sinc}^2\left(\frac{w}{2} k_x\right) (1 - \cos(\Delta\varphi)).$$

Der Faktor  $1 - \cos(\Delta\varphi)$  sorgt für den gewünschten interferometrischen Effekt und entspricht dem Interferenzverhalten des MI. Zusätzlich ist dieser Zugang wegen  $\text{sinc}^2(wk_x/2)$  von Position der Faser in der Brennebene abhängig.

Die Kennlinie  $I(\Delta\varphi)$  ist daher eine periodische. Um kleine Änderungen von  $\Delta\varphi$  gut messen zu können, sind die Punkte höchster Steigung in dieser Kennlinie gesucht. Diese erhält man, indem man die zweifache Ableitung von  $I(\Delta\varphi)$  bildet und deren Nullstellen findet. Diese optimalen Arbeitspunkte befinden sich an  $\Delta h/\lambda = (2n+1)\pi/4$ , von denen sich bis maximal  $\pm\lambda/4$  ( $= \pm 325$  nm bei  $\lambda = 1300$  nm) Auslenkungen eindeutig zuordnen lassen. Hierbei ist allerdings zu beachten, dass es sich bei diesen Werten für den optimalen Arbeitspunkt um (räumliche) Mittelwerte handelt, welche aus dem Fourier-Integral des Phasenbildes kommen.

Der reale Cantilever stellt keine einfache Stufe fixer Höhe dar, sondern ist gebogen, mit  $h = 0$  am Ankerpunkt und  $h = h_0$  am Endpunkt. Dies ist wegen intrinsischer mechanischer Spannungen im Si auch schon ohne äußere Kraft der Fall. Je nach Länge des Cantilevers und der Dicke des Device-Layers des SOI-Wafers sind Werte von  $h_0$  zwischen  $0,5$  und  $5$   $\mu\text{m}$  möglich. Dadurch, dass der kollimierte Laserstrahl einen endlichen Durchmesser hat, kann dieses Verhalten genutzt werden, um einen optimalen Arbeitspunkt zu justieren, indem die Position des Laserstrahls entsprechend gewählt wird.

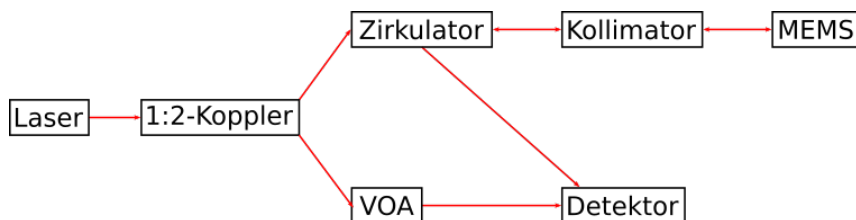
Für Auslenkungen  $\leq \pm 200$  nm kann diese Interferometrie mit ausreichender Genauigkeit als linear angenommen werden, sodass die mechanische Schwingung durch das optische Readout quasi wie durch einen fixen Konversionsfaktor in ein analoges Spannungssignal überführt wird. Auslenkungen größer als ca. 200 nm sind eher unüblich, da die Kräfte sehr klein sind und die Schwingungsamplitude geregelt werden kann. Für die Auflösungsgrenze dieses Verfahrens konnten auf Erfahrungswerte mit einem Zweistrahl-Interferometer (Michelson) zurückgegriffen werden, das dem hier angedachten Prinzip sehr ähnlich ist. Mit diesem Aufbau konnten Auslenkungen von 30 pm bei ca. 1 kHz bestimmt werden. Es war zu erwarten, dass der Common-Path-Interferometer eine ähnliche Auflösungsgrenze erreicht.



**Abb. 31:** Prinzip des Common-Path-Interferometers zum Auslesen der Cantilever-Auslenkung.

Lokale Temperaturschwankungen oder Vibrationen des gesamten Chips wirken sich so stets auf beide Teilstrahlen gleich aus. Die Problematik der Stabilisierung des Arbeitspunktes des Interferometers wird daher minimiert, was die Komplexität des Systems maßgeblich reduziert. Allerdings muss nach wie vor der Laser temperaturstabilisiert werden, da sich Schwankungen der Wellenlänge auf die Messgenauigkeit auswirken.

Für das optische System wird eine Laserquelle mit Temperatur- und Stromregelung benötigt, eine Empfängerschaltung aus zwei Fotodioden und Transimpedanzverstärker (Detektor), ein Splitter (1:2-Koppler), ein optischer Zirkulator, eine fasergekoppelte Kollimationslinse, ein Variable Optical Attenuator (VOA), sowie mehrere optische Fasern (Abb. 32). Der Grund für die Verwendung von zwei Fotodioden bei der Detektion ist, dass auf diese Art und Weise eine besonders rauscharme Detektion möglich ist, da vor allem Schwankungen in der Intensität ausgeglichen werden.



**Abb. 32:** Schema des optischen Ausleseverfahrens.

Es gibt bereits ein fertiges System für einen Common-Path-Interferometer (Thorlabs INT-COM-1300), das für die Anwendung zur optischen Kohärenztomographie gedacht ist, sich aber prinzipiell auch für die gegenwärtige Anwendung eignet. Dieses System beinhaltet die meisten Komponenten mit Ausnahme des Lasers, VOAs, des Kollimators und der Fasern. Daher wird dieses Modul im Messsystem verwendet.

Die optischen Komponenten des fertigen Interferometers sind für eine Wellenlänge von 1300 nm ausgelegt, weshalb diese Wellenlänge für das umgesetzte System beibehalten wurde. Da Silizium bei dieser Wellenlänge bereits transparent wird, werden die Si-Chips mit einer Gold-Schicht versehen, um größere optische Verluste zu vermeiden.

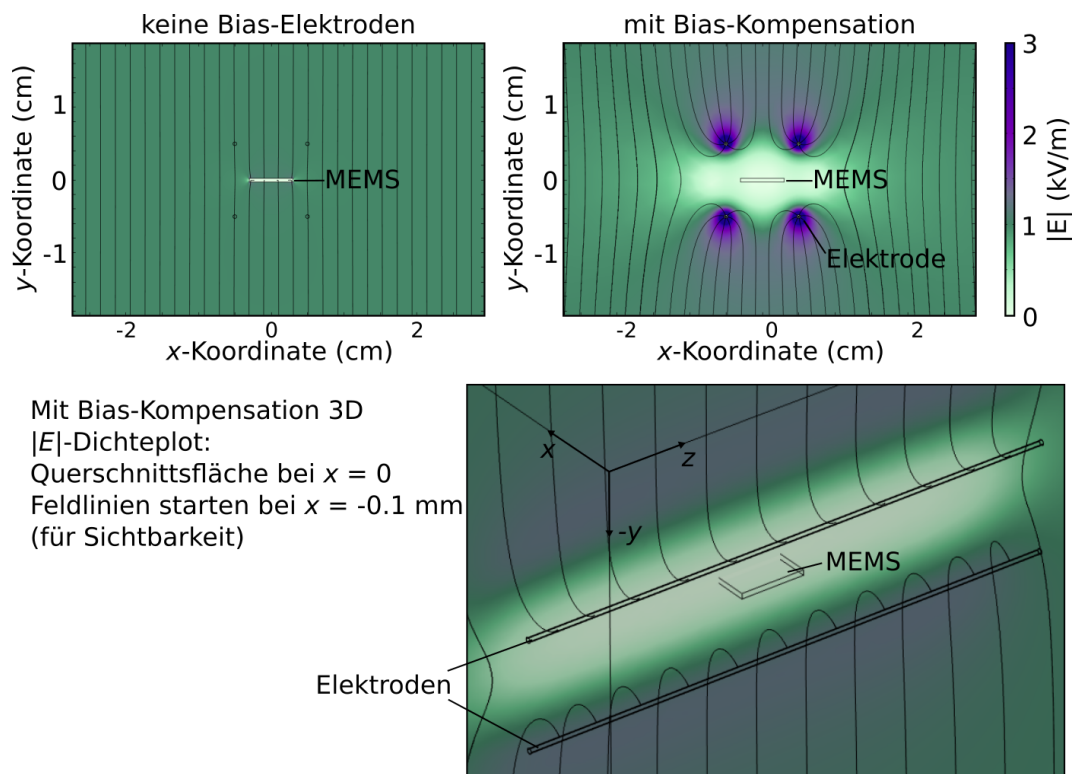
## 2.5. Biasfeld

Mögliche Ionenströme in der Luft können zu Aufladungserscheinungen am Messsystem führen und damit das Messergebnis verfälschen. In der Literatur gefundene Ansätze zur Lösung der Ionenproblematik (motorbetriebenes Fenster zum Schirmen des Sensors [Liyanage2017], Messung mit zwei MEMS-Feldmühlen [Mou2018]) wurden als nicht zielführend bewertet. Daher wurde der Weg gewählt, mit einem zusätzlichen elektrischen Feld (im folgenden Biasfeld genannt) die Ionen abzufangen. Im Nahbereich des MEMS-Wandlers wurden Elektroden platziert und mit einer Gleichspannung ein Biasfeld erzeugt, welches die äußere Feldstärke am Chip kompensiert. Damit sollten die Ionen, welche den Feldlinien folgen, vom Wandler weggeleitet und damit mögliche Aufladungen verhindert werden.

Dabei folgen die Ionen in der Luft den Feldlinien, die in den Biaselektroden enden bzw. beginnen. Dies führt zwar unweigerlich zu einer Aufladung des Messsystems, allerdings bleibt der MEMS-Wandler davon unbeeinflusst, solange die Anordnung der Biaselektroden ausreichend symmetrisch ist. In einer solchen Konfiguration hebt sich das elektrische Feld (zumindest die Komponente, für die der Wandler sensitiv ist), das durch die Aufladung des Systems entsteht, im Innenraum der Biaselektroden weg. Eine weitere offensichtliche Bedingung ist, dass die Biaselektroden, das zu messende Feld nicht abschirmen. Daher scheiden einfache Geometrien zur Felderzeugung wie etwa parallele Platten aus.

Die Ansteuerung dieser Elektroden passiert in einer Feedback-Schleife, die die Schwingungsinformation des MEMS-Wandlers als Eingangsgröße und die Elektrodenspannung als Ausgangsgröße hat. So kann das Feld am Wandler stets weitestgehend ausgeglichen werden. Limitierend ist hier die Spannung, die für das Biasfeld bereitgestellt werden kann. Bei der zu erwartenden maximalen Feldstärke von 50 kV/m und einem minimalen Elektrodenabstand von 1 cm, müsste eine Spannung von grob 500 V angelegt werden.

Als einfachste Konfiguration dieser Elektroden hat sich in ersten Überlegungen eine Anordnung von vier Zylinderstäben herausgestellt, die im Querschnitt durch die Ecken eines Quadrates stehen und als ein elektrostatisches Äquivalent zu Helmholtzspulen betrachtet werden kann. Der MEMS-Chip befindet sich dann im Mittelpunkt des Quadrats (Abb. 33). Die beiden oberen Stäbe besitzen dieselbe Polarität, die beiden unteren die entgegengesetzte. Im Zentrum entsteht so ein Feld, das aus der Chipfläche herausragt. Das äußere Feld kann mit diesem Feld überlagert und mit der passenden Spannung kompensiert werden.



**Abb. 33:** links: MEMS-Chip im äußeren Feld (Stärke 1 kV/m). Die Feldlinien erreichen den Wandler. Rechts: Mit Biaselektroden kann das Feld um den MEMS-Chip kompensiert werden. Keine Feldlinien erreichen den Wandler. Unten: Querschnittsbild zur Veranschaulichung des dreidimensionalen Verhaltens der Feldlinien. Es ist hier nur der Halbraum mit  $x < 0$  zu sehen.

Dieses Biasfeld kompensiert ausschließlich statische Felder, da Wechselfeldern keine nennenswerten, für die Messung schädliche Ionenströme fließen. Ionen, die aus anderen Quellen stammend auch in der Luft vorkommen, können so auch vom Wandler ferngehalten werden. Durch diese Komponente des Messsystems ergeben sich neben einer entsprechenden Bauform des Gehäuses und einer zusätzlichen Elektronikkomponente folgende Konsequenzen:

Da durch das geregelte Biasfeld der MEMS-Wandler stets bei  $E = 0$  gehalten wird (für DC), muss die Ansteuerung dahingehend angepasst werden, dass die Schwingungsamplitude des Cantilevers bei  $E = 0$  konstant und messbar (d.h. größer als die auflösungsgrenze des Interferometers) ist. Weiters ist für die Messung der DC-Komponente aufgrund der Regelung nicht mehr die Schwingungsamplitude ausschlaggebend, sondern die Spannung, die an den Biaselektroden anliegt.

Die hier beschriebene ursprüngliche Konfiguration der Biaselektroden, die hier nur die generelle Funktionsweise darstellen soll, wurde im Zuge der Entwicklung nicht beibehalten und aus praktischen Gründen durch eine zylindersymmetrische Anordnung ersetzt (siehe Kap. 5.2).

## **3. Material und Methoden**

## 3.1. Benutzte Geräte

### 3.1.1. Der Feldkondensator

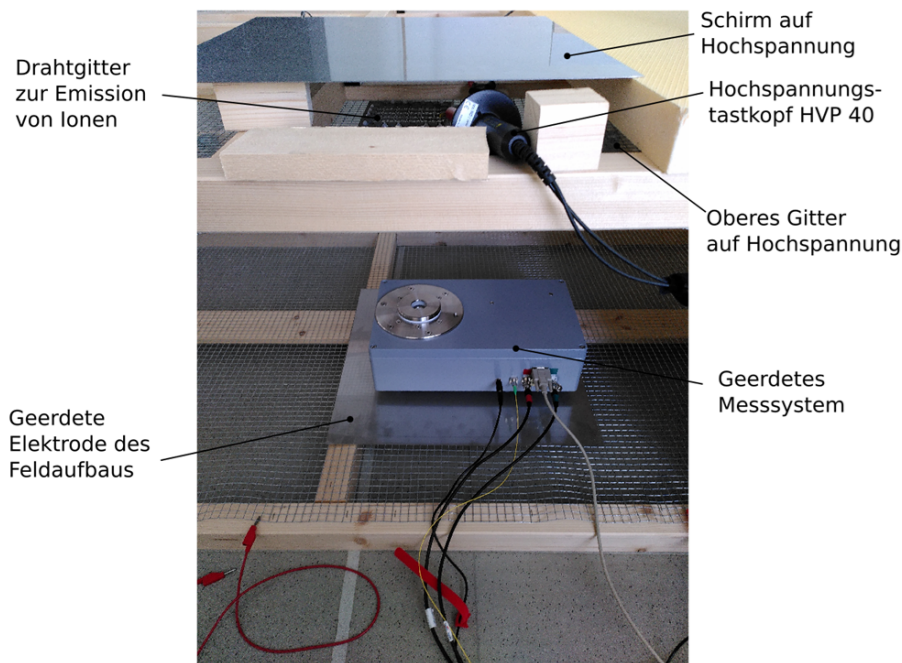
Der Feldkondensator (FK) ist ein Aufbau zur Bereitstellung von homogenen, elektrischen Feldern in Bezug auf das zu testende Gerät (device under test, DUT). Das elektrische Feld wird zwischen zwei Elektroden mit einer Kantenlänge von  $2\text{ m} \times 2\text{ m}$  aufgebaut. Die Distanz zwischen den beiden Elektroden beträgt  $0,5\text{ m}$ . In Abb. 34 sind die Hauptkomponenten des FK zu abgebildet. Die Elektroden selbst bestehen aus einem Gittergeflecht um bei Bedarf Ionen in das Innere des FK einzulassen. Ist dies nicht gewünscht, erlaubt der Einbau von zwei Edelstahlplatten mit einer Dicke von  $1\text{ mm}$  und einer Seitenlänge von  $50\text{ cm}$  direkt unter und über dem DUT eine Abschirmung der äußeren Ionen am FK.

Der FK kann an der UWK nur entweder mit DC- oder mit AC-Spannungen versorgt werden. Die sich einstellende, ungestörte Feldstärke in  $\text{V/m}$  ist bei  $0,5\text{ m}$  Distanz der Elektroden doppelt so groß wie die angelegte Spannung in  $\text{V}$ . Eine Versorgung mittels Gleichspannungen erfolgt unter Verwendung von zwei Zeilentransformatoren (Fly-Back-Transformator bzw. FBT) wobei entweder positive als auch negative Spannungen separat eingestellt werden können. Die beiden FBTs sind vom Typ HVGEN30\_NEG\_v1 und HVGEN30\_v1 von „Voltagezone Electronics e.U.“. Die direkt an den Elektroden anliegenden Spannung wird über einen Hochspannungsteiler vom Typ Testec-TT-HVP-40, welcher die Spannung im Verhältnis  $1:1000$  teilt, gemessen. Mithilfe eines Multimeters vom Typ Fluke175 kann die geteilte Spannung gefahrlos ausgewertet und abgelesen werden.

Die mit den FBT erzeugten positiven Felder reichen von  $10\text{ kV/m}$  ( $5\text{ kVFBT}$ ) bis  $30\text{ kV/m}$  ( $15\text{ kVFBT}$ ) während die negativen Felder von  $-10\text{ kV/m}$  bis  $-40\text{ kV/m}$  eingestellt werden können. In diesen Spannungsbereichen können Spannungswerte händisch auf unter  $1\%$  Abweichung zum gewünschten Wert eingestellt werden. Der Hochspannungsteiler hat laut Datenblatt eine Genauigkeit von  $\pm 5\%$  ( $< 20\text{ kV}$ ). Bei einem direkten Vergleich mit dem vorhandenen Hochspannungs-Labornetzgeräte Heinzinger LNC6000-10pos (LNC) mit einer Genauigkeit von  $\pm 0,02\%$   $U_{\text{nom}}$  zeigte sich bis  $6\text{ kV/m}$  eine Genauigkeit von rund  $1\%$ .

Zur Bereitstellung von Wechselspannungen bzw. -feldern wird ein galvanisch getrennter Stelltransformator vom Typ EA-STT 2000 B-4.5A in Kombination mit zwölf Isolationstransformatoren von RSPRO (Bestellnummer 123-5698,  $420\text{ VAC}$  primär,  $230\text{ VAC}$  sekundär) verwendet. Der Stelltransformator versorgt dabei die Sekundärspulen aller Isolationstransformatoren parallel, während die Primärspulen seriell geschaltet sind. In dieser Anordnung lassen sich am Ausgang der Anordnung effektive Wechselspannungen von bis zu  $3\ 890\text{ VRMS}$  erreichen.

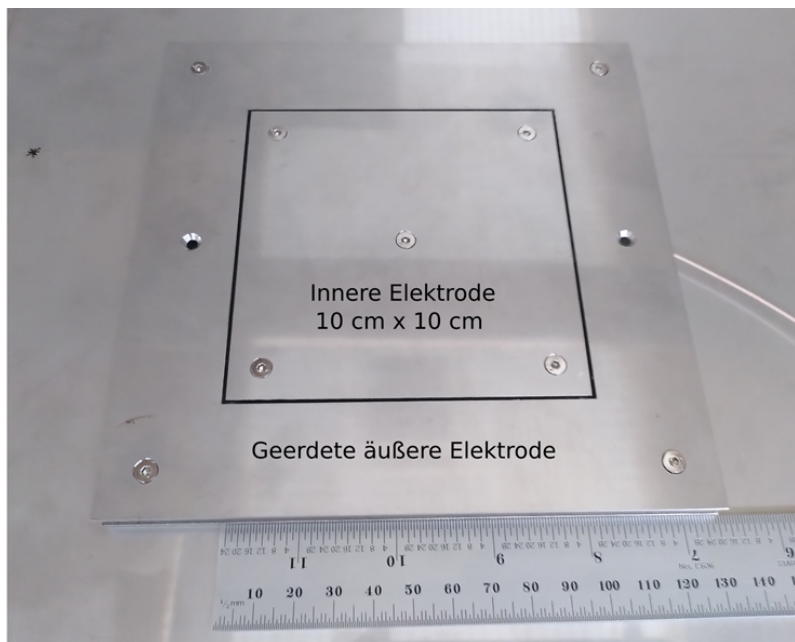




**Abb. 34:** Feldkondensator mit einem Abstand der beiden Gitter von 50 cm.

### 3.1.2. Ionenstrommessplatte (Wilson-Platte)

Die an der UWK verwendete Messplatte zur Bestimmung der Ionenstromdichte ist in Abb. 35 zu sehen. Die innere, isolierte Elektrode von 10 cm × 10 cm ist in einer Distanz von einem Millimeter von einem 3 cm breiten, geerdeten Guard-Ring umschlossen. Über einen BNC-Anschluss, dessen Schirm geerdet ist, kann die innere Elektrode mit einem Messwiderstand verbunden werden. Standardmäßig wird an der UWK hierfür der Innenwiderstand von 1 MOhm des zur Auswertung genutzten Oszilloskops (Agilent DSO2024) verwendet.



**Abb. 35:** Wilson-Platte (an der UWK aus Edelstahl hergestellt).

### 3.1.3. Mikrosystem-Analysator

Die MEMS wurden mit einem Mikrosystem-Analysator (Polytech MSA400) untersucht. Dieses Gerät verfügt über mehrere Messmodi mit denen die mechanischen Schwingungen, Resonanzfrequenzen und statischen Auslenkungen (bzw. Topografie) der mikromechanischen Strukturen (Cantilever) quantifiziert werden können. Die verwendeten Messprinzipien basieren dabei auf der Laser-Doppler-Vibrometrie für die Schwingungsanalyse und auf der Weißlichtinterferometrie für die Topographie. Speziell die Laser-Doppler-Vibrometrie erlaubt höchste Auflösungen, die bei den auftretenden Resonanzfrequenzen der verwendeten MEMS (einige kHz) besser als 10 pm ist.

### 3.1.4. Klimakammer

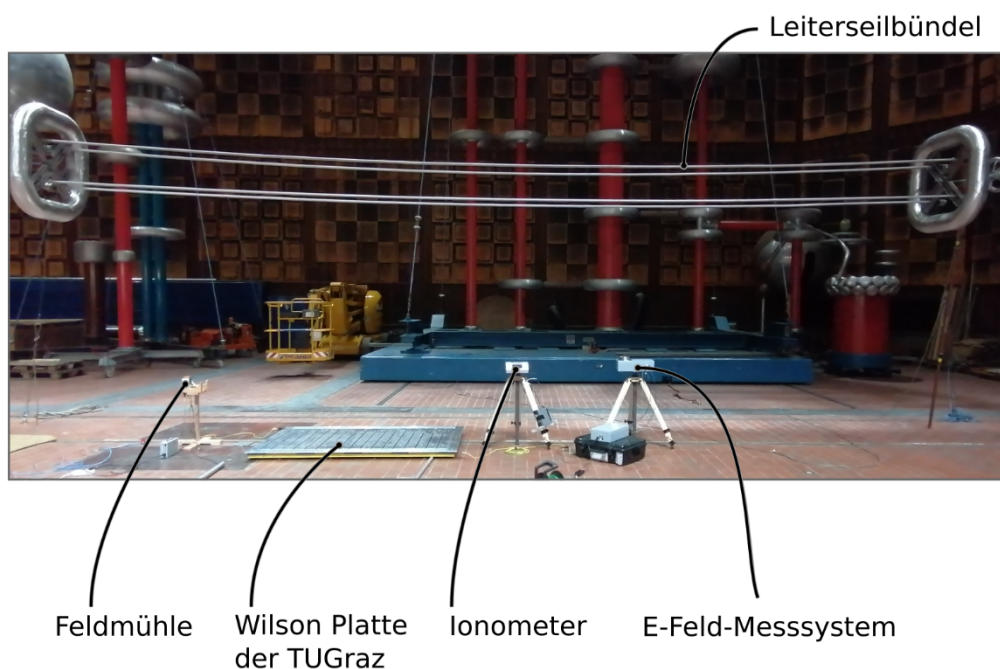
Die Einflüsse von Temperatur und Luftfeuchte auf das Messsystem wurden mit der an der UWK vorhandenen Klimakammer vom Typ CTS C-40/200 charakterisiert. Die metallischen Teile des Innenraumes der Klimakammer werden dabei geerdet. Die für die Bereitstellung eines Feldes notwendige Spannung wird außerhalb der Klimakammer durch eine Spannungsquelle vom Typ Delta Elektronika SM 300-5 generiert. Seitliche Öffnungen an der Klimakammer erlauben das Einbringen der spannungsführenden Kabel. Das elektrische Feld über der Sonde wird mit einer Elektrode mit 20 cm Kantenlänge erzeugt, die mit 300 V Gleichspannung durch die Spannungsquelle versorgt wird. Das E-Feld Messsystem wird über die hinten am Messsystem verbaute 4 mm Steckverbindung gemeinsam mit den metallischen Innenflächen der Klimakammer und dem Minuspol des Labornetzteils verbunden. Ein Bild des Innenraumes der Klimakammer mit dem darin aufgebauten Messsystem ist in Abb. 79 zu sehen.

Der Einfluss von Temperatur wurde zwischen 10 °C und 40 °C bei einer relativen Luftfeuchtigkeit von 40% untersucht. Tiefere oder höhere Temperaturen wurden nicht evaluiert um Schäden durch Kondensation bzw. Eisbildung oder durch Verformungen von Kunststoffteilen im Inneren des Messsystems zu vermeiden. Der Einfluss der Luftfeuchte wurde bei konstanter Temperatur von 23,5 °C zwischen 10% und 80% relativer Luftfeuchtigkeit untersucht.

### 3.1.5. Modell einer Hochspannungsleitung

Kernelement der realisierten Versuchsanordnung in der Hochspannungsanlage der TU Graz war ein 10 m langes Vierleiterbündel, welches in 3 m Höhe über dem Boden aufgespannt wurde (Abb. 36) Das Leiterbündel und der auf Erdpotenzial liegende Boden bilden dabei eine kapazitive Anordnung. Durch Beaufschlagung des Leiterbündels mit einer Prüfspannung können in weiterer Folge elektrische Felder erzeugt werden, deren zeitlicher Verlauf mit jenem der zugrundeliegenden Spannung zusammenhängt. Mit einem Teilleiterabstand von 400 mm und einem Teilleiterdurchmesser von 22 mm entsprechen die geometrischen Parameter der eingesetzten Bündelanordnung jenen eines typischen Bündelleiters der 400-kV-Übertragungsnetzebene. Beidseitig am Leiterbündel montierte Toroide schirmen die Aufhängungspunkte der Leiterbündel ab und verhindern ungewollte Koronaentladungen. Zur Erzeugung eines elektrischen

Mischfelds mit variablem AC- und DC-Anteil wurde in das Leiterbündel eine Mischspannung eingeprägt, deren AC/DC-Verhältnis jenem des gewünschten Mischfelds entspricht. Die benötigte Mischspannung wurde dabei durch Überlagerung einer 50-Hz-Wechselspannung mit Gleichspannung generiert. Die Wechselspannung wurde dabei durch eine zweistufige 1500-kV-Transformator-kaskade erzeugt, wohingegen die Gleichspannung durch eine dreistufige 1500-kV-Greinacherkaskade bereitgestellt wurde. Die Kopplung der beiden Hochspannungsquellen erfolgte, wie in IEC 60060-1 beschrieben, über zwei Koppel- bzw. Schutzimpedanzen, welche eine wechselseitige Beeinflussung der Hochspannungsquellen verhindern. Wechselspannungsseitig kam hierbei ein 100 nF Kondensator zum Einsatz, während der Gleichspannungskaskade ein 17 M $\Omega$  Widerstand vorgeschaltet wurde.



**Abb. 36:** Aufbau der E-Feld- und Ionenmessung unter der Hochspannungsleitung an der TU-Graz.

Darüber hinaus wurde von der TU Graz auch eine Feldmühle (EFM, phywe-Kleinwächter 11500.00) zur Verfügung gestellt, die – auf einem Stativ befestigt – als Referenzmesssystem für Gleichspannungen fungierte. Weiters wurde auch ein vom BfS mitgebrachter Vibrating-Plate-Sensor (VPS), der während des Betriebs von Innen zur Ionenabwehr mit Druckluft gespült wird, zum Vergleich evaluiert. Die Messgeräte wurden unterhalb der Leiterseile positioniert.

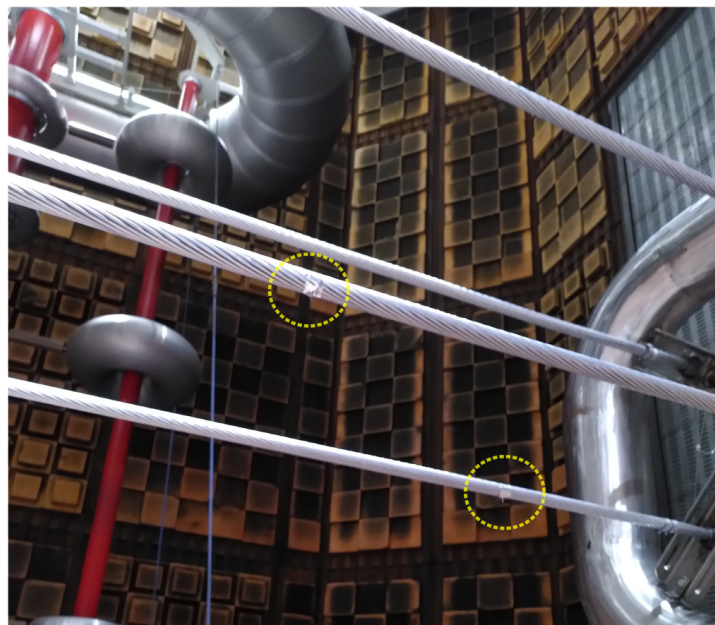
Sowohl die an die Leiterseile angelegte Spannung, als auch die Messwerte von EFM und fallweise auch von VPS, wurden mit einem Oszilloskop mitaufgezeichnet. Gerade für die Spannungswerte war dazu ein Spannungsteiler nötig, dessen Teilungsverhältnis zwar nominal bekannt war, aber in der Praxis zeitlich stark schwankt. Daher sind die

über den Spannungsteiler gemessenen Werte lediglich als Näherungswerte zu verstehen<sup>15</sup>. Die Regelungseinrichtung der Spannung der Leiterseile ist jedoch sehr exakt und der jeweilige Vorgabewert bzw. Zielwert wird sehr genau erreicht. Die in den nachfolgenden Messungen angegebenen Spannungsnennwerte einzelner Messkurven sind daher als Zielgröße des Hochspannungsreglers zu verstehen.

Weiters wurde von der TU Graz ein Umrechnungsfaktor zwischen der Spannung an den Leiterseilen und der Feldstärke in der Höhe des Messsystems (d.h. des MEMS) von 1,13 m berechnet. Dieser Faktor beträgt 0,739 kV/(m kV) für das durch das Messgerät verzerrte Feld und 0,219 kV/(m kV) für den Fall eines ungestörten Feldraumes. Damit entspricht die durch das Messgerät an dieser Position erzeugte Überhöhung einem Faktor von 3,374. Aufgrund von Aufladungseffekten der teilweise keramischen Umgebung (Laborboden) und der ungenauen Messung der Spannung mittels Spannungsteiler und Oszilloskop kann trotz des genauen Faktors kein quantitativer Vergleich der Spannungsverläufe abgebildet werden.

Hier sei angemerkt, dass die im Labor relativ geringe Höhe der Leiterseile von etwa 3 m eine stärkere Überhöhung der Feldstärke zur Folge hat, als diese in der Praxis auftreten würde, da die Leiterseile in diesem Fall deutlich höher lägen. Dies betrifft in weiterer Folge auch die erzeugten Ionenströme.

Generell wurde im Laufe der Messungen in unregelmäßigen Abständen zwischendurch Roundtrip-Testmessungen durchgeführt, um den Status des Messgeräts zu verfolgen und eine genaue Umrechnung von gemessener Spannung in elektrische Feldstärke zu ermöglichen. Grundlage für die Umrechnung ist ein zuvor an der TU Wien bestimmter Faktor zwischen dem äußeren Feld und dem durch die Biaselektrode aufgebauten Feld.



**Abb. 37:** Störstellen an den unteren Leiterseilen. Die Störstellen (Heftzecken, gelb strichliert umrandet) wurden in einem axialen Abstand von 1 m (zw. den

<sup>15</sup> Auskunft von Oliver Pischler, TU Graz

Leiterseilen) angebracht. Der Versatz zwischen den Störstellen der beiden Leiterseile betrug 50cm. Der Teilleiterdurchmesser beträgt 22 mm und der Teilleiterabstand 40 cm.

Die fallweise benötigten Störstellen zur Erzeugung Koronaentladungen und Ionenströmen wurden im Abstand von 1 m an den unteren beiden Leiterseilen um 50 cm gegeneinander versetzt angebracht (Abb. 37).

Der über die Wilson-Plate abfließende Ionenstrom wurde über einen 1-M $\Omega$ -Shunt und ein Digitaloszilloskop angezeigt und aufgezeichnet. Die aktive Fläche der Wilson-Plate beträgt 1,7 m<sup>2</sup>.

## 3.2. Komponenten des Messsystems

Neben den Komponenten des Messsystems, die an der TU Wien bzw. an der DUK entwickelt wurden, wurden auch zugekaufte Bauteile verwendet. Dies betrifft das optische Ausleseverfahren, die Ansteuerung bzw. Signalverarbeitung und die Temperaturstabilisierung. In diesem Abschnitt werden die zugekauften Komponenten beschrieben.

### 3.2.1. Herstellung des MEMS

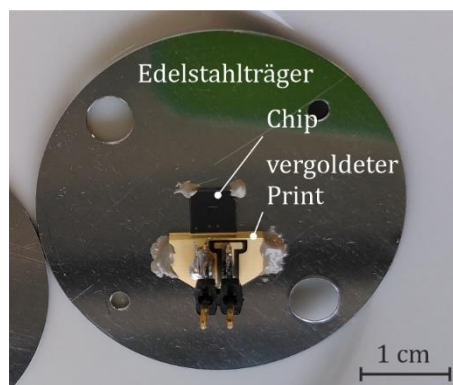
Für die Herstellung von MEMS auf Basis der SOI-Technologie werden an der TU-Wien Standardprozesse und Gerätschaften der Mikrosystemtechnik verwendet. Die Abfolge der Prozesse mit den entsprechenden Prozessparametern und den verwendeten Geräten ist der Vollständigkeit halber in Tab. 12 aufgelistet.

Die verwendeten Chips wurden mit einem vergoldeten Printplättchen auf die MEMS-Aufnahme (Edelstahl) aufgeklebt (Abb. 38). Chip und Print wurden durch Drahtbonden elektrisch verbunden.

**Tab. 12:** Prozessschritte zur Herstellung des MEMS.  
 Wafer run: BfS V2 2021  
 Material: SOI-wafer, Handle 360  $\mu\text{m}$ , Device 20  $\mu\text{m}$ , BOX 1  $\mu\text{m}$ , F/B: SiO<sub>2</sub> 250nm, Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> 80 nm.

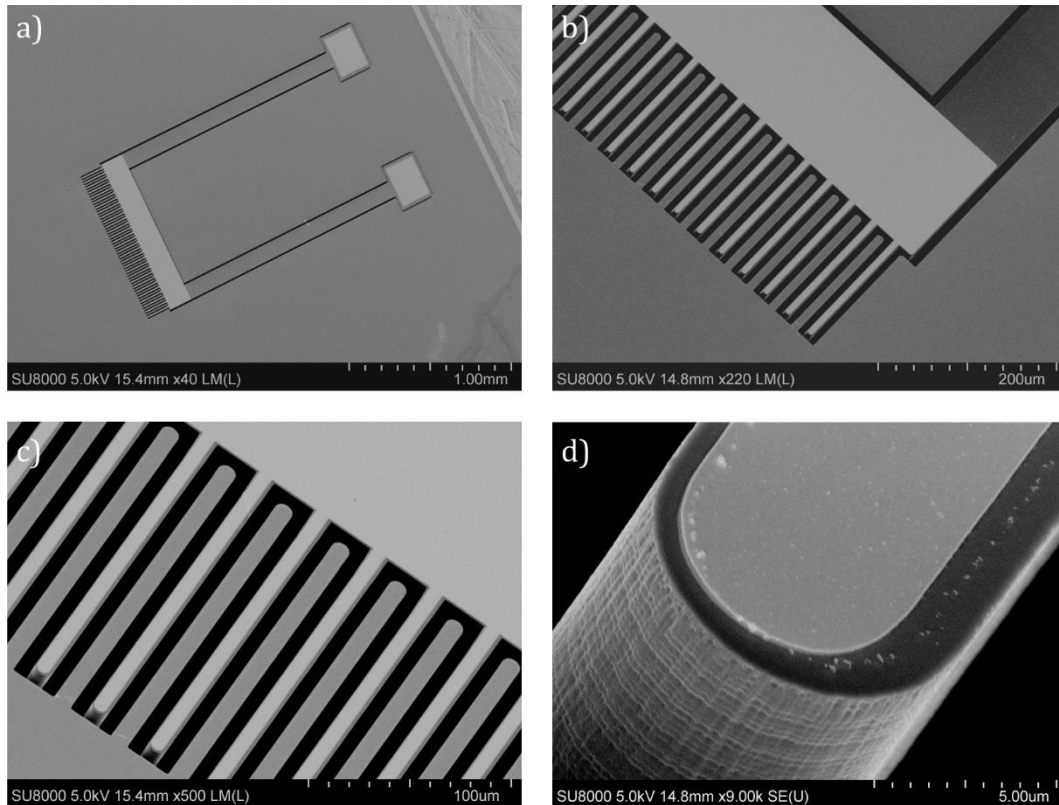
	Process step	Details	Front Back	Equipment	
Preparation	1	Protection resist	AZ6624, 3000rpm, bake: 107°C 5 min	BS	Süss spin coater, hot plate
	2	Clean/dry	5 strokes megasonic Cleaner (+Ace./Iso.)	FS	EVG megasonic waferCleaner
	3	RIE SiO/SiN	Removal of Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> and SiO <sub>2</sub> program "Combined SiN/SiO etch" 2x6min	FS	STS plasma etcher
	4	Resist strip	20min acetone bath + ultrasonic 2min iso+ultrasonic	FS/BS	Chemical workbench
	5	Clean/dry	5 strokes megasonic Cleaner	FS	EVG megasonic waferCleaner
	6	HF Dip	1 min buffered HF Bath (BOE 7:1 from Microchemicals)+ DI H <sub>2</sub> O rinse	FS/BS	Chemical workbench
	7	Clean/dry	5 strokes megasonic Cleaner	FS	EVG megasonic waferCleaner
Metal	8	Litho for Lift Off mask: Bfs 2 2021 - Si_0_Metal	AZ5214, 3000rpm, soft bake: 107°C 5 min	FS	Süss spin coater, hot plate
	9		exposure: 2s vacuum contact (Süss MA6)	FS	Süss MA06 mask aligner
	10		reverse bake: 120°C, 2min	FS	hot plate
	11		flood exposure: 35s (no mask)	FS	Süss MA06 mask aligner
	12		spray development: 45s (AZ 726 MIF from Microchemicals)	FS	Süss spray developer
	13	Evaporation PVD	15nm Cr, 100nm Au, 5*10 <sup>-8</sup> mbar	FS	Balzer BAK550
	14	Lift off Cr/Au	acetone 1; acetone 2; acetone 3; iso + ultrasonic	FS	Chemical workbench
	15	Clean/dry	5 strokes megasonic Cleaner	FS	EVG megasonic waferCleaner
Device	16	Protection resist	AZ6624, 3000rpm, bake: 107°C 5 min	BS	Süss spin coater, hot plate
	17	Clean/dry	5 strokes megasonic Cleaner (+Ace./Iso.)	FS	EVG megasonic waferCleaner

	Litho Device DRIE				
<b>18</b>	mask: Bfs 2 2021 - Si_1_Device	AZ6624, 3000rpm, soft bake: 107°C 5 min	FS	Süss MA06 mask aligner	
<b>19</b>		exposure: 30s vacuum contact	FS	Süss MA06 mask aligner	
<b>20</b>		spray development: 45s (AZ 726 MIF from Microchemicals)	FS	Süss spray developer	
<b>21</b>	DRIE	program "bosch oxford lf yatton" 150 cycles	FS	Oxford Plasmalab	
<b>22</b>	Resist strip	Oxygen Plasma ashing, program "Resist strip" 15min	FS	STS plasma etcher	
<b>23</b>	3x Spray resist front side protection	3x AZ4562/PGMEA/MEK = 1:2:3, program "4562 1:2:3 g"			
<b>24</b>		1st layer spray, 3min HP @ 90°C	FS	EVG 101 spray coater, hot plate	
<b>25</b>		2nd layer spray, 3min HP @ 90°C	FS	EVG 101 spray coater, hot plate	
<b>26</b>		3rd layer spray, 10min HP @ 90°C	FS	EVG 101 spray coater, hot plate	
<b>27</b>		5 strokes megasonic Cleaner (+Ace./Iso.)	BS	EVG megasonic waferCleaner	
<b>Handle</b>	Litho Handle DRIE				
	mask: Bfs 2 2021 - BOSCH BS	2 layers AZ6632, 3000rpm, 2x soft bake: 107°C 5 min (~9µm)	BS	Süss spin coater, hot plate	
	<b>29</b>	exposure: 50s	BS	EVG 620 mask aligner	
	<b>30</b>	spray development: 50s	BS	Süss spray developer	
	<b>31</b>	OxidNitride opening	RIE: CF4/O2 then SF6/O2 program "combined" 12 min	BS	STS plasma etcher
	<b>32</b>	BOSCH/ DRIE	DRIE: program "bosch oxford lf yatton" 1280 cycles	BS	Oxford Plasmalab
	<b>33</b>	Resist strip	Oxygen Plasma ashing, program "Resist strip" 15min	BS	STS plasma etcher
	<b>34</b>	HF Release	Buffered oxide etch , 15 min, DI-H2O rinse	BS	Chemical workbench
<b>35</b>	Topside Protection for wafer cutting	UV Tape on top of sprayed resist layer for protection during cutting process	FS		
<b>Backend</b>	<b>36</b>	Dicing	Standard Si Wafer cutting, 40000rpm, 3mm/s	FS/BS	Disco automatic dicing saw DAD3220
	<b>37</b>	Chip washing	removing sprayed protection resist and UV tape in 2x Acetone, 2x Isopropanol	FS/BS	Chemical workbench
	<b>38</b>	Cleaning	Oxygen Plasma for removing resist residues on single chips, program "Resist strip" 15min	FS/BS	STS plasma etcher



**Abb. 38:** Edelstahlträger mit Chip und vergoldetem Print (vor dem Drahtbonden) zur elektrischen Kontaktierung des MEMS.

Abb. 39 zeigt Ausschnitte mit dem letztendlich gewählten Chip Ch\_Ur11n.



**Abb. 39:** REM-Bilder des letztendlich gewählten Chips: a) – d) in aufsteigender Vergrößerung. a) U-flörmige Struktur mit Fingern. Die hellen Bereiche sind die Au-Metallisierung. Ausschnitt des Verbindungsbalkens. Die Ätzspalte sind als schwarze dicke Linie zu sehen. c) Die Finger (hell auf der schwingenden Struktur, dunkler auf dem fixen Teil des Chips) bilden den Kondensator. d) Vergrößerung des Fingerendes aus Silizium. Oben die Au-Metallisierung. Die Seitenflanken des Fingers entstehen durch den Bosch-Ätzprozess.

## 3.2.2. Komponenten des optischen Systems

### 3.2.2.1. Interferometer-Modul

Das in Abb. 32 abgebildete Blockdiagramm stellt die notwendige Konfiguration des Interferometers dar, um die durch den schwingenden Cantilever erzeugte Phasenmodulation auszulesen. Für diese Aufgabe konnte das Common-Path Interferometer-Modul INT-COM 1310 von Thorlabs verwendet werden, das für die optische Kohärenz-Tomographie entwickelt wurde.

Neben den in Abb. 32 abgebildeten Komponenten beinhaltet dieses Modul noch einen differentiellen InGaAs Fotodetektor, der gleich das phasenmodulierte Lichtsignal in ein Spannungssignal umwandelt. Mit einer Bandbreite von DC bis MHz eignet sich dieses Modul für die Anwendung im Messsystem. Da es auf eine Wellenlänge von 1310 nm ausgelegt ist, wurde diese Wellenlänge als Vorgabe für den Laser festgelegt.

Aufgrund der optischen Verluste entlang des Messstrahls konnte auf den VOA (siehe Abb. 32) verzichtet werden. An seiner Stelle wurde eine Single-Mode-Faser verwendet.



### 3.2.2.2. Laser

Neben einer Wellenlänge von 1310 nm sollte der Laser aufgrund der empfindlichen interferometrischen Anwendung noch Wellenlängen-stabilisiert sein. Dies machte eine Temperatur-stabile Laserquelle nötig. Da diese zudem noch von einem Linux-System angesteuert werden sollte, wurde die temperaturstabilisierte Laserdiode 13010LD-1-1-1-1 von Aerodiode verwendet. Als Arbeitstemperatur wurden 25 °C gewählt und eingestellt.

Diese Laserdiode stellt eine maximale optische Leistung von 10 mW zur Verfügung. Das Licht wird dabei in einer Single-Mode-Faser bereitgestellt und kann über den FC/APC eine Verbindung direkt in das Interferometer-Modul geleitet werden.

Als geringfügig nachteilig hat sich die Kühlung des LD-Moduls herausgestellt, die eine relativ laute akustische Emission und dadurch auch Vibration des Gesamtsystems verursacht hat.

### 3.2.2.3. Weitere optische Komponenten

Neben dem Laser- und Interferometermodul waren noch einige weitere optische Komponenten nötig, um die Funktion des Ausleseverfahrens sicherzustellen. Diese sind neben den Single-Mode-Fasern zwischen den Komponenten nachfolgend aufgeführt:

- **Kollimatorlinse:** Die Kollimationslinse F110APC-1310 von Thorlabs diente dazu, das in der Faser geführte Laserlicht zu einem (kollimierten) Gaußschen Strahl zu bündeln und umgekehrt das reflektierte Licht wieder in die Faser zu koppeln. Dieser war mit einem nominalen Durchmesser von 1,15 mm gut mit der Größe der beweglichen Struktur am MEMS kompatibel.
- **6-Achsen Positionierungseinheit:** Der Kollimator wurde in eine Positionierungseinheit K6XS von Thorlabs fixiert. Diese Einheit ermöglichte die Justage in den wesentlichen Freiheitsgraden: Translation orthogonal zum Strahl (x und y-Richtung) sowie Verkippen in Nick- und Gierwinkel.
- **Keilförmiges Glas:** Um den MEMS-Wandler durch die Kapselung hindurch auslesen zu können, war ein optisches Fenster notwendig. Dieses sollte außerdem keine parallelen Seitenflächen haben, damit etwaige parasitäre optische Kavitäten vermieden werden. Daher wurde ein keilförmiges Fenster (WW11050 von Thorlabs) verwendet.

### 3.2.3. Temperaturstabilisierung

Zur Stabilisierung der Temperatur für Teile der Optik und des MEMS wurde ein Temperatur-Controller samt thermoelektrischem Kühlelement eingesetzt. Auswahlkriterien waren neben dem Leistungsbedarf, dem Platzbedarf, einer Möglichkeit zur Anpassung der Regelparameter, die Möglichkeit sowohl Kühlen als auch Heizen zu können, eine einfache Verwendbarkeit aber auch die Verfügbarkeit.

Selektiert wurde schlussendlich der Temperatur-Controller PR-59 von Laird Thermal Systems mit einem DA-034-12-02 „Thermoelectric Cooler Assembly“. Der Temperatur-Controller kann mit 12 V betrieben werden. Alle Regelparameter des im Controller implementierten PID-Reglers sind über eine RS-232 Schnittstelle mit einer grafischen Oberfläche frei programmierbar. In Kombination mit dem DA-034-12-02 kann sowohl gekühlt als auch geheizt werden. Die entstehende Abwärme wird mit einem Lüfter an die Umgebungsluft abgegeben.

### **3.2.4. Microcontroller und Microcomputer**

Der für die Erzeugung der Ansteuersignale und Aufzeichnung der Eingangsspannungen erforderliche Microcontroller STM32 Nucleo-144 zeichnet sich durch eine sehr starke ARM-basierte CPU und reichhaltigen, leistungsfähigen Schnittstellen (UARTs, LAN, USB) aus. Die Gruppe der STM32 Microcontroller kann als ein Industriestandard angesehen werden.

Der verwendete, sehr kompakte Microcomputer Raspberry Pi 4 mit 8 GB RAM internen Speicher besitzt USB und WLAN-Schnittstellen und ist leistungsfähig genug um die Messdaten in Echtzeit zu verarbeiten, abzuspeichern und zu visualisieren. Für diesen Microcomputer sind die erforderlichen mathematischen Routinen als Open-Source zugänglich.

## 4. MEMS Design

## 4.1. Allgemeine Aspekte

Der MEMS-Wandler stellt den zentralen Teil des Messsystems dar, da durch ihn das E-Feld in eine quantifizierbare Größe (Auslenkung) konvertiert wird. Er sollte dabei ausreichend sensitiv sein, um den geforderten Dynamikbereich der Feldstärke auflösen zu können.

Die weitere Wandlung der Auslenkung (Interferometer), die gewünschte Modulationsfrequenz, und die Vorkehrungen (Kapselung und Biaselektroden) zum Schutz des Wandlers vor Ionen, Feuchtigkeit, Schmutz, etc. mussten neben der Empfindlichkeit ebenfalls im Design der MEMS berücksichtigt werden, damit das Messsystem einwandfrei funktioniert.

Die erforderlichen Abmessungen, Durchbiegungen und Reflektivitäten der einzelnen MEMS bzw. deren Teilbereiche bestimmen sich aus der Empfindlichkeit des Interferometers (Kap. 2.4). Dies wurde in folgenden Punkten berücksichtigt:

- Da bei der Wellenlänge des Lasers (1300 nm) Si teilweise transparent ist (40% Transmission), sollte eine Gold-Beschichtung zumindest am Spitzenbereich des Cantilevers vorgesehen werden.
- Die Abmessungen des Cantilevers sollten die Wiedereinkopplung des Lichts in die Faser und die Empfindlichkeit ausbalancieren.

Als passende Modulationsfrequenz, die gleichzeitig die Resonanzfrequenz  $f_r$  der schwingenden Struktur sein sollte, wurde eine Frequenz definiert, die so groß sein sollte, dass die „Breite“ der Resonanz zumindest der gewünschten Messbandbreite  $\Delta f$  für Wechselfelder entspricht. Das heißt, dass die Amplitude des MEMS für gleiche Anregungsstärke im Frequenzbereich  $f_r \pm \Delta f$  größer ist als die quasistatische Amplitude ( $f \rightarrow 0$ ). Da die Breite des Resonanzpeaks von  $f_r$  abhängt, sollte diese groß genug sein.

Die Resonanzfrequenz eines Cantilevers wiederum hängt von den Abmessungen und etwaiger zusätzlicher Massenbeladung (etwa Au-Beschichtung oder Querbalken) ab.

Genauso hängt die Kapazität (die bestimmende Größe der Empfindlichkeit des MEMS) der Cantilever-Struktur von den Abmessungen ab. Um diese zusätzlich zu erhöhen waren Kammstrukturen angedacht, die an Teilen des MEMS positioniert werden sollten.

Während diese Käme die Kapazität erhöhen, wirken Sie sich aber durch eine erhöhte Dämpfung negativ auf die mechanische Güte und damit auch negativ auf die Empfindlichkeit aus.

Schließlich war in Bezug auf Kapselung und Biaselektroden aufgrund der zugrundeliegenden Symmetriebedingungen noch die Position der Cantilever in der Kapselung und daher in weiterer Folge innerhalb des Chips wesentlich.

Aufgrund dieser Vielzahl von zu berücksichtigenden Aspekten wurde der MEMS-Wandler in zwei Iterationen hergestellt. In der ersten Iteration wurden mehrere stark unterschiedliche Geometrien entworfen. Von diesen wurden aber jeweils nur geringe

Stückzahlen gefertigt und ausgetestet. In der zweiten Iteration wurde danach nur eine geringe Zahl von gut funktionierenden Varianten ausgewählt, leicht adaptiert und in größerer Anzahl gefertigt. Dieses Vorgehen ist nachfolgend beschrieben.

## 4.2. Aufbau und Varianten

Die verschiedenen geometrischen Varianten zielten darauf ab, eine möglichst gute Kombination der relevanten Parameter Kapazität, Federsteifigkeit und Resonanzfrequenz zu erhalten bzw. eine Vorstellung zu bekommen, wie diese Kombination im zweiten Herstellungszyklus implementiert und optimiert werden kann. Darüber hinaus sollte so auch erstmals das neue interferometrische Verfahren erprobt werden. Um eine konkrete Vorstellung davon zu bekommen, welche Geometrien und Dicken der Metallschicht dafür bestmöglich geeignet waren, mussten Versuche mit diesen ersten MEMS-Wandlern vorgenommen werden.

Im Designschritt wurden vor der Erstellung der fotolithographischen Masken eine Vielzahl von Geometrien in FEM-Simulationen untersucht. Auf diese Weise ließen sich Schätzwerte für Kapazität, Federsteifigkeit und Resonanzfrequenz errechnen, die eine Vorauswahl von Geometrien erlaubte, welche letztlich in Masken umgesetzt wurden.

Dabei umfassten diese Geometrien im Wesentlichen 3 verschiedene Typen von Cantilevern: einfache gerade (I-förmige), einfache mit Querbalken (T-förmige) und doppelte mit verbindendem Querbalken (U-förmige), welche im Unterschied zu den I- und T-förmigen zwei Ankerpunkte aufweisen.

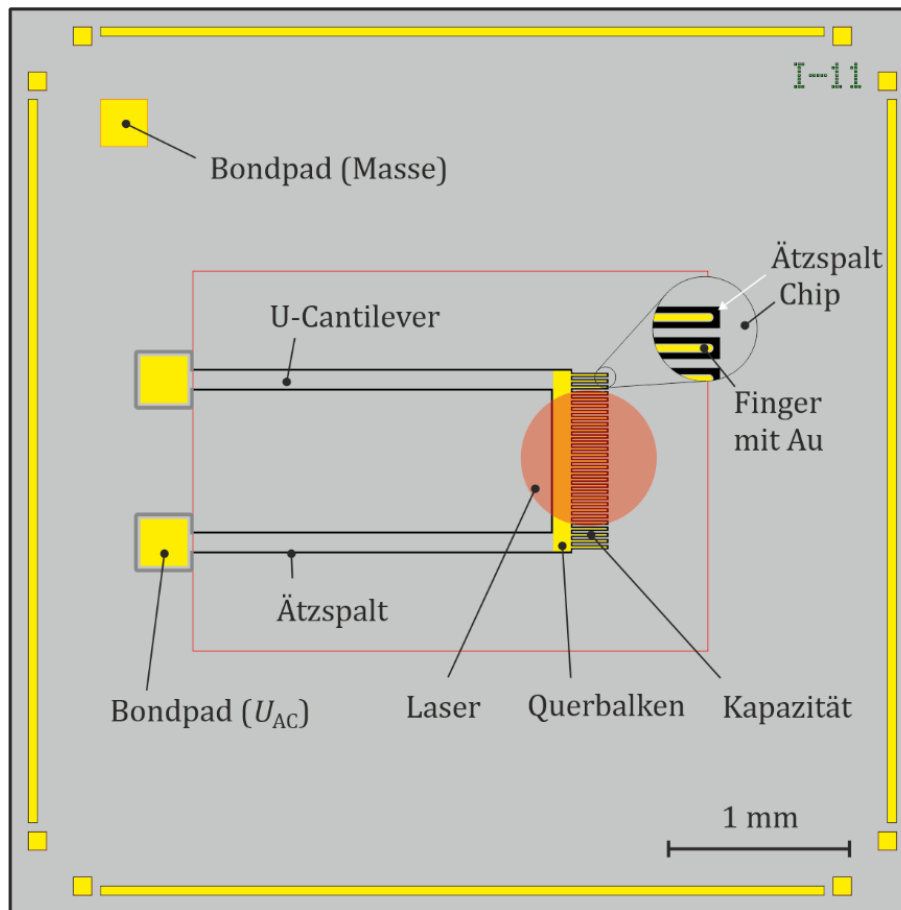
Als Maßnahme zur Erhöhung der Kapazität wurde zudem eine zusätzliche Variante jeder die T- und U-förmigen Struktur entworfen, die mit Kammfingern am Querbalken ausgestaltet war.

Schließlich wurden, basierend auf analytischen und numerischen FEM-Berechnungen, 13 verschiedene Varianten entworfen, von denen jeweils 4 – 8 Stück gefertigt wurden. Die Parameter und Schätzgrößen dieser Berechnungen sind in Tab. 13 angeführt.

Einfache Cantilever		h (um) 20						Analytik		
		l (mm)	w (um)	Tl (mm)	Tw (mm)	Kämme	#	f0 (Hz)	k (N/m)	BW
I	Ch_Ir01	1	100	--	--	0	2	27000	--	38184
	Ch_Ir02	1,5	100	--	--	0	2	12000	--	16971
	Ch_Ir03	2	100	--	--	0	2	6800	--	9617
	Ch_Ir04	2,5	100	--	--	0	2	4400	--	6223
	Ch_Ir05	3	100	--	--	0	2	3000	--	4243
T	Ch_Tr01	2	100	1	0,2	0	4	3000	4,25	4243
	Ch_Tr02	3	100	1	0,2	0	4	1500	1,25	2121
	Ch_Tr11	2	100	1	0,2	1	4	2700	4,25	3818
	Ch_Tr12	3	100	1	0,2	1	4	1400	1,25	1980
U	Ch_Ur01	2	100	1	0,2	0	4	4300	8,5	6081
	Ch_Ur02	3	100	1	0,2	0	4	2200	2,5	3111
	Ch_Ur11	2	100	1	0,2	1	4	3800	8,5	5374
	Ch_Ur12	3	100	1	0,2	1	4	2000	2,5	2828
COMSOL										
		C (pF)	f0 (Hz)	f1 (Hz)	f2 (Hz)	f3 (Hz)	BW	Δf (Hz)		
I	Ch_Ir01	0,0985	27752	137270	173590	484960	39247	11495		
	Ch_Ir02	0,137	12341	61224	77108	215690	17453	5112		
	Ch_Ir03	0,175	6920	34476	43348	121310	9786	2866		
	Ch_Ir04	0,213	4427	22075	27733	77627	6261	1834		
	Ch_Ir05	0,251	3073	15334	19253	53897	4346	1273		
T	Ch_Tr01	0,272	2885	14153	15806	28613	4080	1195		
	Ch_Tr02	0,355	1535	7609	12938	13555	2171	636		
	Ch_Tr11	0,701	2519	12354	13939	26191	3562	1043		
	Ch_Tr12	0,781	1366	6773	11422	12826	1932	566		
U	Ch_Ur01	0,465	3772	15437	29961	34715	5334	1562		
	Ch_Ur02	0,63	1945	9734	14319	17407	2751	806		
	Ch_Ur11	0,879	3352	14716	27647	32095	4740	1388		
	Ch_Ur12	1,04	1769	9464	13535	16319	2502	733		

**Tab. 13:** Design-Parameter (Länge l, Breite w, Höhe h sowie Querbalkenlänge Tl und -breite Tw) der einfachen Cantilever Strukturen sowie analytisch und numerisch berechnete Werte für Kapazität C, Grundmode  $f_0$  und höhere Moden  $f_{1-3}$ . Die maximale Bandbreite BW entspricht der Frequenz, bei der die Amplitude A für  $f > f_0$  unter den (quasi)statischen Wert  $A(f \rightarrow 0)$  sinkt. Der Wert  $\Delta f$  ist die Differenz  $BW - f_0$  und entspricht der Bandbreite, die den Seitenbändern maximal zur Verfügung steht. Der Wert sollte gemäß Anforderungen größer als 700 Hz (Kap. 2.3.1) sein, kleinere Werte und Werte, die nur knapp darüber liegen, wurden farblich hervorgehoben.

Diese 13 Varianten wurden nachfolgend an der TU Wien auf einem SOI-Wafer (silicon on insulator) gefertigt und vereinzelt. Anschließend wurden die einzelnen Chips primär auf die mechanischen Eigenschaften und die Wirksamkeit im Zusammenspiel mit dem Interferometer hin untersucht. Das Layout der im Messsystem verwendeten Variante Ch\_Ur11n mit der Seriennummer I11 ist in Abb. 40 dargestellt.



**Abb. 40:** Chip-Layout der im System verwendeten Version I11, bestehend aus dem U-förmigen Cantilever (nahe den Bondpads mit dem Chip festverbunden), der durch einen Ätzspalt vom Chip getrennt ist. Die „Finger“ am Querbalken bilden mit Ätzspalt und Ausnehmungen am Chip einen Kondensator. Anregespannung liegt zwischen Masse und  $U_{AC}$  an.

#### 4.2.1. Mechanische Charakterisierung

Nach der Fertigung wurden die Chips auf ihre Funktionstüchtigkeit getestet und charakterisiert. Dazu wurden sie auf einen Edelstahlträger gelegt und mit Messspitzen kontaktiert. Die wesentlichen mechanischen Parameter (Resonanzfrequenz und Güte) wurden dabei mittels Laser-Doppler-Vibrometer (Polytec MSA400) bestimmt, indem Bodediagramme der Schwingungsauslenkung aufgenommen wurden (Abb. 41).

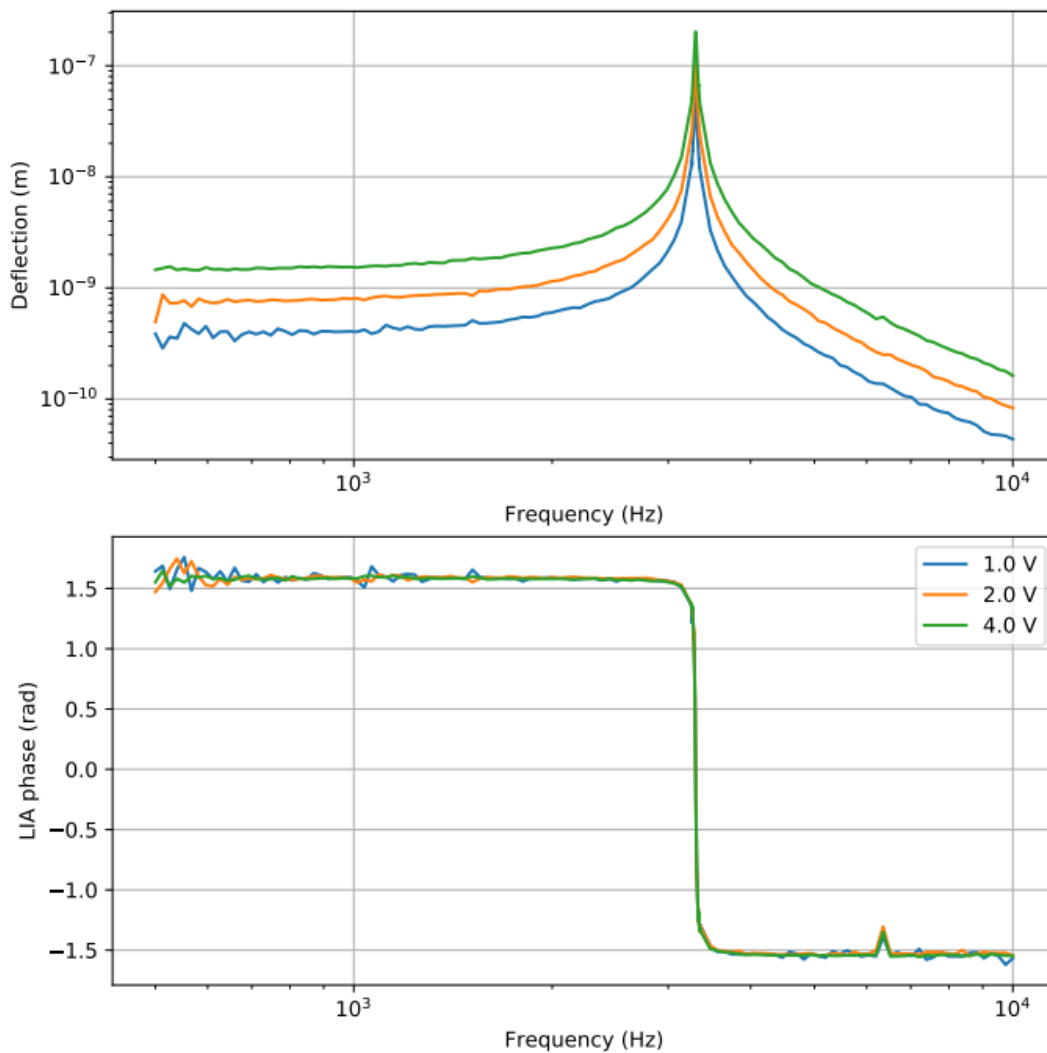
Der Messpunkt des Lasers ist etwa  $5\ \mu\text{m}$  im Durchmesser und wurde auf der Spitze bzw. dem Querbalken mittig platziert. Die Auflösung des Laser-Doppler-Vibrometers ist in dem verwendeten Frequenzbereich besser als  $1\ \text{pm}$ .

Die Cantilever wurden dabei über die Messspitzen mit einer Wechselspannung versorgt, deren Frequenz durchvariiert wurde. Es wurden von jedem Chiptypus mindestens 2 Exemplare vermessen, um die Reproduzierbarkeit zwischen verschiedenen Chips zu überprüfen. Lediglich bei einem Chiptypus (Ch\_Ur12) konnten keine Messungen gemacht werden, da hier alle 4 Exemplare stark verschmutzt waren.

Die Anregung erfolgte dabei ohne externes Feld. Die Schwingung wurde durch die Selbstanregung des Cantilevers ausgelöst und erfolgte daher bei gleicher Frequenz wie



die Anregung. Die Ursachen für den Effekt der Selbstanregung konnten noch nicht zufriedenstellend erklärt werden. Eine Möglichkeit, der parametrische Oszillator, wurde untersucht, kann aber die Selbstanregung nicht vollständig erklären.



**Abb. 41:** Beispielhafte Frequenz-Antwort (Amplitude oben, Phase unten) eines Cantilevers (Chip F5) mit dem MSA-400 gemessen. Der Chip wurde mit Wechselspannungsamplituden von 1, 2 und 4 V angeregt. (LIA...Lock-In-Verstärker)

In Tab. 14 sind die gemessenen mechanischen Parameter der unterschiedlichen Cantilevertypen zusammengefasst. Die Parameter variieren innerhalb derselben Geometrie und derselben Au-Beschichtungsdicke nur minimal. Es war zudem festzustellen, dass die Güte  $Q$  bei so gut wie allen Cantilevern in diesem Versuchsaufbau sehr hoch war (bis zu über 600). Dies liegt an dem Fehlen von „Wänden“ in Bewegungsrichtung des Cantilevers, weshalb kein „Squeeze-Film“-Effekt auftritt, der unter Atmosphärendruck eine starke Dämpfung verursacht.

**Tab. 14:** Überblick über die mechanischen Parameter der vermessenen Chips. Von den MEMS der Typen Ch\_Ur12 konnten keine einwandfreien Exemplare vermessen werden.

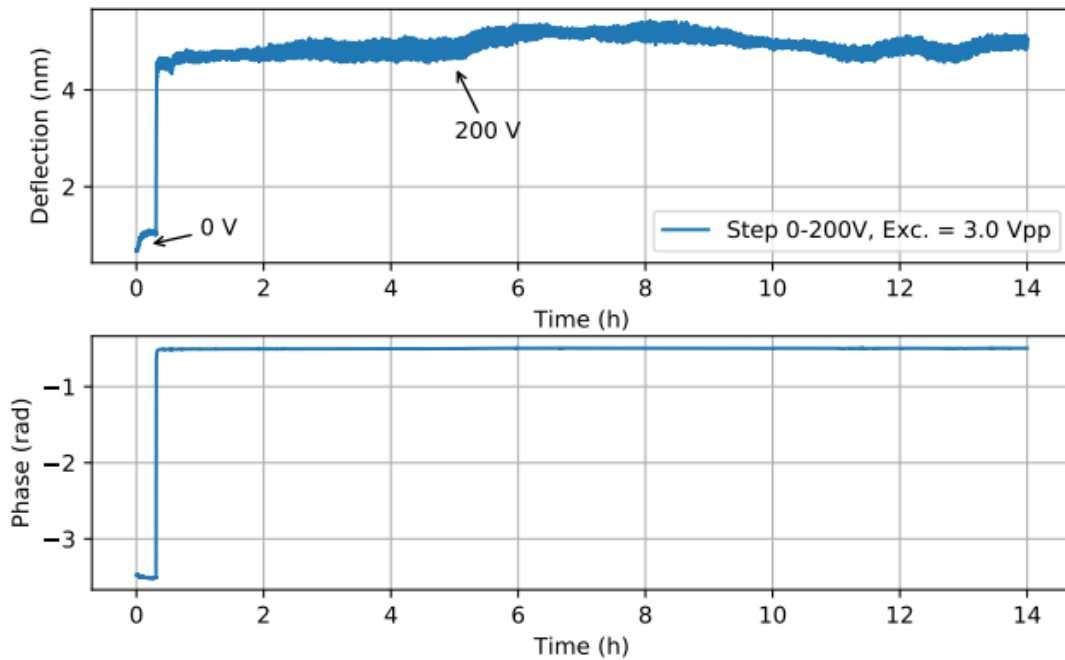
	$f_0$	$\gamma$	$Q$
	Hz	1/s	1
<b>Ch_Ir01</b>	25481	137,6	587,1
<b>Ch_Ir02</b>	11437	73,9	495,1
<b>Ch_Ir03</b>	6327	54,7	371,3
<b>Ch_Ir04</b>	4199	45,0	294,0
<b>Ch_Ir05</b>	2929	36,9	253,6
<b>Ch_Tr01</b>	2749	25	344
<b>Ch_Tr02</b>	1452	22	204
<b>Ch_Tr11</b>	2332	65	113
<b>Ch_Tr12</b>	1274	56	72
<b>Ch_Ur01</b>	3534	34	328
<b>Ch_Ur02</b>	1845	26	225
<b>Ch_Ur11</b>	3158	68	147
<b>Ch_Ur12</b>	–	–	–

#### 4.2.2. Elektrische Untersuchungen

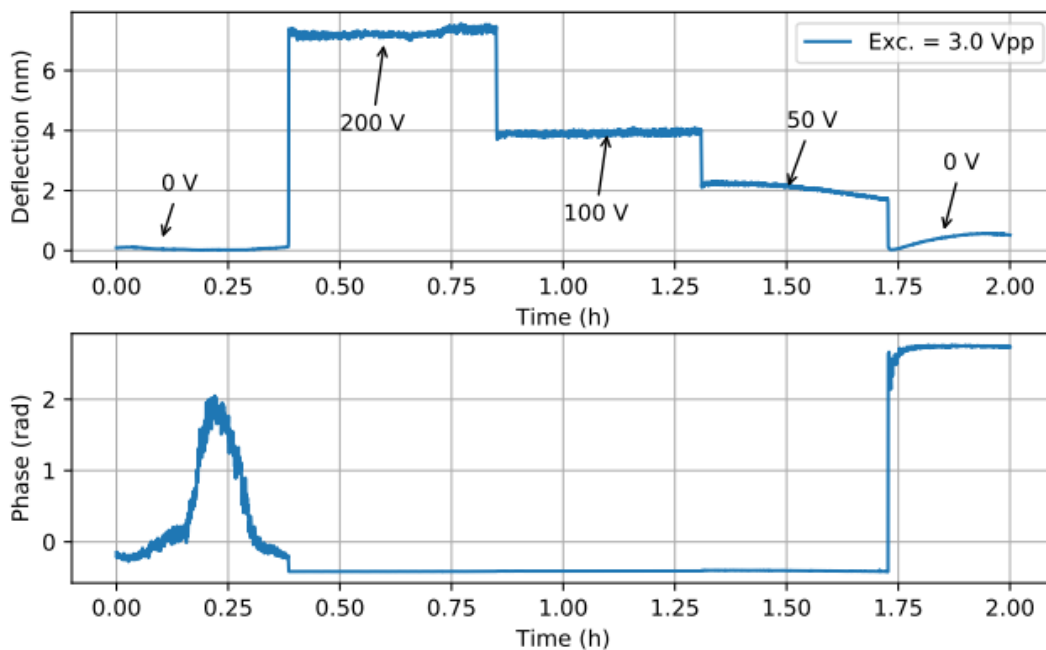
Die MEMS-Wandler bzw. die Sonde (MEMS, Optik, Bias-Elektroden) wurden zudem darauf hin untersucht werden, wie sie auf äußere elektrische Felder ansprechen. Dabei lag der Fokus auf dem Messen von Gleichfeldern, insbesondere der Stabilität der Messung.

Für diese Untersuchungen wurde ein bereits in ein Keramikgehäuse gebondeter MEMS-Wandler verwendet. Das elektrische Feld wurde dabei durch vier parallele Stäbe erzeugt, von denen zwei oberhalb (positive Elektroden) und zwei unterhalb (negative Elektroden) des MEMS positioniert waren (ähnlich wie in Abb. 33). Durch diese Anordnung kann die Schwingung des Cantilevers des MEMS-Wandlers optisch mit dem MSA untersucht werden während durch Anlegen einer Gleichspannung an den Elektroden ein elektrostatisches Feld vorherrscht, dass auch dem Biasfeld ähnlich ist.

Der Cantilever wurde dabei mit einer reinen AC-Spannung bei seiner Resonanzfrequenz angetrieben. Die Schwingungsamplitude wurde in fixen, vorgegebenen Intervallen mittels Lock-in-Verstärker aus dem MSA-Signal bestimmt. Die Gleichspannung an den Feldelektroden wurde in wohldefinierten Stufen vorgegeben. Durch diese Messungen konnte nicht nur die Schwingungsantwort des MEMS bestimmt werden, sondern auch die Stabilität der Schwingung.



**Abb. 42:** Langzeitmessung des Schwingungsverhaltens eines typischen MEMS-Wandlers. Sprung der äußeren Feldstärke:  $200 \text{ V}/24 \text{ mm} = 8,33 \text{ kV/m}$ . Die Amplitude schwankt dabei deutlich.



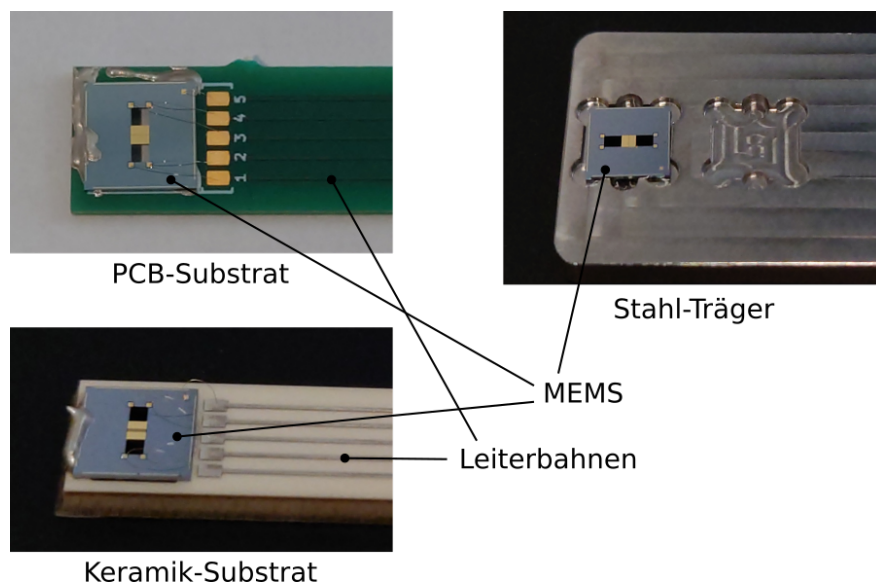
**Abb. 43:** Typischer Verlauf von Amplitude und Phase eines MEMS-Wandlers bei Sprüngen auf verschiedene Feldstärken. Auch hier ist deutlich die Amplitudendrift zu erkennen. Die Phase ändert sich bei kleinen Amplituden ebenfalls stark, was mit einer Phasendrehung um  $\pi$  beim Nulldurchgang zu tun hat.

Diese Ergebnisse zeigen, dass die Sprünge in der Feldstärke in der Schwingungsamplitude abgebildet werden (Abb. 42) und dass die Änderungen der Schwingungsamplitude proportional zur Änderung der Feldstärke sind (Abb. 43). Allerdings ist zu beobachten, dass die Amplitude (und auch die Phase) der Schwingung nach den

Sprüngen nicht konstant bleiben, obwohl die Gleichspannung an den Feldelektroden konstant ist. Durch diese zufällig wirkende Drift waren reproduzierbare und stabile Messungen mit dem MEMS nicht möglich. Daher wurden verschiedene Untersuchungen zu diesem Phänomen angestellt.

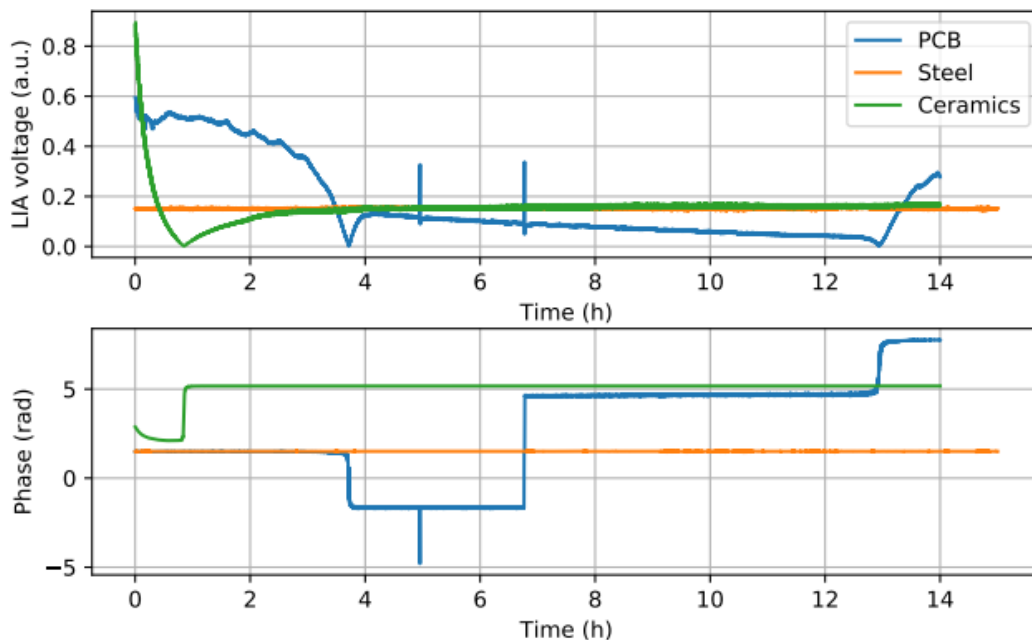
Diese Untersuchungen und weitere im Gesamtsystem zeigten den Einfluss von Substratmaterial, Feuchtigkeit und Temperatur. Nachfolgend werden die Auswirkungen des Substrats behandelt. Die Untersuchungen zu Luftfeuchtigkeit und Temperatur finden sich in 5.5.

Einerseits wurde das klassische PCB-Material (FR-4), der geerdete Stahlträger, der für die Bestimmung der mechanischen Eigenschaften des MEMS verwendet wurde, und eine eigens angefertigte  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -Keramik-Platine betrachtet (siehe Abb. 44). Bei dem PCB und der Keramik-Platine konnten Leiterbahnen aufgebracht werden, weshalb der MEMS-Chip in diesen Fällen gebondet wurde. Auf dem Stahlträger war dies nicht möglich. Hier wurde der MEMS mit Messspitzen kontaktiert.



**Abb. 44:** Verschiedene Substrate für den MEMS-Wandler wurden getestet.

Die Effekte dieser Materialien auf die Stabilität des Schwingungssignals wurden wieder mittels Langzeitmessungen untersucht. Die Schwingungsamplitude an der Resonanz wurde wieder mit dem MSA gemessen. Die Ergebnisse in Abb. 45 zeigen eklatante Unterschiede zwischen den Materialien auf. Der Stahlträger scheint keinen adversen Effekt auf die Stabilität zu haben. Bei der Keramik driftet die Amplitude, bis sie nach etwa 4 h einen Gleichgewichtszustand erreicht hat. Im Falle des PCBs geschehen ständig Änderungen und es wurde kein Gleichgewichtszustand erreicht.



**Abb. 45:** Langzeitmessung bei  $E = 0$  zur Untersuchung des Einflusses des Substratmaterials (PCB...Printplatte FR4, Stahl, Keramik) auf die Stabilität.

Als mögliche Ursachen für diese unterschiedlichen Verhalten und letztlich auch für die Drift kommen mehrere Phänomene und Mechanismen in Frage. Die folgenden wurden als relevant identifiziert:

- Ionen in der Luft: Ionen können sich an Oberflächen anlagern und lokal wesentliche Feldstärken erzeugen. Diese können wiederum Ionen entgegengesetzter Ladung anziehen, weshalb sich die Feldstärke ändert. Passt dies in der Nähe des Wandlers, entsteht ein driftendes Signal. Dieses Phänomen betrifft allerdings nur dielektrische Oberflächen. Bei metallischen Oberflächen ändert sich das Potenzial des gesamten Körpers instantan, weshalb ein von außen fixiertes Potenzial (z. B. Erdung) hier Abhilfe schafft.
- Dielektrische Absorption: Dieses nur wenig, aber lange bekannte Phänomen betrifft Dielektrika, die elektrischen Feldern ausgesetzt werden und ist eigentlich eine für die Hochspannungstechnik und Hochleistungskondensatoren relevante Eigenschaft. Ein Dielektrikum wird bspw. als Füllmaterial in einem Kondensator verwendet. Wird für eine gewisse Zeit eine Gleichspannung an den Kondensator angelegt und danach die beiden Elektroden entladen, kann man beobachten, dass sich langsam wieder eine Spannung an den beiden Elektroden aufbaut. Diese verzögerte Reaktion des Dielektrikums auf die äußeren Bedingungen kann sich ebenfalls als Drift äußern. Wie langsam und wie stark dieser Effekt ist, hängt vom verwendeten Dielektrikum ab, wofür es Tabellen in der Literatur gibt.
- Wasser(filme): Auch Wasserfilme, die sich an Oberflächen bilden, wurden diskutiert. Wasser liegt in einem Gleichgewicht zwischen  $H^+/OH^-$  und  $H_2O$  vor. Zudem können etwaige gelöste Substanzen (z.B. aus Aerosolen) auch als bewegliche Ionen vorliegen. Durch eine äußere Feldstärke würden sich

die Ionenbestandteile langsam bewegen, was eine langsame Polarisierung an der Oberfläche eines Dielektrikums bewirken kann. Dafür wurde aber keine eindeutige Literatur gefunden, weshalb dieses Phänomen zwar spekulativ ist, aber nicht ausgeschlossen werden kann.

Da diese drei Mechanismen nur Dielektrika betreffen, ist es verständlich, dass die Messung mit dem metallischen Träger keine Drift aufweist. Dieses Ergebnis floss vor allem in die Ausgestaltung der Kapselung ein, die schließlich aus Metall und hydrophoben Dielektrika mit geringer dielektrischer Absorption bestanden.

## 4.3. Endgültiger Wandler

Aus den (vor allem mechanischen) Eigenschaften der Cantilever-Geometrien des ersten Wafers wurden nur 6 unterschiedliche Layouts ausgewählt, die nur geringfügig modifiziert wurden: Ch\_Tr01, Ch\_Tr11, Ch\_Ur01 und Ch\_Ur11. Die Auswahl erfolgte in erster Linie anhand der gemessenen Resonanzfrequenzen, die bei „knapp“ über 4 000 Hz liegen. Diese Frequenz wurde als praktikabler Kompromiss zwischen Geschwindigkeit, Güte und Empfindlichkeit angesehen.

Die neben kleineren Modifikationen, wurden vor allem folgende wesentliche Anpassungen durchgeführt, die neben den Erfahrungen mit der Stabilität auch Erfahrungen im Zusammenspiel mit dem Interferometer berücksichtigten:

- Die Breite der Querbalken (in Ur und Tr-Geometrien) wurde reduziert, da aufgrund der neuen Erkenntnisse des optischen Readouts breitere Geometrien schwierigere optische Wiedereinkopplung in die Faser erlauben. Es wurden allerdings auch Chips mit der ursprünglichen Breite erzeugt um einen direkten Vergleich zu ermöglichen. Letztere behielten die bisherige Bezeichnung, die neuen Chips mit schmalerem Querbalken wurden mit einem zusätzlichen „n“ bezeichnet (Ch\_Ur01n, Ch\_Ur11n, Ch\_Tr01n, Ch\_Tr11n).
- Die freigeätzten Bereiche auf der Rückseite wurden vergrößert, um die Abschirmung des E-Felds durch den Rahmen im Handle-Layer zu minimieren.

Es wurde die Metallisierung an den Enden der Cantilever beibehalten. Sie sind zwar nicht zwingend notwendig, aber im Zuge der Berechnungen hat sich gezeigt, dass eine etwas höhere Stufe und etwas größere Neigung des Cantilevers (wie durch Metallisierung erzeugt) die Flanken von Beugungspeaks höherer räumlicher Frequenzen weiter weg von der Faser entstehen lässt. Dies würde sonst zu einem zusätzlichen Messeffekt führen, der im Falle der AC-Messung störende Oberwellen ergeben würde.

Die Fertigung und Vereinzelung der MEMS verlief analog zur ersten Iteration. Die einzelnen Chips wurden danach zuerst wieder auf ihre mechanischen Eigenschaften und danach auf ihre Empfindlichkeit bzgl. E-Feldern untersucht.

### 4.3.1. Mechanische Charakterisierung

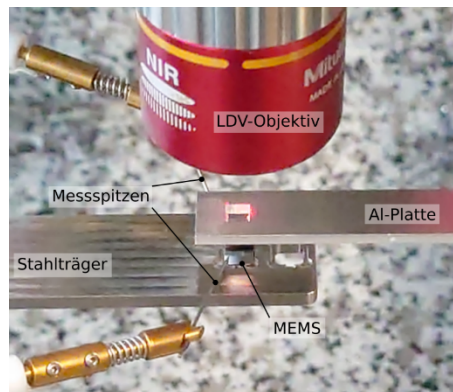
Die MEMS wurden zuerst mittels Laser-Doppler-Vibrometer (LDV) auf ihre mechanischen Eigenschaften hin untersucht. Dazu waren sie auf dem Stahlträger positioniert und mittels Messspitzen kontaktiert.

Es wurden so einige MEMS aussortiert, die nicht funktionstüchtig waren. Die Resonanzfrequenzen der funktionierenden MEMS lagen wiederum aufgrund der Metallisierung etwas niedriger als vorgegeben. Aus Zeitgründen wurden nur insgesamt 26 verschiedene MEMS untersucht. Die charakteristischen Frequenzen der Chiptypen sind in Tab. 15 zusammengefasst. Die Güten sind in diesem Aufbau deutlich niedriger

als zuvor, da die MEMS wegen der geringeren Größe auf eine vollflächige Auflage gelegt werden mussten und daher die Luftdämpfung sehr viel größer war (Abb. 46).

**Tab. 15:** Überblick der mechanischen Parameter der vermessenen Chips. Von den MEMS der Typen Ch\_Tro1n und Ch\_Tr11n wurden aus Zeitgründen keine Exemplare vermessen.

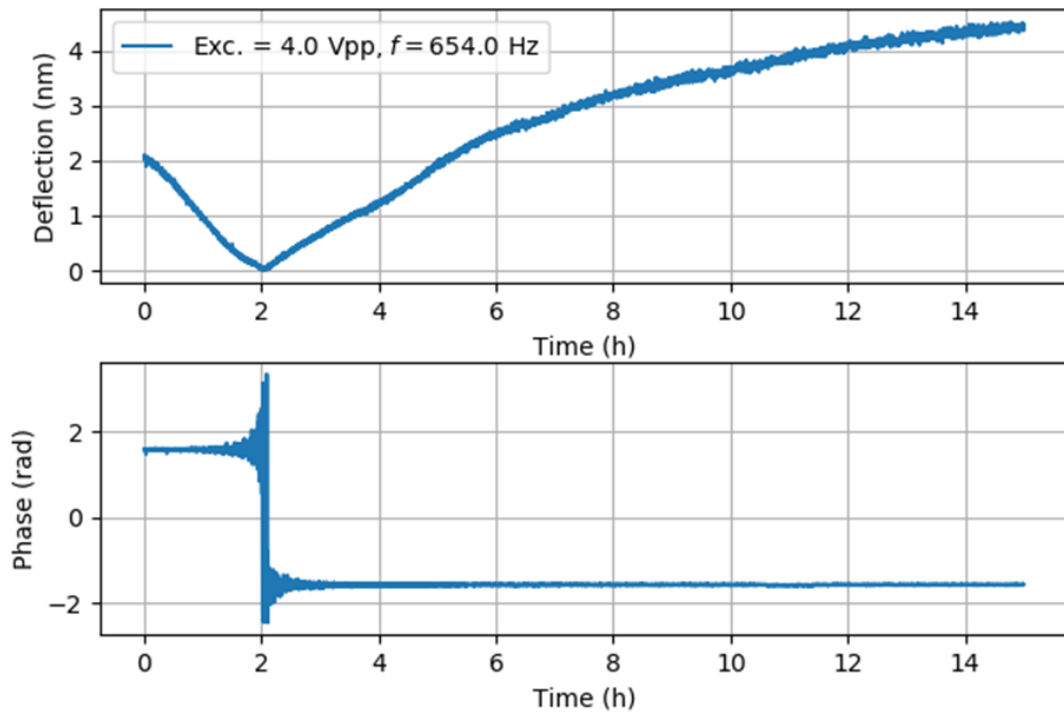
Typ	$f_r$ analytisch Hz	$f_r$ Hz	$f_o$ Hz	$\gamma$ 1/s	$Q$ 1
Ch_Uro1	4 318	3 577	3 581	745,3	15,3
Ch_Ur11	3 886	3 193	3 196	619,0	16,3
Ch_Uro1n	5 596	4 651	4 658	1 110,2	15,1
Ch_Ur11n	4 740	3 935	3 939	827,9	14,9
Ch_Tro1	3 053	2 699	2 701	450,1	18,9
Ch_Tr11	2 748	2 381	2 382	358,2	21,5
Ch_Tro1n	3 957	-	-	-	-
Ch_Tr11n	3 351	-	-	-	-



**Abb. 46:** Versuchsaufbau zur Ermittlung der E-Feld-Empfindlichkeit des MEMS.

Die funktionstüchtigen MEMS wurden weiterhin auf ihre Stabilität untersucht. Dazu wurden wieder Langzeitmessungen mit konstanter Eingangsfrequenz und -Amplitude durchgeführt. Bei einigen MEMS konnte ein vorübergehendes Abklingen (Drift) der Amplitude beobachtet werden, das auf Aufladungen beim Reinigen der MEMS mit O<sub>2</sub>-Plasma zurückzuführen war. Nach dem Abklingen konnte keine Drift mehr festgestellt werden. Eine beispielhafte Messung der ersten 15 h ist in Abb. 47 dargestellt.





**Abb. 47:** Der MEMS wurde nach dem Entfernen des Schutzlacks mit O-Plasma gereinigt und kurz darauf vermessen. Dabei war eine langsame, kontinuierlich abklingende Drift zu beobachten, die auf Restladungen der Plasmabehandlung zurückschließen ließ.

#### 4.3.2. Elektrische Charakterisierung

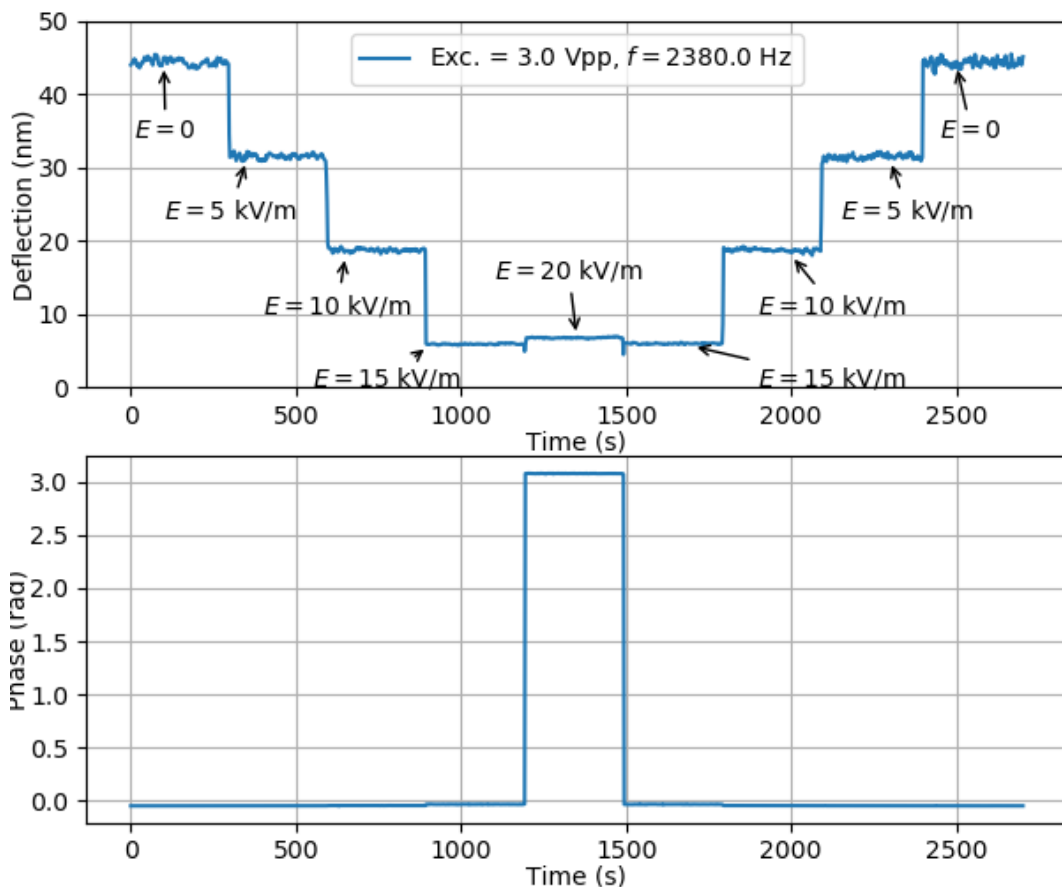
Nachdem die mechanischen Eigenschaften bekannt waren, wurde die Antwort der mechanisch funktionierenden MEMS auf äußere Felder untersucht. Dazu wurde über den Stahlträger mitsamt MEMS eine Al-Platte in 1 cm Höhe gebracht, die mit unterschiedlichen Spannungen versehen wurde. Diese Platte verfügte über ein Loch, um die Schwingung der Cantilever mit dem LDV messen zu können.

Die Spannungen wurden in 50 V-Schritten bis 200 V und wieder zurück auf 0 V durchgeführt. Die einzelnen Schritte wurden dabei jeweils mindestens 2 min gehalten. Die Höhe der Sprünge in der Schwingungsamplitude entspricht der Empfindlichkeit des MEMS bzgl. der Feldstärke (Abb. 48). Die jeweiligen durchschnittlichen Empfindlichkeitswerte sind in Tab. 16 zu sehen.

Was die Stabilität der MEMS betrifft, konnte im Zuge dieser Messungen mit dem LDV keine Drift beobachtet werden. Wie erwartet waren dabei die Geometrien mit Kämmen empfindlicher als die ohne Kämmen (Tab. 13). Daher wurden für den Einbau in das Messgerät ein MEMS mit Kämmen gewählt. Mit der zusätzlichen Bedingung der Resonanzfrequenz von 4 kHz, wurde die Geometrie Ch\_Ur11n gewählt und der Chip mit der Seriennummer I11 ( $f_r = 3\,960$  Hz) für das Messgerät weiterverwendet. Da eine niedrigere Resonanzfrequenz mit einer größeren Empfindlichkeit einher geht, wurde eine zweite Geometrie mit Kämmen Ch\_Tr11, Chip E7 ( $f_r = 2\,380$  Hz) als Backup bereitgestellt.

**Tab. 16:** Überblick der gemessenen Empfindlichkeit und Resonanzfrequenz. Von den MEMS der Typen Ch\_Tro1, Ch\_Tro1n und Ch\_Tr11n wurden aus Zeitgründen keine Exemplare vermessen. Zahlen in Klammern beziehen sich auf analytisch bestimmte Werte.

Typ	Empfindlichkeit nm/(kV/m)	$f_r$ Hz
Ch_Uro1	0,43	3 577
Ch_Ur11	1,10	3 193
Ch_Uro1n	0,40	4 651
Ch_Ur11n	1,05	3 960
Ch_Tro1	–	2 699
Ch_Tr11	2,56	2 380
Ch_Tro1n	–	(3 957)
Ch_Tr11n	–	(3 351)

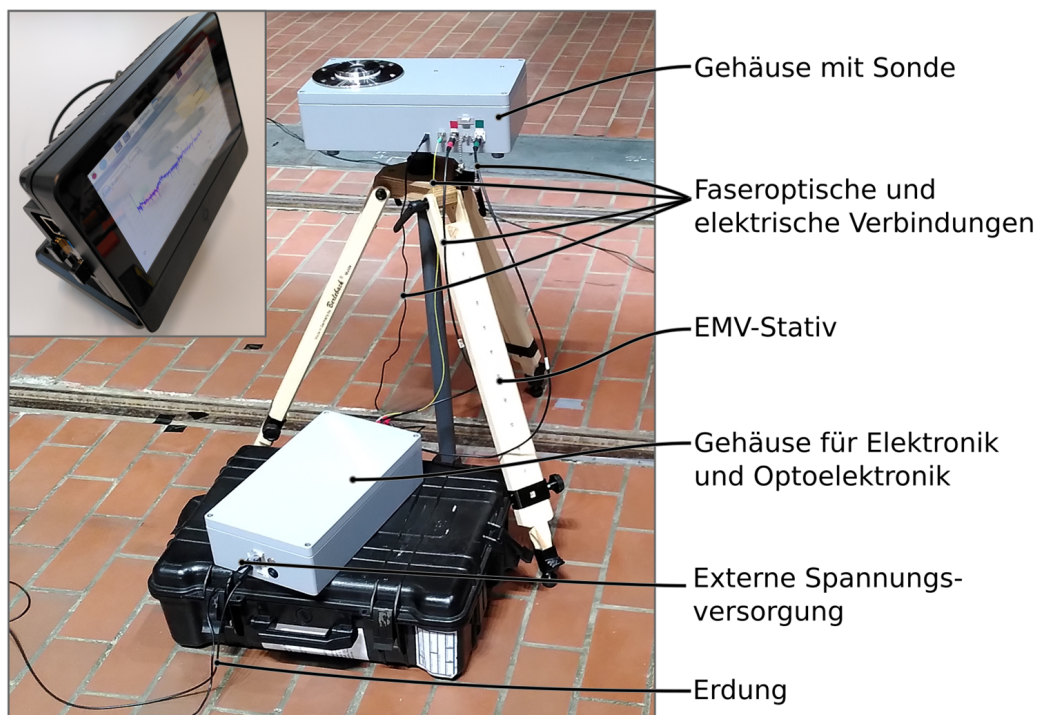


**Abb. 48:** Beispielhafte Abhängigkeit der Schwingungsamplitude (deflection) eines MEMS vom externen E-Feld. Die Amplitudenwerte müssen immer unter Einbezug der Phase betrachtet werden. Dies zeigt sich im vorliegenden Fall speziell beim Übergang von  $E=15\text{kV/m}$  auf  $20\text{kV/m}$ , was die Amplitude im Gegensatz zum vorherigen Trend wieder ansteigen lässt wobei aber die Phase um  $180^\circ$  dreht.

# 5. Gesamtsystem

## 5.1. Hauptkomponenten des Messsystems

Die Hauptkomponenten des Messsystems sind in Abb. 49 zu sehen. Neben der Bedieneinheit sind alle Komponenten in zwei robusten Aluminiumgehäusen untergebracht. Alle Komponenten rund um den MEMS und die optische Anbindung werden in weiterer Folge als Sonde bezeichnet. Die Optoelektronik, der MCU (STM32), der Mikrocomputer (Raspberry Pi4) und die Spannungsversorgung sind in einem Gehäuse enthalten, während die Sonde inklusive TEC im zweiten Gehäuse untergebracht ist. Das Gehäuse mit der Sonde kann auf einem EMV-Stativ montiert werden. Zwischen den beiden Gehäusen wird das Signal für die Ansteuerung des MEMS und das Signal für die Bias-Elektrode über BNC-Kabel geführt. Zusätzlich ist auch die faseroptische Verbindung für die Auslesung der Schwingung des MEMS und eine Spannungsversorgung des TEC vorhanden.

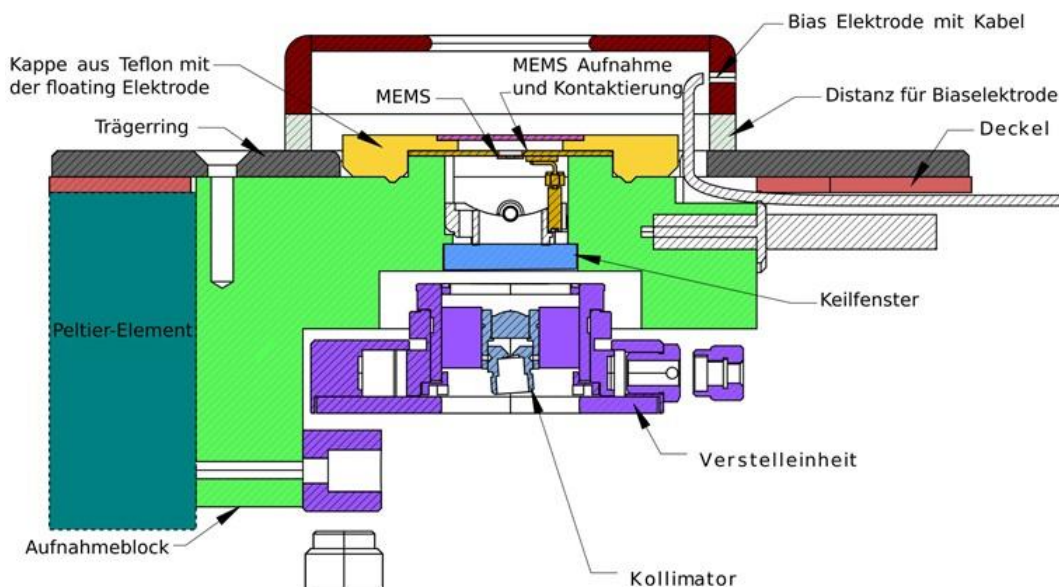


**Abb. 49:** Hauptkomponenten des Messsystems. Das links oben eingefügte Bild zeigt die Bedieneinheit, die den Zugriff und die Bedienung über WLAN ermöglicht.

Die Bedieneinheit besteht aus einem Mikrocomputer mit Touch-Bildschirm. Der Mikrocomputer stellt ein eigenes WLAN-Netzwerk für eine Remote-Desktop-Verbindung zum Mikrocomputer im Messsystem sowie eine lokale Zeit mittels batteriebetriebener Echtzeituhr zur Verfügung. Die Remote-Desktop-Verbindung ermöglicht die Bedienung des im Gehäuse der Elektronik verbauten Mikrorechners und damit unter anderem den Start und die Speicherung von Messungen. Zur Erdung der beiden Gehäuse aus Aluminium ist ein Anschluss für 4 mm Feder-Stecker am Gehäuse für die Elektronik vorgesehen. Das Gehäuse der Sonde ist über die beiden BNC-Anschlüsse geerdet. Für die nach außen geführte WLAN-Antenne steht ein USB-Anschluss zur Verfügung. Darüber hinaus sind daneben ein Taster zum Start bzw. Herunterfahren des Mikrocomputers und ein Schalter für die Versorgungsspannung vorhanden.

## 5.2. Beschreibung des Aufbaus der Sonde

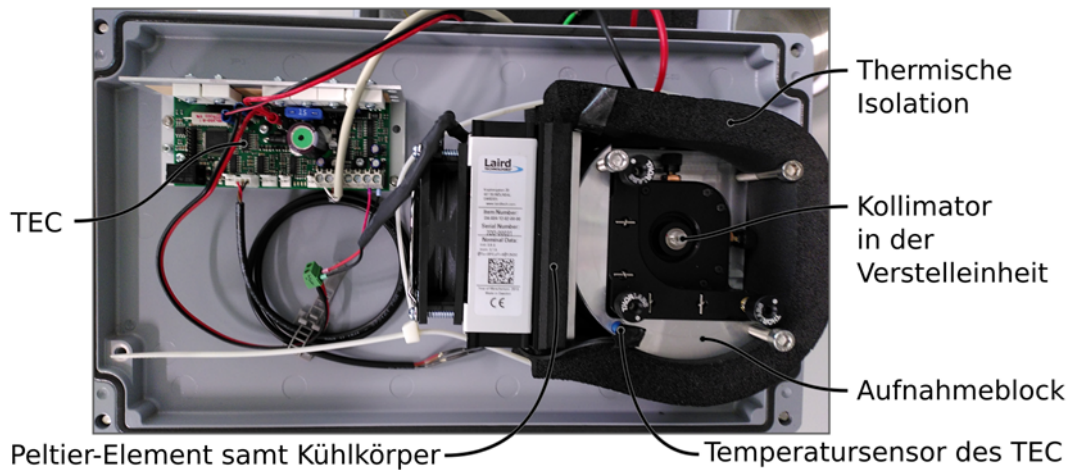
Der schematische Querschnitt durch die Komponenten der Sonde ist in Abb. 50 zu sehen. Der massive Aufnahmeblock ist das zentrale Verbindungsglied für die mechanische Anbindung aller Baugruppen und stellt gleichzeitig die Kavität zur Spülung des MEMS mit Stickstoff bereit. Der Aufnahmebock wurde für eine möglichst solide mechanische Anbindung der Optik an das MEMS ausgelegt. Eine Spülung mit Stickstoff zur Reduktion der Luftfeuchtigkeit im Inneren der Kavität passiert in einem Pfad senkrecht zur Bildebene. Das Keilfenster dient zum Abschluss des Raumes zur Spülung zur Optik hin. Als Schutz gegen Verschmutzungen und zur Abdichtung gegenüber der Umgebungsluft wurde über dem MEMS eine Kappe aus Teflon vorgesehen. Die Kappe hält mittig eine Elektrode aus Edelstahl um Ionen, die durch die Bias-Elektrode gelangen und sich über dem MEMS ansammeln, auch wieder abführen zu können. Die Bias-Elektrode wurde ebenfalls aus Edelstahl gefertigt und ist durch einen Ring aus Teflon gegenüber den Trägerring isoliert. Der Trägerring stellt die mechanische Verbindung zum Deckel des Gehäuses aus Aluminium her. Das MEMS wird auf der Unterseite einer Trägerscheibe fixiert. Mithilfe dieser Scheibe, auf der auch die mechanisch entkoppelten, elektrischen Kontakte für das MEMS geführt werden, ist eine einfache Austauschbarkeit des MEMS gewährleistet. Durch die Höhe der Trägerscheibe ist ein Versatz von einem Millimeter zwischen dem MEMS und der obersten Kante des Trägerrings vorhanden, welche auch eine Spiegelebene darstellt. Bei der Konstruktion der Komponenten wurde auf die möglichst einfache Zugänglichkeit der Elemente der Verstelleinheit, die Möglichkeit zum Austausch des MEMS, und einem möglichst einfachen Zusammenbau geachtet. An der linken Kante des Aufnahmeblocks wird das Peltier-Element zur Erwärmung oder Kühlung des Aufbaus über den TEC angebracht. Der Temperatursensor des TEC ist in einer vertikalen Bohrung im Aufnahmebock untergebracht und kann bei Bedarf nach unten entfernt werden.



**Abb. 50:** Schematischer Querschnitt durch die Hauptkomponenten der Sonde, die im Deckel des zweiten Gehäuses verbaut ist. Um den Aufnahmeblock thermisch

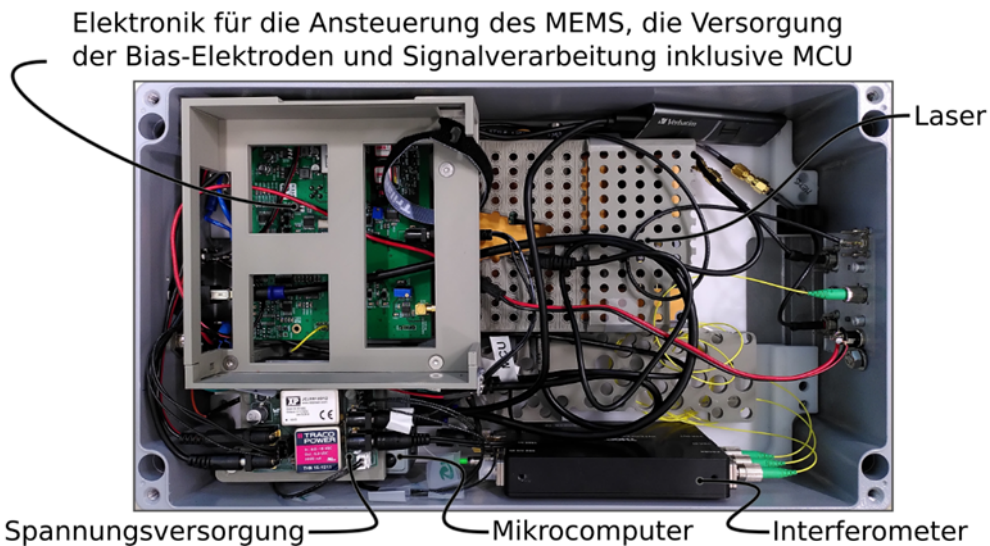
gegenüber dem Trägerring zu entkoppeln, wurden an den Verschraubungen Kunststoffscheiben (hier nicht abgebildet) zw. den beiden Bauteilen eingebracht.

In Abb. 51 sind die Komponenten im Gehäuse der Sonde zu sehen. Abb. 52 zeigt die Komponenten im Inneren des Gehäuses für die Elektronik und Optoelektronik.



**Abb. 51:** Foto der Unterseite des Deckels des Gehäuses der Sonde inkl. aller Subkomponenten.

An den Kollimator wird eine Glasfaser angeschraubt. Eine thermische Isolation rund um und unter dem Aufnahmeblock reduziert den Energieeintrag aus der Umgebung.



**Abb. 52:** Foto der Komponenten im Gehäuse für die Elektronik.

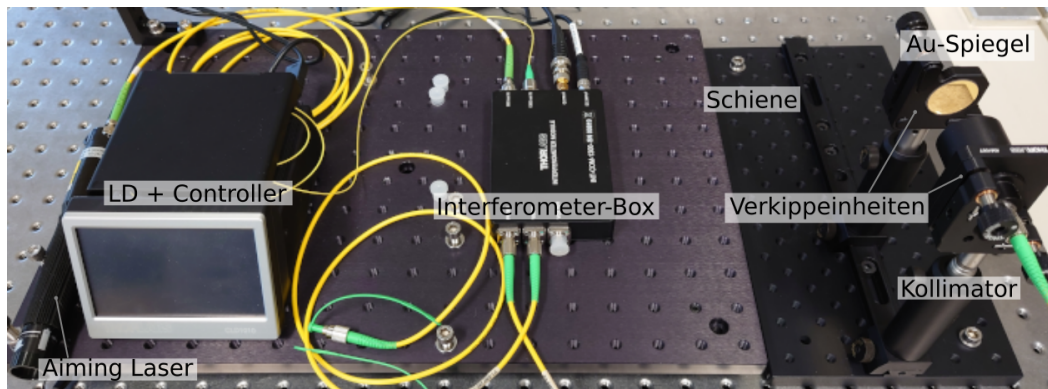
## 5.3. Isolierte Betrachtung der Baugruppen

### 5.3.1. Optisches Ausleseverfahren

Die Inbetriebnahme und erste Untersuchungen zur Funktionsweise, Stabilität und Genauigkeit sollte unabhängig von den anderen Komponenten des Messsystems erfolgen. Lediglich MEMS-Wandler wurden hierfür benötigt.

Im ersten Schritt wurde untersucht, wie weit man das reflektierende Ziel von der Kollimationslinse zur Ein- und Auskopplung des Laserlichts entfernen kann. Dieser Schritt ist vonnöten, da Kollimationslinsen nicht perfekt sind und sich Gauß-förmige Wellenprofile von der Linse wegbewegen. Die Wellenfronten sind nur an einem Abstand von der Linse (der Taille) plan. An diesem Punkt sollte sich schließlich der MEMS-Wandler befinden. Abweichungen von diesem Abstand führen dazu, dass unterschiedliche Phasenlagen reflektiert werden, was zur Ausbildung von Knoten am Einkopplungspunkt der Glasfaser führen kann, mit dem Ergebnis, dass kein Licht zurück in die Faser eingekoppelt wird.

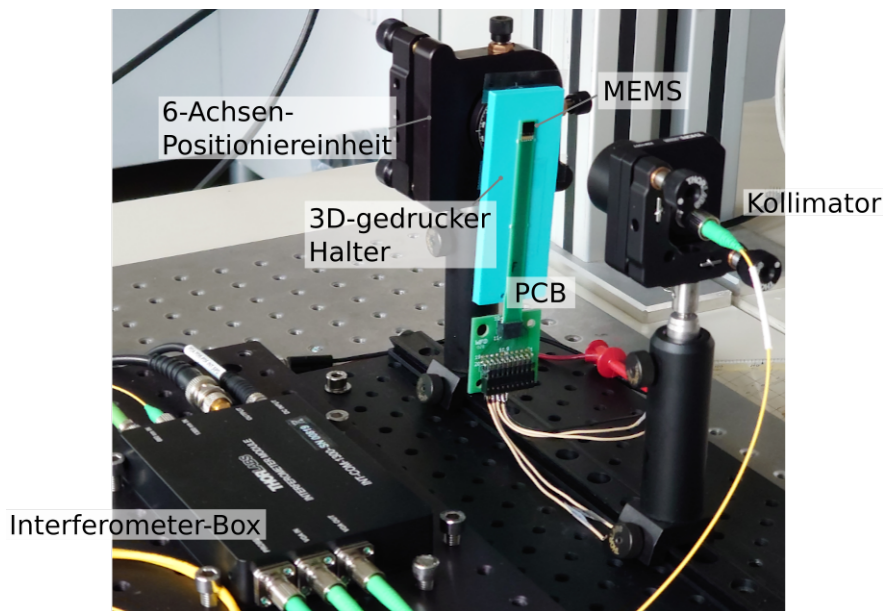
Für erste Untersuchungen wurde ein einfacher Goldspiegel verwendet, der in unterschiedlichen Abständen zur Kollimationslinse positioniert wurde (Abb. 53). Das Ergebnis war, dass sich die Qualität der Wiedereinkopplung zumindest in einem Abstandsbereich von 0,5 – 30 cm nicht ändert.



**Abb. 53:** Aufbau zur Untersuchung der Wiedereinkopplung und des Abstandsbereichs des reflektierenden Objekts.

Im nächsten Schritt wurden die MEMS-Wandler herangezogen, um die Interferenz als Nutzeffekt zu testen. Dabei wurde eine Kollimationslinse mit Strahldurchmesser von 1,15 mm verwendet (Setup in Abb. 54).

Nach langwieriger und genauer Ausrichtung und Justage konnte mit dem MEMS letztendlich Interferometrie betrieben werden. Der Chip war für die gegenständlichen Testzwecke auf einem PCB gebondet und wurde durch eine externe Spannung (Input) angesteuert. Das Output-Spannungssignal wurde mit einem Lock-In-Verstärker gemessen, das auf die Frequenz der Input-Spannung synchronisiert war, und zusätzlich mit einem Oszilloskop angezeigt wurde.



**Abb. 54:** Setup für die ersten Versuche mit dem INT-COM die Schwingung von MEMS-Cantilevern zu messen.

Das Interferenzsignal war auch stabil, was darauf hindeutet, dass der Arbeitspunkt des Interferometers, anders als bei einem (nicht stabilisierten) Michelson-Interferometer, konstant war. Daher war, wie geplant keine zusätzliche Stabilisierung zum Ausgleich der stochastischen Wegunterschiede des Interferometers nötig.

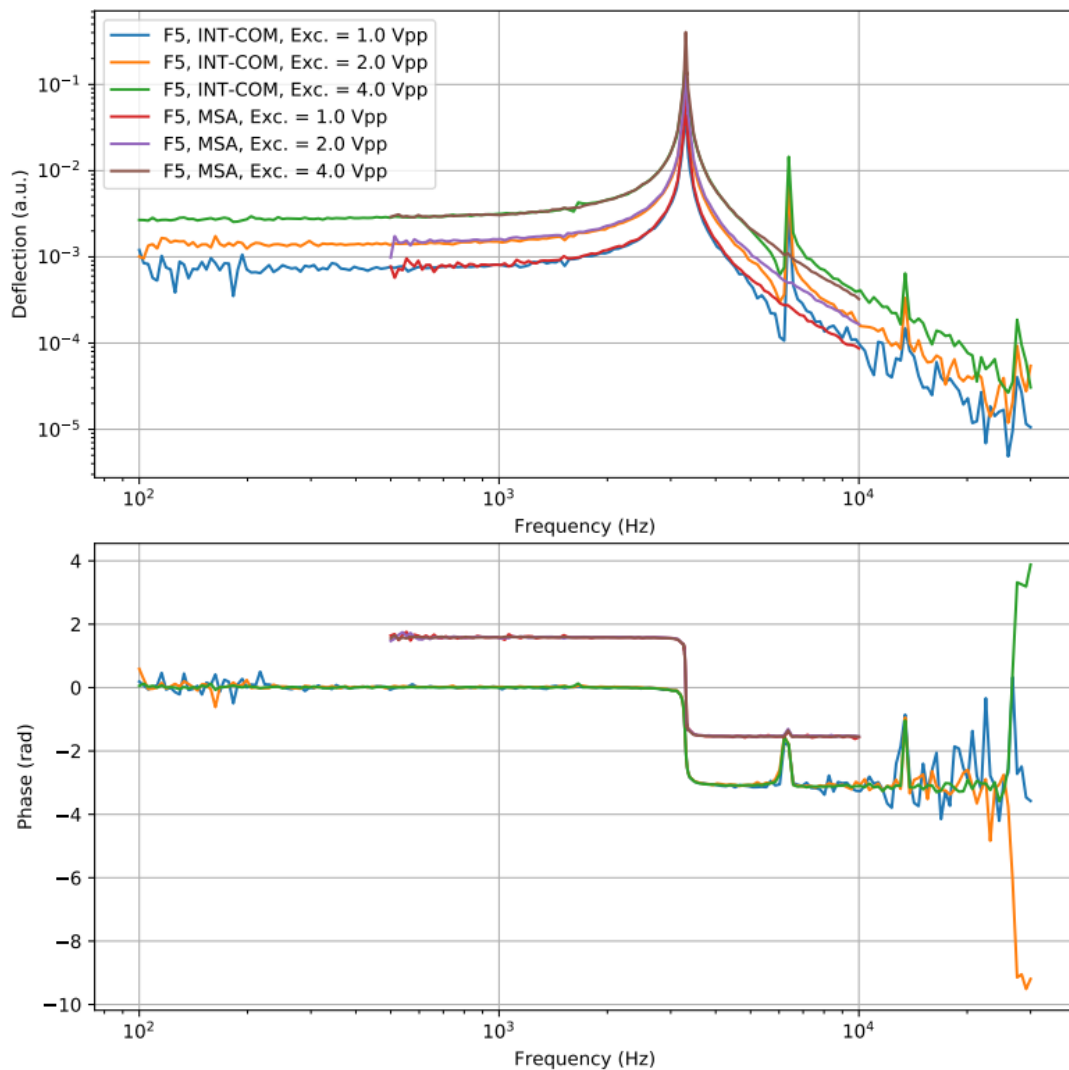
Es stellte sich heraus, dass das Einstellen des Arbeitspunktes durch die Position des Lasers auf dem MEMS-Wandler variiert werden konnte, was sich durch die natürliche Auslenkung des Cantilevers aus der Chip-Ebene heraus erklären lässt. Diese durch intrinsische Verspannungen im SOI-Wafer verursachten Durchbiegungen führen zu einer Stufe zwischen Cantilever und Umgebung, die (in erster Linie) von der Längenkoordinate am Cantilever abhängt. Daher wird es immer möglich sein den optimalen Arbeitspunkt zu treffen, solange man die dafür richtige Position wählt.

Eine weitere Beobachtung war, dass für ein ausreichendes Reflexionsvermögen des MEMS gar keine Metallisierung notwendig ist. Dies stellte sich bei Versuchen mit Cantilevern ohne Metallisierung heraus. Die Befürchtung, dass die Reflektivität von Silizium von ca. 40% bei 1300 nm zu großen Verlusten oder störende Mehrfachreflexionen verursachen würde, hat sich nicht erhärtet.

Zur Abschätzung der Genauigkeit des Ausleseverfahrens wurden Messungen unter gleichen Bedingungen einerseits mit dem Interferometer und andererseits mit dem Vibrometer (Polytec MSA-400) durchgeführt (siehe Abb. 55). Dabei wurde ein MEMS (Bezeichnung F5) mit Wechselspannungen von 1, 2 und 4 V<sub>pp</sub> versorgt, deren Frequenz durchvariiert wurde. Da das MSA die tatsächliche Schwingungsamplitude an einem Messpunkt von ca. 5-10 µm Größe (hier an der Spitze des Cantilevers) in Metern ausgibt, und der Interferometer nur ein proportionales Spannungssignal, wurden die Signale normiert, um einen Vergleich zuzulassen. Laut MSA-Messungen, betragen die

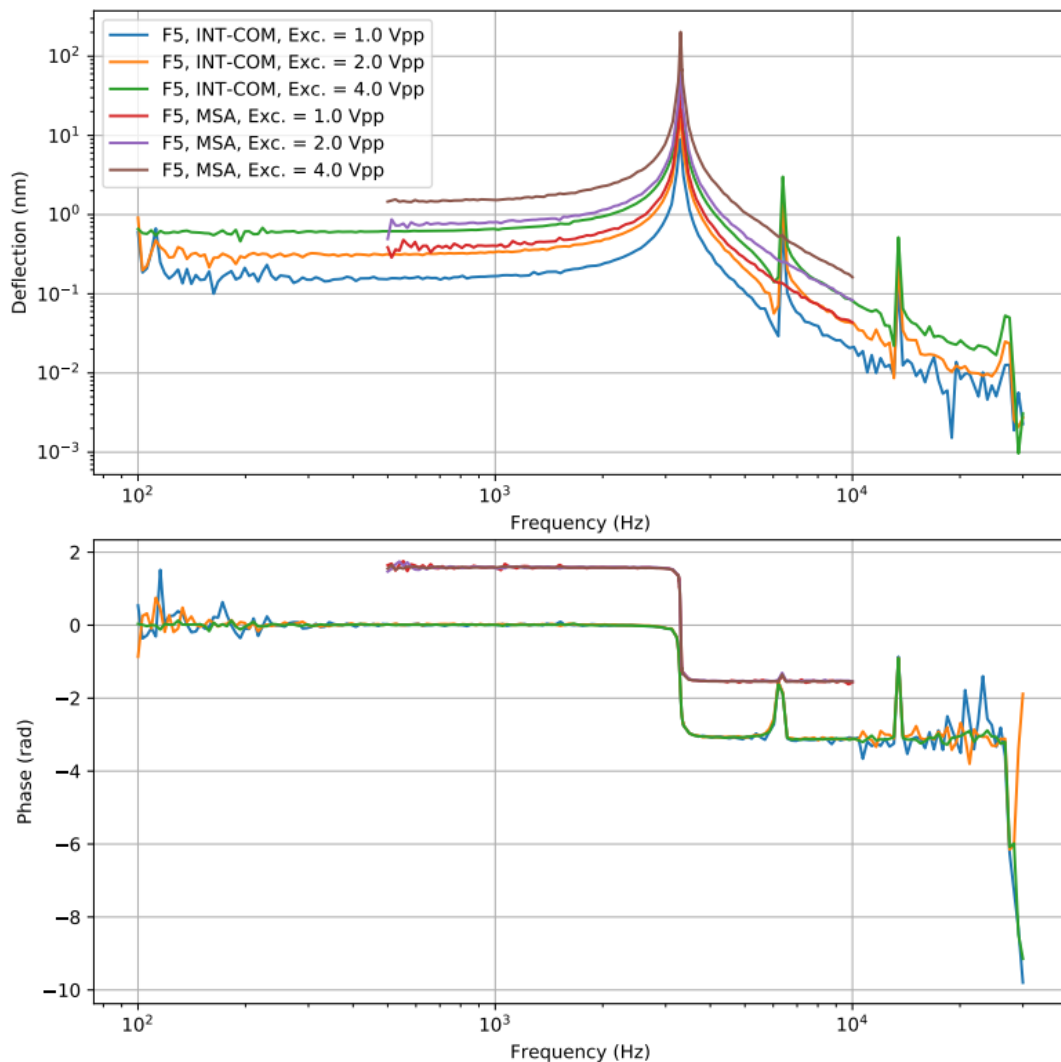


quasistatischen ( $f \ll f_r$ ) Schwingungsamplituden der drei Kurven etwa 0,4; 0,8 und 1,6 nm und an der Resonanz etwa 50; 100 und 200 nm.



**Abb. 55:** Vergleich der Messungem der Vibrometer MSA400 und INT-COM. Entsprechend der unterschiedlichen Output-Größen wurden die Amplituden (oben) skaliert.

Die Berechnung der tatsächlichen Schwingungsamplitude kann mittels Cosinus-förmiger Interferometrie-Kennlinie erfolgen, wenn der maximale Spitze-Spitze-Wert der Output-Spannung (der abhängig von Position und Ausrichtung des Lasers ist) bekannt ist. Dieser Ansatz wurde für die Messung in Abb. 56 verfolgt. Die so erhaltenen Amplituden waren deutlich geringer als die mit dem MSA gemessenen. Eine Erklärung dafür ist, dass im Gegensatz zum MSA kein einzelner Punkt bestrahlt wird, sondern eine Fläche mit ca. 1,15 mm Durchmesser (Gauß-Profil). Dadurch wird die Auslenkung nicht an der Spitze angezeigt, sondern ein gewichteter „Durchschnittswert“ über zumindest mehrere 100 µm Länge.

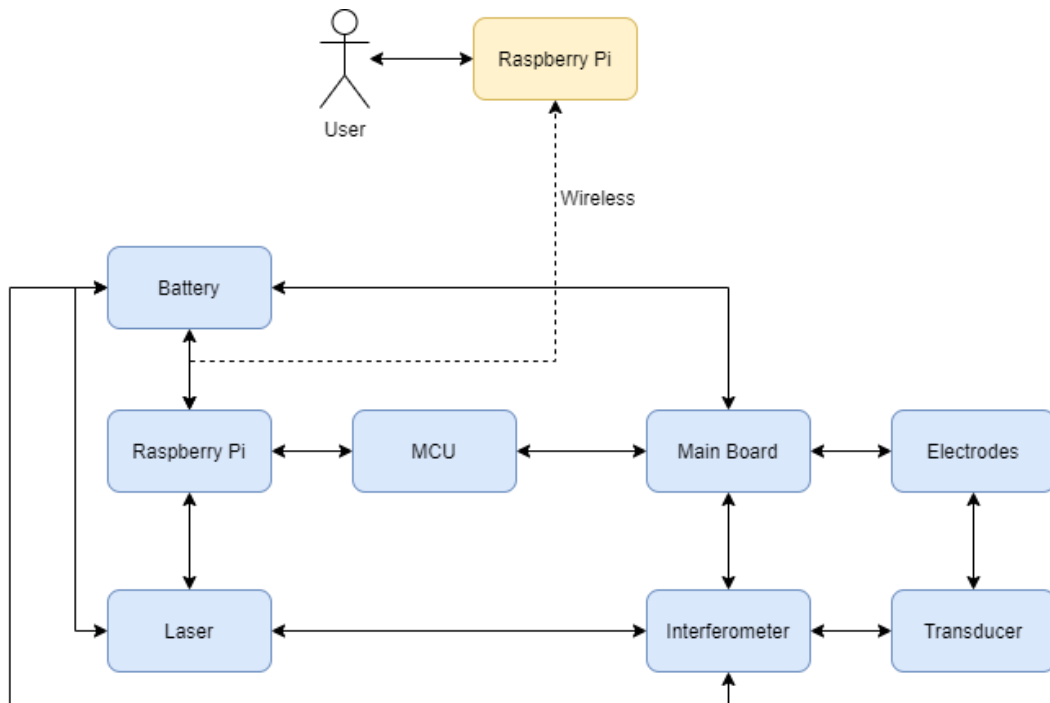


**Abb. 56:** Vergleich der Messungen des Vibrometers MSA400 und des Interferometers INT-COM. Die ermittelten Amplituden des INT-COM sind kleiner als die des MSA. Die Phase bleibt unverändert.

Schließlich wurden Laser, Interferometer-Box, Fasern, Kollimator und Messsonde mit den übrigen Komponenten des Messgeräts zusammengefügt. In diesem Schritt wurde mit einer keilförmigen Glasscheibe zwischen der Messsonde und dem Gehäuse des Gesamtgeräts eine weitere Komponente im optischen Pfad hinzugefügt.

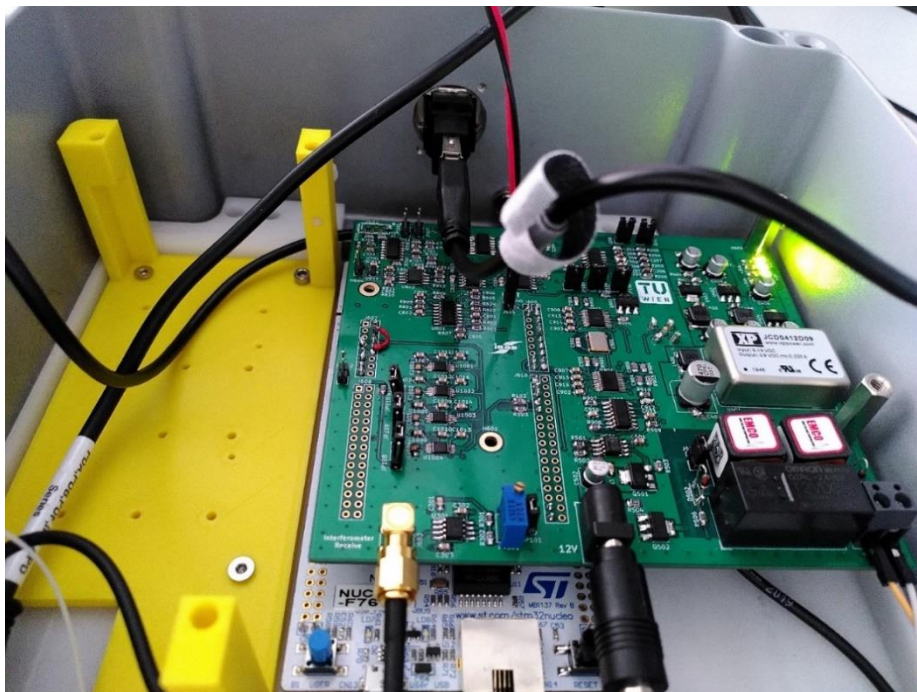
### 5.3.2. Elektronik

Das gesamte elektronische System ist in Abb. 57 schematisch dargestellt. Die Elektroden des MEMS-Wandlers (Transducer) werden über eine Platine (Mainboard) angesteuert. Dieses Mainboard liest auch das Signal des Interferometers, welches die Auslenkungen des Wandlers misst, aus. Der Mikrocontroller (MCU) erfasst das Datensignal vom Mainboard, kontrolliert die BIAS-Elektroden und führt die Datenprozessierung für das Demodulieren in Echtzeit durch. Der erste Raspberry Pi (blau) übernimmt die Daten vom Mikrocontroller und ist für die Wireless-Kommunikation mit dem zweiten Raspberry Pi (gelb), der das Userinterface bereitstellt, zuständig. Weiters dient er auch als DHCP-Server zum Auslesen der Daten.



**Abb. 57:** Umgesetztes Konzept, mit hardwarebasierter Demodulation und ohne galvanische Trennung der einzelnen Module.

Im System wird auf jegliche galvanische Trennung zwischen den einzelnen Modulen verzichtet.



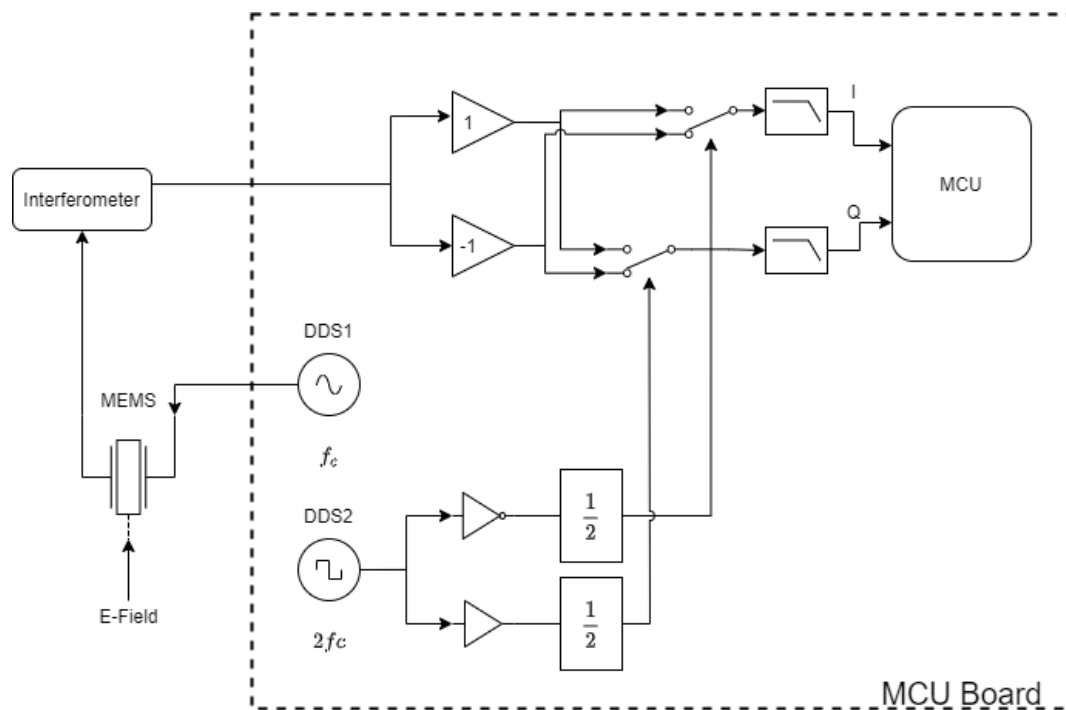
**Abb. 58:** Finale Version der Platine für Transduceransteuerung, Demodulation und Elektrodenansteuerung. Unterhalb der Platine befindet sich die Platine mit der MCU.

Der Transducer wird mit einer Sinusspannung angesteuert, damit treten keine Oberwellen wie bei einer Versorgung mittels Rechtecksignal auf. Zur Vermeidung eines Offsets, der sich negativ auf das Wandlerprinzip auswirken würde, ist das Ausgangssignal hin zum Transducer über Kondensatoren gekoppelt. Die Elektrodenspannung selbst bewegt sich im Bereich von  $-250\text{V}$  bis  $+250\text{V}$  welche durch kommerzielle Hochspannungskonverter erzeugt und durch Präzisionsstromquellen auf den gewünschten Bias-Elektroden Wert geregelt wird.

Die Kommunikation zwischen dem Raspberry Pi und dem Mikrocontroller erfolgt über eine USART Schnittstelle. Die finale Version der Platine für Transduceransteuerung, Demodulation und Elektrodenansteuerung ist in Abb. 58 zu sehen.

### 5.3.3. Modulation und Rückgewinnung des E-Feld-Spektrums

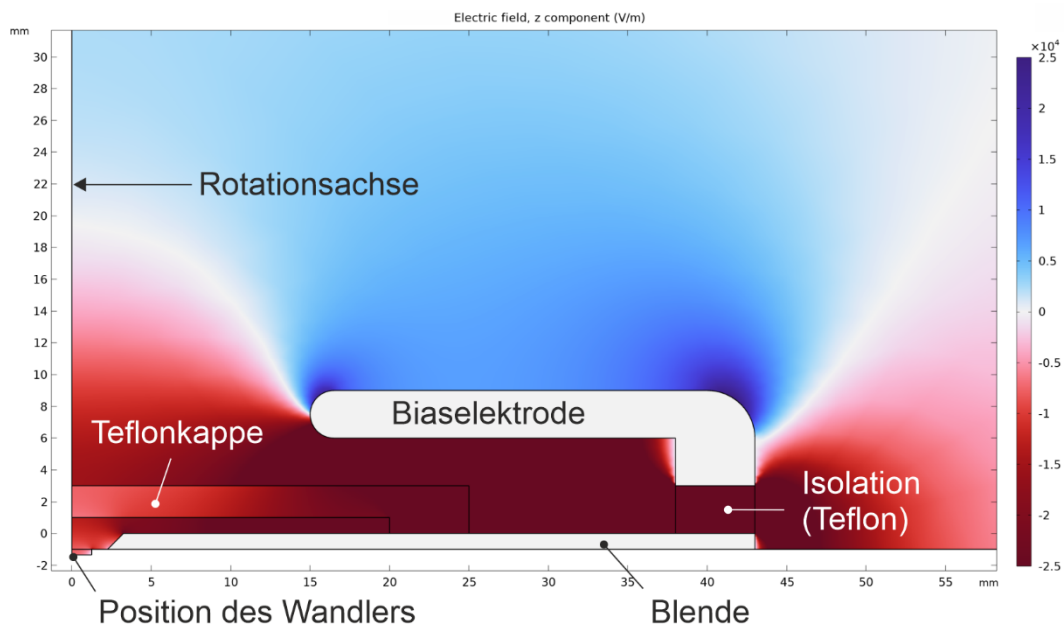
Die Demodulation wird durch Multiplikation des Messsignals mit einem Rechtecksignal mit derselben Frequenz erreicht. Ein Bockschaltbild dazu ist in Abb. 59 zu sehen. Das Modulationssignal wird mit einem DDS-Chip (Direct Digital Synthesizer) erzeugt, welcher über eine SPI-Schnittstelle programmiert wurde. Ein zweiter DDS-Chip generiert ein Rechteck Signal mit doppelter Frequenz das anschließend invertiert wird. Ursprüngliches und invertiertes Signal gelangen dann in zwei Flip-Flops, die jeweils die Frequenz halbieren. Das Resultat sind zwei Signale mit der Modulationsfrequenz, die jedoch um  $90^\circ$  phasenverschoben sind. Zwei analoge Schalter schalten anschließend die beiden Signale zwischen dem ursprünglichen und dem invertierten hin und her, was dem Effekt einer Multiplikation mit einem Rechtecksignal gleichkommt. Zur Unterdrückung der störenden höheren Frequenzen werden die beiden Signale nun mit einem Tiefpass (cut-off-Frequenz  $1\text{ kHz}$ ) gefiltert. Somit verbleibt jeweils das demodulierte Signal. Diese beiden Signale repräsentieren die reelle und imaginäre Komponente des Messsignals die auch I- und Q- Komponenten bezeichnet werden. Die beiden Komponenten werden anschließend von einem STM32F767ZI Mikrocontroller abgetastet und in Betrag und Phase des Messsignals weiterverarbeitet. Ein Beispiel eines derartigen Messsignals ist in Abb. 66 als „raw data“ in mV und als „Phase (rad)“ angeführt.



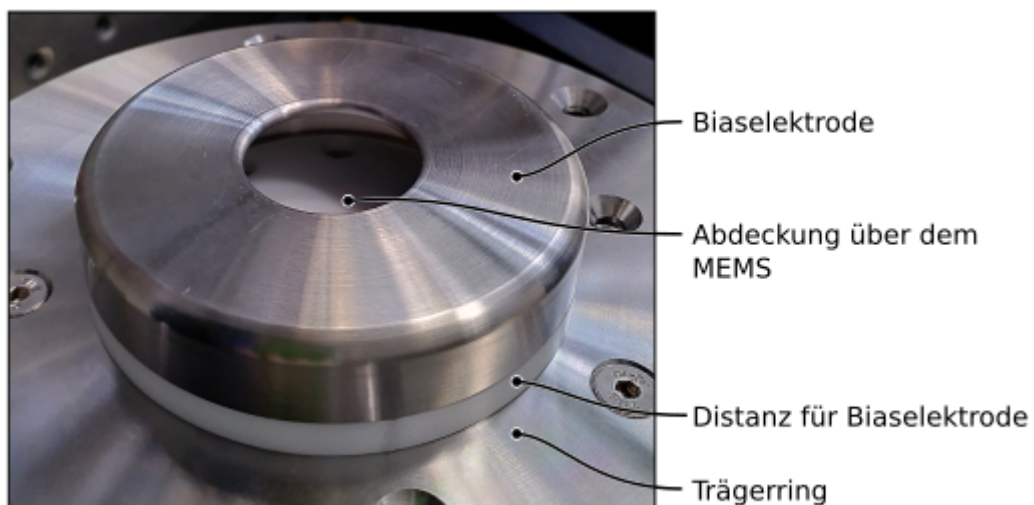
**Abb. 59:** Blockschaltbild der analogen Modulation und Demodulation. Das Signal das den Transducer treibt wird durch einen DDS IC erzeugt und hat die Frequenz  $f_c$ . Das elektrische Feld wird auf die Frequenz  $f_c$  moduliert und in eine örtliche Verschiebung umgewandelt. Durch das Interferometer wird sie ausgelesen und danach demoduliert. Die Demodulation erfolgte durch Aufspaltung des Interferometer Signals in zwei Zweige. Im ersten Zweig wird das Signal invertiert und im zweiten jedoch nicht. Durch zwei Schalter wird abwechselnd zwischen dem invertierten und nichtinvertierten Zweig hin und her geschaltet, was äquivalent der Multiplikation mit einem Rechtecksignal ist. Die beiden Schalter werden mit einer Phasenverschiebung von  $90^\circ$  betrieben. Die beiden  $90^\circ$ -phasenverschobenen Taktsignale werden aus einem Signal mit doppelter Frequenz gewonnen, eines davon invertiert und anschließend die Frequenz beider Signale halbiert. Nach der Multiplikation mit einem Rechteck werden die Signale tiefpassgefiltert und vom Mikrokontroller abgetastet.

### 5.3.4. Erzeugung des Biasfeldes

Für die Erzeugung des Biasfeldes wurde ein ringförmiger Drehkörper aus Edelstahl, die Biaselektrode, auf dem Messsystem isoliert mit einem Teflonring angebracht (Abb. 60, Abb. 61). Durch das Potenzial der Biaselektrode kann der Raum über dem Wandler feldfrei gemacht werden, bzw. ein Feld zum Sensortest oder zur Sensorkalibration bereitgestellt werden. Durch die Spannungsquelle für die Biaselektrode mit  $\pm 250\text{V}$  kann ein E-Feld beim Wandler von  $\pm 7,5\text{kV/m}$  erzeugt werden.



**Abb. 60:** Simulation der elektrischen Feldstärke (z-Komponente) im Bereich des Sensorkopfs. Potenzial der Biaselektrode 250 V, der Blende und des Wandlers 0V.



**Abb. 61:** Foto der mit einem Teflonring isolierten Biaselektrode.

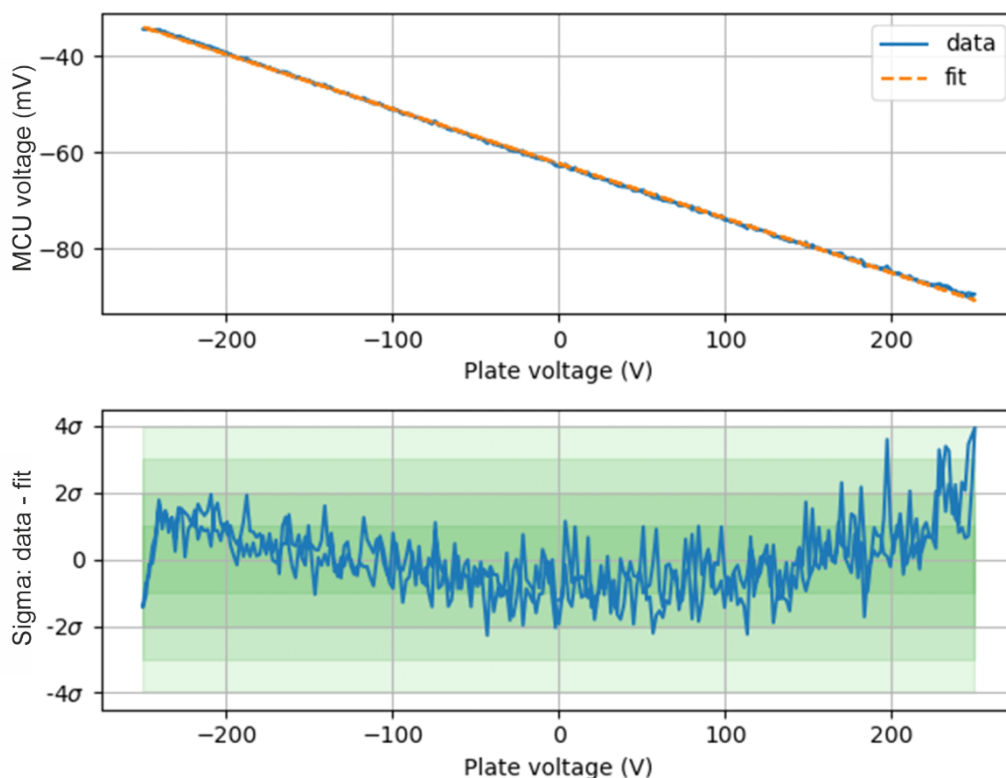
Wird nur der MEMS-Chip auf der Stahlblende betrachtet, also ohne Abdeckungen und Elektroden so kann dieser Anordnung ein Feldfaktor von 100% zugewiesen werden. In Relation dazu ergibt sich mit der Teflonkappe und der Biaselektrode eine Reduktion des äußeren Feldes um den Faktor 8,3 bzw. auf 12%.

### 5.3.5. Roundtrip-Testmessungen

Bei Roundtrip-Testmessungen wird die Sonde inklusive der Bias-Elektrode durch eine Kappe aus Edelstahl temporär geschirmt, um 0 V/m über dem MEMS herzustellen. Dabei werden die Bias-Elektroden vollautomatisch über den MCU und die Elektronik in einem „Roundtrip“ von 0 V mit Spannung bis zu den Maximalwerten von  $\pm 250$  V versorgt. Die Ergebnisse werden einerseits direkt an der Bedieneinheit angezeigt und

auch zur späteren Auswertung abgespeichert. Die Ergebnisse dieser Messungen erlauben durch den Vergleich der ermittelten Steigung und des Offsets mit den Durchschnittswerten eine Beurteilung des Istzustandes des Messsystems bzw. das Ermitteln von Störeinflüssen.

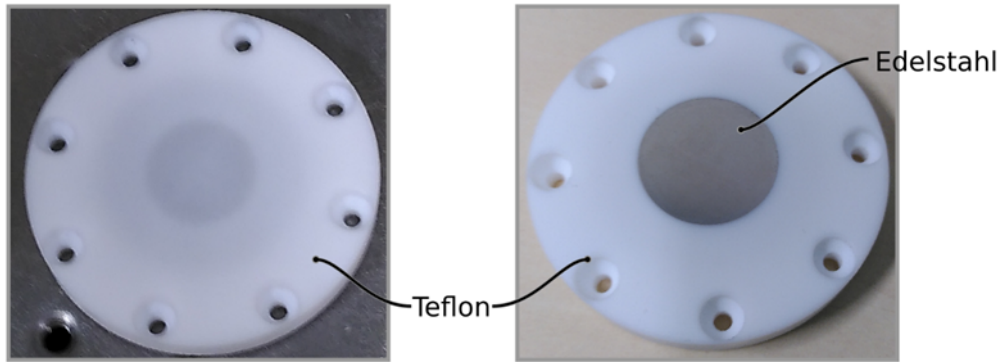
Die bei der Roundtrip-Testmessung (Abb. 62) bestimmte Standardabweichung von  $\sigma = 0,31$  mV führt bei Anwendung eines Messintervalls von 1 s, einer Sensitivität 517 nV/(V/m) (Tab. 17) und der dreifachen Standardabweichung zu einer Auflösung der Feldstärke von 570 V/m. Diese Abschätzung gilt für ein Messintervall der Dauer der Roundtrip-Testmessung von rund 100 s und berücksichtigt nicht stärkere Schwankungen welche durch die Regelzyklen des TEC oder Schwankungen der internen Temperatur verursacht werden.



**Abb. 62:** Exemplarische Ergebnisse einer Roundtrip-Messung. Oben: Änderung des Ausgangssignals des MCU in Abhängigkeit von der Bias-Spannung. Unten: Standardabweichung zum Fit mit  $\sigma = 0,31$  mV, Messintervall je Spannungswert 0,1 s, Abtastrate 10 kHz.

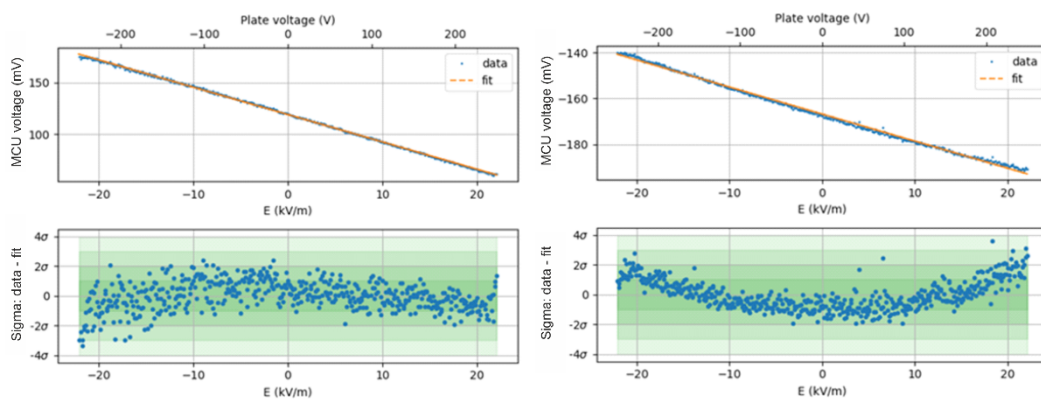
### 5.3.6. MEMS-Abdeckung

In Abb. 63 sind die zwei Versionen an Abdeckungen über dem MEMS zu sehen. Ursprünglich wurde eine Kappe rein aus Teflon verwendet. Da sich dort anlagernde Ionen jedoch nicht mehr abgeführt werden konnten, wurde die Kappe modifiziert. Die eingepresste Elektrode nimmt die Ionen auf und kann, falls notwendig, manuell geerdet werden.

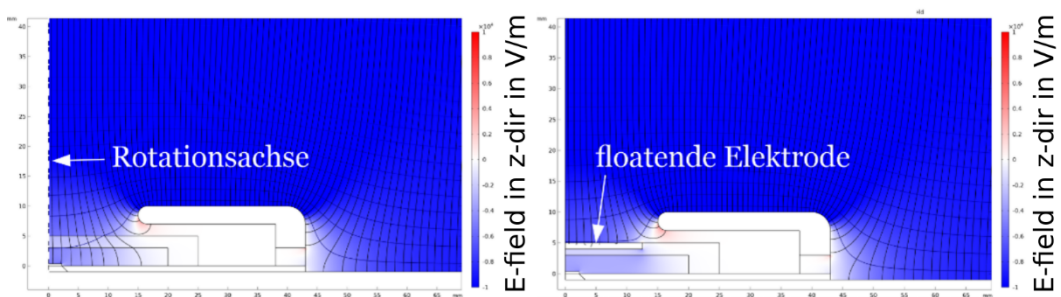


**Abb. 63:** Links: Teflon-Abdeckung des MEMS. Rechts: Version mit einer eingepressten Elektrode aus Edelstahl.

Für die Diskussion der Einbuße der Sensitivität werden Roundtrip-Testmessungen herangezogen (siehe auch 5.4.3). Die zugehörigen Daten sind in Abb. 64 zu sehen. Es zeigt sich eine Reduktion der Steigung der Kennlinie zwischen angelegter Spannung an der Bias-Elektrode und der Ausgangsspannung des Microcontrollers (MCU) um einen Faktor 2,24. Das entspricht einer Feldabschwächung auf 45%.



**Abb. 64:** Links: Testmessung mit reiner Teflon-Abdeckung (Steigung  $-0,233$  mV/V). Rechts: Testmessung mit floatender Elektrode (Steigung  $-0,104$  mV/V).



**Abb. 65:** Simulation des Sensorkopfs ohne (links) und mit (rechts) floatender Elektrode. Die Feldstärke in der Mitte, unmittelbar über dem Chip reduziert sich von  $-4,74$  kV/m in der Anordnung ohne Elektrode auf  $-3,13$  kV/m mit Elektrode.

Die Auswirkungen der floatenden Elektrode wurden auch mittels FEM simuliert, wobei ein axialsymmetrisches Modell analysiert wurde (Abb. 65). Durch Einfügen der Elektrode (Metallscheibe) reduzierte sich die Feldstärke an der Chipoberfläche um den Faktor 1,51, was deutlich geringer war als der Faktor 2,24 der sich aus den Messungen



ergab. Für diese doch nicht unerhebliche Abweichung konnte keine schlüssige Erklärung gefunden werden.

## 5.4. Kalibration

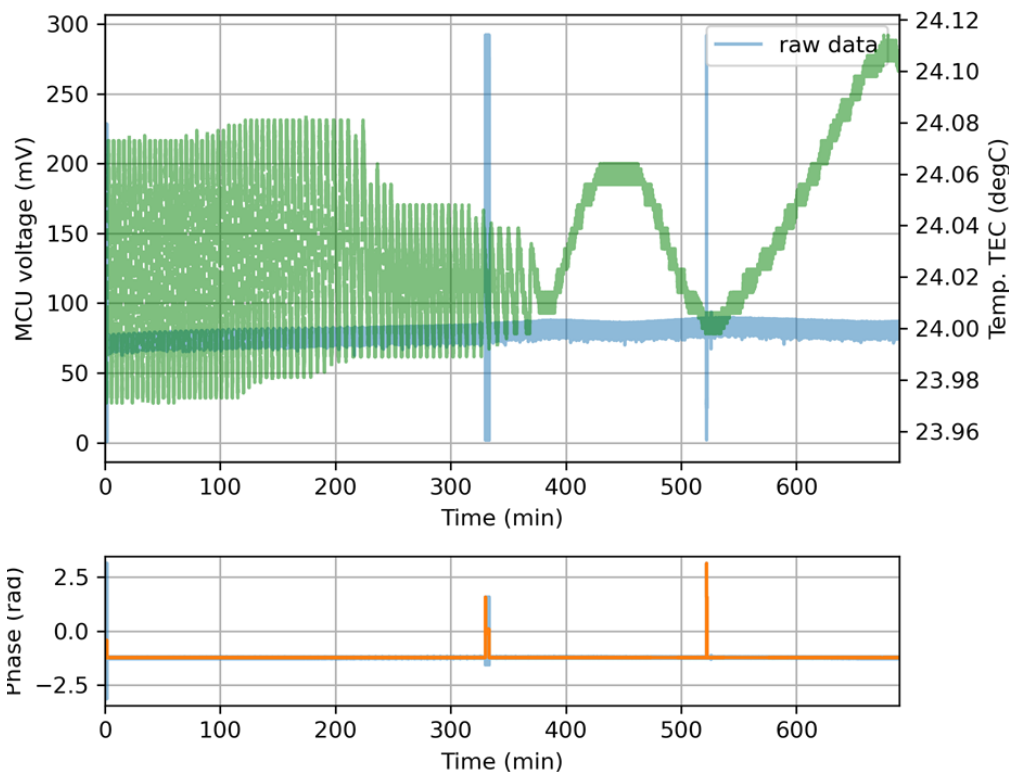
Für die Kalibration des Messsystems bei Gleich- und Wechselfeldern wurde der in Kap. 3.1.1 beschriebene Aufbau mit Feldkondensators (Abb. 34) und den entsprechenden Spannungsquellen für DC und AC genutzt.

### 5.4.1. Kalibration für DC-Felder

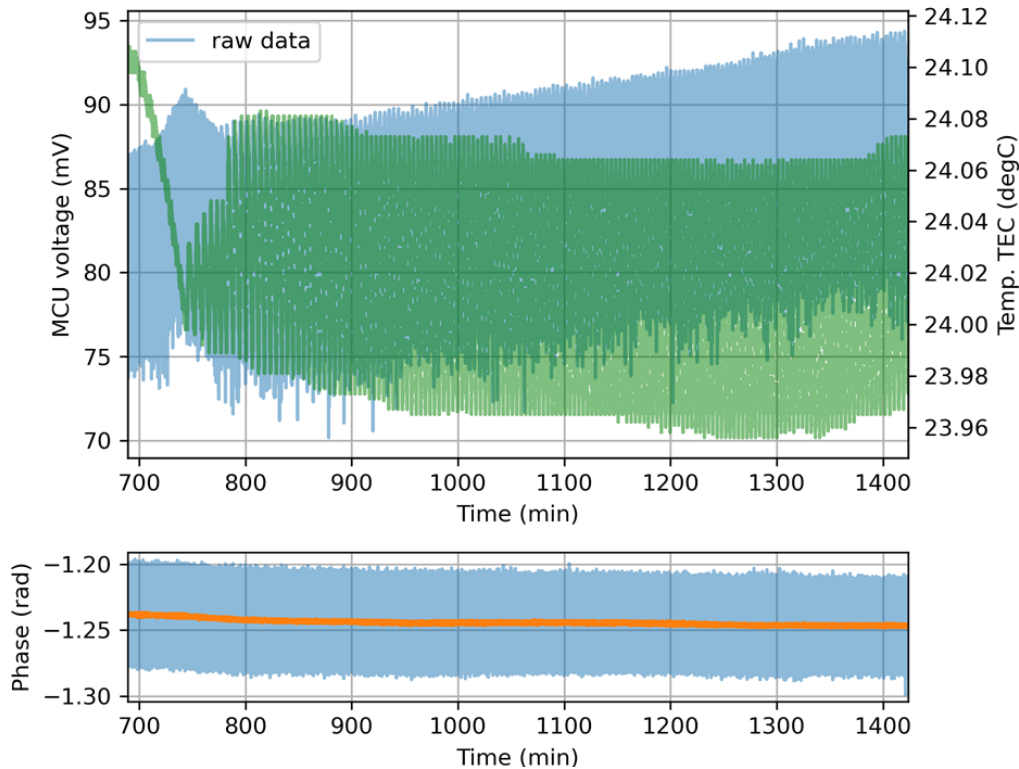
In weiterer Folge wurden für die Auswertungen zur Kalibration für Gleichfelder die über einen gleitenden Mittelwert gefilterten Rohdaten nach der Demodulation herangezogen. Der gleitende Mittelwert wurde dabei über eine Sekunde berechnet.

#### 5.4.1.1. Nullpunkt-Drift

Zur Beurteilung der Nullpunkt-Drift wurde eine Messung über 24 h durchgeführt. Daraus wurden der Mittelwert und die Standardabweichung des Nullpunktes berechnet. Der FK war für diese Messung kurzgeschlossen. Die Messung wurde aufgrund der großen Datenmenge in zwei Teilen ausgewertet (Abb. 66 und Abb. 67).



**Abb. 66:** Ergebnisse der Langzeitmessung Teil 1: In Grün ist der über den TEC aufgezeichnete Temperaturverlauf zu sehen, in Blau die vom Messsystem gelieferten Rohdaten. Der rechte Teil dieser Messung endet bei ca. 20 Uhr, im linken Teil des Bildes verhält sich der TEC aufgrund der über Nacht abgesenkten Temperatur im Labor anders als zu Beginn der Messung wo die Temperatur im Labor zw. rund 24 °C und 25 °C geregelt wurde, was stichprobenartig manuell kontrolliert wurde. Zu den beiden Zeitpunkten bei rund 330 min. und 520 min. ist es zu einer kurzfristigen fehlerhaften Datenaufzeichnung gekommen. Diese Daten wurden nicht aus der Auswertung ausgeschlossen. Der erste Wert dieser Messung über 11 h langen Teilmessung beginnt mit 83,84 mV und endet mit 83,56 mV.



**Abb. 67:** Langzeitmessung Teil 2: Auswertung der Messung über 24 h. Der erste Wert dieser Teilmessung beginnt mit 83,56 mV und endet mit 89,34 mV.

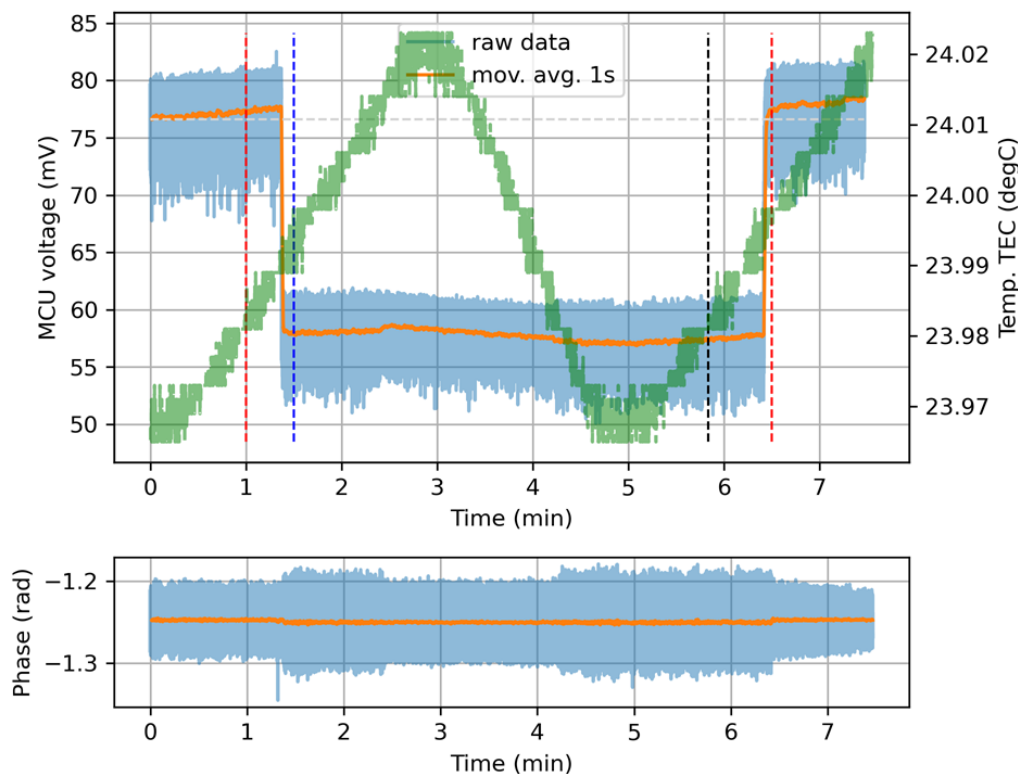
Für beide Teile der Messung über 24 h zusammengekommen ist der Mittelwert 83,8 mV und die Standardabweichung 4,86 mV. Diese Werte werden in weiterer Folge auch als Referenzwerte für den Nullpunkt der Kalibrationskurve und den damit verbundenen Fehler verwendet.

#### 5.4.1.2. Bestimmung der Steigung der Kalibrationskurve

Zur Bestimmung der Kennlinie des Ausgangssignals des Messsystems gegenüber dem einwirkenden Feld wurden zwei Sätze an Messungen durchgeführt. Einerseits wurde der Feldkondensator mit Spannungen von zwei Zeilentransformatoren versorgt, wobei einer für positive und einer für negative Spannungen bis  $\pm 20$  kV verwendet wurde. Diese Messungen zeigen die Linearität des Systems für pos. und neg. Felder. Andererseits wurden mit der Hochspannungsquelle LNC-6000 automatisierte Messungen mit hintereinander folgenden Stufen von jeweils 1 kV bis maximal 6 kV durchgeführt. Bei zwei Versuchen wurde die Dauer der Stufen einmal mit 10 s und einmal mit 5 min gewählt, um unterschiedliche zeitliche Abhängigkeiten abzubilden. Alle Ergebnisse werden am Ende dieses Kapitels in einem Diagramm zusammengefasst.

Bei den Versuchen mit den Zeilentransformatoren wurden die Spannungen für jeweils 5 min angelegt, davor und danach war der Aufbau für eine Dauer von einer Minute feldfrei. Zeitgleich wird die Temperatur im Messsystem (an der Sonde) über den Temperatur-Controller (TEC) und ein Notebook aufgenommen. Folgende Spannungen

wurden am FK angelegt: +20 kV, +15 kV, +10 kV, +5 kV, -5 kV, -10 kV, -15 kV und -20 kV. Abb. 68 zeigt die exemplarischen Messergebnisse für einen Sprung von 0 kV auf -20 kV.

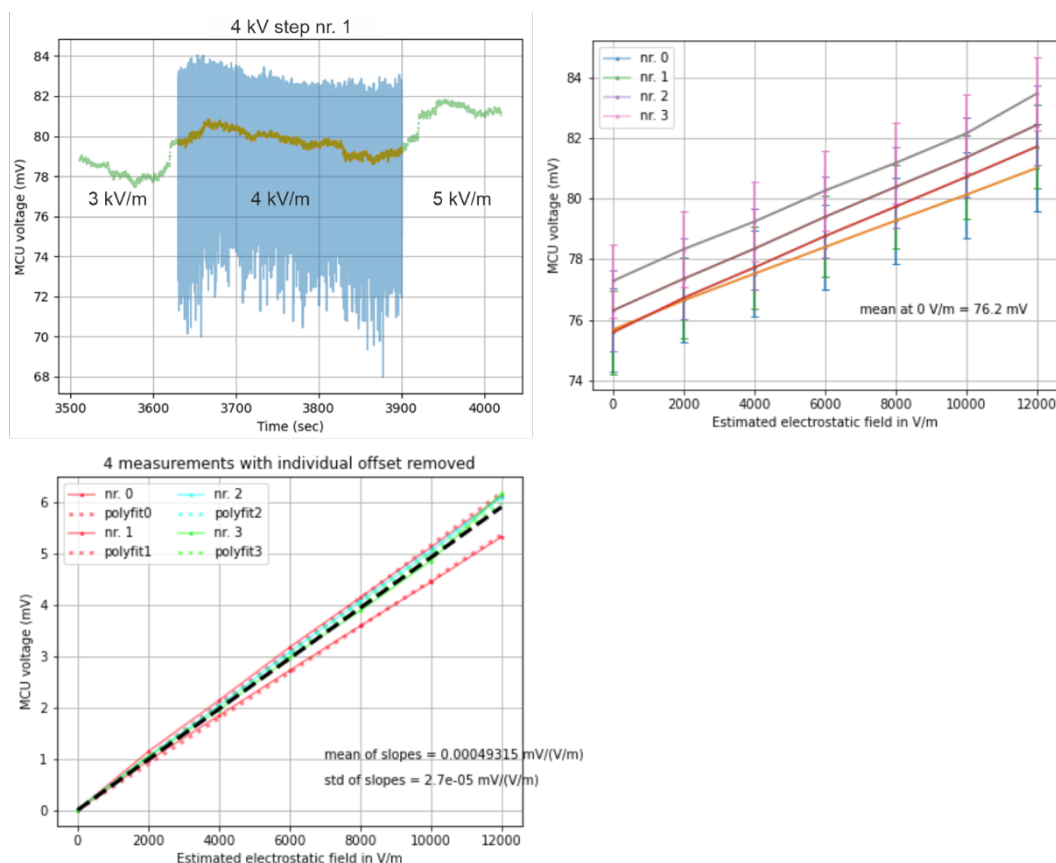


**Abb. 68:** Beispiel einer Teilmessung mit -20 kV für 5 min. In Blau und Orange sind die Spannungswerte des Messsystems aufgetragen. Nach einer feldfreien Eingangsphase wird für 5 Min. -20kV angelegt, danach 0 V. Grüne Kurve: Mit TEC gemessene Temperatur. Vertikale Linien zeigen die Auswertebereiche für den Fall mit und ohne Feld an. Werte vor und nach den beiden roten, gestrichelten Linien werden für die Bestimmung des Mittelwertes und der Standardabweichung für die feldfreien Zeiten verwendet. Die Werte zw. der blauen und der schwarzen gestrichelten Linie werden für den Mittelwert und Standardabweichung des zugehörigen Feldwertes verwendet.

Aus allen Einzelmessungen wurde eine Kennlinie erstellt. Die Steigung der linear interpolierten Kennlinie der Messungen bis  $\pm 20$  kV am Feld-Kondensator (grüne gestrichelte Kennlinie in Abb. 70) ist  $0,5 \mu\text{V}/(\text{V}/\text{m})$ .

Bei den automatisierten Messungen mit der Hochspannungsquelle LNC-6000 wurden hintereinander folgende Stufen von jeweils 1 kV bis maximal 6 kV am FK angelegt. Um sowohl das Verhalten über kurze Zeiten als auch das Verhalten über längere Zeiträume abzubilden wurden die Stufenprofile mit zwei unterschiedlichen Dauern durchgeführt. Einmal mit 10 s Dauer pro Stufe und einmal mit einer Dauer von 5 min pro Stufe. Bei der ersten Gruppe an Messungen wurde jede Spannung 10 s am Feld-Kondensator angelegt. Zwischen den Gruppen von Stufen wurde 0 V für 20 s angelegt. Die Abfolge von Spannungs-Stufen wurde 10-mal hintereinander durchgeführt.

Bei der zweiten Gruppe von Messungen wurde jede Spannung 5 min am FK angelegt. Zwischen den Gruppen von Stufen liegt 0 V für mindestens 5 min an. Die Ergebnisse sind in Abb. 69 dargestellt.



**Abb. 69:** Auswertungen von vier aufeinander folgenden Stufenprofilen. Die Spannung wurde dabei immer 5 min konstant gehalten und von 0 V bis 6 kV in Schritten von 1 kV erhöht. Im linken oberen Diagramm ist ein Beispiel eines Zeitverlaufes bei 4 kV am FK zu sehen. Für die Auswertung wurden nur die in Orange dargestellten Daten der Stufe verwendet. Der blaue Bereich zeigt die Rohdaten. Die orange und grüne Kurve stellen den Gleitmittelwert dar (1 s). Im rechten oberen Diagramm ist für jedes Stufenprofil die Kennlinie hinsichtlich des elektrischen Feldes zu sehen, die Werte bei 0 V/m wurden immer zu Beginn eines Stufenprofils ausgearbeitet. Links unten sind die offsetkorrigierten (Wert bei  $E = 0$ ) Kennlinien, sowie dazugehörige lineare Interpolationen mit Durchgang durch Null zu sehen. In schwarz ist die Gerade mit gemittelter Steigung eingezeichnet. Die Werte für den Mittelwert und die Standardabweichung der Steigung sind im Diagramm angeführt.

#### 5.4.1.3. Kalibrationskurve

Der Mittelwert aus der Langzeit-Messung ist Nullpunkt der Kalibrationskurve. Die ermittelten Werte für den Mittelwert und die Standardabweichung der Steigung wurden aus den beiden Versuchen mit hintereinander folgenden Stufenprofilen zu einem Wert für die Steigung und einem Wert für die Standardabweichung zusammengefasst. Dabei wurde der Gesamtmittelwert gemäß

$$MW = \frac{\sum_i N_i MW_i}{\sum_i N_i}$$

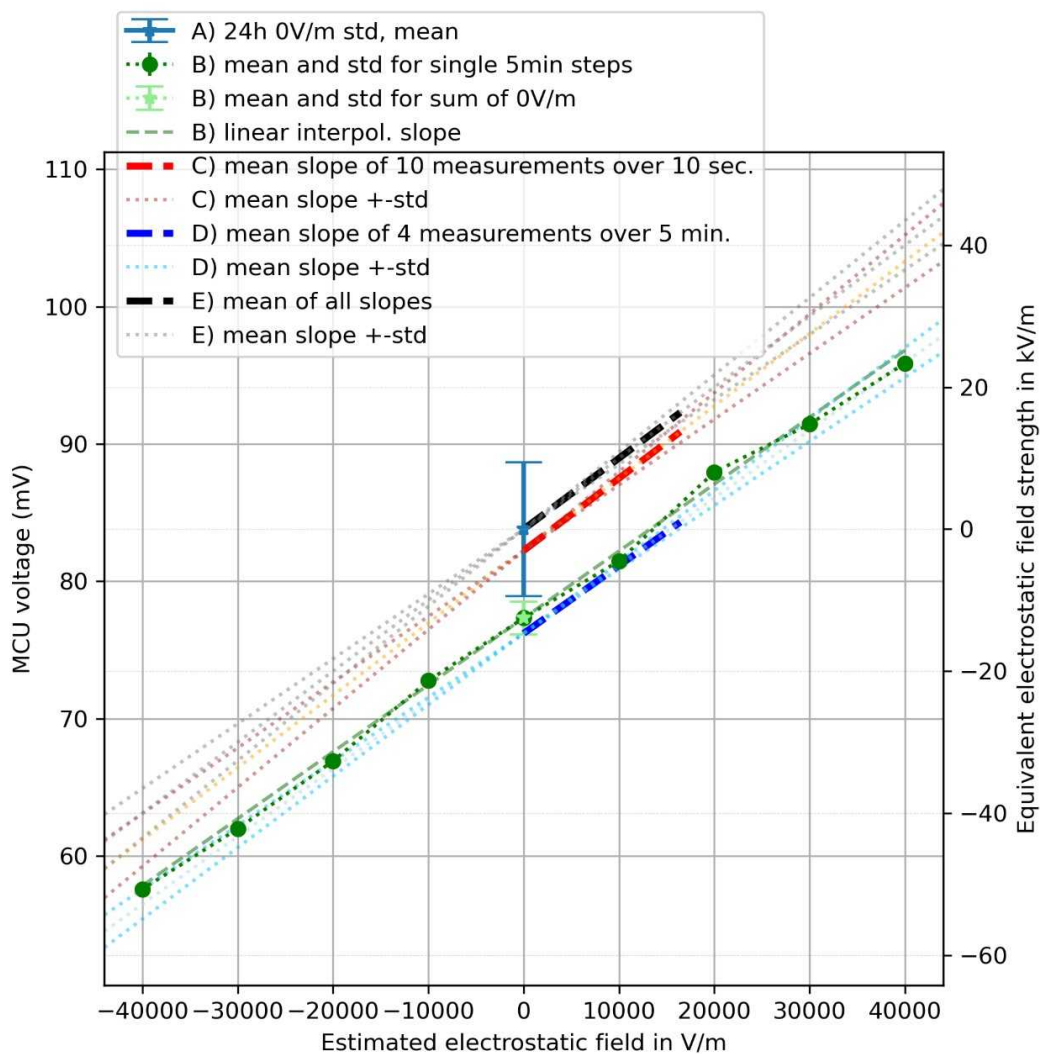
aus den Mittelwerten der Einzelmessungen (Index  $i$ ) berechnet, wobei  $N_i$  die Zahl der Messpunkte der Messung  $i$  darstellt. Analog wurde mit der Standardabweichung verfahren:

$$SA = \sqrt{\frac{\sum_i [(N_i - 1)SA_i^2 + N_i MW_i^2] - MW^2}{\sum_i N_i - 1}}$$

Die Werte sind in Tab. 17 und in Abb. 70 gemeinsam mit allen Teilergebnissen dargestellt.

**Tab. 17:** Parameter der Kalibrationskurve für DC-Felder.

<b>Nullpunkt</b>	83,8 mV
<b>Standardabweichung</b>	4,9 mV
<b>Steigung der Kennlinie</b>	0,000 517 mV/(V/m)
<b>Streuung</b>	0,000 045 mV/(V/m)
<b>Sollwert der Temperaturregelung der Sonde</b> (Außentemperatur 23,5 °C)	24 °C

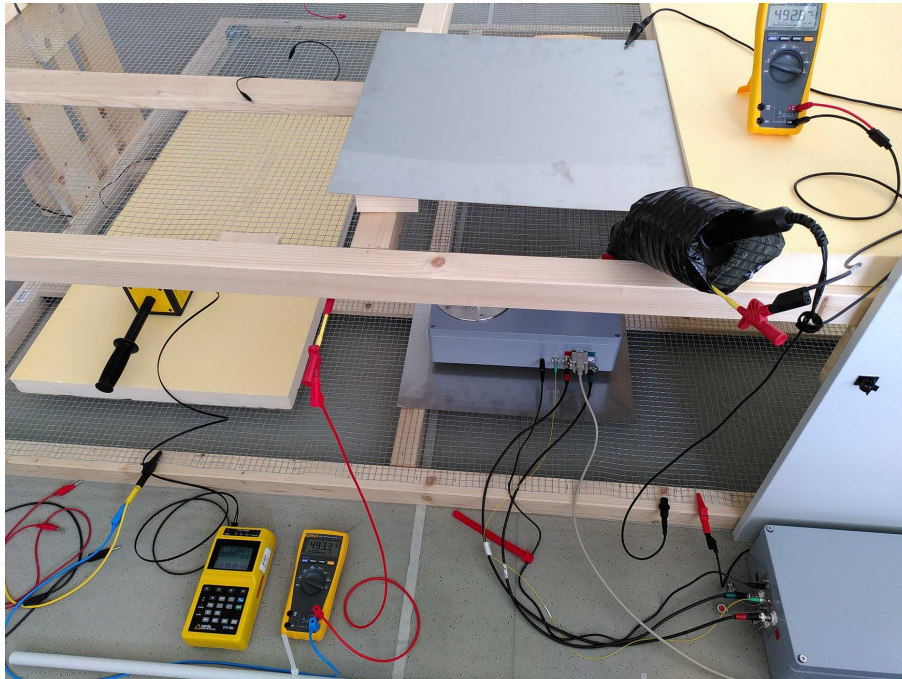


**Abb. 70:** Teilergebnisse und ermittelten Kalibrationskurve. Blau: Mittelwert und Standardabweichung zum Nullpunktsfehler aus einer 24 h Messung ohne äußeres Feld. Grün: Werte aus den einmalig durchgeführten Messungen mit Spannungssprüngen bis  $\pm 20$  kV am Feld-Kondensator. Hellgrüner Stern: Zusammengefasste Werte (grün) bei 0 V/m. Ergebnisse der Messungen mit Stufenprofilen in Blau und Rot. Mittelwerte und Standardabweichungen sind zur finalen Kennlinie in schwarz zusammengefasst.

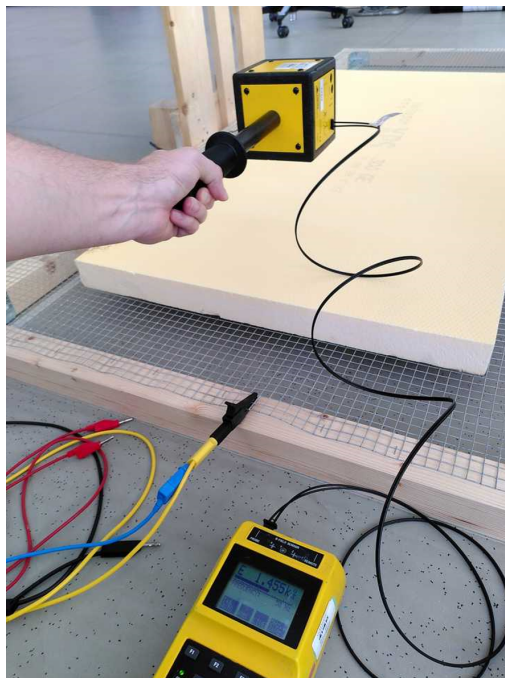
#### 5.4.2. Kalibration für 50Hz Wechselfelder

Dieses Kapitel ist in zwei Teile gegliedert. Einerseits in Vergleichsmessungen mit einer Sonde von Narda-STS und andererseits in die Diskussion der Messung zur Kalibration des E-Feld-Messsystems hinsichtlich Wechselfelder mit 50 Hz.

Die Vergleichsmessungen wurden mit dem im Folgenden abgebildeten Aufbau durchgeführt. Hierbei wurden Spannungen an den Feld-Kondensator (FK) angelegt und die Messwerte von allen vorliegenden Messgeräten aufgezeichnet. Die Spannung wurde für Werte unter 1000 V direkt mit einem True-RMS-Multimeter Fluke 175 als auch mit einem Hochspannungstastkopf Testec HVP40 gemessen. Parallel dazu wurden die Werte der im FK befindlichen Narda-Sonde EFA-300 aufgenommen. Ein Foto des Aufbaus ist in Abb. 71 zu sehen.



**Abb. 71:** Foto des Versuchsaufbaus, von links nach rechts: Narda-Sonde inkl. Griff auf einer 5 cm dicken Platte aus extrudiertem Polystyrol und Anzeigeeinheit im Vordergrund, Mitte-Links Multimeter für direkte Spannungsmessung bis max. 1000 V, Mitte geerdetes E-Feld-Messsystem mit Versorgungseinheit (rechts unten), Links oben Multimeter mit geschirmtem Hochspannungstastkopf TT-HVP40 mit Teilungsverhältnis 1000:1 für max. 28 kV bei 50 Hz.



**Abb. 72:** Foto einer Sonde bei der die Narda-Sonde am Griff in den FK gehalten wird.

Mit der Narda-Sonde wurde auch der Unterschied ermittelt zwischen einer Messung, bei der die Sonde in der Hand gehalten wurde (Abb. 72), und einer Messung, bei der die Sonde im Feldkondensator (FK) auf einer Platte aus extrudiertem Polystyrol (XPS) lag. Das Ablegen auf einer Platte aus XPS ermöglichte verschiedene Messungen an ein

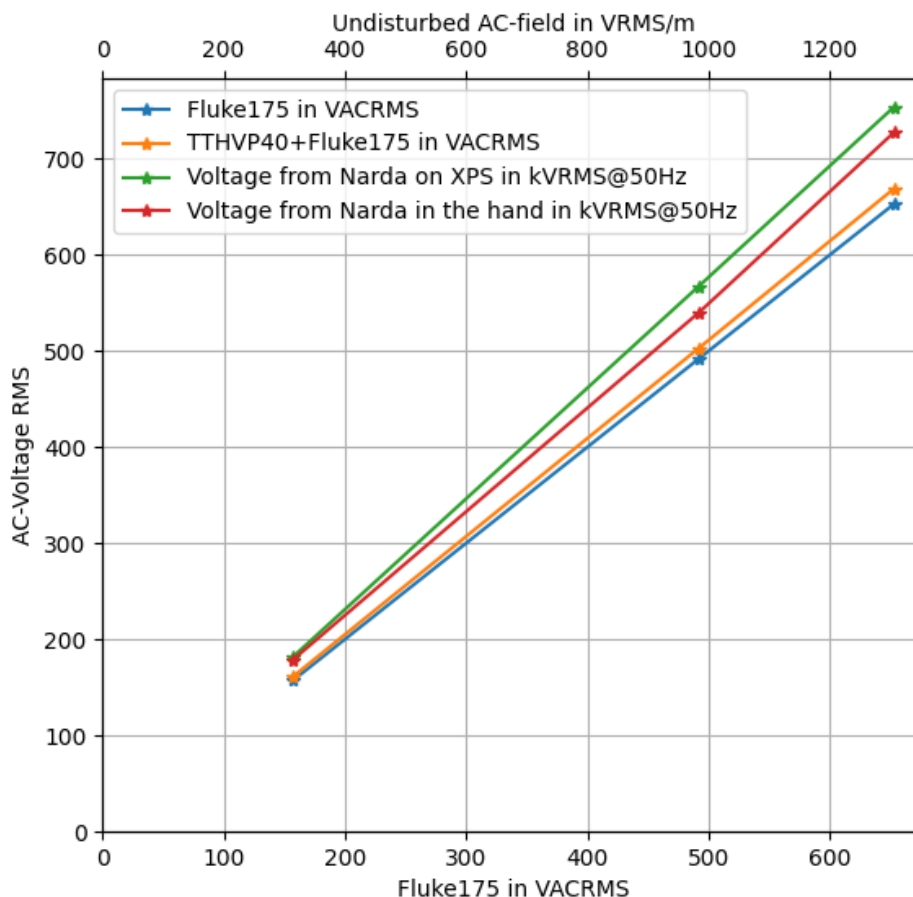


und derselben Position wohingegen bei einer Messung mit der Sonde am Handgriff eine Positionierung im unter Hochspannung stehenden FK sehr schwierig und gefährlich ist.

Für die extrudierte Polystyrol-Platte kann aus dem Verhältnis der Dichte aus reinem Polystyrol zur Dichte der Platte die Permittivität abgeschätzt werden. Die resultierende Permittivität der Platte ergibt sich damit zu 1,0075, womit der Einfluss auf das zu messende Feld kleiner als 1% ist und somit vernachlässigt werden kann.

#### 5.4.2.1. Ergebnisse der Vergleichsmessungen

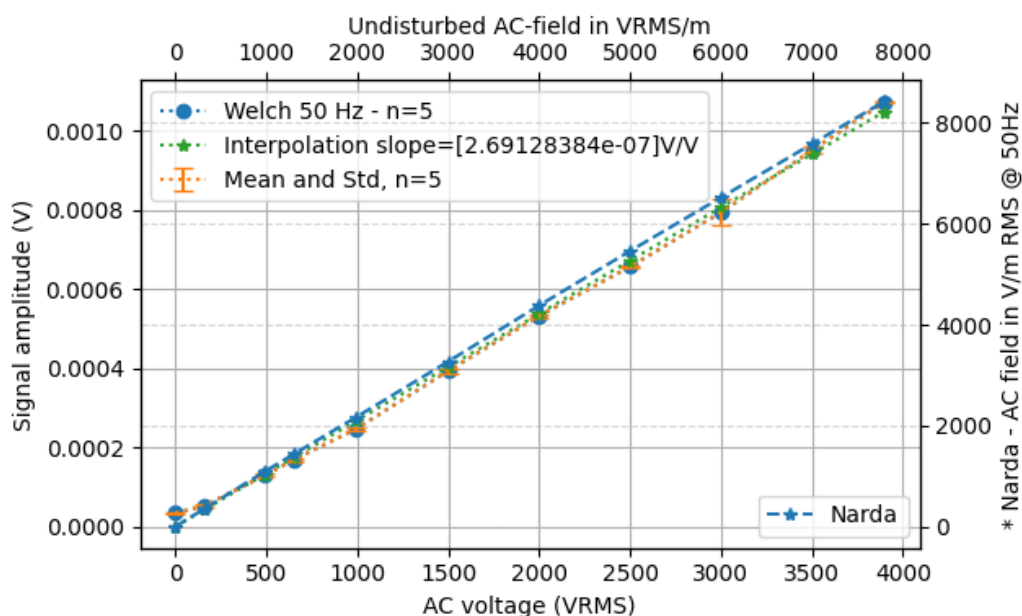
In Abb. 73 sind die Messergebnisse der drei Vergleichsmessungen zw. Narda-Sonde und Spannungsmessung über Multimeter und Multimeter plus Spannungsteiler zu sehen. Die von der Sonde ausgegebenen Feldwerte bei 50 Hz wurden über die Distanz des FK in eine Spannung umgerechnet damit alle Werte in einem Diagramm dargestellt werden können.



**Abb. 73:** Ergebnisse der Vergleichsmessungen zw. den direkten Spannungsmessungen und der aus den Feldwerten ermittelten Spannungswerten. Die Feldmessung wurde hierbei mit der Narda-Sonde durchgeführt. Einmal auf der XPS-Platte liegend und einmal frei am Griff gehalten. Es ist ersichtlich, dass die Narda-Sonde in beiden Fällen überhöhte Werte liefert.

Die in weiterer Folge diskutierten Messungen wurden wie folgt aufgenommen. Es wurden im FK Einzelmessungen von 7 min Länge aufgenommen. Die erste Minute war der FK feldfrei bzw. kurzgeschlossen, die darauffolgenden 5 min wurde Hochspannung mit 50 Hz angelegt. Die letzte Minute der Messung wurde der FK wieder kurzgeschlossen. Aus den Messdaten wurde in einem Bereich von rund 4,33 min, während der die Hochspannung am FK anlag, über eine Frequenzanalyse nach Welch der Amplituden-Wert in jeweils fünf Teilbereichen bei 50 Hz berechnet.

In Abb. 74 sind die Ergebnisse einer Vergleichsmessung zwischen dem E-Feldmesssystem und der Narda Sonde zu sehen. In diesem Fall wurden die Messungen pro Spannungswerte nur einmal durchgeführt.



**Abb. 74:** Ergebnisse der Vergleichsmessungen zwischen dem E-Feld-Messsystem (links) und der Narda-Sonde (rechts) bei verschiedenen AC-Hochspannungen am FK.

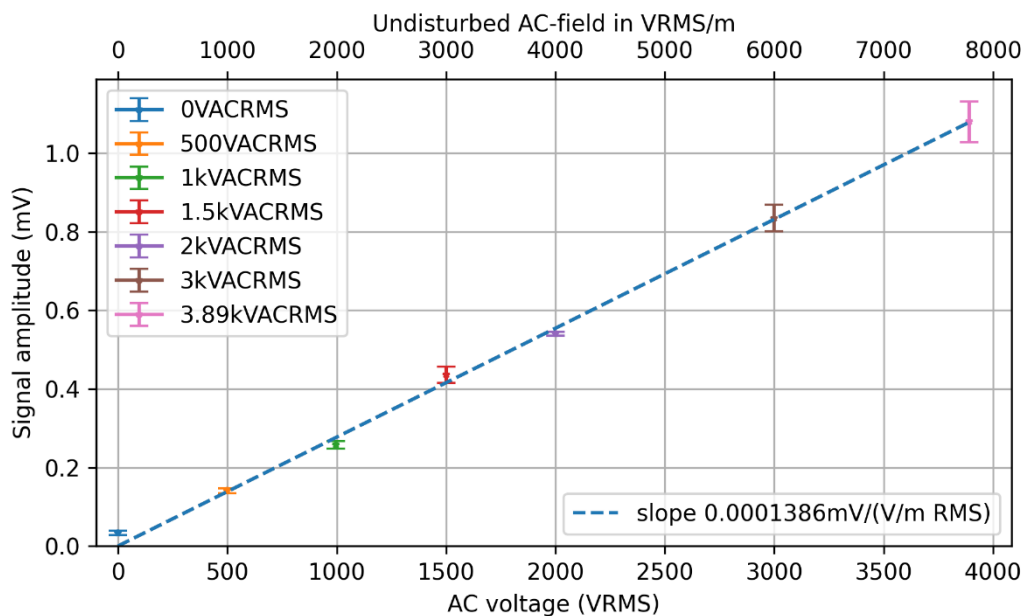
#### 5.4.2.2. Ergebnisse der Kalibration

Für den Erhalt einer Kalibrationskurve wurden pro AC-Hochspannung (0, 500, 1 000, 1 500, 2 000, 3 000 und 3 890 kVrms) fünf Messungen (Aufnahmeverlauf: 1 min 0 V, 5 min Spannung eingeschaltet, 1 min 0 V) durchgeführt. Aus den Daten der jeweils 5 min bei eingeschalteter Spannung wurde über eine Frequenzanalyse nach Welch der Amplituden-Wert bei 50 Hz berechnet. Aus den fünf Messungen bei einer AC-Spannung wurde dann sowohl der Mittelwert als auch die Standardabweichung berechnet.

Mittels linearem Fit durch den Nullpunkt (gemessene Spannung =  $k \cdot E\text{-Feld}$ ) wurden alle Mittelwerte in eine Kennlinie mit  $k = 0,000\ 139\ \text{mV}/(\text{V}/\text{m RMS})$  Steigung übergeführt.

Aus allen Einzelmessungen wurden die feldfreie Minute zu Beginn der Messungen hinsichtlich der Anteile bei 50 Hz ausgewertet und zu einem Mittelwert und Standardabweichung bei 0V/m zusammengefasst. Die entsprechenden Werte sind in der nachfolgenden Tabelle zusammengefasst.

Die Ergebnisse der Messungen pro Spannung als auch die interpolierte Kennlinie sind in Abb. 75 dargestellt.



**Abb. 75:** Ergebnisse der Messungen zur Kalibration des E-Feld-Messsystems hinsichtlich Wechselfelder mit 50 Hz. Pro Spannungswert wurden fünf Messungen durchgeführt und Mittelwert und Standardabweichung berechnet. Die linear durch den Nullpunkt interpolierte Kennlinie ist in blau gestrichelt zu sehen. Der Wert der Steigung ist im Diagramm angeführt.

Aus den Datenpunkten in Abb. 75 ist nicht direkt eine Nichtlinearität ersichtlich. Eine solche kann aber nicht vollständig ausgeschlossen werden. Jedoch sind etwaige systematische Abweichungen durch die Nichtlinearität kleiner als die statistischen Abweichungen, die sich in der Standardabweichung niederschlagen.

Für den Streubereich der Steigung wurde die lineare Interpolation nicht nur über die Mittelwerte berechnet, sondern auch die Mittelwerte plus/minus Standardabweichungen für jeden AC-Hochspannungswert für einen Fit herangezogen (Tab. 18). Damit ergibt sich für die Steigung ein Bereich von  $\pm 1,136 \cdot 10^{-8}$  mV/(V/mRMS).

**Tab. 18:** Parameter der Kalibrationskurve für AC-Felder.

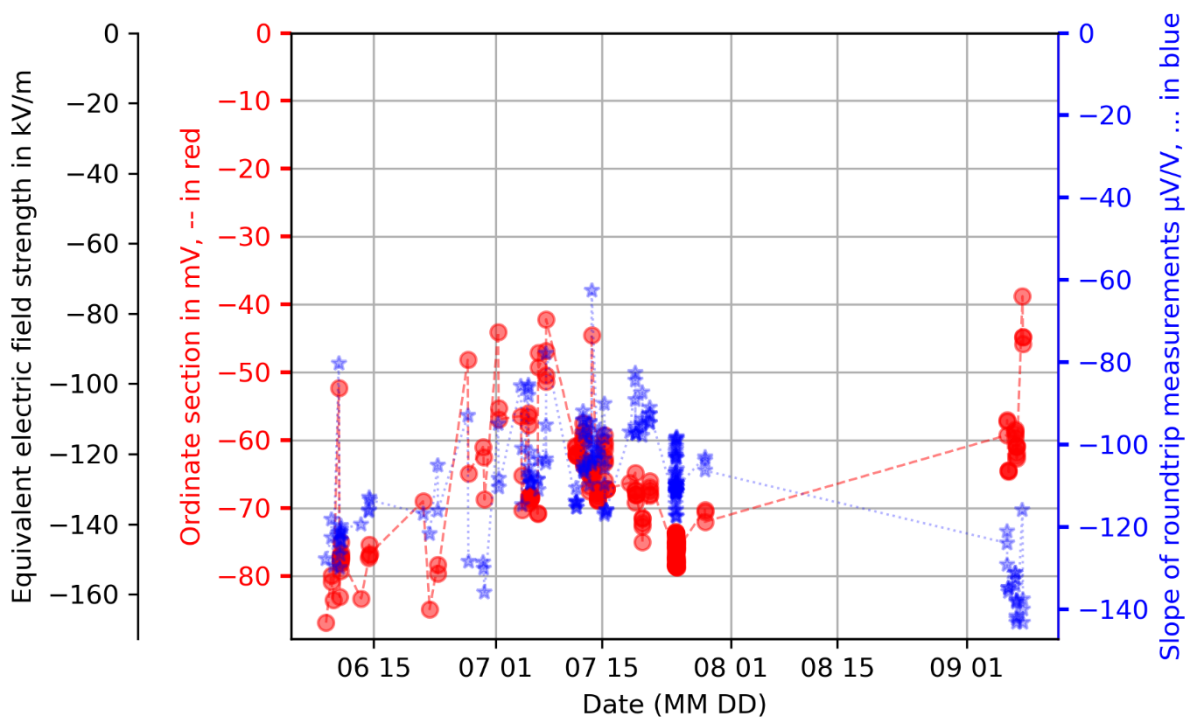
<b>Nullpunkt</b>	0,033 05	mV
<b>Standardabweichung</b>	0,005 77	mV
<b>Steigung der Kennlinie</b>	0,000 139	mV/(V/m) <sub>RMS</sub>
<b>Streuung</b>	$\pm 1,136 \cdot 10^{-8}$	mV/(V/m) <sub>RMS</sub>

### 5.4.3. Langzeitstabilität

Die Langzeitmessungen zeigen, dass die Stabilität des Nullpunkts des Messsystems bezüglich Gleichfelder im Hinblick auf Langzeitmessungen über mehrere Stunden oder Tage nicht ausreicht.

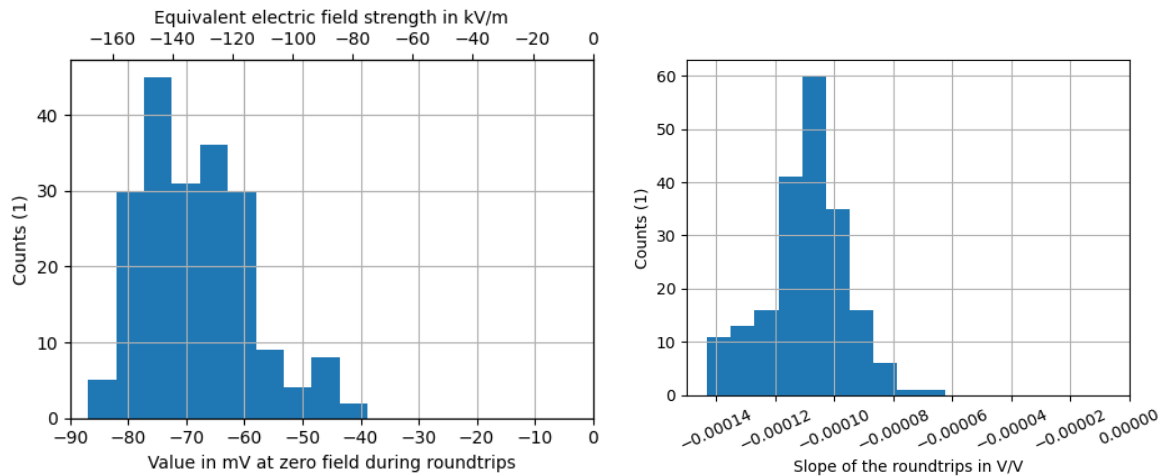
Um trotzdem Messungen des elektrischen Feldes im Bereich von Minuten bis Stunden durchführen zu können wurden die Funktionalität von Roundtrip-Testmessungen verwendet um den Nullpunkt bzw. Offset des Ausgangssignals bei 0 V/m zu ermitteln bzw. zu prüfen.

Eine Auswertung aller während der Kalibration und Validierung aufgenommenen Roundtrip-Testmessungen hinsichtlich der ermittelten Steigung und des Offsets über die Zeit ist in Abb. 76 zu sehen.



**Abb. 76:** Auswertung des Nullpunkts und der Steigung der Roundtrip-Messungen über der Zeit.

Die Histogramme der Offset- und Steigungsdaten sind in Abb. 77 dargestellt.



**Abb. 77:** Links: Histogramm des Nullpunkts der im vorigen Bild ausgewerteten Testmessungen. Rechts: Histogramm der dazugehörigen Steigung.

Es zeigt sich, dass über mehrere Monate hinweg der Offset im Bereich von ca. 80 kV/m variieren kann, die Steigung im Bereich von 80 – 140  $\mu\text{V}/\text{V}$ . Für möglichst aussagekräftige Messungen sind vor und nach der Messung Roundtrip-Testmessungen durchzuführen um den Istzustand des Systems zu protokollieren.

#### 5.4.4. Kalibration durch Roundtrip-Messungen

In den Labors der TU Wien wurde der Umrechnungsfaktor zwischen dem durch die Biaselektrode generiertem Feld und dem äußeren Feld bestimmt. Um den Faktor 0,549 ist das äußere Feld weniger wirksam als das Biasfeld. Unter Verwendung von Steigung und Offset der Roundtrip-Messung, welche ohne äußeres Feld (Abschirmung durch eine metallische Abdeckkappe) durchgeführt werden, konnte vor den einzelnen Messungen an der TU Graz eine erfolgreiche Vorortkalibration durchgeführt werden.

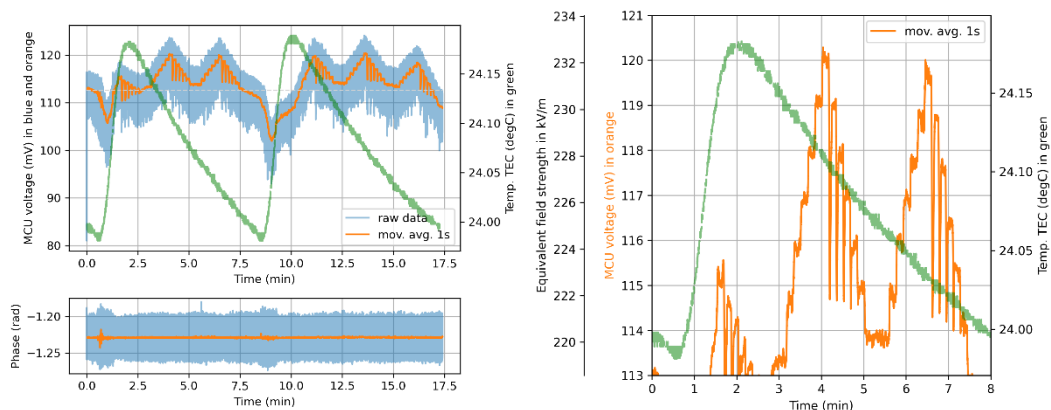
## 5.5. Querempfindlichkeiten

In diesem Abschnitt werden die Auswirkungen äußerer Einflussgrößen auf das Messsystem ermittelt. Unterschiedliche Temperatur- und Luftfeuchtwerte wurden in einer Klimakammer bereitgestellt. Für den Einfluss von Vibrationen und Schall wurde ein eigener Messaufbau mit Schallwandlern und Laservibrometer verwendet. Schließlich wurden noch für die Untersuchung der Auswirkungen von Feldinhomogenitäten und Ionenströmen verschiedene Aufbauten in einem großen Feldkondensator genutzt.

### 5.5.1. Auswirkungen des TEC

Aufgrund der bemerkten Temperaturabhängigkeit des Systems musste eine Temperaturstabilisierung (TEC) hinzugefügt werden. Dies ist in Abschnitt 3.2.2 erläutert.

Aus Abb. 78 ist ersichtlich, dass sich die Temperatur der Sonde auf das Ausgangssignal auswirkt. Die gezeigten Schwankungen der Temperatur sind dabei relativ groß (0,2 °C). Die Einstellungen des Temperaturreglers sind dabei nicht optimiert und so gewählt, dass die Temperatur um den Regelwert von 24,0 °C geführt wird und nicht davon driftet. Die geregelte Temperatur in der Sonde ist in den folgenden Bildern in Grün zu sehen. Am Feldkondensator werden mittels des Hochspannungs-Netzteils Heinzinger-LNC6000 wiederholt Stufen mit jeweils 1 kV Höhe bis maximal 6 kV Spannung angelegt. Die Messung wurde bei einer relativen Luftfeuchtigkeit von 46,13%rH und 25,56 °C im Labor durchgeführt.



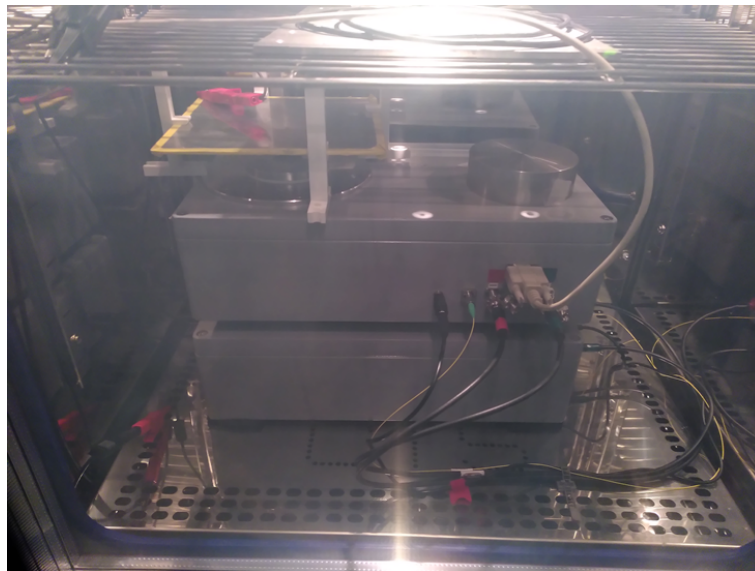
**Abb. 78:** Beispielhafte Messung vor der ersten Kalibration (daher nur Ausgangsspannungen des Messsystems und keine E-Feldwerte). Links: Ausgangssignal des Messsystems. Die geregelte (grüne Kurve) Temperatur ist auf der rechten Ordinate abzulesen. Rechts: Zoom des linken Bildes auf den Wertebereich des gemessenen Feldes bei der angelegten Spannungstreppe (0V bei Minute 3, steigt je 1 kV bis 6 kV). Eine Eigenheit des Netzgerätes zur Felderzeugung ist, dass die Spannung bei einer Reduktion des Wertes zuerst auf null spingt (vertikale Linien in der orangen Kurve).

Eine Korrektur der Messwerte scheint in einem geringen Temperaturbereich möglich. Die Umrechnung ist deterministisch aber generell nicht bijektiv.

In den weiteren Versuchen wurde versucht die Stellgrößen der Temperaturregelung so einzustellen, dass über einen möglichst großen Zeitraum die Temperatur möglichst konstant ist. Die Temperatur steigt oder fällt trotzdem und wird ab einem Durchgang durch 24,0 °C wieder vom Regler entgegengewirkt.

### 5.5.2. Untersuchungen in der Klimakammer

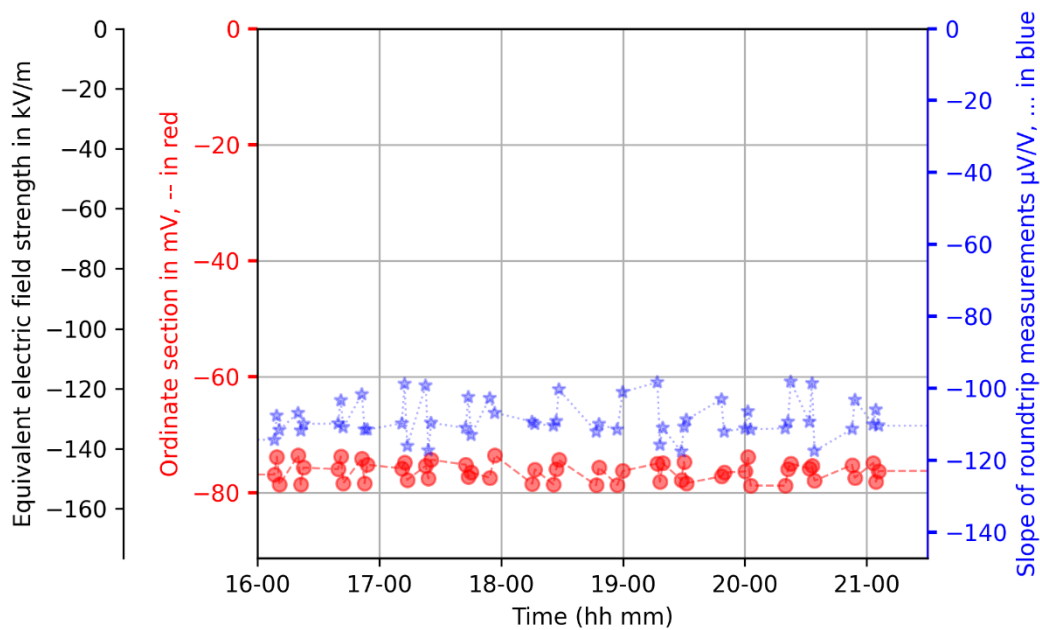
Die Abb. 79 zeigt den Teil des Messaufbaus in der Klimakammer. Außerhalb der Klimakammer befindet sich das Bedienterminal, ein Laptop zur Aufzeichnung der Werte des Temperaturcontrollers und ein Netzteil von Delta Elektronik für die Bereitstellung einer Spannung für das äußere Feld. Das äußere Feld wird in dieser Anordnung durch eine Elektrode über der Sonde bereitgestellt. Details zum Aufbau in der Klimakammer finden sich in Abschnitt 3.1.4.



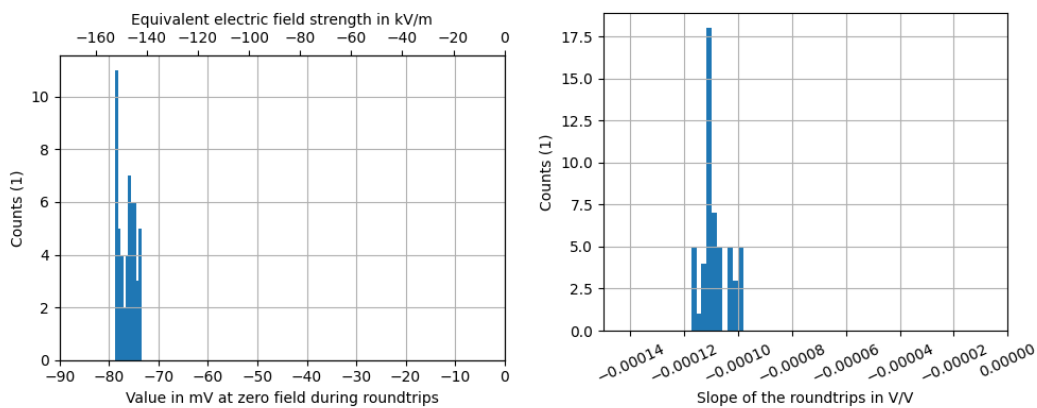
**Abb. 79:** Foto des Aufbaus in der Klimakammer. Das Gehäuse das den MEMS-Sensor samt Optik und den Temperaturcontroller beinhaltet, steht mit Distanzen von rund 2,5 cm auf dem Gehäuse in dem die Elektronik und Optoelektronik untergebracht ist. Dieses Gehäuse ist wiederum auf Blöcken aus schwingungsdämpfendem Kunststoff gelagert, um die direkte Einkopplung von Vibrationen zu reduzieren. Die RS232-Schnittstelle, die 12 V-Versorgung des Messsystems als auch die Anschlüsse für die Bereitstellung der Spannung für das externe Feld werden aus der Klimakammer nach Außen geführt. Das Messsystem als auch die Klimakammer sind geerdet.

### 5.5.3. Messungen mit konstanter Temperatur und konstanter Luftfeuchte

Es wurden zehn Einzelmessungen bei 23,5 °C und 40%rH in der Klimakammer durchgeführt. Im Durchschnitt wurden pro Einzelmessung vorher 3 und nachher 2 Round-trip-Testmessungen aufgezeichnet. Die Ergebnisse der Testmessungen hinsichtlich Stabilität des Nullpunkts sind in Abb. 80 zu sehen.



**Abb. 80:** Auswertung des Nullpunkts und der Steigung der Roundtrip-Messungen über die Zeit. Die verbleibende Variation wird dem Einfluss des Temperaturcontrollers zugerechnet.



**Abb. 81:** Links: Histogramm des Nullpunkts der Testmessungen. Rechts: Histogramm der dazugehörigen Steigung.

Die Histogramme der Offset- und Steigungsdaten für den Zeitraum der Messungen in der Klimakammer für konstante Temperatur und Luftfeuchtigkeit sind in Abb. 81 dargestellt. Der Offset schwankt hier beispielhaft in 5 h um  $\pm 5$  kV/m, dessen Mittelwert ist wenig relevant, da er bei der Kalibration kompensiert wird. Die Schwankungen werden zum Großteil den Regelschwankungen des TEC zugeordnet.

#### 5.5.4. Variation der Luftfeuchtigkeit

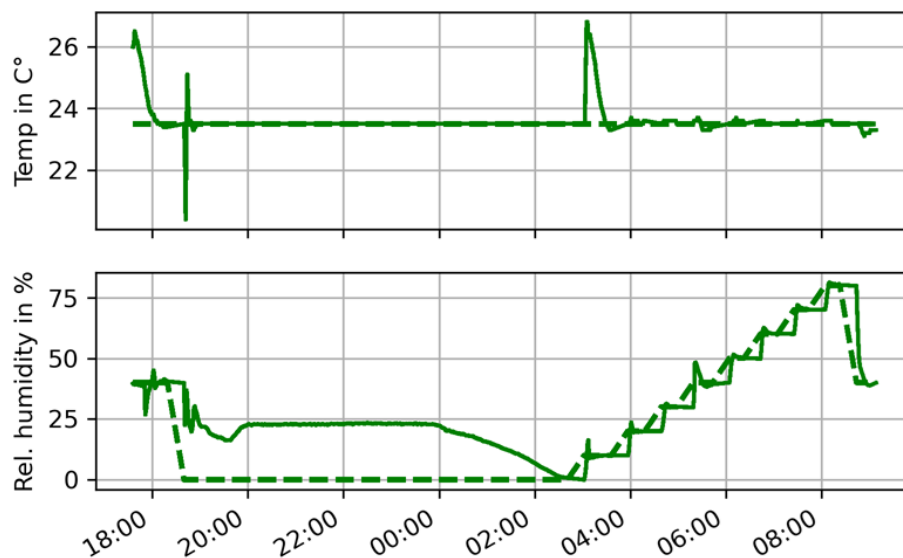
Bei konstanter Temperatur von  $23,5$  °C wurde die Luftfeuchtigkeit von 10%rH bis 80%rH durchvariiert. Wenn nicht anders beschrieben, wurde bei jeder Einzelmessung, die 10 min dauerte, nach 2,5 min die Spannung für 5 min an die Elektrode gelegt. Die Spannung wurde dabei von 0 V auf 300 V und retour geändert. Das resultierende Feld



bei eingeschalteter Spannung von 300 V ist rund 6,3 kV/m. Parallel wurde die Temperatur der Sonde über die RS232-Schnittstelle am Temperatur-Controller protokolliert.

Vor und nach den Einzelmessungen wurden Roundtrip-Testmessungen durchgeführt. Bis auf die im Anschluss diskutierte Messung, bei der die Klimakammer abgeschaltet wurde, sind alle Messungen automatisiert durchgeführt worden. Dies ist aufgrund der teils sehr langen Regelzeiten der Klimakammer notwendig.

Ein exemplarischer Verlauf der geregelten relativen Luftfeuchtigkeit und Temperatur während einer Messreihe ist in Abb. 82 zu sehen. Es werden Sollwerte (gestrichelte Linien) für Temperatur und Luftfeuchtigkeit vorgegeben und die Klimakammer regelt selbständig auf diese Werte.

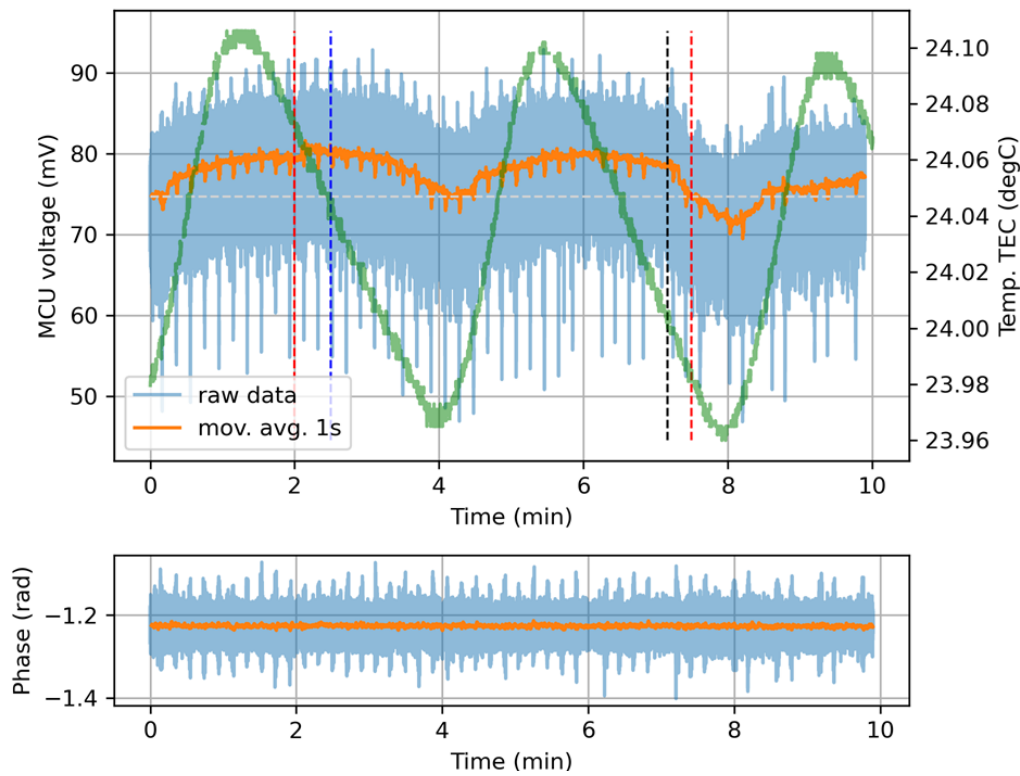


**Abb. 82:** Verlauf der verschiedenen, vorgegebenen Werte für die relative Luftfeuchtigkeit bei konstanter vorgegebener Temperatur von 23,5 °C.

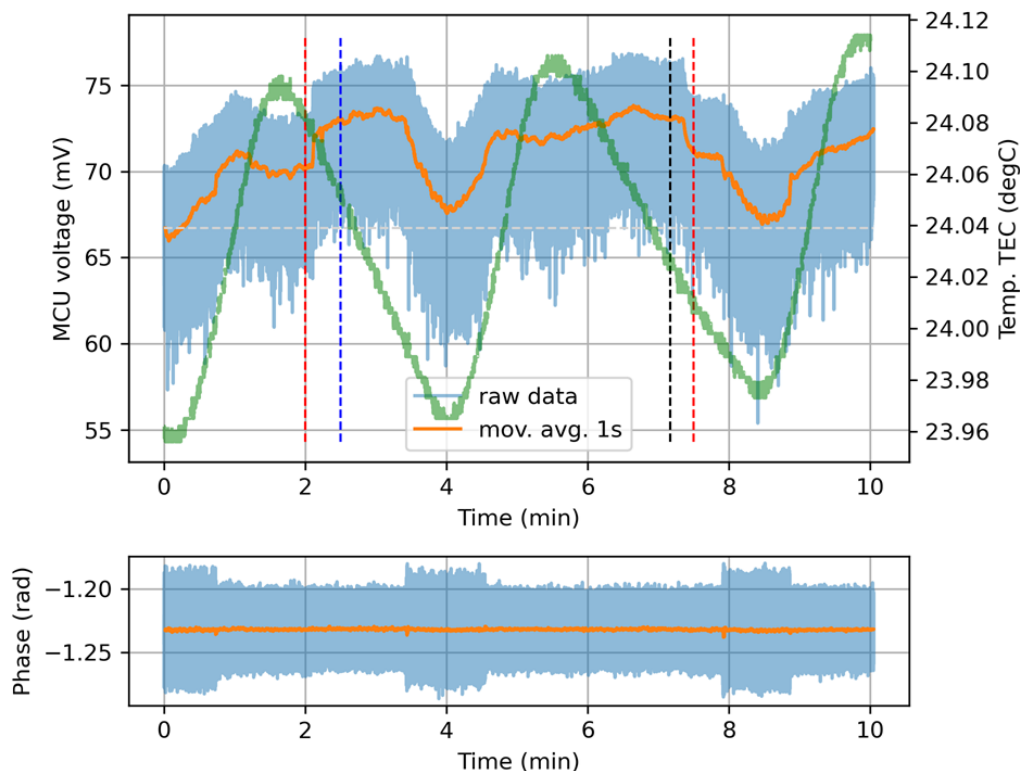
Die Messungen bei 0%rH als auch bei 10%rH wurden in die weitere Auswertung nicht einbezogen, da bei der Datenübertragung im Messsystem ein Fehler auftrat und daher die Messdaten falsch sind. Bei der Messung mit 30%rH wurde aufgrund eines Verbindungsfehlers zur Spannungsversorgung kein Spannungs-Sprung von 300 V angelegt.

Die Einstellungen des Temperatur-Controllers (TEC) wurden aus Erfahrungswerten so gewählt, dass der Regler in einem möglichst großen Temperaturbereich funktioniert. Damit einher gehen ein größerer Leistungseintrag, aber auch ein stärkeres Eigenschwingen.

Im Normalbetrieb treten in der Klimakammer starke Vibrationen auf. Diese Vibrationen werden als zusätzliches Rauschen im Messsignal sichtbar. In Abb. 83 und Abb. 84 sind die Messergebnisse mit eingeschalteter und bei vollkommen ausgeschalteter Klimakammer dargestellt.

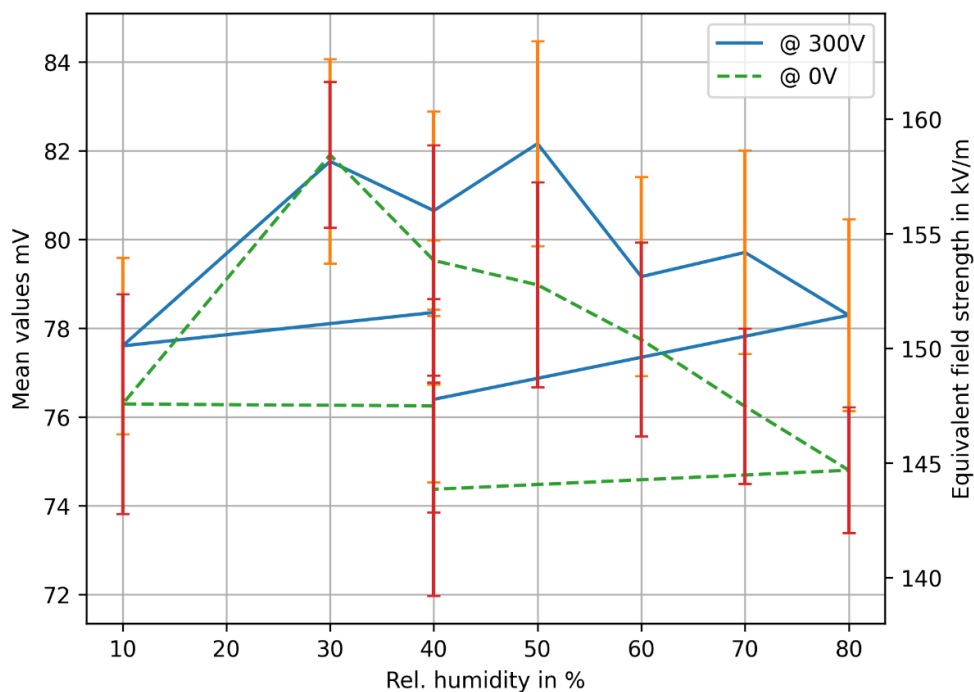


**Abb. 83:** Exemplarische Messergebnisse bei 23,5 °C und 40%rH, wenn die Klimakammer während der Messung eingeschalten bleibt. Die Temperatur der Sonde kann periodisch an den Vorgabewert von 24,0 °C geführt werden. Die vertikalen, gestrichelten Linien zeigen die Auswertebereiche an. Zwischen der blauen und schwarzen Linie liegt die Spannung von 300 V (entspricht 6,3 kV/m) an der äußeren Elektrode an. Die Bereiche außerhalb der beiden roten Linien werden für die Auswertung bei 0 V bzw. ohne Feld verwendet.

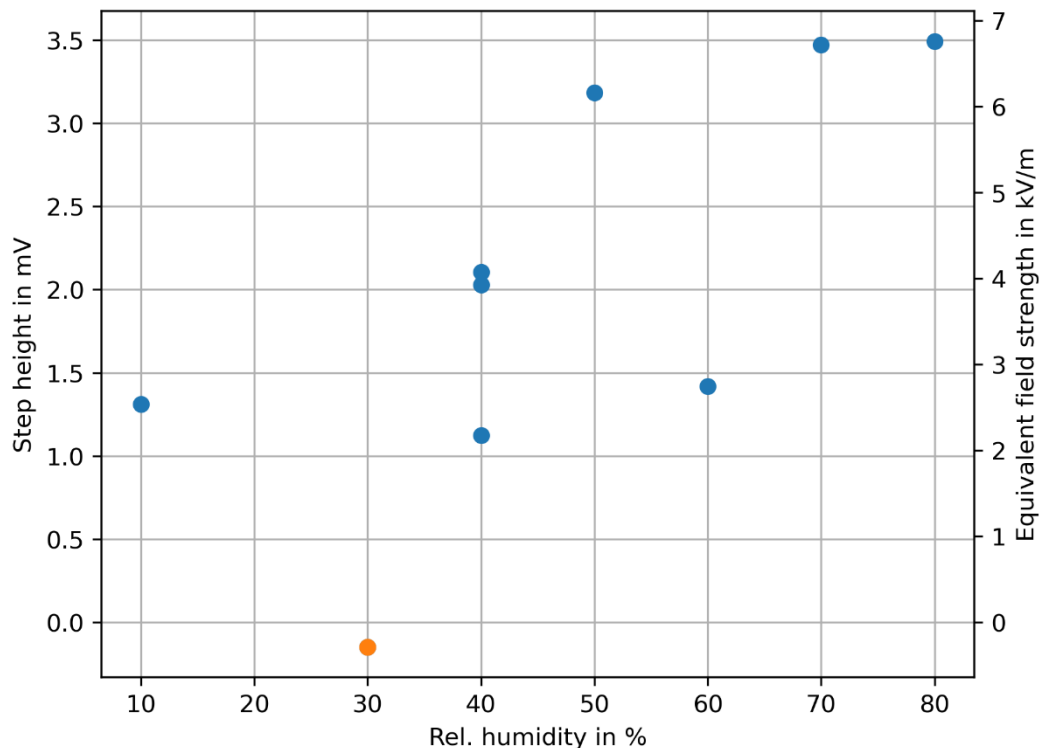


**Abb. 84:** Exemplarische Messergebnisse bei 23,5 °C und 40%rH wenn die Klimakammer direkt vor der Messung ausgeschaltet wurde. Aus dem Verlauf der Temperatur des TEC in Grün ist eine langsame Erwärmung des Systems zu erkennen. Die vertikalen, gestrichelten Linien zeigen die Auswertebereiche an. Zwischen der blauen und schwarzen Linie liegt die Spannung von 300 V and der äußeren Elektrode an. Die Bereiche außerhalb der beiden roten Linien werden für die Auswertung bei 0 V bzw. ohne Feld verwendet. Durch Mittelwertbildung aus den Bereichen ohne Feld und dem Bereich mit Feld wurde die Sprunghöhe zu 2,2 mV bestimmt.

In der Abb. 85 sind die ausgewerteten Mittelwerte für 0 V und 300 V samt Standardabweichung über die untersuchten Werte der relativen Luftfeuchte dargestellt.



**Abb. 85:** Ausgewertete Messdaten über die untersuchten Werte der relativen Luftfeuchte aufgetragen. Die Mittelwerte für 0 V (grün, strichliert) und 300 V (blau) wurden samt Standardabweichung (rot und orange) aufgetragen. Der Wert bei 40%rH wurde in dieser Messung dreimal angefahren (zu Beginn, zum Ende und zw. 30%rH und 50%rH). Bei 30%rH wurde aufgrund eines Fehlers in der Automatisierung kein Spannungssprung von 300 V angelegt.



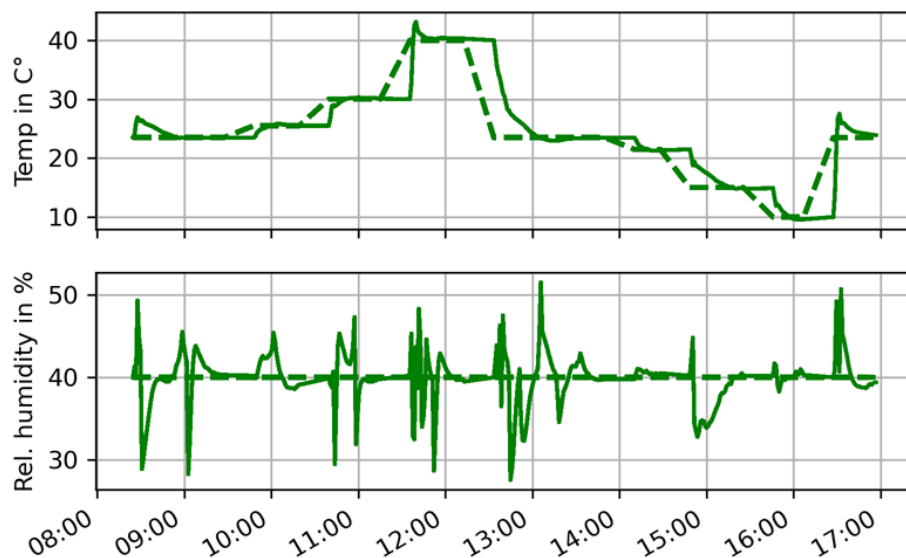
**Abb. 86:** Ausgewertete Sprunghöhen in Abhängigkeit der rel. Luftfeuchte. Bei 30%rH (oranger Punkt) ist der Wert nahezu null, da kein Spannungssprung während der Messung angelegt wurde.

Mit der ermittelten Sensitivität von  $0,000\ 517\ \text{mV}/(\text{V}/\text{m})$  und dem Feld von  $6,3\ \text{kV}/\text{m}$  ergibt sich eine erwartete Änderung der Ausgangsspannung des Messsystems von  $3,25\ \text{mV}$ .

In Abb. 86 sind die berechneten Sprunghöhen von der relativen Luftfeuchtigkeit der Klimakammer zu sehen. Da die Auswirkungen der Vibrationen in der Klimakammer die Messwerte dominieren streuen die Werte der Sprunghöhen stark. Auf eine direkte Auswirkung der Luftfeuchte auf das Messsystem bzw. auf die Messgenauigkeit kann somit nicht geschlossen werden.

### 5.5.5. Variation der Temperatur

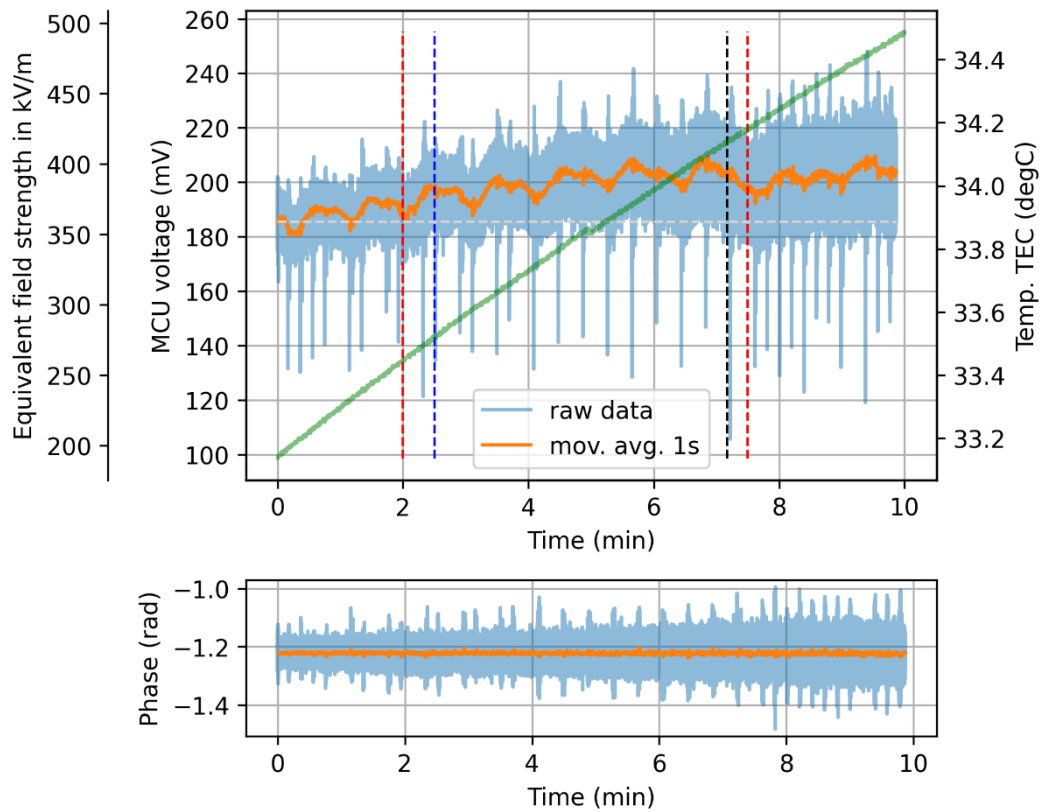
Bei der Bestimmung des Einflusses der äußeren Temperatur wurde der Bereich mit  $10\ ^\circ\text{C}$  bis  $40\ ^\circ\text{C}$  definiert. Dies beruht einerseits auf Vermeidung von Kondensation von Feuchtigkeit bzw. Eisbildung und andererseits um Verformungen der Kunststoffteile im inneren des Messsystems bzw. auch andere thermische Ausdehnungseffekte in Grenzen zu halten. Die entsprechende Messung von Raumtemperatur auf  $40\ ^\circ\text{C}$ , hinunter auf  $10\ ^\circ\text{C}$  und wieder Erwärmen auf Raumtemperatur ist in Abb. 87 zu sehen. Die strichlierte Kurve zeigt die vorgegebenen Sollwerte bei  $23,5, 25,5, 30, 40, 23,5, 21,5, 15, 10$  und  $23,5\ ^\circ\text{C}$ . Die Luftfeuchtigkeit war hier konstant bei  $40\% \text{rH}$ . Die Messung bei  $40\ ^\circ\text{C}$  wurde aufgrund eines Fehlers in der Automatisierung nicht aufgezeichnet. Diese Messung wurde daran anschließend einzeln durchgeführt.



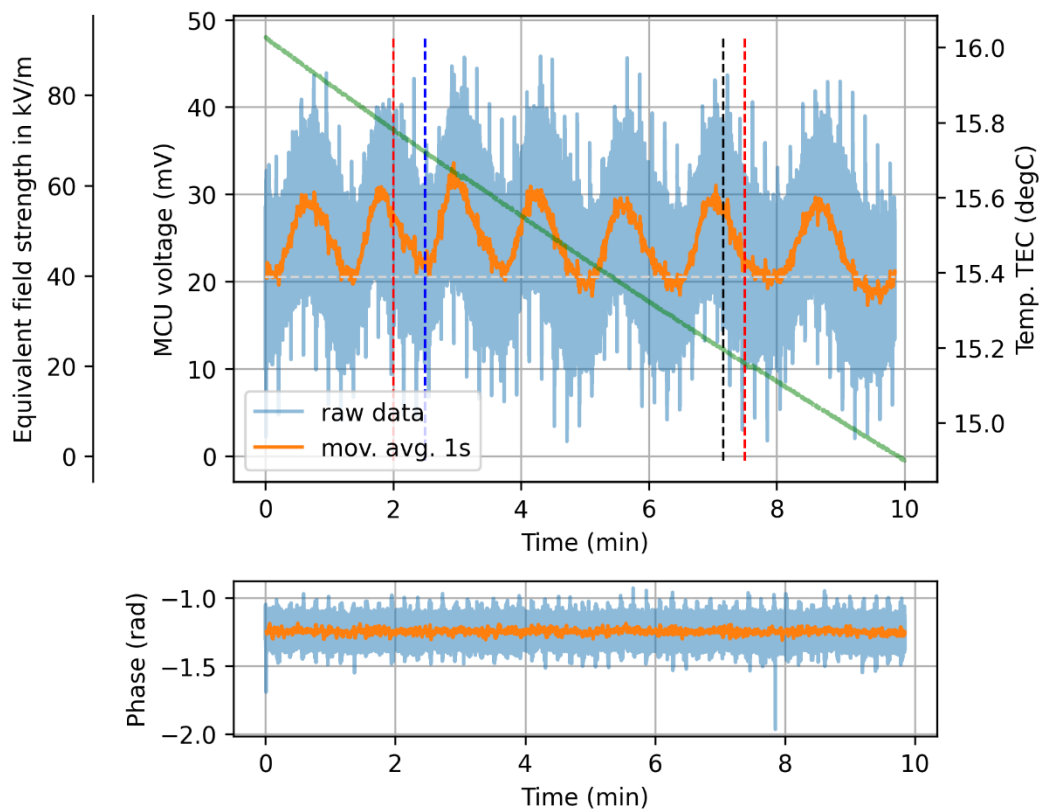
**Abb. 87:** Verlauf der verschiedenen, vorgegebenen Werte für die Temperatur bei konstanter vorgegebener relativer Luftfeuchtigkeit von  $40\%$ . Der Wert von  $23,5\ ^\circ\text{C}$  wurde zu Beginn der Messung dann nach  $40\ ^\circ\text{C}$  und wieder nach  $10\ ^\circ\text{C}$  eingestellt, um dem System mehr Zeit zum Relaxieren zu geben.

Aus den exemplarischen Messungen Abb. 88 und Abb. 89 zeigt sich, dass bei zu hoher Temperaturdifferenz hin zur Raumtemperatur (= Außentemperatur des Systems) von  $23,5\ ^\circ\text{C}$  der TEC (mit den vorgegebenen Regelparametern) nicht mehr die Temperatur der Optik regeln kann und somit das System nicht mehr funktionstüchtig ist. Dies wird

in Abb. 88 und Abb. 89 durch die stetig ansteigende bzw. stetig abfallende Temperaturkurve (grüne Linie) sichtbar.

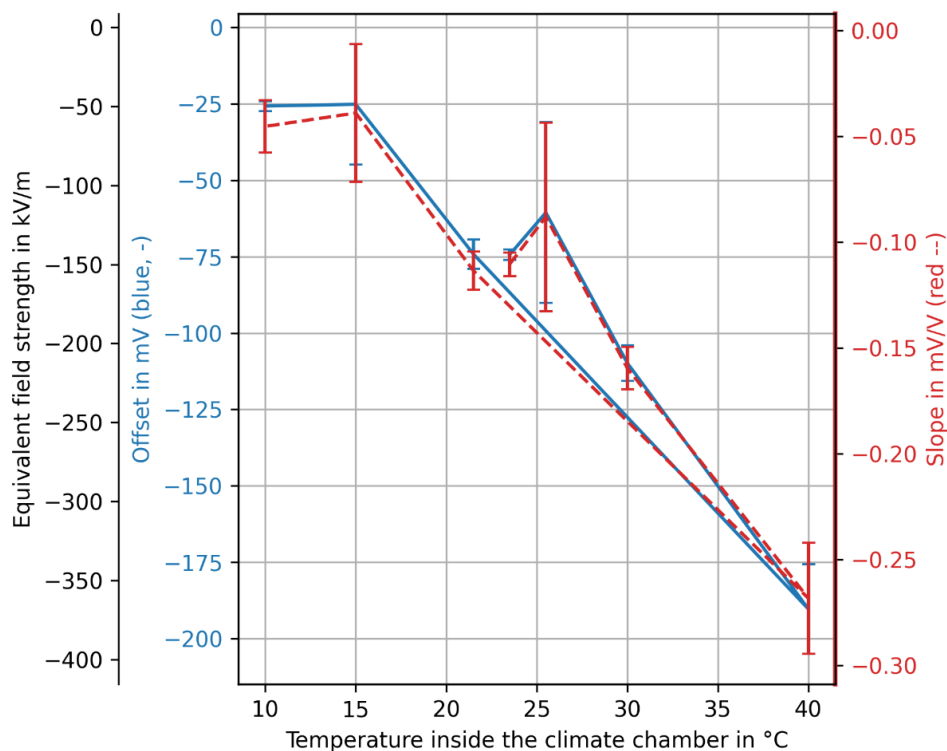


**Abb. 88:** Bei einer Temperatur in der Klimakammer von 40 °C kann die Temperatur in der Sonde nicht mehr auf die erforderlichen 24,0 °C stabilisiert werden. Die grüne Linie repräsentiert die ausgelesenen Temperaturwerte des Temperatur-Controllers.



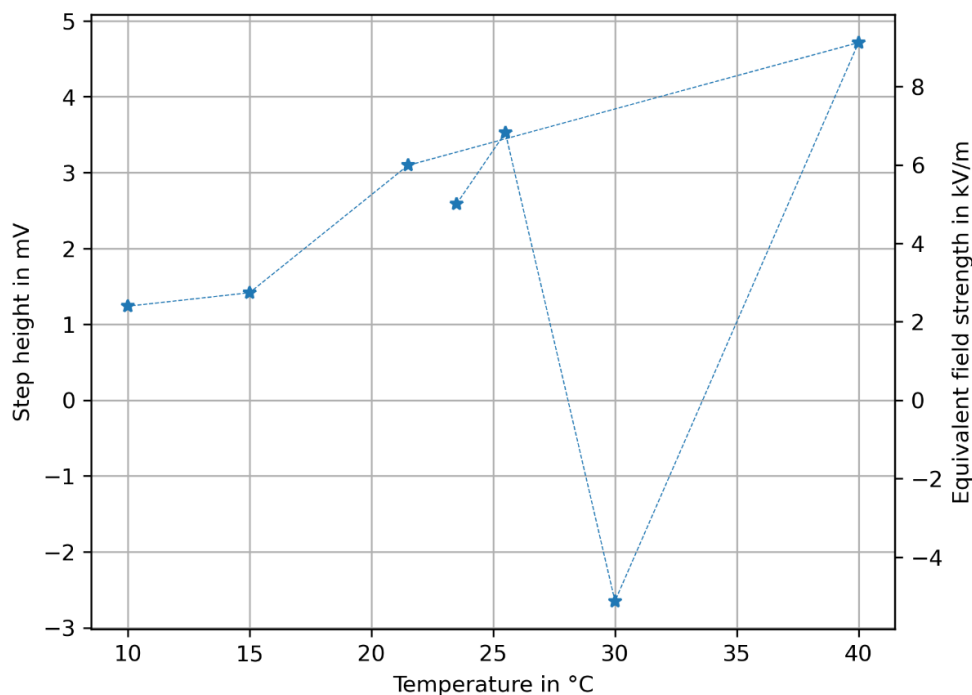
**Abb. 89:** Bei einer Temperatur von 10 °C in der Klimakammer kann die Temperatur in der Sonde nicht mehr auf die notwendigen 24,0 °C stabilisiert werden. Die grüne Linie repräsentiert die ausgelesenen Temperaturwerte des Temperatur-Controllers.

Durch die starken Abweichungen der Innentemperatur von dem Sollwert von 24 °C kommt es zu einer starken Verstimmung des Messsystems was wiederum in einer Verschiebung des Offsets mündet. Abb. 90 zeigt eine Auswertung der Daten der Round-trip-Testmessungen über der Variation der Temperatur.



**Abb. 90:** Änderung des Offsets und der Steigung mit der Temperatur der Klimakammer.

In Abb. 91 ist die Auswertung der Sprunghöhen in Abhängigkeit der Temperatur zu sehen.



**Abb. 91:** Auswertung der Messungen hinsichtlich der Sprunghöhe der Feldstärke bei unterschiedlichen Temperaturen. Die Messung wurde bei 23,5 °C gestartet und bei 10 °C beendet. Es zeigt sich, dass eine Differenz zur Solltemperatur von 23,5 °C zu inkorrekten Messergebnissen führen kann. Im Fall von z.B. 30 °C würde das Messsystem eine negative Feldstärke statt einer positiven anzeigen.



### 5.5.6. Bewertung der Messungen in der Klimakammer

Mit den oben dokumentierten Untersuchungen konnte ein Einfluss der Luftfeuchtigkeit weder nachgewiesen noch widerlegt werden, weil die Klimakammer starke Vibrationen verursachte, welche die Messungen störten. Die akustische Messung in der Kammer ergab einen SPL von ca. 90 dB(A).

Die Messungen zur Temperaturabhängigkeit dokumentieren eine Schwäche des Systems. Die Abhängigkeit entsteht wesentlich durch die Verstelleinheit für das optische Readout sowie eine temperaturabhängige Durchbiegung des Cantilevers, die sich auf den Arbeitspunkt des Interferometers auswirkt. Der Temperaturcontroller beschränkt zwar die größten Auswirkungen, die Temperaturschwankungen durch die Regelabweichungen bleiben aber nach wie vor sichtbar. Sie sind klein bei geringen Abweichungen ( $\leq 0,1$  °C) von der Solltemperatur von 23,5 °C. Diese Temperaturabhängigkeiten waren ursprünglich nicht als ein Hauptproblem identifiziert worden. Erst der installierte Temperaturcontroller ermöglichte einen einigermaßen stabilen Arbeitspunkt, was die Wichtigkeit und Tauglichkeit einer Temperaturregelung zeigt.

Dadurch, dass der TEC dem bereits fertigen System erst hinzugefügt wurde, blieben einige Probleme erhalten, wie die systematischen Messfehler durch die Regelzyklen des TEC oder die nicht vollständige Kompensation der äußeren thermischen Einflüsse. Wird exemplarisch die Messung in Abb. 83 hergezogen, bei der im Ausgangssignal durch den Regelzyklus des TEC ein Hub von ca. 6 mV verursacht wird, so ergibt sich mit der Sensitivität für Gleichfelder aus Tab. 17 ein systematischer Fehler von 11,6 kV/m. Eine vollständige Kompensation ist voraussichtlich nur durch eine Miteinbeziehung einer Temperaturregelung und des thermischen Gesamtdesigns (Materialien, Wärmequellen, Wärmesenken, etc.) in der Neukonzeption und Planung des Messkopfs möglich.

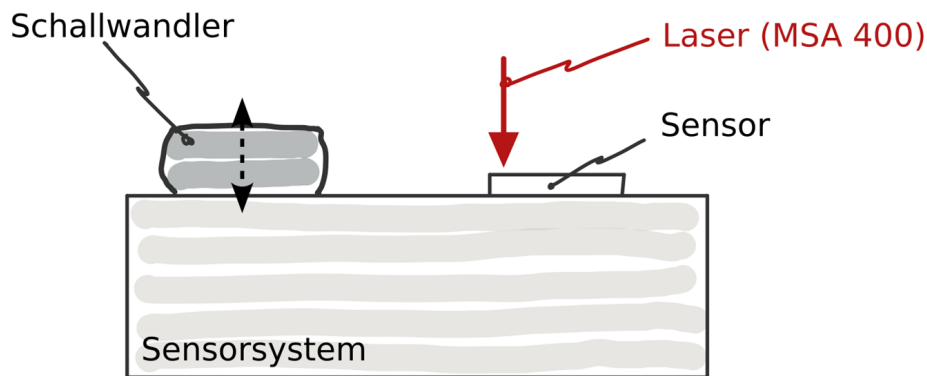
Derzeit bringt der Temperaturcontroller durch den eigenen Betrieb ständig Wärme in das Messsystem ein, unabhängig von Heiz- oder Kühlbetrieb. Weiters findet aufgrund der Beschaffenheit des Messkopfs die Messung der Temperatur für den TEC nicht an der Stelle statt, an der die Temperatur konstant gehalten werden soll. Dies führt im Allgemeinen zu einer unvollständigen Regelung an der gewünschten Stelle.

### 5.5.7. Vibrationsmessungen

Das mechanische Subsystem des MEMS kann auch über Vibrationen angeregt werden. Um diese Auswirkungen abzuschätzen wurden der Einfluss von Vibrationen am Gehäuse als auch der Einfluss von Luftschall untersucht. Im Speziellen wurde die Auswirkung auf den ausgegebenen Wert für das Gleichfeld als auch auf die Werte der Wechselfelder dokumentiert.

### 5.5.7.1. Einkopplung von Vibrationen

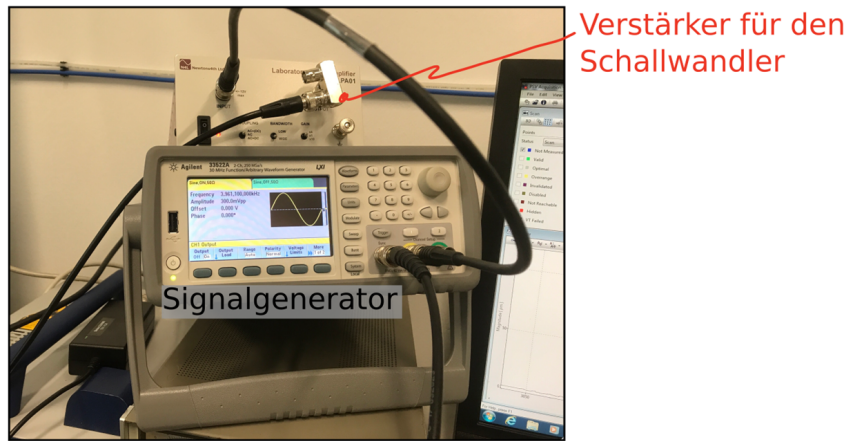
Um die Einkopplung von Vibrationen zu untersuchen, wurde das Metallgehäuse des Sensorsystems in Schwingungen mit einer Frequenz  $f$  versetzt. Dazu wurde ein Schallwandler (Monacor AR-50), der oben auf dem Metallgehäuse des Sensorsystems (= DUT) liegt, mittels Signalgenerator und Leistungsverstärker versorgt. Die Auslenkungsamplitude der Schwingung wurde am vergleichsweise starren Metallteller des Messsystems mit dem Laser-Vibrometer des Mikrosystemanalysators MSA400 gemessen. Parallel dazu wird auch der Schalldruckpegel mit einem Sound-Level-Meter SPL-Meter MS6701 aufgenommen. Der prinzipielle Messaufbau ist in Abb. 92 zu sehen, der reale Messaufbau unter dem Mikrosystemanalysator in Abb. 93 und die verwendeten Geräte zur Versorgung des Schallwandlers in Abb. 94.



**Abb. 92:** Prinzipieller Messaufbau zur Erzeugung und Messung der Vibrationen am Gehäuse des Sensorsystems.



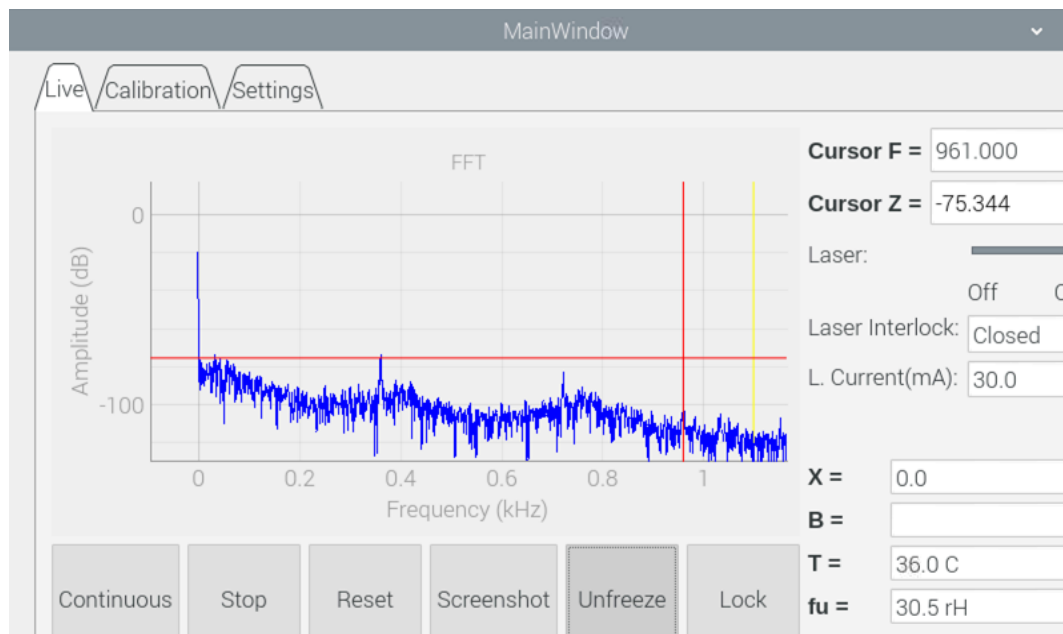
**Abb. 93:** Foto des realen Messaufbaus unter dem Mikrosystemanalysator. Zum Ausschluss des Einflusses möglicher störender elektrischer durch den Schallwandler wurde fallweise ein zusätzliches Schirmblech verwendet (rechts).



**Abb. 94:** Signalgenerator und Verstärker zu Anregung des Schallwandlers Monacor AR-50.

In weiterer Folge ist die Resonanzfrequenz des verwendeten MEMS  $f_r = 3\,961\text{ Hz}$ , während die Anregungsfrequenz des Signalgenerators mit  $f$  bezeichnet wird.

Zur Auswertung der Messsignale wurde für diese Messung die grafische Oberfläche am Bedienterminal des Messsystems verwendet. Dabei kann das mittels FFT-Auswertung berechnete Spektrum des Messsignals ausgewertet werden. Ein exemplarisches Bild dieser grafischen Darstellung ist in Abb. 95 dargestellt.

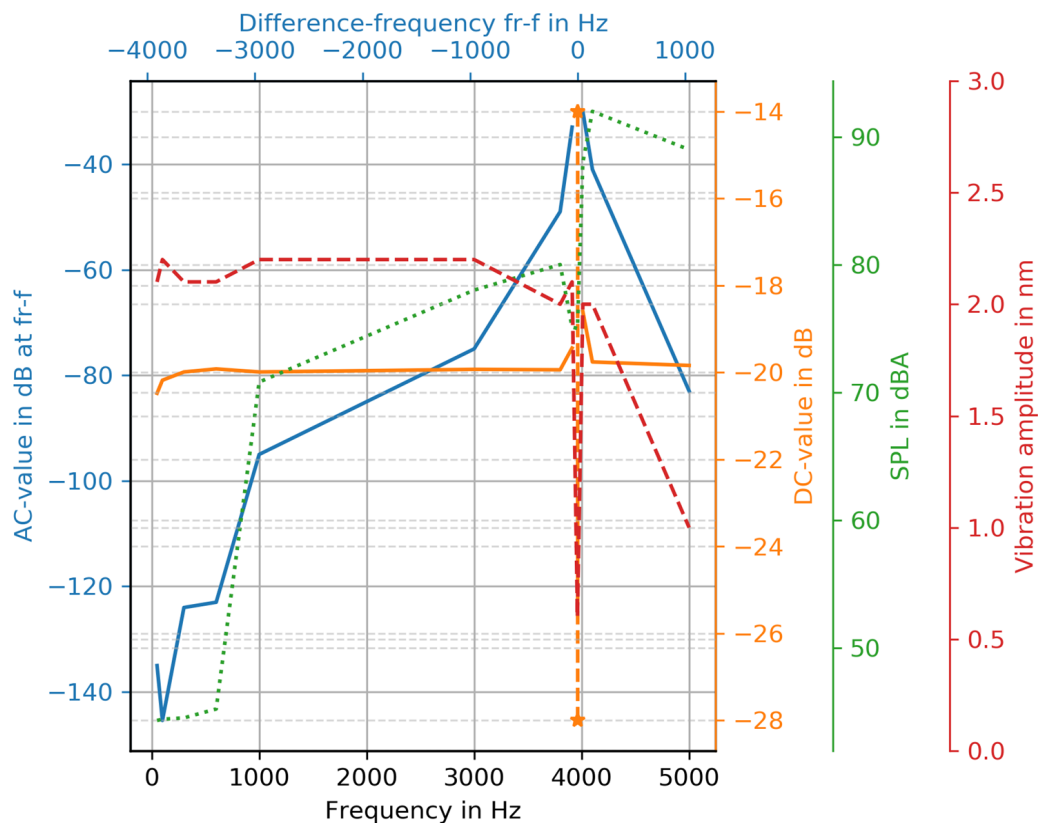


**Abb. 95:** Screenshot der grafischen Benutzeroberfläche des Bedienterminals des Messsystems zur Auswertung des Spektrums des Messsignals. Der Cursor zur Auswertung des Amplitudenwerts an einer speziellen Frequenz ist hier auf 961 Hz bzw.  $f_r - 3\text{ kHz}$  gesetzt.

Über die grafische Oberfläche des Messsystems wurden bei verschiedenen Anregungsfrequenzen die Werte für das Gleichfeld („DC-Wert“) als auch der Wert bei der Differenz-

frequenz  $f_{diff}=f_r-f$  (AC-Wert) aufgenommen. Eine Umrechnung der am Display angezeigten Werte in dB in Spannungswerte in mV erfolgt über die Formel „Wert\_in\_mV =  $10^{(Wert\_in\_dB/20)} \cdot 1000$ “.

Die aufgenommenen Messergebnisse zum Schalldruckpegel, die gemessene Vibrationsamplitude als auch die abgelesenen AC- und DC-Werte sind in Abb. 96 zu sehen. Die Schallanregung wurde für Anregefrequenzen größer 1 kHz mit 70 bis 92 dBA sehr stark gewählt, um gut messbare Vibrationen einzuprägen. Direkt an der Resonanzfrequenz wurde die Anregung jedoch von rund 2 nm auf unter 1 nm reduziert, um eine mögliche Zerstörung der Mikromechanik zu vermeiden. Die Anregesignale mit Frequenzen rund um die Resonanzfrequenz des MEMS führen zu Fehlern beim DC-Wert als auch bei der AC-Auswertung. Wird die Frequenz des Anregesignals bestmöglich auf die Resonanzfrequenz des MEMS eingestellt führt das zu einer Schwebung des DC-Wertes.



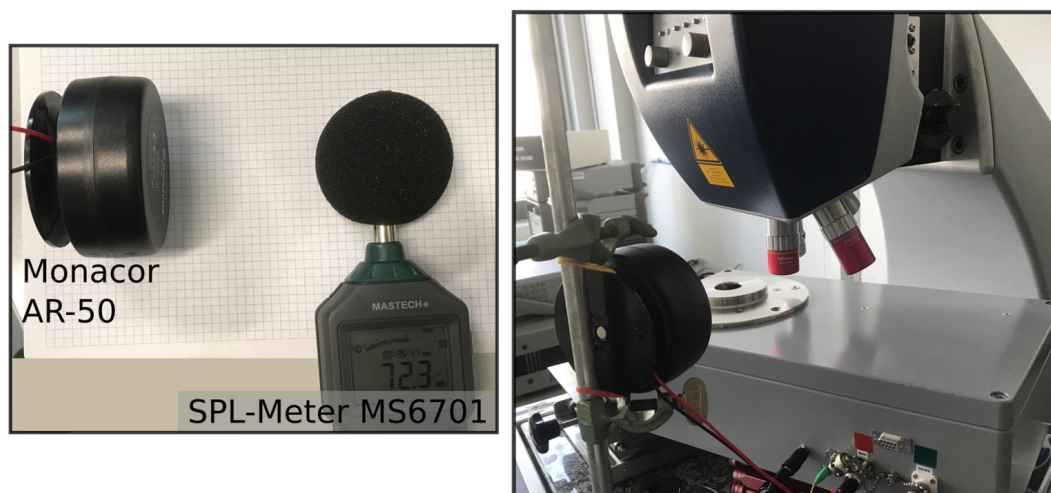
**Abb. 96:** Ausgewertete Messgrößen für den DC-Wert, die Vibrationsamplitude und den Schalldruckpegel über die Anregefrequenz und den AC-Wert bei der Differenzfrequenz der Anregefrequenz zur Resonanzfrequenz. Bei der Anregung an der Resonanzfrequenz des MEMS bei 3 961 Hz entsteht eine Schwebung im DC-Wert welche durch die orange, strichlierte Linie dargestellt ist. Anregefrequenzen  $f_r$  rund um die Resonanzfrequenz  $f_r$  führen zu Fehlern der AC-Werte bei der Differenz  $f_r - f$  (Anregung bei  $f_r$  nur 75 dB).

Mit Hilfe der Umrechnungsfaktoren aus der Kalibration wurden die aufgenommenen AC- und DC-Werte nachträglich ein äquivalenter Wert für die Feldstärke übergeführt. Eine Umrechnung der AC-Werte in Feldstärke-Werte ist nur bei einer Frequenz von

50 Hz gültig, da nur dort die Kalibration durchgeführt wurde. Die fälschlich als AC-Felder bei 50 Hz interpretierten Vibrationssignale jeweils 50 Hz neben der Resonanzfrequenz entsprechen nach einer Umrechnung mit dem Steigungswert der Kalibration für Wechselfelder rund  $227 \text{ kV}_{\text{RMS}}/\text{m}$ . Der durch die Vibrationen bei 50 Hz unterhalb der Resonanzfrequenz  $f_r$  erzeugte Anteil des DC-Wertes entspricht rund  $13,6 \text{ kV}/\text{m}$ .

### 5.5.7.2. Vergleich mit der Anregung über Luftschall

Die direkt eingekoppelten Vibrationen wurden mit einer akustischen Anregung in Verbindung gesetzt. Dazu wurde der Schallwandler unabhängig vom Messsystem betrieben und der entstehende Schallpegel mit dem Sound-Level-Meter aufgenommen (Abb. 97). Daraufhin wurde der auf einem Stativ montierte Schallwandler direkt auf das Messsystem gerichtet und die Amplitude der Vibration als auch der vom Messsystem ausgegebene DC-Wert aufgenommen. Die Ergebnisse für eine Anregefrequenz von 1 kHz sind in Tab. 19 zu entnehmen.



**Abb. 97:** Links: Bei der Vergleichsmessung ist der Schallwandler direkt auf das Sound-Level-Meter gerichtet (ohne Messsystem); Rechts: Schallwandler auf Halterung montiert und auf Sensorsystem gerichtet.

**Tab. 19:** Relation Spannung am Schallwandler, Luftschall und Körperschall.

Frequenz $f$	Anregespannung $U$	SPL	Amplitude
kHz	mVpp	dB(A)	pm
1	480	79,5	~500

Die Ergebnisse zeigen, dass eine akustische Anregung mit rund 80 dBA rund ein Viertel der Auslenkungen im Vergleich zu den Messungen mit direkter Anregung über Körperschall verursacht. Die akustische Anregung mit reinen Tönen bei rund 80 dB war

im Labor unerträglich laut und erforderte zwingend das Tragen eines guten Gehörschutzes.

### 5.5.7.3. Interpretation

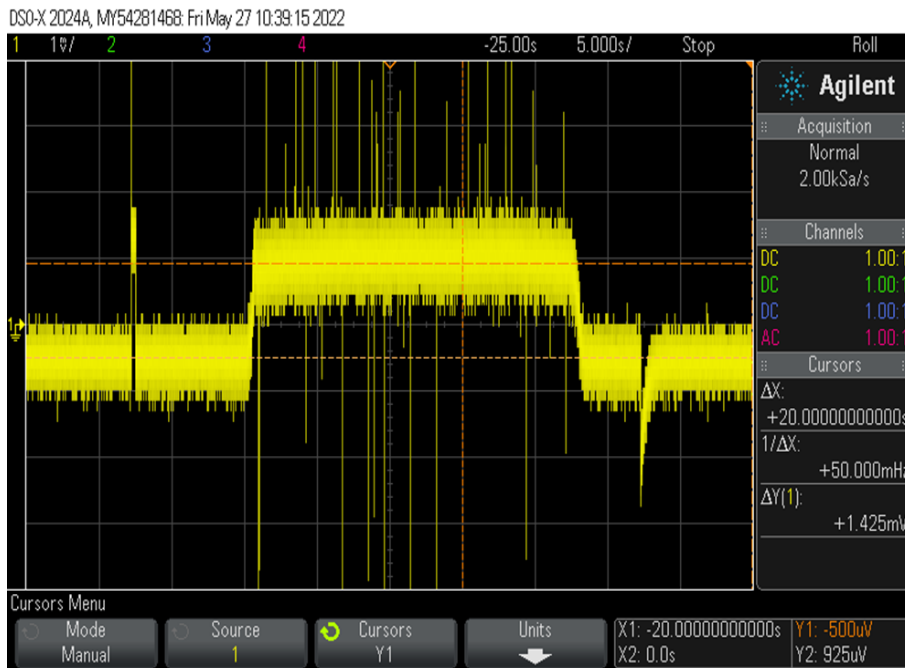
Starke akustische Anregungen oder Vibrationen mit einer Frequenz nahe der Resonanzfrequenz führen zu einer Verfälschung des DC-Wertes. Im Labor konnte die Resonanzfrequenz nicht genau genug eingestellt werden (Abweichung von der Resonanzfrequenz  $< 0,01$  Hz) um einen stabilen DC-Wert zu erzielen. Eine Anregungsfrequenz leicht neben der Resonanzfrequenz führte immer zu einer Schwebung. Störgeräusche und Vibrationen bei Frequenzen außerhalb von  $f_r \pm 700$  sind unkritisch und führen zu keiner Beeinträchtigung der Messung.

Akustische Anregungen mit einer Frequenz  $f$  rund um die Resonanzfrequenz  $f_r$  führen aufgrund des verwendeten Demodulationsverfahrens zu einer Abbildung auf die Frequenzen  $|f - f_r|$  im tieffrequenten Spektrum.

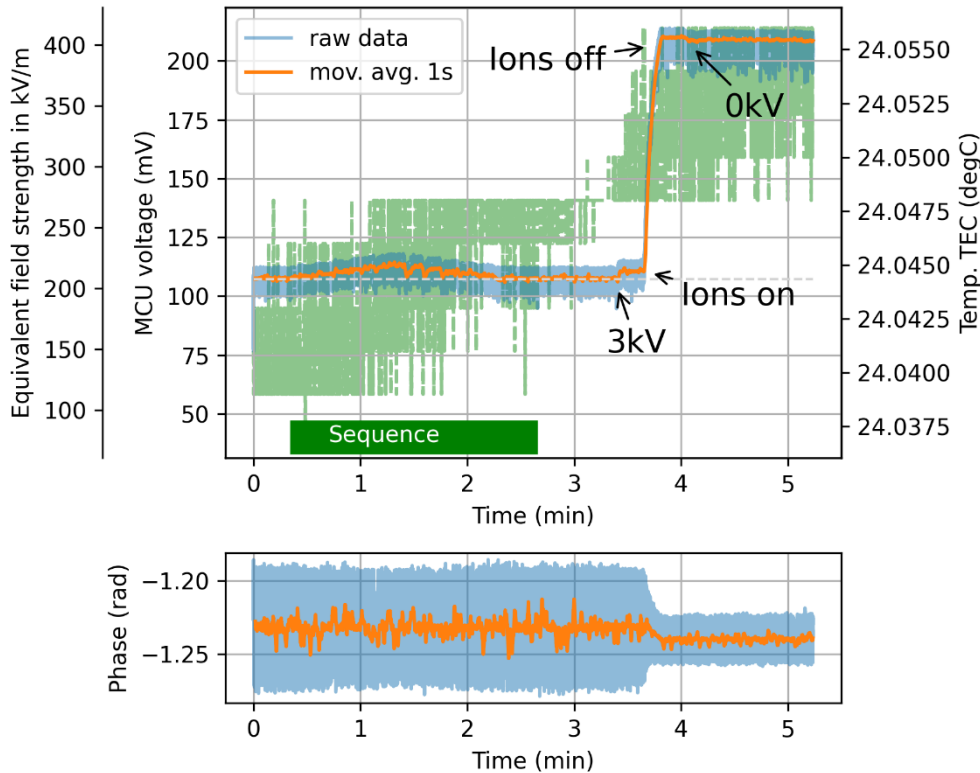
Eine Umrechnung des SPL von 75 dB(A) ( $\approx 75$  dB bei  $f_r = 4$  kHz) bei monochromatischer Anregung in eine breitbandige ist ohne Zusatzannahmen nicht direkt möglich. Wird aber für den realen Fall der Umgebungsgeräusche der Einfachheit halber von einem gleichverteilten Spektrum über 10 kHz ausgegangen, so reduziert sich der Schalldruckpegel in der Bandbreite von 10 Hz um etwa 30 dB. Zudem wird empfohlen, die Messungen bei maximal 60 dB(A) Umgebungsgeräusche durchzuführen. Beide Reduktionen führen dazu, dass die Beeinflussung der Cantilever-Amplitude bei nur ca. 3‰ ist und daher in Regel ohne Bedeutung bleibt.

### 5.5.8. Auswirkungen von Ionen

Speziell unter DC-Hochspannungsleitungen ist mit Ionenströmen zu rechnen, welche durch Koronaentladungen an den Leiterseilen verursacht werden. Die Ionen können in der Luft durch den Wind vertragen werden und sich an isolierenden Oberflächen ablagern. Diese zusätzlichen Ionen in der Luft und auf den Oberflächen verursachen ihrerseits wiederum elektrische Felder und beeinflussen so die Messung. In diesem Kapitel werden daher zwei Versuche beschrieben, bei denen das Messsystem im elektrischen Feld auch Ionen ausgesetzt wurde. Die Stärke der Ionenstromdichte wurde in einem eigenen Versuch ermittelt, bei dem nur die Wilson-Platte im Feldkondensator eingebracht wurde. Die Ergebnisse sind in Abb. 98 und Abb. 99 zu sehen.



**Abb. 98:** Spannungsverlauf am Agilent DSO2024 wenn die Wilson Platte am 1 MOhm Eingangswiderstand angeschlossen wird. Die erste Stufe ganz links entsteht durch kapazitives Überkoppeln beim Einschalten der Spannung am Feldkondensator. Ganz rechts ist eine Abklingkurve nach Abschalten der Spannung zu sehen. Der Verlauf in der Mitte wird durch den Ionenstrom hervorgerufen. Der maximale Ionenstrom beträgt in diesem Versuch rund  $140 \text{ nA/m}^2$ .

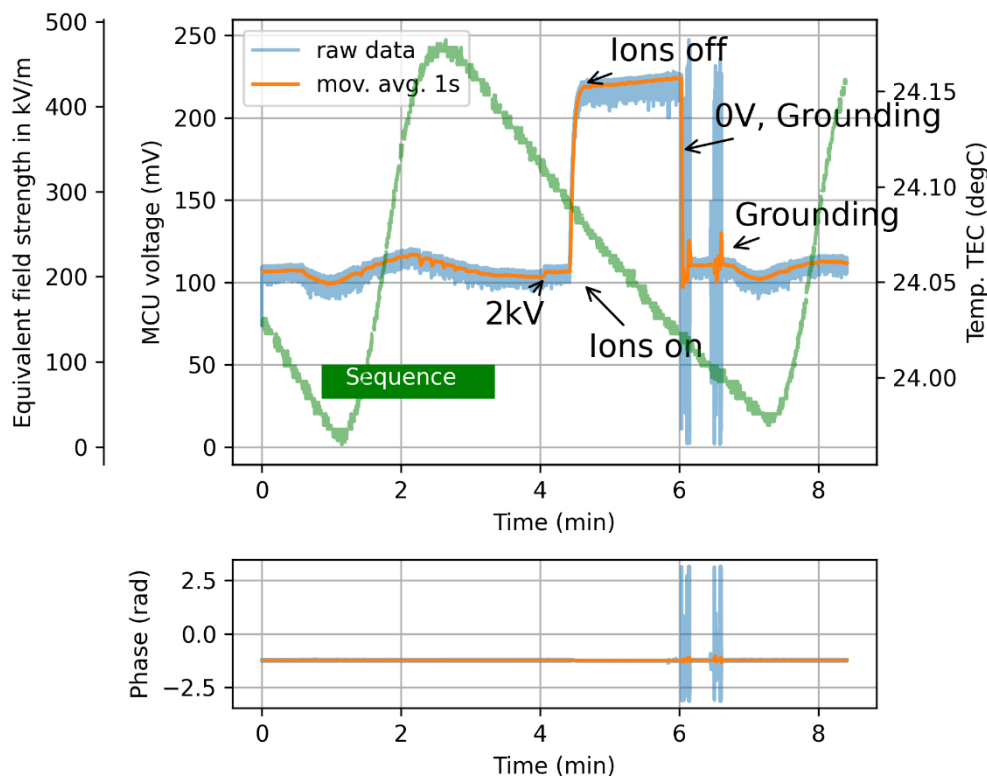


**Abb. 99:** Die linken Achsen beziehen sich auf das Ausgangssignal des Messsystems für eine Abfolge von Stufen mit 1 kV Höhe von 0 kV, bis 6 kV und retour auf 0 V (mit „Sequence“ bezeichnet). Danach folgt das Einschalten einer

konstanten Spannung von 3 kV am Feldkondensator und kurz darauf das Generieren der positiven Ionen. Die Bias-Elektrode wurde dabei mit den maximal möglichen 250 V versorgt. Die Temperatur (rechte Achse) der Sonde ändert sich während der Versuchsdauer von 5 min nur um 0,015 °C, was einer Feldstärke von etwa 0,75 kV/m entspricht. Die Temperaturkurve (grün) bezieht sich auf die rechte Skala. Da der Offset für 0 V/m hier nicht separat bestimmt wurde, können bei der Ordinate nur Feldänderungen abgelesen werden.

Mit der zuvor abgeschätzten Sensitivität von 1 934 (V/m)/mV und einem Anstieg der Ausgangsspannung von 210 mV – 110 mV = 100 mV ergibt sich ein fälschlich gemessenes Feld von rund 200 kV/m.

Die verwendete Ionenstromdichte mit einem Wert von 140 nA/m<sup>2</sup> entspricht extremen Bedingungen unter HGÜs. Die Auswirkungen diese Ionenstroms auf die Messung waren so groß, dass trotz angelegtem Gegenfeld (Biasspannung 250 V) die Ionen das Messsystem erreichten und daher die Feldmessung nicht möglich war. Bei Abschalten der Ionen war das Messsystem trotzdem noch nicht in Sättigung, der Rücksprung des Feldes nach Abschalten des Feldes konnte gemessen werden.



**Abb. 100:** Die linken Achsen beziehen sich auf das Ausgangssignal des Messsystems für eine Abfolge von Stufen mit 1 kV Höhe von 0 kV, bis 6 kV und retour auf 0 V (mit „Sequence“ bezeichnet). Danach folgt das Einschalten einer konstanten Spannung von 2 kV am Feldkondensator und kurz darauf das Generieren der Ionen. Die Bias-Elektrode wurde dabei durchgehend mit den maximal möglichen 250 V versorgt. Die Temperatur der Sonde ändert sich während der Versuchsdauer von 5 min nur um rund 0,2 °C (grüne Kurve, rechte Skala). Im rechten Teil der Abbildung ist das Rücksetzen des Systems durch Erden der floatenden Elektrode über dem MEMS zu sehen.



In weiterer Folge wurde die Ionenstromdichte reduziert, der maximale Ionenstrom betrug dabei rund  $40 \text{ nA/m}^2$ . Die entsprechenden Ergebnisse sind in Abb. 100 zu sehen. Zu Beginn des Versuchs wurde ein Stufenprofil bis  $6 \text{ kV}$  und wieder zurück auf  $0 \text{ kV}$  am Feldkondensator angelegt, um die Funktion der ungestörten Feldmessung zu zeigen. Nach Anlegen von konstanten  $2 \text{ kV}$  wurden Ionen emittiert und nach  $10 \text{ s}$  wieder ausgeschaltet. Das Messsystem bleibt verstimmt, bis eine Erdung der floatenden Elektrode durchgeführt wurde. Damit ist gezeigt, dass das Rücksetzen des Messsystems auf den Grundzustand bis auf Variationen durch den TEC möglich ist. Die generierten Ionenströme mit Dichten von  $140 \text{ nA/m}^2$  und  $40 \text{ nA/m}^2$  konnten nicht durch die Bias-Elektroden-Anordnung mit einer Spannung von  $250 \text{ V}$  vom Erreichen der floatenden Elektrode abgehalten werden.

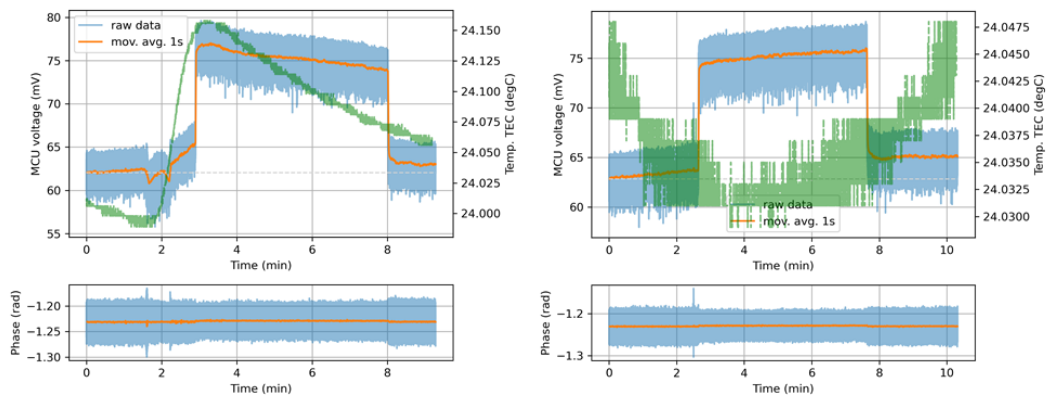
### 5.5.9. Untersuchungen hinsichtlich der Auswirkung von unterschiedlichem Potenzial am Messsystem

Die gegenständlichen Messungen mit verschiedenem Referenzpotenzial des Messsystems dienen zur qualitativen Untersuchung des Verhaltens bei Aufladung des Gesamtsystems, da eine etwaige Aufladung des Systems durch bspw. Ionen einer Änderung des Referenzpotenzials entspricht.

Das E-Feld-Messsystem wurde für diese Untersuchungen über einen internen Akku versorgt und ohne Erdung im Feldkondensator (FK) positioniert. Über die 4-mm Federstecker-Buchse an der Außenseite des Gehäuses wurde das Potenzial des gesamten Messsystems verändert. Die DC-Spannungen von  $0 \text{ V}$ ,  $10 \text{ V}$ ,  $30 \text{ V}$ ,  $100 \text{ V}$ ,  $300 \text{ V}$  und  $0 \text{ V}$  wurden dabei über ein Labor Netzgerät Delta Elektronik SM300-5 generiert und gegen Erde angelegt.

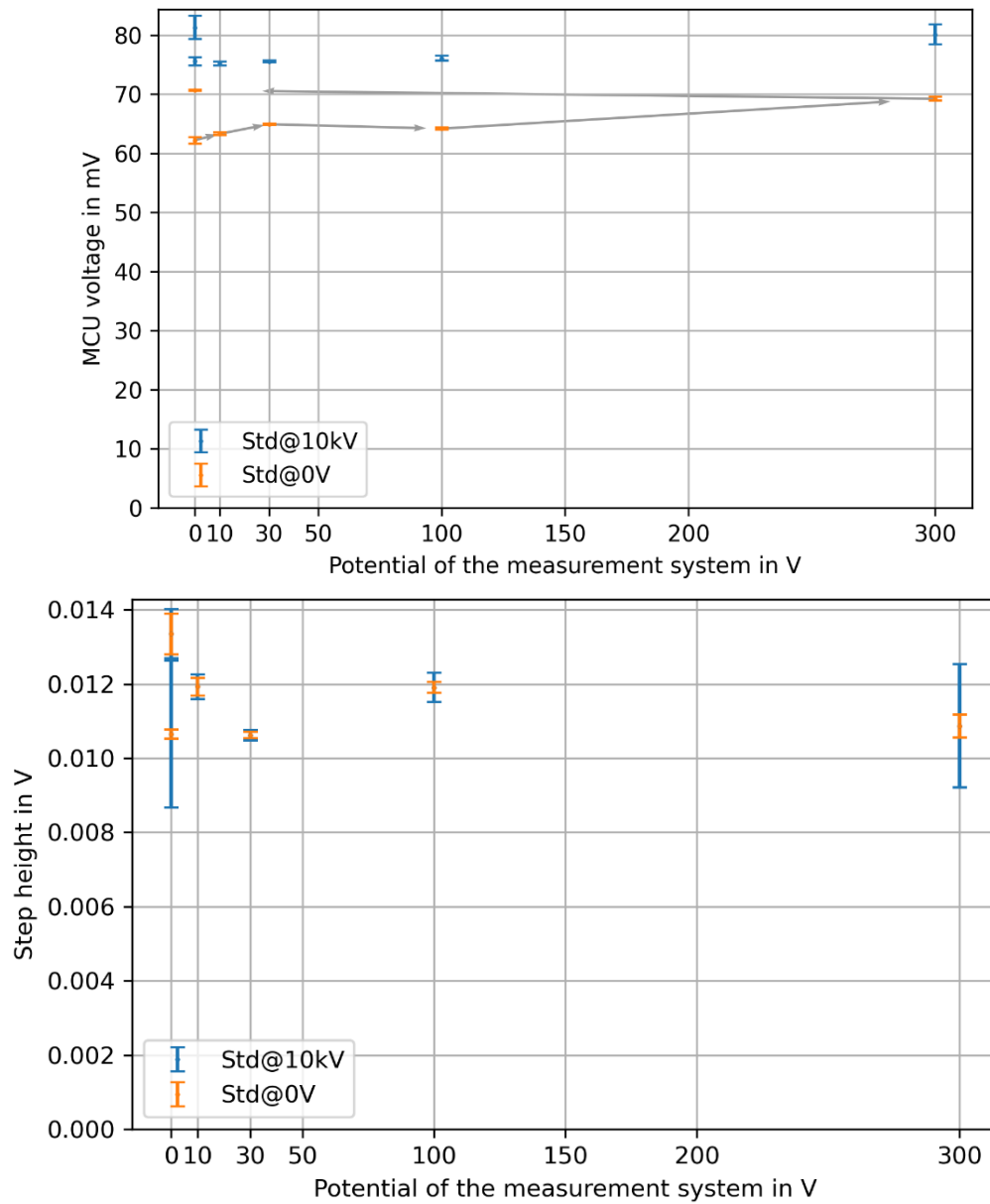
Das DC-Feld bzw. die DC-Spannung am FK wurden bei diesen Versuchen immer mit einem Zeilentransformator für positive Spannungen erzeugt. Bei den Einzelmessungen wurde der FK für  $2,5 \text{ min}$  kurzgeschlossen, für  $5 \text{ min}$  mit  $10 \text{ kV}$  versorgt und danach wieder für  $2,5 \text{ min}$  kurzgeschlossen.

Beispielhaft sind hier die Zeitverläufe der ersten Messungen mit  $0 \text{ V}$  und  $10 \text{ V}$  gezeigt (Abb. 101), da für diese Messungen auch die Temperatur des Temperatur-Controllers (TEC) mit protokolliert werden konnte. Hierfür wurde der Laptop, der die Werte des TEC aufzeichnet und über eine RS-232 Verbindung leitfähig mit dem System verbunden ist, über Akku und isoliert betrieben.

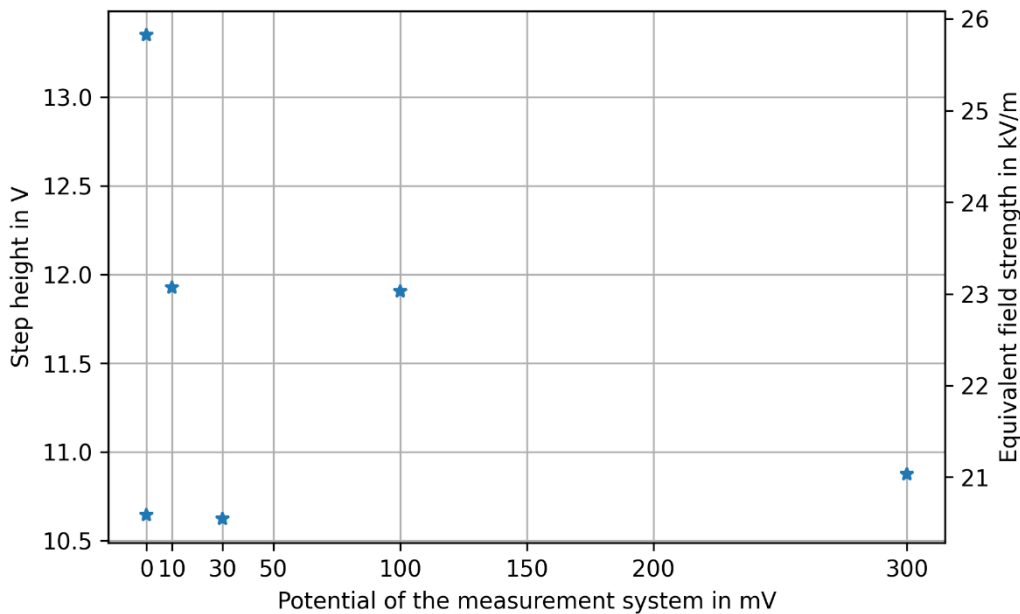


**Abb. 101:** Links: Messung mit 0 V am Gehäuse des Messsystems. Rechts: bei 10 V am Gehäuse. Grün dargestellt sind die aufgezeichneten Temperaturwerte des TEC, orange die mit einem gleitenden Mittelwert über eine Sekunde gemittelten Messwerte.

Um die Auswirkung des Potentials von den Auswirkungen der Temperaturregelung zu trennen, wurden die Sprunghöhen je Einzelmessung ausgewertet. Dazu wurden die Werte der ersten beiden Minuten zur Bestimmung des Mittelwertes bei 0 V/m herangezogen. Über die Werte für rund 4 min, während die Hochspannung am FK angelegt war, wurde der Mittelwert und die Standardabweichung berechnet. Schlussendlich wurden die Mittelwerte mit Feld und ohne Feld subtrahiert und gemeinsam mit der jeweiligen Standardabweichung in Abb. 102 unten aufgetragen.



**Abb. 102:** Oben: Rohdaten des Messsystems in V für die Ermittlung der Sprunghöhen des Ausgangssignals für Sprünge von 0 kV (orange) auf 10 kV (blau) am FK für verschiedene Potentiale am Messsystem. Unten: Ermittelte Sprunghöhen mit Standardabweichung der Rohdaten aus den Werten des oberen Diagramms. In Abb. 103 ist der relevante Abszissenwert vergrößert dargestellt.



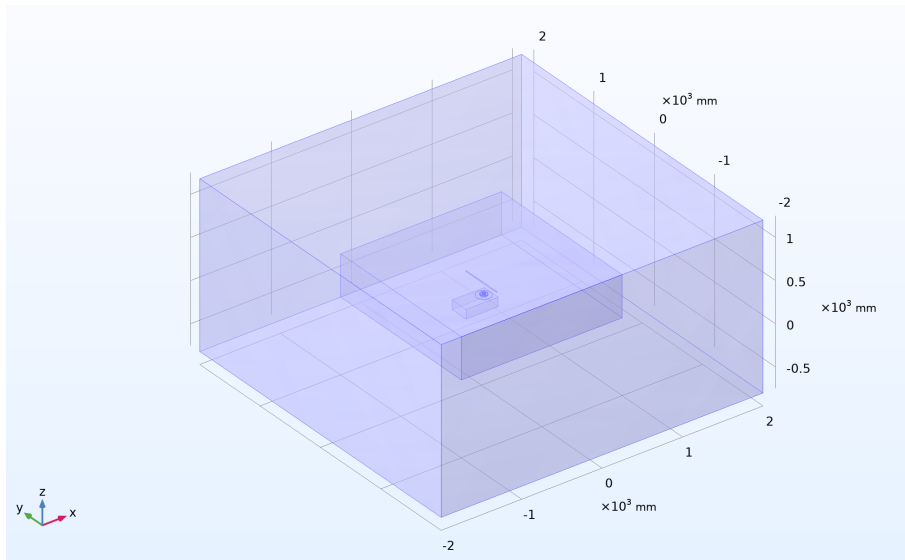
**Abb. 103:** Gemittelte Sprunghöhen des Ausgangssignals des Messsystems für Sprünge von 0 kV auf 10 kV am FK für verschiedene Potenziale am Messsystem. Die Standardabweichungen sind teilweise sehr unterschiedlich und hängen mit unterschiedlich großen Regelzyklen des TEC zusammen. Speziell die Messung mit einem Potenzial von 300 V und die zweite Messung mit 0 V Potenzial am Gehäuse mussten aufgrund höherer Temperaturen im Labor ( $>25,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) mit einer höheren Leistung am TEC durchgeführt werden um eine Temperatur-Regelung um  $24\text{ }^{\circ}\text{C}$  zu ermöglichen.

Aus Abb. 102 folgt, dass die Auswirkungen des Potentials (in dem betrachteten Bereich) deutlich geringer sind, als die des TEC. Die Abfolge der Messpunkte ist durch graue Pfeile im Diagramm angedeutet, wobei die Ausgangssignale (MCU Voltage in mV) noch den Offset inkludieren. Speziell beim Rücksprung von 300 V auf 0 V am Gehäuse ist kaum eine Änderung bemerkbar. Wäre eine Potenzialabhängigkeit auf den Offset und die Steigung vorhanden, so müsste sie speziell hier bei diesem Messpunkt zu Tage treten und gegenläufig zum Verlauf zwischen 0 V und 300 V sein (Abb. 102 oben).

## 5.5.10. Einfluss einer Feldinhomogenität

### 5.5.10.1. Aufbau der Simulation

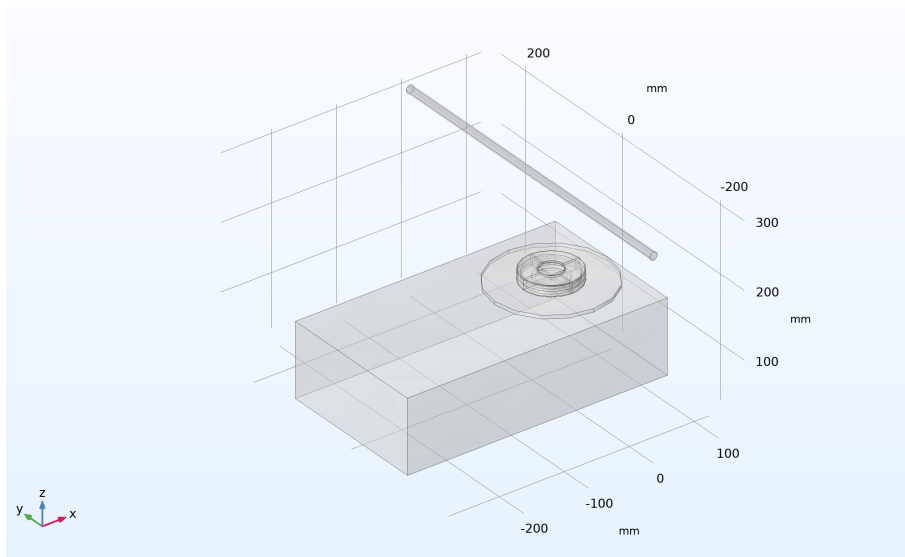
Für die Simulationen der Feldinhomogenitäten und deren Auswirkungen auf das elektrische Feld am Ort des MEMS-Sensors wurde der Laboraufbau nachgebildet (Abb. 104). Dabei wird der Plattenkondensator, dessen Elektroden im Laboraufbau durch Drahtgitter gebildet werden, durch zwei parallele Ebenen angenähert. Die untere Ebene liegt auf Ground, die obere auf +10 kV, sodass beim Plattenabstand von 0,5 m das ungestörte Feld  $20\text{ kV/m}$  beträgt.



**Abb. 104:** Geometrischer Aufbau der Simulation. Äußerer Quader: Simuliertes Volumen ( $4 \times 4 \times 2$  m), mittlere Quader: Plattenkondensator, innerer Quader: Messsystem, dünner Stab in  $y$ -Richtung: Elektrode für inhomogenes Feld.

Das annähernd homogene Feld des Plattenkondensators wird durch eine zusätzliche Elektrode, in Abb. 105 als Stab über dem Messsystem sichtbar, stark verzerrt und damit inhomogen. Der Stab befindet sich mittig, 20 cm unter der oberen Elektrode des Plattenkondensators. Alle metallischen Komponenten des Messsystems sind ebenfalls geerdet.

Das Messsystem darunter wird entlang der  $x$ -Achse verschoben ( $x$ -Offset), sodass der Einfluss der sich ändernden Feldverzerrung bestimmt werden kann.

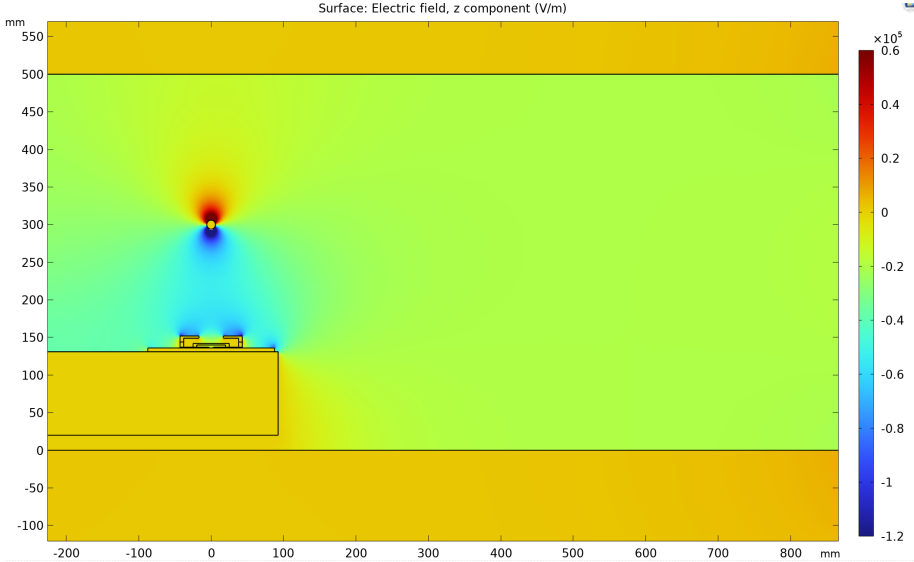


**Abb. 105:** Messsystem und darüberliegende Elektrode (Stab) zur Erzeugung des inhomogenen Feldes.

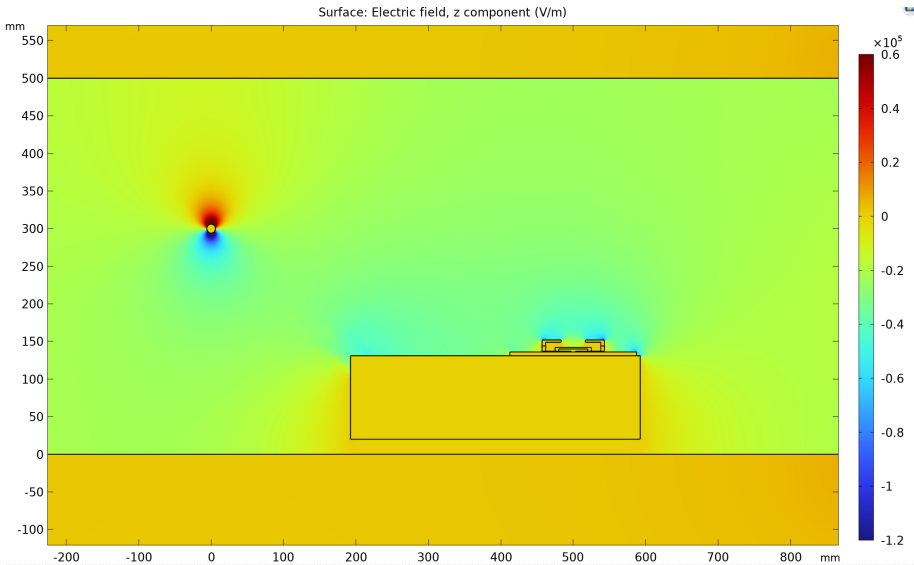
### 5.5.10.2. Feldverteilung

Beispielhafte Ergebnisse der  $z$ -Komponente des elektrischen Feldes sind in Abb. 106 und Abb. 107 dargestellt, mit unterschiedlichen Positionen des Messsystems unter dem

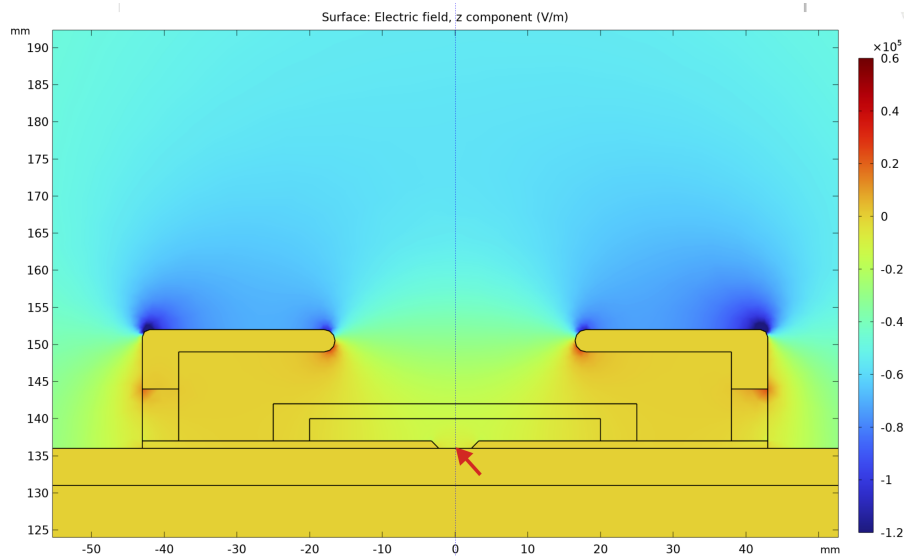
Stab ( $x$ -Offset von 0 bzw. 500 mm). Eine Detailaufnahme der Simulation für  $x$ -Offset = 0 mm ist in Abb. 108 zu sehen. Der Pfeil bezeichnet dabei die Position, bei der die Feldstärke für Abb. 109 ausgewertet wurde.



**Abb. 106:** Feldverteilung in der Messanordnung bei einem  $x$ -Offset des Messsystems von 0 mm, die Stabelektrode befindet sich genau über der Öffnung des Messsystems.



**Abb. 107:** Feldverteilung in der Messanordnung bei einem  $x$ -Offset des Messsystems von +500 mm.



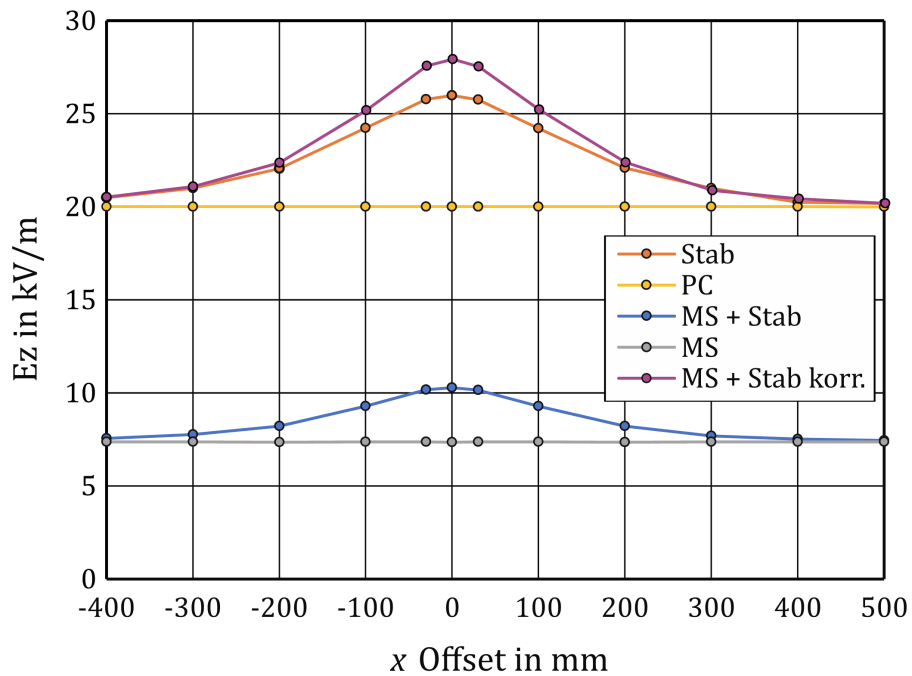
**Abb. 108:** Oberer Teil des Messsystems. Der Pfeil bezieht sich auf jene Stelle, bei welcher der MEMS-Chip die elektrische Feldstärke misst.

Der Gradient des elektrischen Feldes  $\partial E_z / \partial x$  direkt über dem MEMS-Sensor an der Position  $x = 0$ , direkt unter der Stabelektrode, ist  $-911 \text{ kV/m}^2$  und sinkt auf  $-644 \text{ kV/m}^2$  bei der Position  $x = -400 \text{ mm}$ .

### 5.5.10.3. Ergebnisse

Beispielhafte Ergebnisse der  $z$ -Komponente des elektrischen Feldes sind in Abb. 109 dargestellt. Der nominale Wert für das elektrische Feld des Plattenkondensators (PC) im ungestörten Fall beträgt  $20 \text{ kV/m}$ . Der Wert der Simulationen weicht im betrachteten Bereich weniger als  $1\%$  vom nominalen Wert ab (siehe gelbe Kurve). Wird das Messsystem (MS) in den Feldraum eingebracht, so wird das Feld am Ort des Sensors einerseits durch das geerdete System vergrößert, da der Abstand hin zur oberen Feldelektrode verringert wird und andererseits verringert, da die Biaselektrode einen schirmenden Effekt verursacht. Die resultierende Feldstärke beträgt  $7,35 \text{ kV/m}$ ,  $\approx 35\%$  des nominalen Wertes (graue Kurve). Wird in den Feldraum ein Stab eingebracht, der auf dem Potenzial der oberen Elektrode liegt, so wird das Feld stark verzerrt und inhomogen. Ohne Messsystem und am Ort des hier fiktiven Sensors wird die Feldstärke angehoben und hängt nun auch von der  $x$ -Entfernung ( $x$ -Offset) zum Stab ab (orange Kurve).

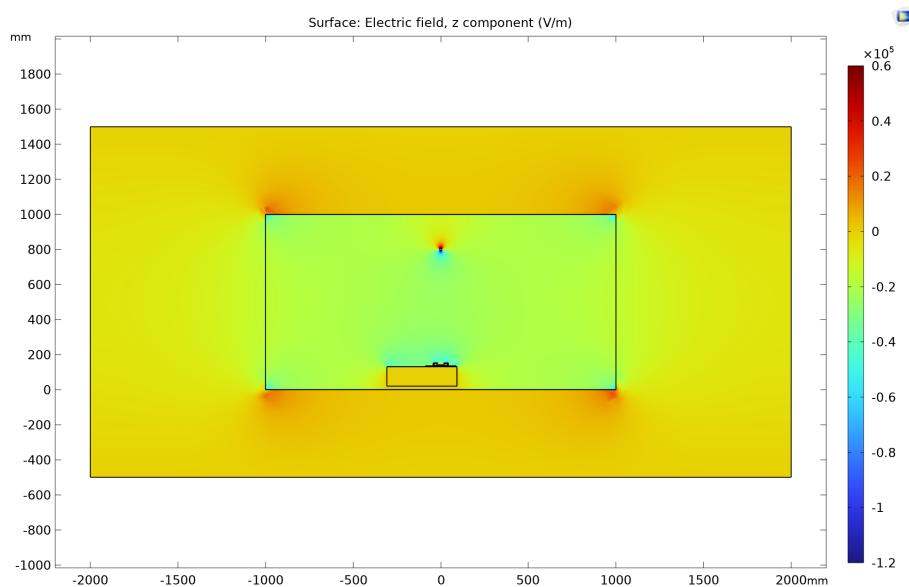
Wird nun zusätzlich das Messsystem dazugegeben, so wird die blaue Kurve erhalten. Diese weicht von der orangen Kurve (Stab ohne Messsystem) durch mehrere Effekte ab. Erstens durch den schirmenden Effekt der Biaselektroden (Abschwächung), zweitens durch das geerdete Gehäuse (Verstärkung) und drittens durch den Einfluss des inhomogenen Feldes. Die ersten beiden Effekte können durch Multiplikation der blauen Kurve mit dem Faktor PC/MS korrigiert werden. Die verbleibende Abweichung der korrigierten Kurve (violett) zu jener des ungestörten Stabes (orange Kurve) ergibt den Einfluss des inhomogenen Feldes. Die Abweichung beträgt hier maximal rund  $8\%$ .



**Abb. 109:** Stärke der z-Komponente des elektrischen Feldes am Ort des MEMS-Sensors für unterschiedliche x-Positionen des Messsystems (MS). Ergebnisse der Feldbeeinflussungen durch Stab ohne Messsystem (orange Kurve), Stab mit Messsystem (blaue Kurve) und Messsystem ohne Stab (graue Kurve). Im Vergleich dazu die gelbe Kurve, das Feld des Plattenkondensators (PC) ohne Stab und ohne Messsystem. Wird die blaue Kurve mit dem Faktor PC/MS korrigiert, so wird die violette Kurve erhalten (MS + Stab Korr.)

Die gewählte Geometrie war durch den realisierbaren Laboraufbau vorgegeben, Größe des Messsystems und Abstand des Stabes zur Erzeugung des inhomogenen Felds groß im Vergleich zum Plattenabstand. In der realen Anwendung unter Hochspannungstrassen ist von einem wesentlich günstigeren Verhältnis auszugehen. Um diese Annahme zu bestätigen, wurde eine weitere Simulation durchgeführt mit einem doppelt so großen Plattenabstand bei gleichbleibender Feldstärke und gleichem Abstand des Stabes von der oberen Platte (siehe Abb. 110). Hier zeigt sich, dass Abweichung auf rund 1% absinkt.



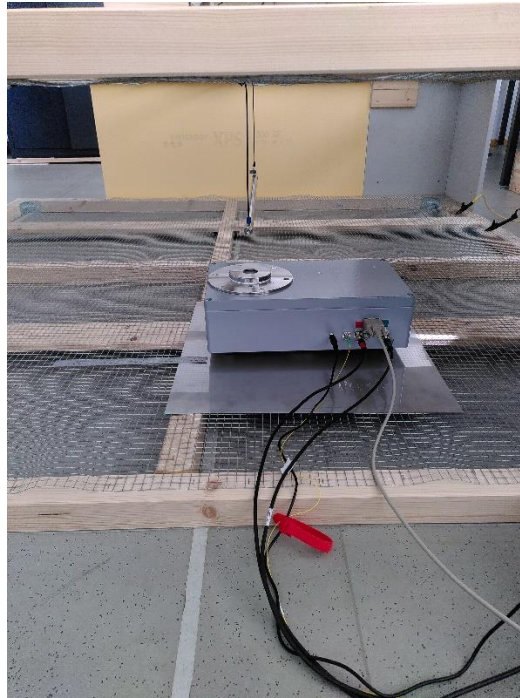


**Abb. 110:** Modell zur Bestimmung des Einflusses der Inhomogenität bei vergrößertem Abstand der Feldplatten.

#### 5.5.10.4. Messergebnisse

Das E-Feld-Messsystem wurde für diese Untersuchungen über eine externe 12V Spannungsquelle versorgt und über die 4-mm Federstecker-Buchse geerdet im Feldkondensator (FK) positioniert.

Durch den Einbau eines 50 cm langen Stahlrohres in den FK wird das elektrostatische Feld im FK inhomogen. Das Rohr hat einen Durchmesser von 12 mm. Die Stange wird von der oberen Elektrode hängend eingebracht. Der Abstand des Zentrums der Stange zur oberen Elektrode ist dabei 20 cm (Abb. 111).

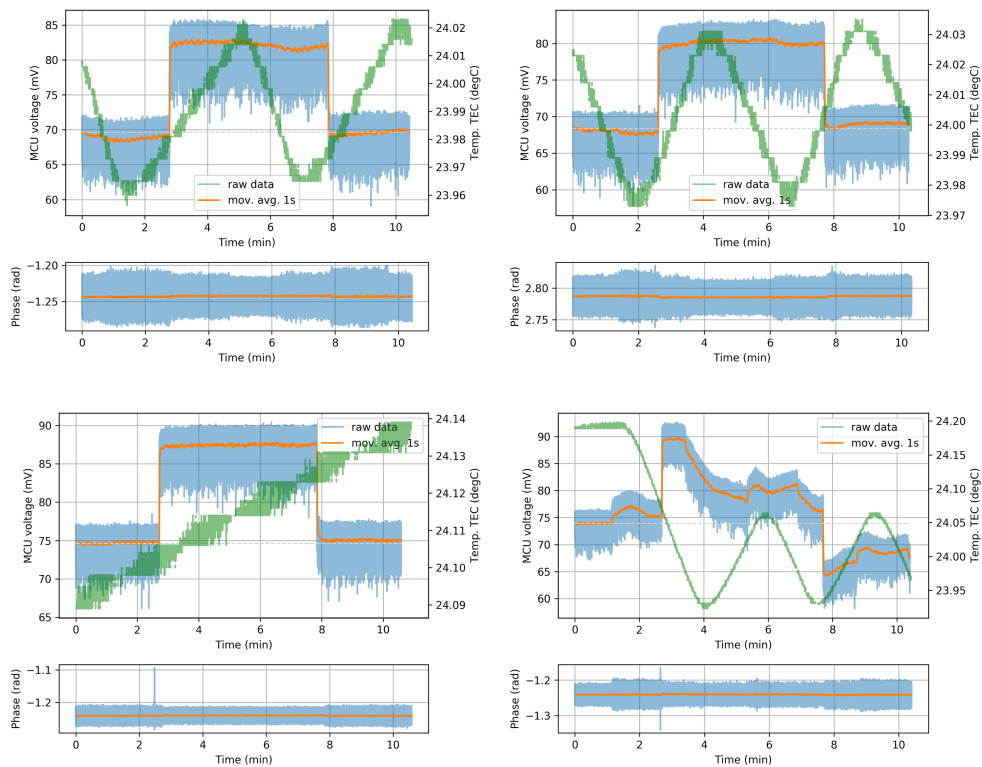


**Abb. 111:** Messaufbau zur Charakterisierung der Auswirkung von Inhomogenitäten und Feldgradienten. Eine Stange aus Edelstahl ist leitfähig mit der oberen Elektrode des FK verbunden und wurde 20 cm unterhalb der oberen Elektrode positioniert.

Das DC-Feld bzw. die DC-Spannung am FK wurden bei diesen Versuchen immer mit einem Zeilentransformator für positive Spannungen erzeugt. Bei den Einzelmessungen wurde der FK für 2,5 min kurzgeschlossen, für 5 min mit 10 kV versorgt und danach wieder für 2,5 min kurzgeschlossen.

Das Messsystem wurde für die Einzelmessungen lateral verschoben. Es wurden pos. Verschiebungen von 3 cm, 10 cm, 30 cm (im Bild nach rechts) und neg. Verschiebungen von -3 cm, -10 cm, -30 cm (im Bild nach links) durchgeführt.

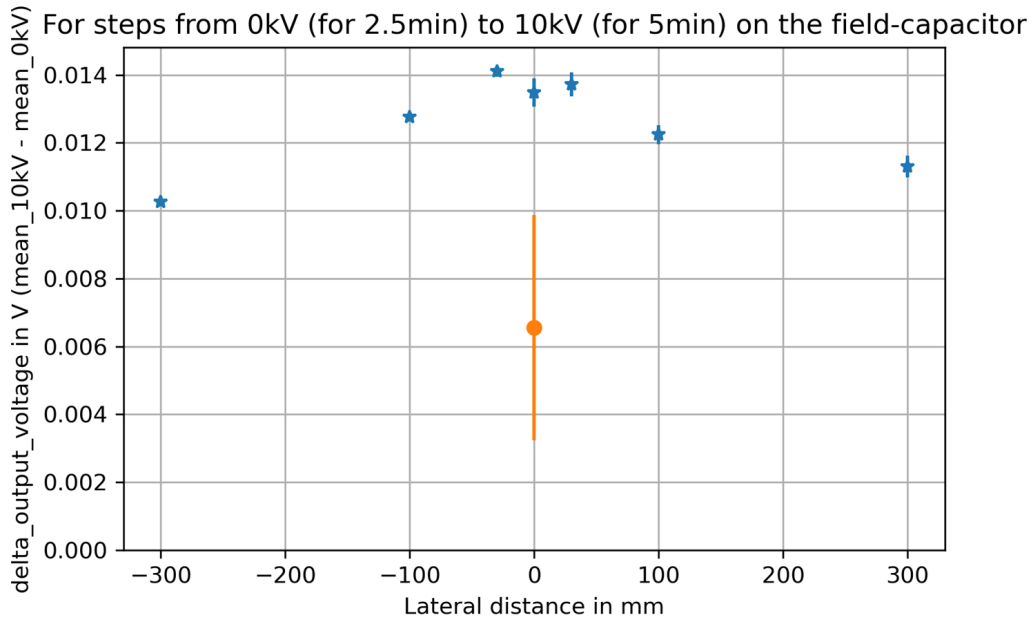
Beispielhaft sind hier vier Zeitverläufe gezeigt, wobei der letzte Zeitverlauf bzw. die letzte Messung das Verhalten und die Auswirkung einer Anpassung der Parameter des TEC zeigen soll (Abb. 112).



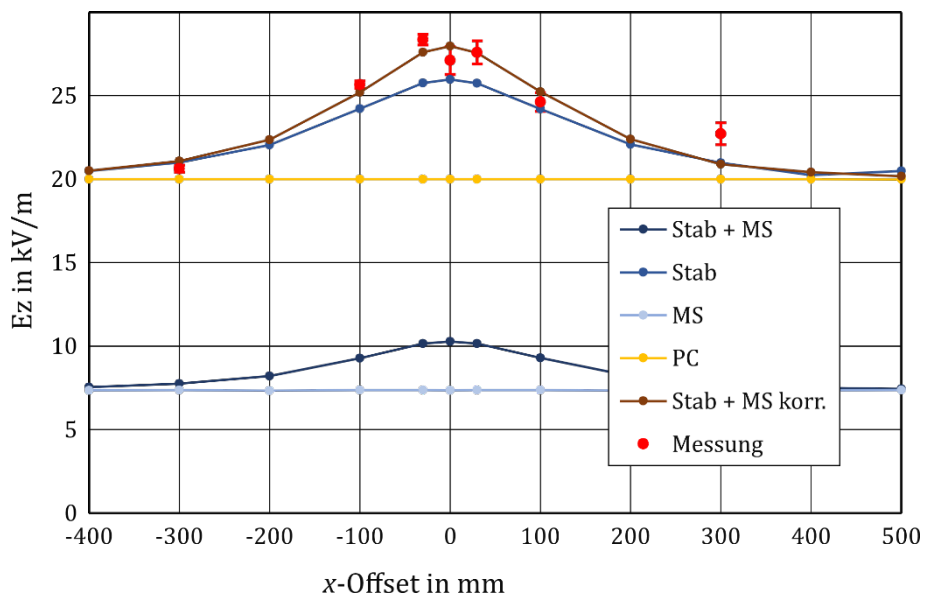
**Abb. 112:** Messung bei verschiedenen Verschiebungen: links oben) ohne Verschiebung, rechts oben) 10 cm nach rechts, links unten) 10 cm nach links (Die Temperatur steigt während der Messung stetig an.) und rechts unten) ohne Verschiebung (Die Ausgangsleistung des TEC musste erhöht werden um Driften der Temperatur in der Sonde zu vermeiden.). In Grün die aufgezeichneten Temperaturwerte des TEC. In Orange die mit einem gleitenden Mittelwert über eine Sekunde gemittelten Messwerte.

Um die Auswirkung des Potentials von den Auswirkungen der Temperatur-Regelung zu trennen wurden die Sprunghöhen je Einzelmessung ausgewertet. Dazu wurden die Werte der ersten beiden Minuten zur Bestimmung des Mittelwertes bei 0 V/m herangezogen. Über die Werte während rund 4 min in denen die Hochspannung am FK angelegen war, wurde der Mittelwert und die Standardabweichung berechnet. Schlussendlich wurden die Mittelwerte mit Feld und ohne Feld subtrahiert und gemeinsam mit der Standardabweichung in Diagramm (Abb. 113) aufgetragen.

In Abb. 114 werden diese gemessenen Werte mit den simulierten Feldwerten aus dem vorangegangenen Kapitel verglichen. Dazu wurden die gemessenen Spannungen mit den Werten der Kalibrierung umgerechnet. Einzig jener Messwert (orange), bei dem die Regelleistung erhöht worden war, ist bei dieser Gegenüberstellung unterdrückt worden. Bei aller gegebenen Vorsicht aufgrund des hohen Einflusses der Temperatur lässt sich hier aber kein Einfluss eines inhomogenen Feldes auf die Messung ablesen. Zudem ist durch die stabförmige Elektrode mit einem Abstand von etwa 15 cm das Feld ungleich inhomogener als im realen Fall unter einer Hochspannungsleitung.



**Abb. 113:** Gemittelte Sprunghöhen des Ausgangssignals des Messsystems für Sprünge auf 10 kV am FK für verschiedene laterale Distanzen des Messsystems zur Störstelle. Die Standardabweichungen sind teilweise sehr unterschiedlich und hängen mit unterschiedlich großen Regelzyklen des TEC zusammen. Der in Orange eingezeichnete Messwert ist von einer Messung bei der die Ausgangsleistung des TEC während der Messung erhöht werden musste um ein Davon-Driften der Temperatur in der Sonde zu vermeiden.



**Abb. 114:** Vergleich der gemessenen (Abb. 113) mit den simulierten Werten (Abb. 109). Die gemessenen Werte wurden mit den Werten der Kalibrierung umgerechnet.

## 5.6. Validierung

### 5.6.1. Validierung bei DC-Feldern

Für die Validierung bei DC-Feldern in den Labors der UWK wurden analog zur Kalibration zwei Gruppen von Messungen im Feldkondensator (FK) durchgeführt. Die erste Gruppe bildet dabei einen höheren Feldstärkebereich ab.

Hinsichtlich des zeitlichen Ablaufes der Messungen wurden zwei Herangehensweisen angewendet. Einerseits wurde ausgehend vom geerdeten und somit feldfreien FK nach 1,5 min ein Sprung auf einen zuvor eingestellten Spannungs- bzw. Feldwert durchgeführt. Nach einer Zeitdauer von 5 min wurde die Spannung am FK wieder abgeschaltet und der FK wieder für 1,5 min geerdet.

Andererseits wurden verschiedene Spannungs- bzw. Feldwerte in einer laufenden Messung eingestellt und der Zeitpunkt für die darauffolgende Auswertung notiert. Der eingestellte Wert wurde für 5 min belassen, bevor der nächste Wert eingestellt wurde. Der FK wurde erst am Schluss, nach Messung aller Feldwerte wieder geerdet, außer es war beim Umbau auf eine andere Hochspannungsquelle auch zwischendurch eine Erdung erforderlich.

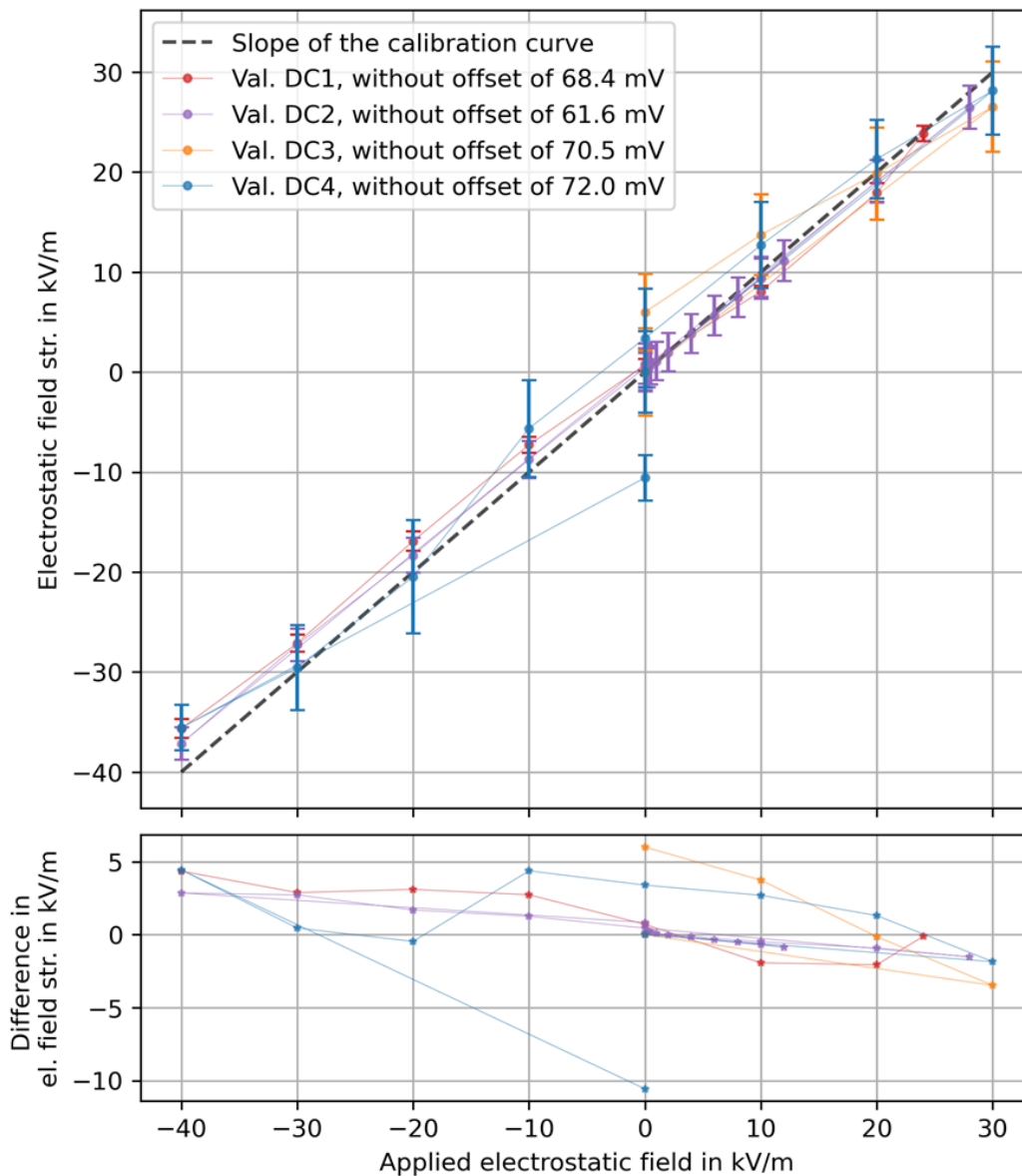
Beide Herangehensweisen wurden für vier unabhängige Validierungsmessungen genutzt welche in Abb. 115 als "Val. DC\_" angeführt sind.

Die Messungen wurden einerseits mit möglichst stabilen Umgebungsbedingungen und, damit einhergehend, geringem Leistungsbedarf des Temperaturcontrollers (TEC) durchgeführt und andererseits mit aggressiveren Einstellungen des Temperaturcontrollers. Damit werden nicht nur ‚best-case‘ Ergebnisse unter Laborbedingungen abgebildet. Änderungen an den Einstellungen wurden im Text angeführt (max. Ausgangsleistung, Skalierungsfaktor der Heizung sowie der Kühlung). Grundsätzlich ist zu beachten, dass mehr Leistung am TEC eine Regelung der Temperatur der Sonde auch bei größeren Temperaturdifferenzen zur Umgebung erlaubt, führt aber auch zu einem erhöhten Energieeintrag ins System und damit zu einer höheren Eigenerwärmung.

Neben der Aufnahme von Kennlinien wurden auch Langzeitmessungen über mehrere Stunden aufgenommen, welche im Anschluss diskutiert werden.

In der Legende von Abb. 115 sind die subtrahierten Offset-Werte je Messung angeführt. Mit den Differenzen zum Nullpunkt von 83,8 mV und der Steigung aus der Kalibration ergeben sich folgende Fehler des Gleichfeldes, wenn der Offset nicht, z.B. mit Roundtrip-Testmessungen, korrigiert wird. Für Val. DC1 entspricht der Nullpunkt der Kurve einem Gleichfeld von -29,9 kV/m, für Val. DC2 -42,9 kV/m, für Val. DC3 -25,7 kV/m und Val. DC4 würde -22,8 kV/m entsprechen. Damit ist erneut ersichtlich, dass die Durchführung von Roundtrip Testmessung vor jeder Messung notwendig ist. Der untere Teil des Diagramms in Abb. 115 zeigt Differenzen von bis zu 11 kV/m, welche einer Temperaturdrift zugerechnet werden müssen (sichtbar bei Einzelmessungen, nicht jedoch hier). Bei der blauen Kurve (Val. DC4) stieg die Temperatur im Messgerät um ca.

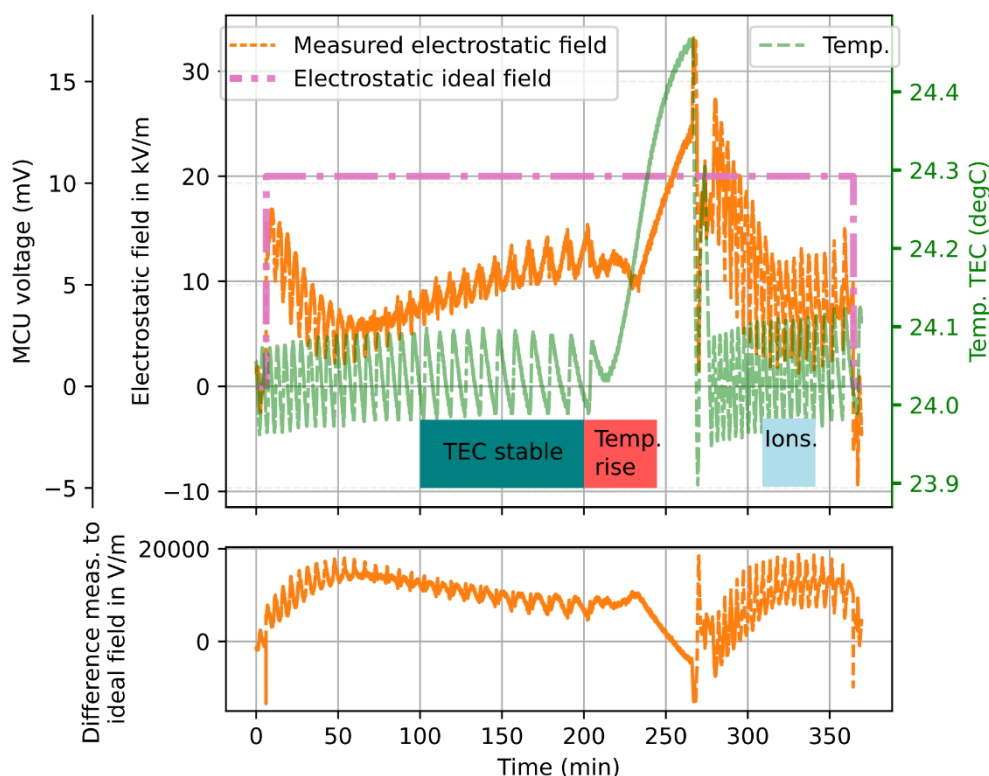
2 °C an. Die abgebildeten Streuungen der DC-Werte gehen auf die Schwankungen durch die Regelzyklen des TEC zurück. Dies zeigt die Dringlichkeit von Verbesserungen der Temperaturstabilisierung bzw. Reduktion der Temperaturabhängigkeit des Messsystems.



**Abb. 115:** Zusammenführung aller manuell durchgeführten Messungen zur Validierung für Gleichfelder. Im oberen Diagramm ist auf der Ordinate der gemessene Feldstärkewert abzulesen, während auf der Abszisse die Stärke des angelegten Feldes aufgetragen ist. Für jede Einzelmessung ist der Mittelwert als Kreis und die Standardabweichung als Fehlerbalken angeführt. Im unteren Diagramm ist die Differenz des gemessenen Wertes zum ungestörten Feldstärkewert angeführt.

## 5.6.2. Langzeitmessung unter veränderlichen Umgebungsbedingungen bei konstantem, externem Feld

Diese Messung wurde über 6 h durchgeführt. Die Einstellungen am TEC wurden mit 10% der maximalen Ausgangsleistung, einem Skalierungsfaktor für die Kühlung von 1 und einem Skalierungsfaktor für die Heizung von 0,1 gewählt. Die ersten 5 min wurde kein Feld am FK angelegt, danach wurde 10 kV über den Zeilentransformator (FBT) für positive Spannungen angelegt. Die Spannung von 10 kV (20 kV/m) wurde gewählt, um im Vergleich zu den Auswirkungen des TEC aussagekräftige Änderungen im Ausgangssignal des Messsystems zu erhalten. Die Temperatur und relative Luftfeuchtigkeit wurde außerhalb des FK mittels eines Sensors vom Typ SHT31D einmal pro Minute aufgezeichnet. Zu Beginn der Messung lagen Temperatur und relative Luftfeuchte im Labor bei rund 23,2 °C und 43%rH. Der Verlauf des Ausgangssignals ist gemeinsam mit der Temperatur im Inneren der Sonde in Abb. 116 zu sehen.



**Abb. 116:** Ausgangssignal (orange, ohne Offset, in MCU-Spannung und Feldstärke) und Temperatur (grün) des Messsystems. Start: 0 kV/m und thermisch eingeschwungen. Minute 5: 10 kV (20 kV/m), 5 min vor Ende: 0 kV. Minute 304: Jeweils für 15 min werden zwei verschiedene Ionenkonzentration eingblasen. Es ist kein Einfluss der Ionen erkennbar.

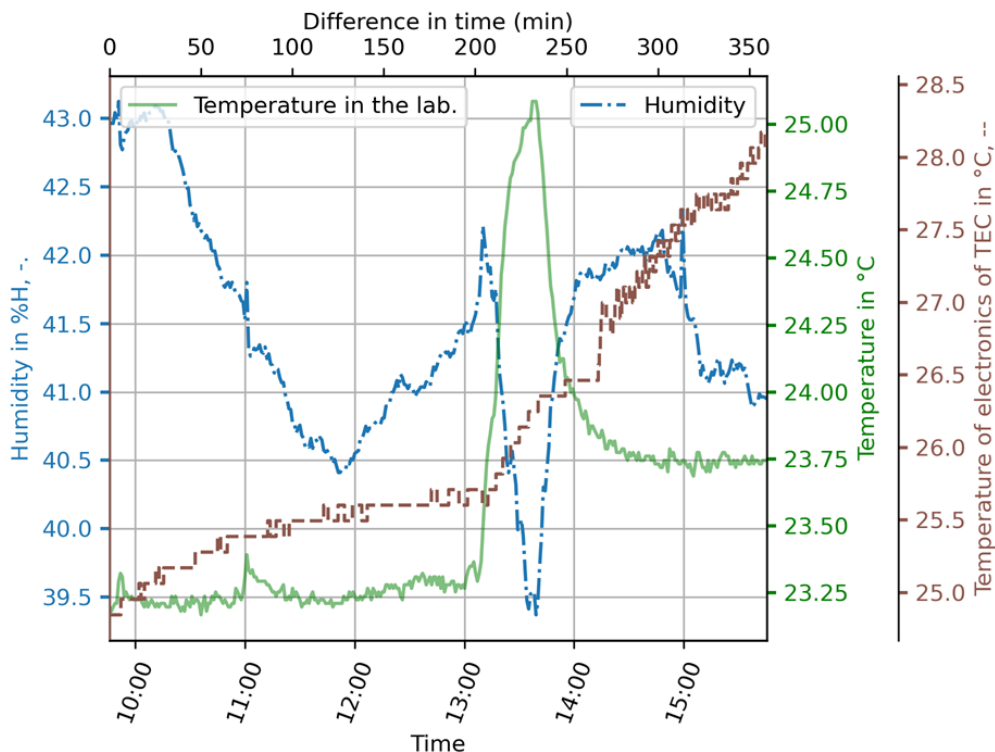
In den ersten 3 h der Messung erhöht sich die Temperatur im Inneren der Sonde stetig, kann aber durch den TEC noch kompensiert werden. Ab ca. Minute 200 steigt die Temperatur im Labor für rund 35 min um rund 2,75 °C stetig an, was dazu führt, dass der TEC mit der zur Verfügung stehenden Kühlleistung die Vorgabetemperatur von 24,0 °C nicht mehr erreichen kann. Die Temperatur in der Sonde steigt daher stetig

an. Auch das Ausgangssignal steigt hier, obwohl das elektrostatische Feld nicht verändert wurde. Ab Minute 265 wurde die Ausgangsleistung des TEC auf 30% erhöht, um ein Davontriften der Temperatur der Sonde zu verhindern.

Zwischen Minute 304 und Minute 334 werden für jeweils 15 min mittels Ionisator Ionen in zwei unterschiedlichen Konzentrationen in den FK eingeblasen. Eine Auswirkung der Ionen auf das Messsignal ist aber nicht erkennbar.

Die im unteren Teil der Abbildung angeführte Differenz des gemessenen Wertes zum ungestörten äußeren Feld zeigt die sehr starken Abweichungen.

Die parallel dazu aufgezeichnete Temperatur und relative Luftfeuchtigkeit im Labor sind in Abb. 117 zu sehen. Nach über 3 h erhöht sich die Temperatur im Labor durch Öffnen der Außenfenster um rund 1,75 °C. Dadurch steigt auch die Temperatur der Elektronik des TEC, weil mehr Leistung zur Regelung benötigt wird und die Wärme schlechter aus dem System abgeführt werden kann. Ab Minute 265 wurde die Ausgangsleistung des TEC erhöht, um ein Davontriften der Temperatur zu verhindern. Dies führt aber zu einer weiteren Erwärmung der Elektronik des TEC.



**Abb. 117:** Temperatur und Luftfeuchtigkeit im Labor und Temperatur des TEC für Abb. 116.

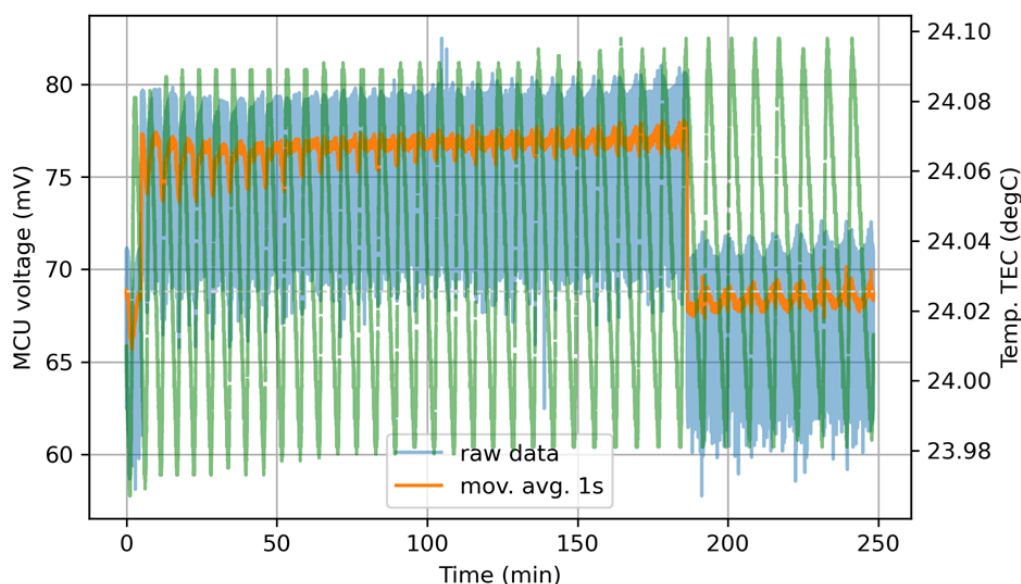
Auch hier ist der Einfluss der Temperatur deutlich sichtbar. Aus dem Temperaturverlauf des TEC in Abb. 117 zeigt über die ersten beiden Stunden einen deutlichen Anstieg (+0,5 °C), der zu einer starken Verfälschung des gemessenen Feldes führt (bis zu 20 kV/m). Die darauf erfolgten Temperaturschwankungen von weiteren 1,75 °C führen noch einmal zu einem etwa gleich großen Fehler. Ein Einfluss von Ionen konnte in diesem Aufbau nicht nachgewiesen werden.



Letztendlich muss hier festgehalten werden, dass die starke Temperaturabhängigkeit, die neben der Ionenanlagerungsproblematik die stärkste Querempfindlichkeit darstellt, eine Messung mit dem vorliegenden System unter realen Bedingungen unmöglich macht.

### 5.6.3. Langzeitmessung unter relativ stabilen thermischen Bedingungen

Bei dieser Langzeitmessung wurde das Messsystem 5 min im feldfreien FK betrieben, dann über 3 h bei 10 kV am FK bzw. einem konstanten Feld von 20 kV/m ausgesetzt und dann rund eine Stunde wieder im feldfreien FK betrieben. In Abb. 118 ist der Verlauf des Ausgangssignals gemeinsam mit der geregelten Temperatur der Sonde ersichtlich. Über die Dauer der Messung ändert sich die Temperatur im Labor nur um 0,26 °C. Vor und nach der Messung wurden Roundtrip-Testmessungen durchgeführt.

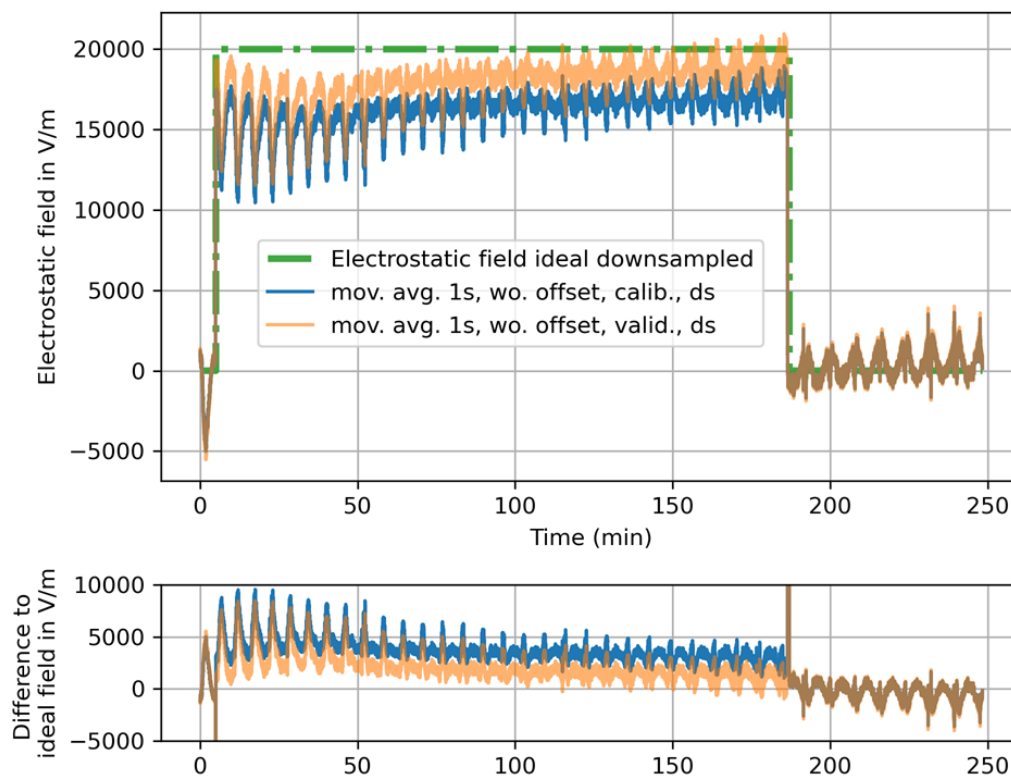


**Abb. 118:** Ausgangssignal (blau und gemittelt orange) des MCU und Temperatur (grün) in der Sonde (äquivalente Feldwerte und Ereignisse siehe Abb. 119). Bis Minute 5 und ab Minute 180: FK kurzgeschlossen (0 V/m). Dazwischen: 10 kV am FK (20 kV/m).

Vor und nach der Langzeitmessung wurde je eine Roundtrip-Testmessung durchgeführt. Die Roundtrip Messung lieferte für Null Feld vor der Messung 68,25 mV während der Wert nach der Messung bei 68,33 mV liegt. Im Vergleich dazu ist der Mittelwert über die ersten 5 min des mittels gleitendem Mittelwert gefilterten Ausgangssignals 67,78 mV. Für die letzte Stunde beträgt der Mittelwert 68,42 mV. Für die nachfolgend durchgeführte Subtraktion des Offsets für die im Anschluss durchgeführte Umrechnung der Messwerte in Feldstärkewerte wurde der Wert der Roundtrip-Testmessung vor der Langzeitmessung verwendet.

Um die Messdaten effizient weiter verarbeiten zu können, wurde die mit dem gleitenden Mittelwert gefilterten Daten von der originalen Abtastrate von 10 kHz auf 10 Hz unterabgetastet.

Unter Verwendung des Umrechnungsfaktors aus der Kalibrierkurve wurden die Messdaten in Feldstärkewerte umgerechnet. Gemeinsam mit dem idealen Verlauf des vorgegebenen äußeren Feldes sind diese Werte in Abb. 119 dargestellt. Im unteren Teil der Abbildung ist auch die Differenz zum Sollwert angeführt, welche speziell zu Beginn der Messung stärker ausfällt und aufgrund der Schwankungen, die vom TEC verursacht werden nahezu 10 kV/m erreicht. Vergleichsweise wurde auch eine Umrechnung unter Verwendung des Umrechnungsfaktors aus einer Validierungsmessung angeführt, wobei die Validierungsmessung gleich im Anschluss an die gezeigte Messung über 4 h durchgeführt wurde.



**Abb. 119:** Vergleich der in Feldstärke umgerechneten Messdaten mit dem idealen Verlauf der unverzerrten Feldstärke. Beide Verläufe an Messdaten wurden auf eine Abtastrate von 10 Hz heruntergetaktet. In Blau sind die mittels der Kalibrierkurve umgerechneten Werte der Feldstärke angeführt, während in Orange die, mittels der im Anschluss an diese Messung aufgenommene Validierungskurve  $0,000\ 468\text{mV}/(\text{V}/\text{m})$  umgerechneten Werte, zu sehen sind. Unteres Diagramm: Differenz Messwerte zu idealer Feldstärke.

Die Messung in Abb. 119 zeigt, dass die Fehler im Vergleich zur weiter zurückliegenden Kalibrierung (blaue Kurve) rund doppelt so groß sind, wie die zur am gleichen Tag durchgeführten Validierung. Nach 2 h war das Messsystem thermisch gut eingeschwungen (kleine und gleichmäßige Regelzyklen, konstante Spitze-Spitze-Werte der grünen Kurve in Abb. 118), die Fehler waren kleiner 3 kV/m. Auch der Rücksprung auf 0 V/m wird mit vergleichbarem Fehler gut abgebildet. Über die letzten 60 min bei 0 V/m kann eine Drift von 2 kV/m beobachtet werden. Ob hierfür allein die Temperaturschwankungen verantwortlich sind, ist nicht klar.

## 5.6.4. Validierung bei AC-Feldern

Es wurden drei Messungen zur Validierung bei AC-Felder durchgeführt. Bei den ersten beiden Messungen wurden 0 V/m gefolgt von verschiedenen Wechselspannungen in aufsteigender Reihenfolge für jeweils 5 min an den FK angelegt. Aus den Messdaten wurde dann je Hochspannungswert ein Zeitabschnitt von rund 4,3 min verwendet, um über eine Frequenzanalyse nach Welch den Amplituden-Wert bei 50 Hz zu berechnen.

Bei der dritten Messung wurde eine Wechselspannung von 2 kV<sub>RMS</sub> für eine Stunde am FK angelegt. Diese Messung wurde verwendet, um die Auswirkung unterschiedlich langer Auswertintervalle für die Auswertung nach Welch zu untersuchen.

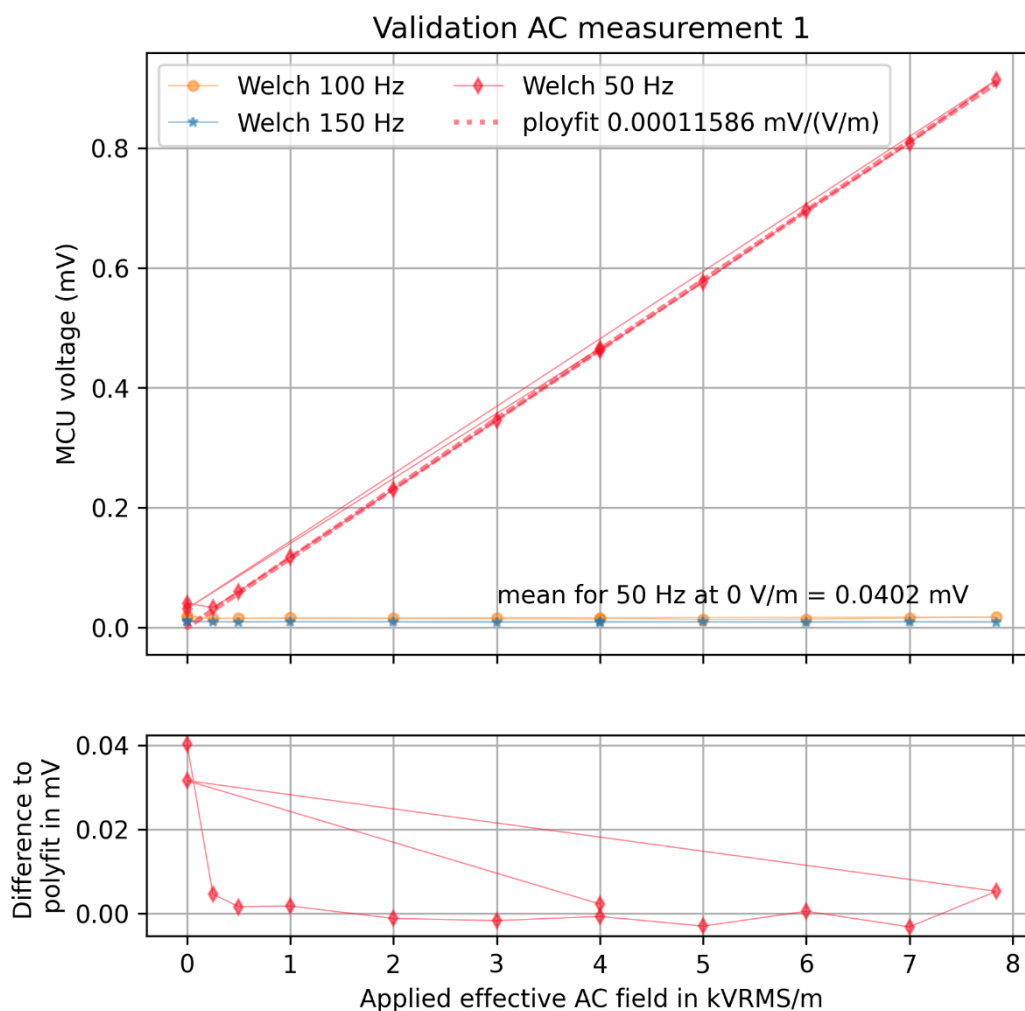
### 5.6.4.1. Stabilität der Steigung

Die ersten beiden Validierungsmessung dienten der Diskussion der Stabilität der Steigung. Beide wurden nach dem gleichen Procedure durchgeführt. Exemplarisch werden hier die Ergebnisse der ersten der beiden angeführt, aber beide in Abb. 122 bei der Bewertung der Ergebnisse angeführt.

Zuerst wurde 0 V<sub>RMS</sub>/m für 30 min angelegt, um einen soliden Wert für die Auflösungsgrenze zu bekommen. Der FK war bei allen Wiederholungen von 0 V/m kurzgeschlossen. Die folgenden Effektivwerte der Spannungen wurden daraufhin für jeweils 5 min am FK angelegt: 125, 250, 500, 1 000, 1 500, 2 000, 2 500, 3 000, 3 500, 3 920, 0, 2000 V<sub>RMS</sub> mit den entsprechenden Effektivwerten der Wechselfeldstärken von 0, 250, 500, 1 000, 2 000, 3 000, 4 000, 5 000, 6 000, 7 000, 7 840, 0, 4 000 V<sub>RMS</sub>/m. Der Wert bei 4 000 V<sub>RMS</sub>/m wurde zum Schluss nochmals angefahren, um Effekte durch die Reihenfolge der angefahrenen Spannungswerte auszuschließen. Die Auswertung der Messung ist im Abb. 120 folgenden Diagramm zu entnehmen. Die auf die Feldstärke umgerechneten Werte finden sich in Abb. 122.

Die Messung zeigt drei wesentliche Dinge. Erstens ist bei 0 V<sub>RMS</sub>/m eine leicht erhöhte Amplitude zu erkennen, welche als Offset, bedingt durch die Elektronik, gesehen werden kann. Zweitens, die Abhängigkeit des Amplituden-Wertes gegenüber dem Feld bei 50 Hz ist gut durch einen linearen Fit anzunähern. Die maximale Abweichung vom Fit ist 0,04 mV bei 0 V/m und sonst unter 0,01 mV. Der Maximalwert entspricht mit der ermittelten Kennlinie 346,9 V/m. Drittens, die ermittelte Steigung der Kennlinie von 0,000 115 mV/(V<sub>RMS</sub>/m) weicht markant ab von der in der Kalibrierung ermittelten Steigung von 0,000 138 6 mV<sub>RMS</sub>/m. Die Bewertung der Ergebnisse findet gemeinsam mit der Validierungsmessung 2 in 5.6.4.3 statt.

Eine Umrechnung der Messdaten in Feldstärkewerte mithilfe der Kalibrierfunktion und eine Bewertung der Ergebnisse im Vergleich zu herkömmlicher Messtechnik für niederfrequente Felder erfolgt in Kap. 5.6.4.3.

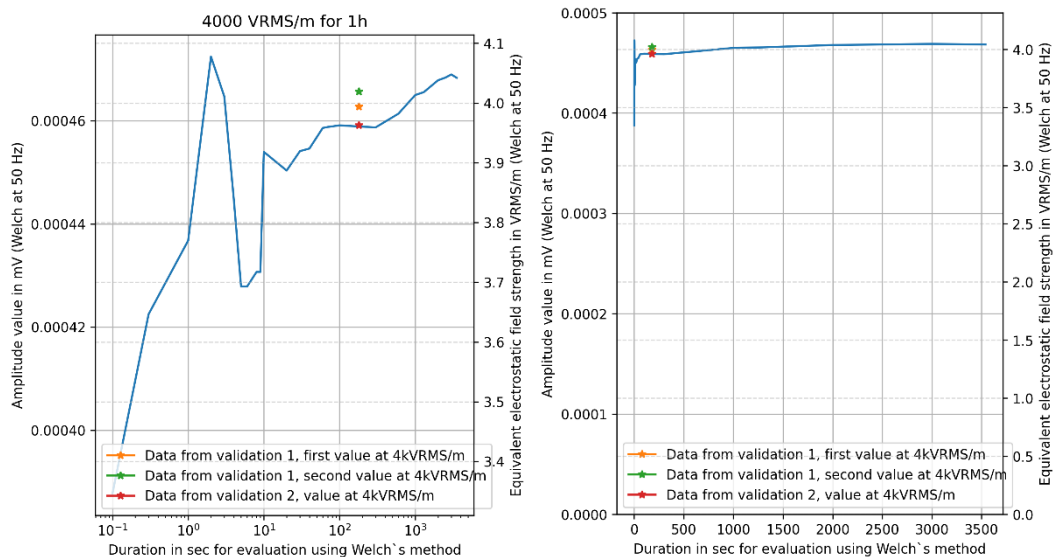


**Abb. 120:** Amplituden-Werte aus der Frequenzanalyse nach Welch. Rote, dicke Linie: linearer Fit, ohne Werte bei 0 V/m (mit umgerechneten Feldwerten siehe Abb. 122). Unten: Abweichung der ermittelten Amplitudenwerte vom Fit aufgetragen. Die Parameter für die Steigung des Fits und den Mittelwert bei 0 V/m sind im Diagramm angeführt.

#### 5.6.4.2. Einfluss der Dauer des Auswertintervalls

Bei dieser Untersuchung sollte eine optimale Länge für das Intervall zur Frequenzanalyse gefunden werden. Hier gilt es Messdauer und Genauigkeit gegeneinander abzuwägen. In der Messung wurde eine AC-Spannung von 2 kV<sub>RMS</sub> mit 50 Hz für eine Stunde am FK angelegt. Es wurden Auswertungen des Amplitudenwerts nach Welch mit verschiedenen Auswertintervallen zwischen 0,1 s bis 3 540 s durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abb. 121 zusammengefasst. Darin enthalten sind auch die Ergebnisse aus den anderen Validierungsmessungen zu Wechselfeldern für denselben Feldstärkewert (farbige Punkte).

Aus Abb. 121 ist ersichtlich, dass der Fehler des errechneten Feldes für Auswertintervalle >100 s bei etwa 1% liegt. Da die Abweichungen der Amplitudenwerte vom Trend im Bereich 1 – 10 s nicht schlüssig erklärt werden können und möglicherweise nur für diese Messung in dieser Form auftreten, wird eine Messdauer von 100 s empfohlen.



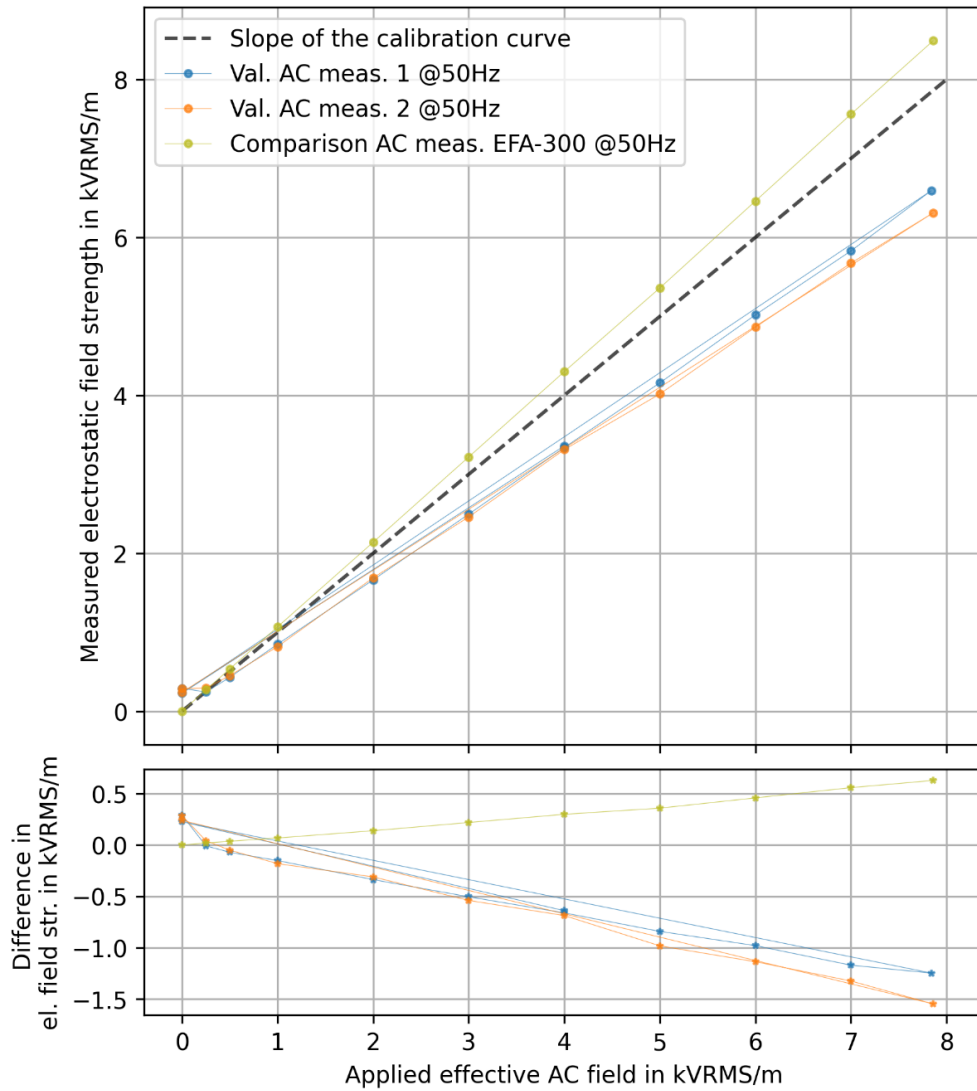
**Abb. 121:** Auswertung der Amplitudenwerte nach Welch in Abhängigkeit des Auswertintervalls. Rechts: Ordinate beginnt bei 0 mV. Die Umrechnung in äquivalentes Feld wurde mit der Validierungskurve 1 durchgeführt.

### 5.6.4.3. Vergleichsmessungen mit Narda-Sonde

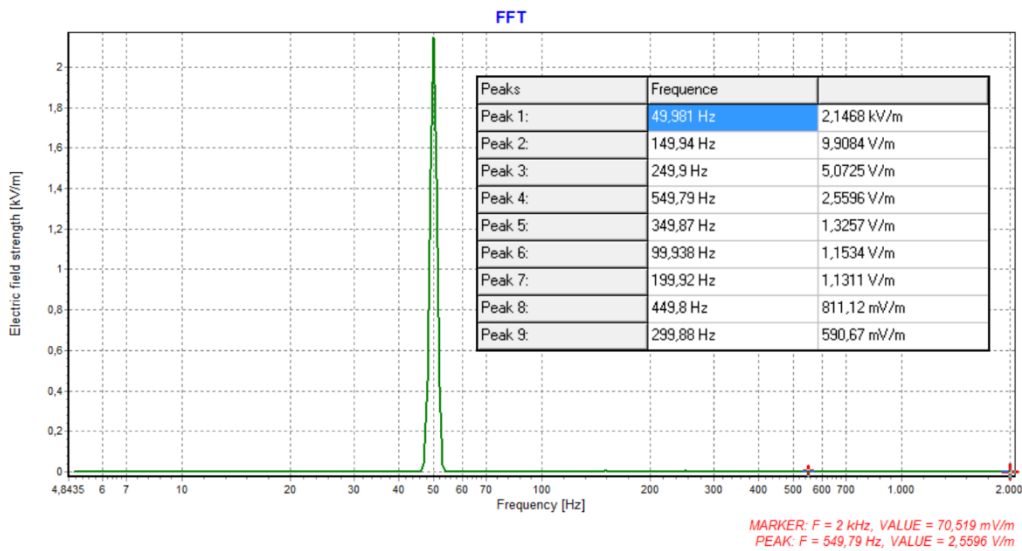
Es wurden Vergleichsmessungen mit einer EFA-300 Sonde von Narda parallel zu den in Kap. 5.6.4.1 angeführten Messungen durchgeführt. Die Narda Sonde wurde dazu wie bei der Kalibrierung mit dem Handgriff auf einer 5 cm dicken XPS-Platte im FK positioniert. Eine Übersicht der Ergebnisse ist in Abb. 122 dargestellt.

Die Messergebnisse der Sonde im FK wurden, wie Abb. 123 und Abb. 124 dokumentieren, auch hinsichtlich des Spektrums ausgewertet. Es zeigt sich, dass bei Anliegen von 2 kV<sub>RMS</sub>/m am FK ein überhöhter Wert von rund 2,15 kV<sub>RMS</sub>/m angezeigt wird. Diese Differenz zeigt sich auch bei allen anderen Werten, die während der Validierungen angefahren wurden.

Die Oberwellen sind kleiner als 0,5 % des Maximalwertes. Die größte Oberwelle tritt bei eingeschaltetem Feld bei 150 Hz auf. Die genauen Ergebnisse sind in den Abb. 123 bis angeführt.

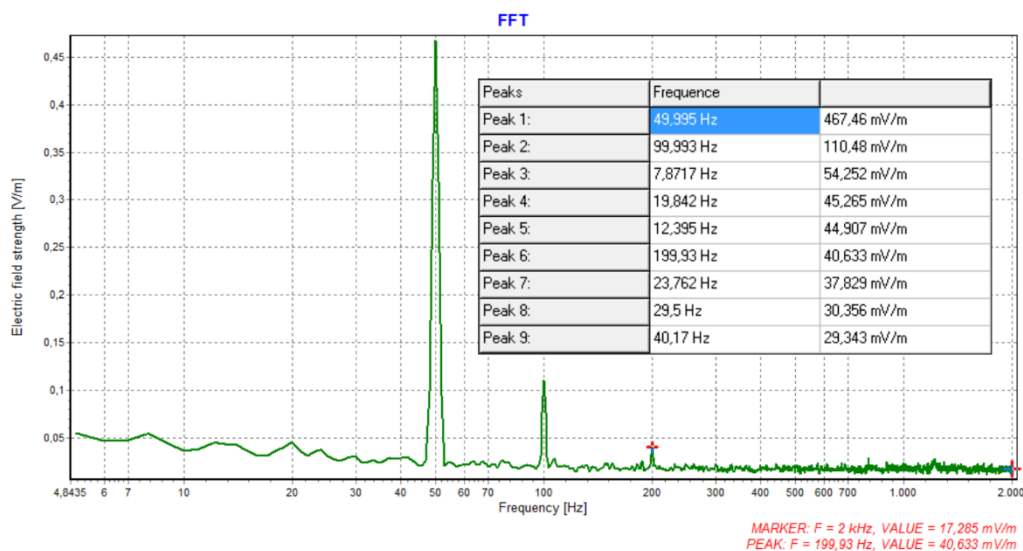


**Abb. 122:** Vergleichsmessungen mit einer EFA-300 Sonde von Narda



**Abb. 123:** Von der Narda-Software bereitgestellte FFT bei eingeschaltetem Feld. Das Maximum bei 50 Hz ist deutlich zu erkennen. Nebenmaxima wie z. B. bei 150 Hz sind zu erkennen.

Im Vergleich dazu liefert die Narda-Sonde bei kurzgeschlossenem FK das in Abb. 124 gezeigte Spektrum und die entsprechenden Amplitudenwerte.



**Abb. 124:** Von der Narda-Software bereitgestellte FFT bei kurzgeschlossenem FK. Das Maximum bei 50 Hz ist deutlich zu erkennen. Nebenmaxima wie z.B. bei 100 Hz sind deutlich zu erkennen.

#### 5.6.4.4. Bewertung der Ergebnisse

In Abb. 122 ist eine Diskrepanz zwischen gemessenen Feldstärken und angelegten Feldstärken sichtbar. Dabei ist die blaue Kurve 12 Tage und die orange Kurve 19 Tage nach der Kalibration gemessen worden. Die jeweilige Abweichung der Steigung beträgt  $-19,6\%$  bzw.  $-23,4\%$ . Aus den starken Abweichungen muss geschlossen werden, dass zuverlässige Langzeitmessungen auf diese Weise nicht möglich sind. Mit dem derzeitigen System kann bei einem Fehler von maximal  $10\%$  mit einer Gültigkeit der Kalibration von rund einer Woche ausgegangen werden.

## 5.7. Erprobung unter einem Modell einer Hochspannungsleitung

In diesem Abschnitt wird die Erprobung des Messsystems im Einwirkungsbereich von HGÜs beschrieben. Diese Messungen wurden im Hochspannungslabor an der TU Graz durchgeführt. Dabei muss darauf hingewiesen werden, dass bei diesen Versuchen die empfindliche Sondenanordnung mit der Teflonabdeckung ohne floatende Elektrode (vergl. 5.3.6) zum Einsatz kam. Durch die damit einhergehende höhere Sensitivität fallen die Auswirkungen des TEC geringer aus. Nachteilig ist jedoch, dass das System nach Ionenanlagerung nicht in den Ursprungszustand zurückgesetzt werden kann. Die Kalibrierfaktoren wurden mit Roundtrip-Testmessungen bestimmt und ständig aktualisiert.

Der generelle Aufbau der von der TU Graz zur Verfügung gestellten Anlage besteht aus 4 Leiterseilen, die in 3 m Höhe aufgehängt und wahlweise mit DC, AC, DC+AC versorgt wurden (Kap. 3.1.5). Ebenso wurden zur Emission von Korona-Strömen am letzten Messtag Störstellen an den Seilen befestigt, um auch die Einwirkung von Ionen untersuchen zu können.

### 5.7.1. Reine DC-Messungen

Nachdem am ersten Messtag alle Messsysteme aufgebaut und auf ihre Einsatzbereitschaft hin überprüft wurden, begann die Erprobung mit reinen DC-Messungen. Das Messsystem stand dabei auf einem Stativ mittig unter den Leiterseilen. Der empfindliche Messkopf bestehend aus MEMS, Al-Halter, Kappe und Biaselektrode zeigte dabei mit der Öffnung Richtung Leiterseile.

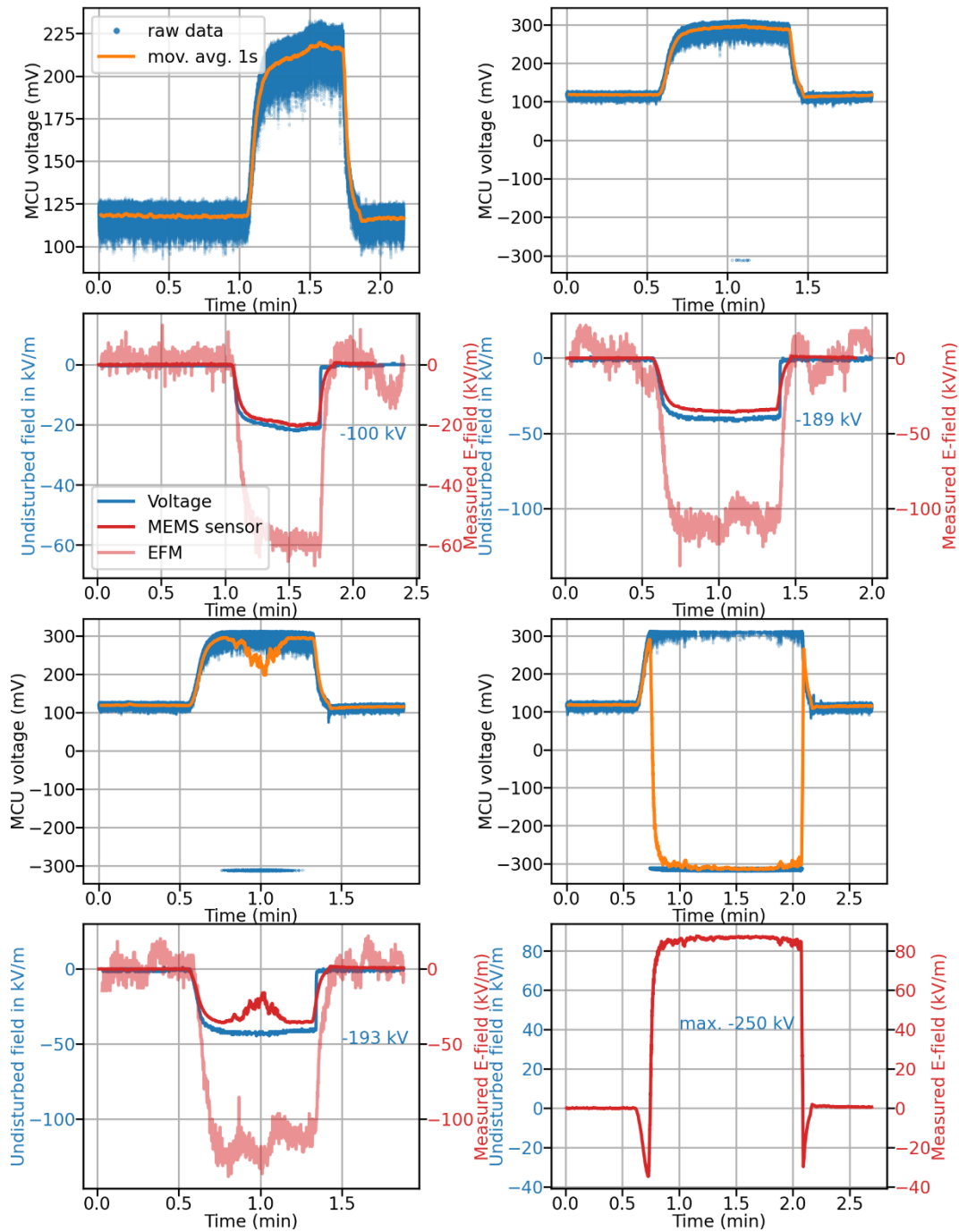
Die Messungen der Gleichfelder liefen dabei nach dem folgenden Schema ab: erst 30 s bei 0 V an den Seilen, dann 30 s mit eingeschalteter Spannung und schließlich wieder 30 s bei 0 V. Aufgrund der Wiederkehrspannung und da die Spannung versorgungsbedingt nicht rasch auf 0 V absank, wurden die Leiterseile nach Abschalten bei jeder Messung geerdet, damit zuverlässig 0 V anlagen.

Im ersten Schritt wurde ermittelt wie weit die DC-Spannung an den Leiterseilen erhöht werden kann, bevor das Messgerät sättigt bzw. übersteuert. Dazu wurde erst eine Spannung von -100 kV angelegt und danach auf -189 kV bzw. -193 kV und schließlich auf -250 kV erhöht. Bei letzterer Messung blieb die Spannung jedoch für 1 min eingeschaltet (siehe Abb. 125). Die Feldmühle musste mit einer Abschwächungskappe (Faktor 10) versehen werden, da sonst der Messbereich nicht ausgereicht hätte.

Bereits bei -189 kV sind einige der mit 10 kHz gesampelten Messdaten im Aussteuerungsbereich, d.h. bei über +300 mV, was sich dadurch äußert, dass die Phase nicht richtig bestimmt wird und daher zwischen positiven und negativen Werten schwankt. Daher ist der Gleitmittelwert in diesem Bereich auch fehlerbehaftet. Bei den Messungen von -193 kV und -250 kV ist dies noch deutlicher zu sehen. Als Maximalwert im



negativen Spannungsbereich sind daher die  $-189\text{ kV}$  zu verstehen, die ca.  $140\text{ kV/m}$  überhöhtem bzw.  $41,5\text{ kV/m}$  ungestörtem Feld entsprechen.

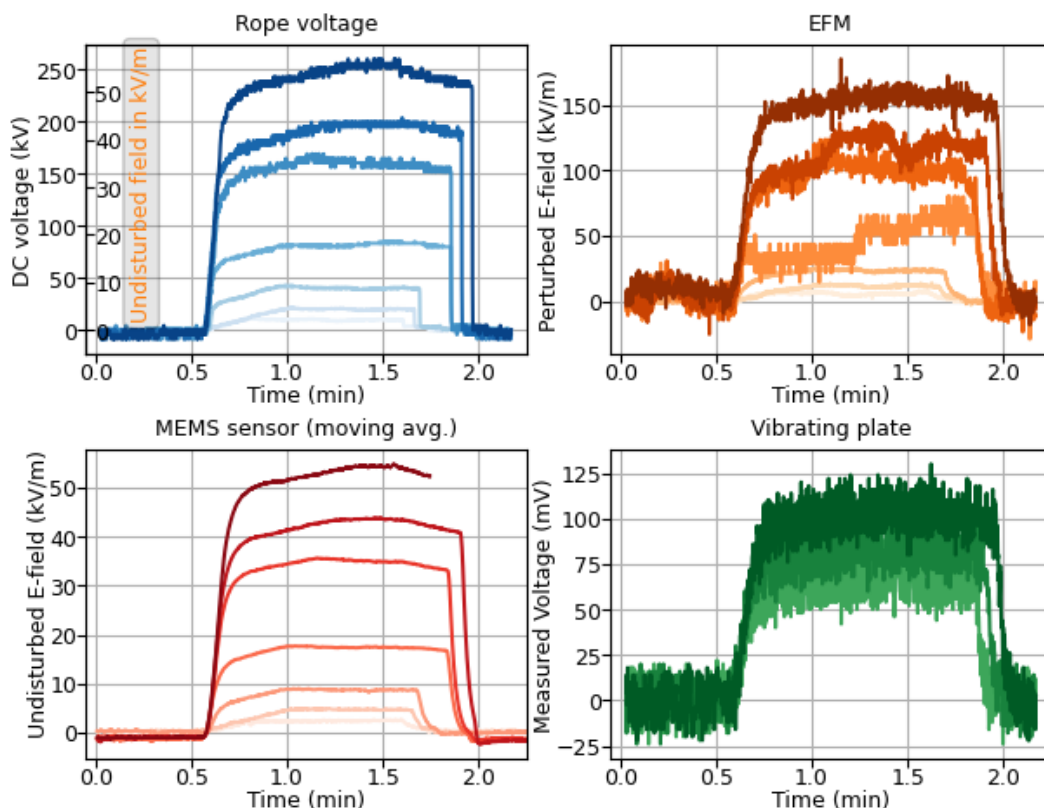


**Abb. 125:** Vergleich der 4 Messungen zur Ermittlung der maximal messbaren negativen Feldstärke. Die Messungen sind in je 2 Diagrammen übereinander (oben: Rohdaten der MCU-Spannungswerte, unten: Gleitmittelwert der in Feldstärkewerte umgerechnete MCU-Spannungen vergl. mit EFM und Spannungsverlauf an Leiterseilen) dargestellt. Oben links:  $-100\text{ kV}$ , Oben rechts:  $-189\text{ kV}$ , unten links:  $-193\text{ kV}$ , unten rechts:  $-250\text{ kV}$  (hier keine Daten zu Spannung und EFM verfügbar), Werte jeweils an Leiterseilen. Bereits ab  $-189\text{ kV}$  wird der Bereich angesteuert (zu erkennen an einigen Rohdatenpunkten bei etwa  $-300\text{ mV}$ ). Bei größer werdenden Spannungen wird dieses Verhalten immer deutlicher. Die mit der EFM gemessene Feldstärke ist die überhöhte Feldstärke, die mit MEMS-Sensor gemessene die ungestörte.

Gerade mit der Messung bei  $-100\text{ kV}$  kann zusätzlich noch eine direkte Gegenüberstellung von EFM und Messsystem erfolgen. In beiden Fällen folgen die Messdaten der Spannung mit einer geringen, annähernd gleichen Verzögerung. Zudem ist bei beiden Systemen nach Abschalten der Spannung und Erden der Leiterseile ein geringes Überschwingen der gemessenen Feldstärke in die Gegenrichtung zu beobachten. Da dieses Verhalten bei beiden Systemen zu beobachten war, ist davon auszugehen, dass es kein Artefakt der Messsysteme war, sondern eine tatsächlich vorhandene Feldstärke.

Wegen des bereits relativ großen Amplitudenoffsets von ca.  $+120\text{ mV}$  bei  $0\text{ V}$  Spannung an den Leiterseilen ist der Aussteuerungsbereich des Messgerätes für negative Spannungen an den Leiterseilen schneller erreicht als für positive. Eine entsprechende Messung für positive Spannungen wurde daher nicht durchgeführt, da der Maximalwert betragsmäßig deutlich größer ist – geschätzt etwa bei  $+400\text{ kV}$  bzw.  $300\text{ kV/m}$  (d.h. etwa  $90\text{ kV/m}$  ungestörtes Feld).

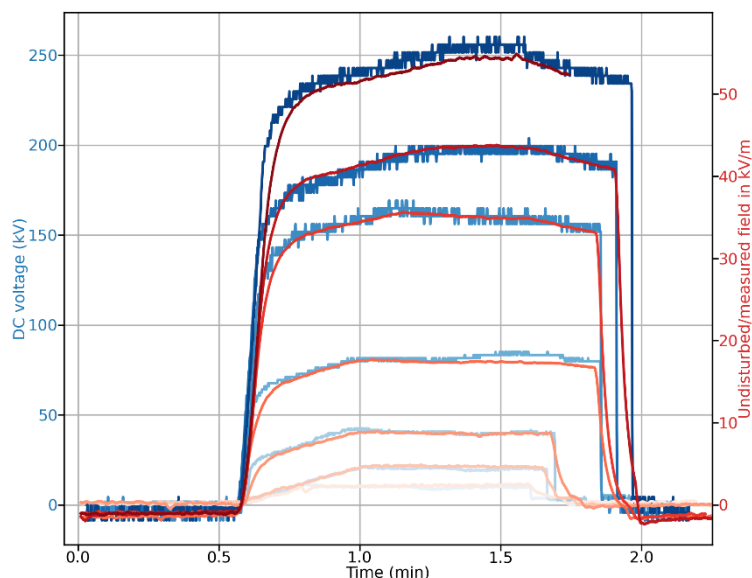
Danach wurden Stufen in verschiedenen positiven Spannungshöhen von  $10\text{ kV}$  bis  $250\text{ kV}$  gefahren. Bei diesen Messungen (Abb. 126) ist zu erkennen, dass das Messsystem wieder sehr gut dem Spannungsverlauf folgen kann.



**Abb. 126:** Zeitliche Verläufe von Stufen unterschiedlicher Spannungen ( $10\text{ kV}$ ,  $20\text{ kV}$ ,  $40\text{ kV}$ ,  $80\text{ kV}$ ,  $160\text{ kV}$ ,  $200\text{ kV}$ ,  $250\text{ kV}$ ) und die dazugehörigen Messwerte von MEMS-basiertem System, EFM und VPS (nur bei  $160\text{ kV}$ ,  $200\text{ kV}$ ,  $250\text{ kV}$ ). Die Farbintensität ist jeweils von niedrigster zu höchster Spannung geordnet. Bei

Eine genaue Untersuchung der Linearität ist in diesem Fall allerdings aufgrund der ungenauen Spannungswerte nicht sinnvoll. Weiters ist zu beobachten, dass wegen der gleichen Umrechnung von MCU-Spannungen zu Feldstärkewerten (selbe Roundtrip-

Messung verwendet) und des Regelungszyklus des TEC sich unterschiedliche Feldstärkewerte bei 0 V an den Leiterseilen ergeben (zwischen  $-5$  kV/m und  $+1$  kV/m). In Abb. 127 werden die angelegten Spannungswerte und die gemessenen Feldstärken direkt gegenübergestellt. Die Umrechnung der Spannungen in Feldstärken erfolgte über den Faktor  $0,219$  kV/(m kV), welcher vom Betreiber des Hochspannungslabors geliefert wurde. Im Gegensatz zum Feldverlauf des Messsystems zeigt die Kurve des Spannungs- bzw. Feldverlaufs des Hochspannungslabors ein deutliche Digitalisierungsrauschen. Weiters ändern sich die Spannungskurven nach dem Ausschalten der Hochspannung nahezu sofort, während die Feldverläufe des Messsystems Zeitkonstanten von ca. 5 s aufweisen. Danach werden auch negative Werte angenommen, die nur sehr langsam abklingen (Abb. 126 links unten bei Minute 2). Grund dafür sind Polarisations- und Aufladungseffekte, der Hauptanteil dürfte hier vom Keramikboden des Labors verursacht worden sein. Deutlicher ist dieser Effekt in Abb. 128 zu sehen, wo die Spannung von  $-110$  kV abgeschaltet wurde und die Leiterseile kurz darauf geerdet worden sind, wodurch auch sichergestellt ist, dass die Spannung auf den Leitern null ist. Sowohl das Messsystem als auch die Feldmühle zeigen ein langsames Abklingen der Feldstärke.

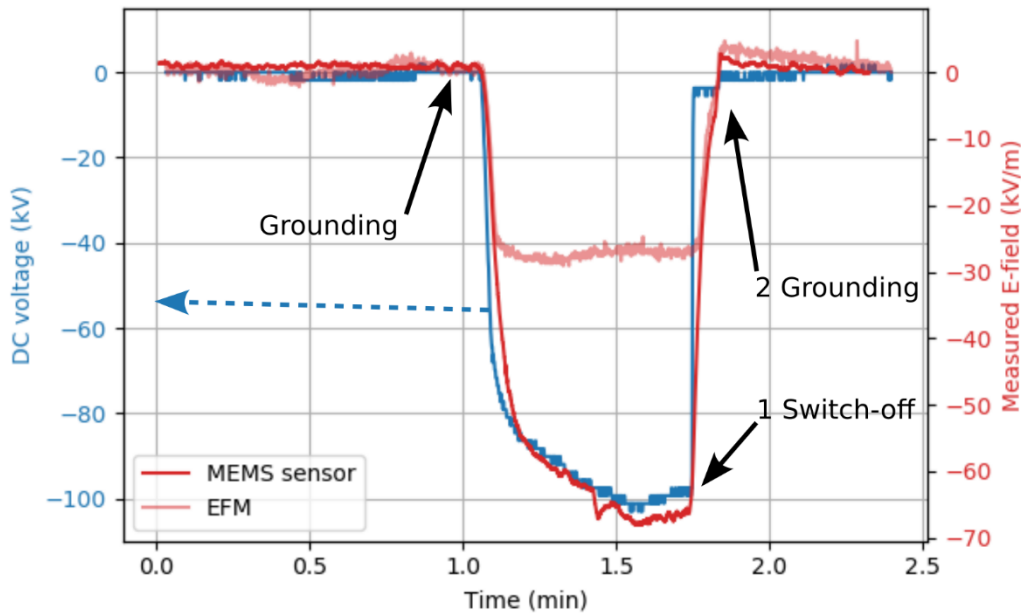


**Abb. 127:** Vergleich der angelegten Hochspannung am Leiterbündel (blaue Kurven) mit den gemessenen Feldwerten (rote Kurven, rechte Skala). Die blauen Kurven können auch direkt als Feldwerte auf der rechten Skala abgelesen werden. Dazu wurde der Spannungswert mit  $0,219$  kV/(m kV) umgerechnet.

Anschließend wurden Vorbereitungen für eine längere Messdauer durchgeführt, bei der in 50 kV-Schritten erst positive Spannungen bis 200 kV und danach negative Spannungen bis  $-200$  kV stufenweise für 30 s vorgegeben wurden (Abb. 129).

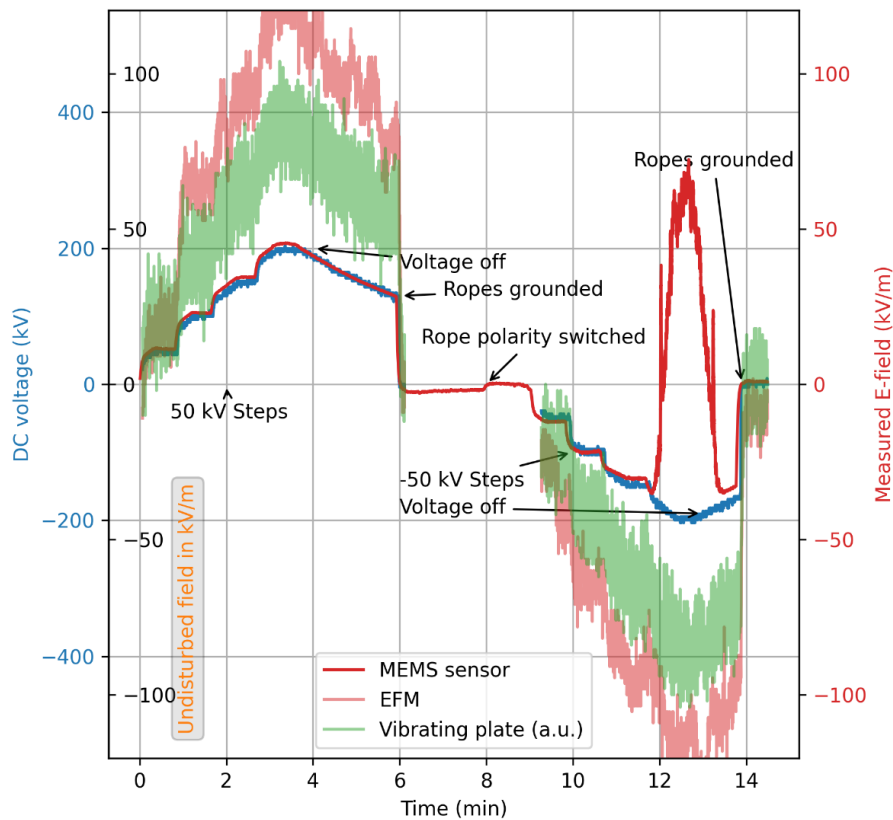
Vor der Vermessung der Spannungsstufen wurde noch die Stabilität des Messsystems untersucht, indem ohne externes E-Feld der Amplitudenoffset über einen längeren Zeitraum hinweg (30 min) gemessen wurde (Abb. 130). Durch diese Messung wurde die Auswirkung des TEC deutlich, der aufgrund der Schwankungen des Offsets einen systematischen Messfehler erzeugt. Dieser kann mitunter einige kV/m erreichen (hier

zwischen etwa  $-2 \text{ kV/m}$  und  $+0,5 \text{ kV/m}$ ), was die Genauigkeit insbesondere bei mittleren und geringen Feldstärken beeinträchtigt. Diese Messungen beziehen sich auf das Messsystem mit Teflonkappe ohne floatende Elektrode (Abb. 63 links). Beim unempfindlicheren System mit eingepresster Edelstahlelektrode (Abb. 63 rechts) waren die Abweichungen durch kleine Temperaturschwankungen im System von  $0,1 \text{ }^\circ\text{C}$  größer  $5 \text{ kV/m}$ .

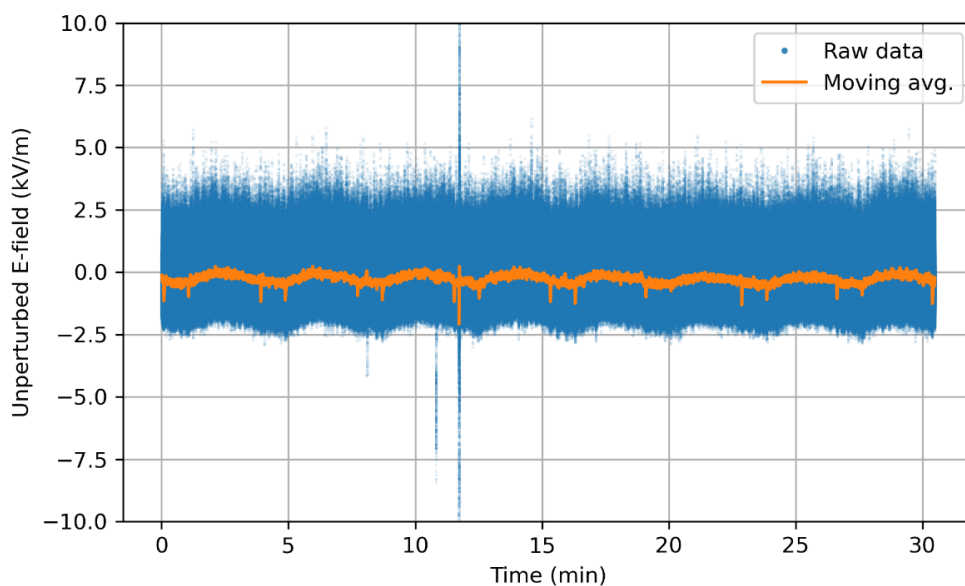


**Abb. 128:** Nach Abschalten (1) der DC-Spannung von  $-100 \text{ kV}$  und Erden (2) der Leiterseile ist die Spannung (blaue Kurve) auf den Leitern null, aber es wird ein positives E-Feld gemessen. Dies lässt sich durch die abklingende elektrische Polarisation des Keramikbodens erklären. (Die elektrische Feldmühle EFM ist im Bereich der angelegten DC-Spannung in Sättigung und folgt daher nicht dem Verlauf der Spannung.)

Die hier beobachtete Periodizität von ca. 3,5 min ist allerdings nicht für alle Umgebungsbedingungen konstant, weshalb ein nachträgliches Herausrechnen dieses systematischen Verhaltens nur eingeschränkt möglich ist.

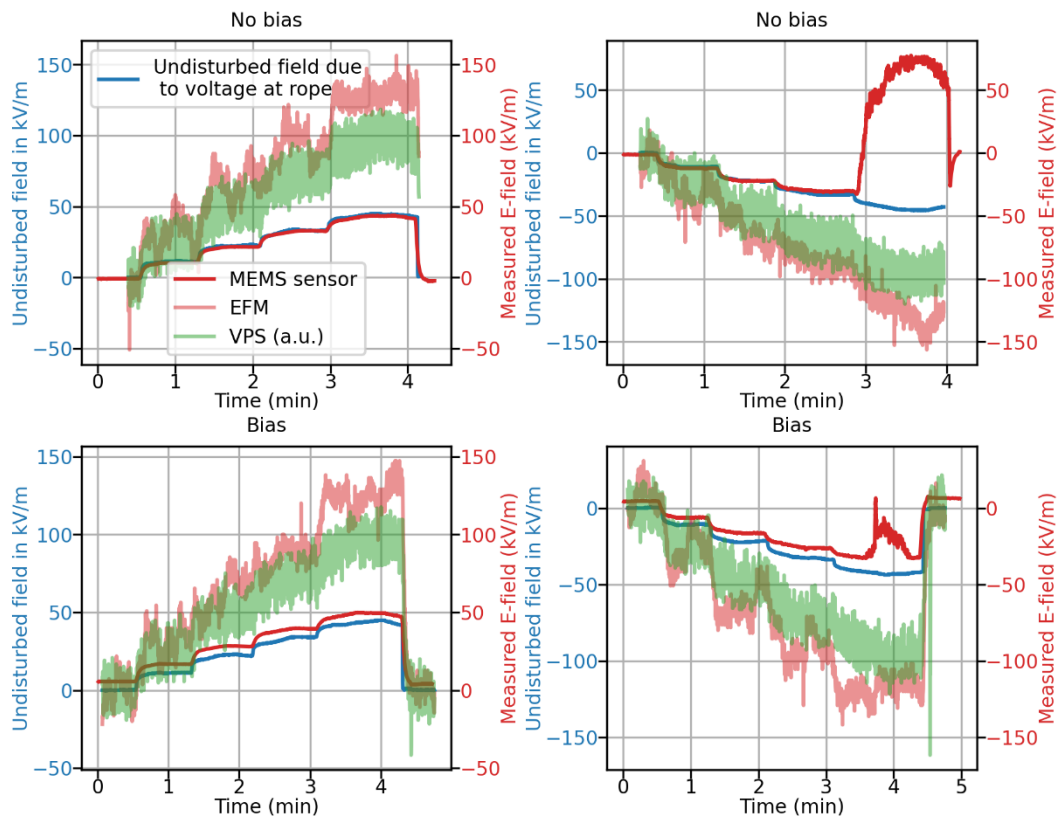


**Abb. 129:** Zeitliche Verläufe konsekutiver Stufen unterschiedlicher Spannungen (50 kV, 100 kV, 150 kV, 200 kV) und die dazugehörigen Messwerte von MEMS-basiertem System, EFM und VPS. Nahe -200 kV steuert das MEMS-Messsystem wieder aus. Zwischen Minute 6 und 8 (nach Erdung der Leiterseile) sind noch Auswirkungen der Wiederkehrspannung zu sehen, die beim Umpolen kurz vor Minute 8 entladen wurde.



**Abb. 130:** Untersuchung der Stabilität des Messsystems durch die Messung der Schwingungsamplitude ohne äußeres Feld ( $E = 0$ ). Die Spannungswerte wurden anhand des Roundtrips, der unmittelbar davor durchgeführt wurde, in Feldstärkewerte umgerechnet.

Zur Bestimmung des Einflusses des Biasfeldes auf das Messergebnis wurden Vergleichsmessungen mit und ohne Biasfeld durchgeführt. Dabei wurden Spannungstrepfen an die Biaselektrode mit jeweils mit positiven und negativen Spannungen angelegt.



**Abb. 131:** Zeitliche Verläufe des ungestörten Feldes (blaue Kurven) für konsekutiver Stufen unterschiedlicher Spannungen ( $\pm 50$  kV,  $\pm 100$  kV,  $\pm 150$  kV,  $\pm 200$  kV) und die dazugehörigen Messwerte von MEMS-basiertem System, EFM und VPS. Bei großen negativen Spannungen steuert das System wieder aus. Das Biasfeld (in den unteren Grafiken durch einen Offset zu erkennen) verringert diese Problematik, reicht aber nicht völlig aus. Bei der mit VPS und EFM gemessenen Feldstärke handelt es sich um die überhöhte, bei der mit dem MEMS-Sensor gemessene um die ungestörte Feldstärke.

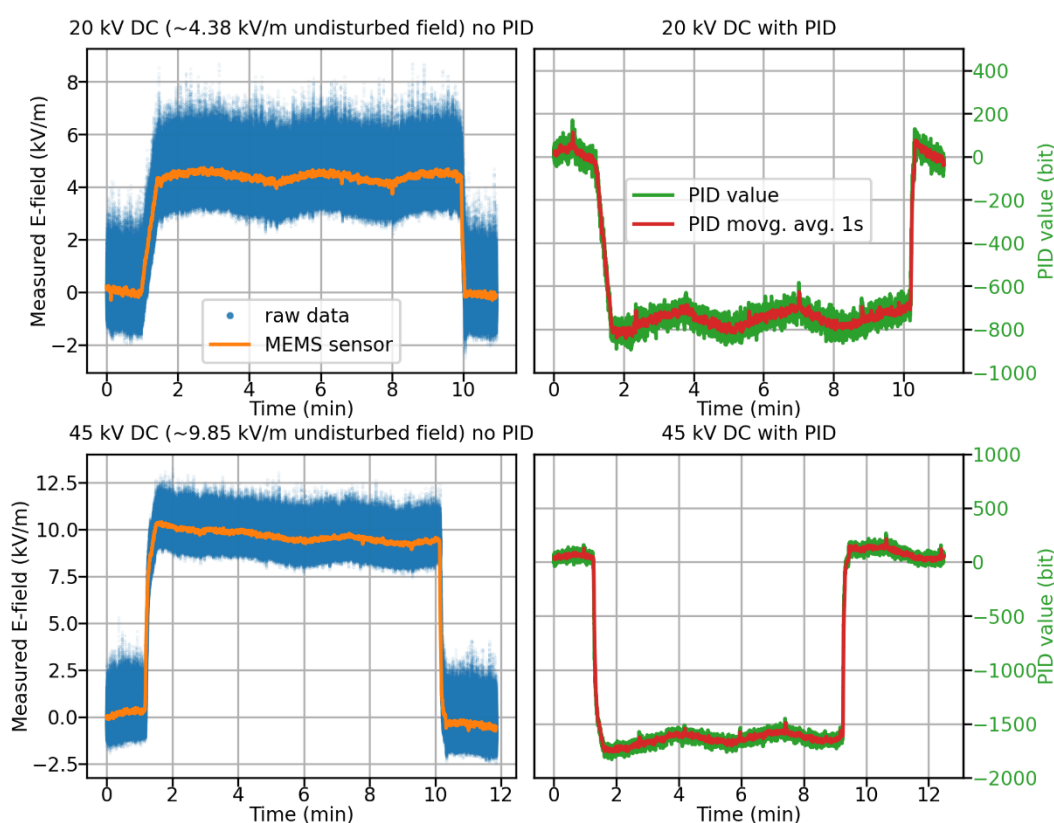
Die in Abb. 131 dargestellten Messdaten der Spannungsstufen zeigen einen Vergleich des Betriebs mit und ohne Biasfeld. Dieses wirkt sich bis auf einen Offset, der leicht rechnerisch mit den Werten der Roundtrip-Messung zu korrigieren ist, nicht negativ auf die Messung aus. Durch das Vorzeichen der Biasspannung konnte der Messbereich zu negativen Spannungen erweitert werden (vgl. die beiden rechten Abbildungen). Dies war aber nicht ausreichend, um den ganzen Verlauf bei  $-200$  kV ohne Aussteuern mitzumessen.

### 5.7.2. Alternativer Betriebsmodus für DC-Messungen

Für den qualitativen Vergleich, des bisher angewendeten Betriebsmodus der direkten Messung der Feldstärke über die Schwingungsamplitude des Cantilevers mit dem der aktiven Nachführung der Biasspannung zur Kompensation des äußeren elektrischen

Feldes, wurden wiederum vier Messungen durchgeführt bei denen die beiden Betriebsmodi bei DC-Spannungsstufen von zwei verschiedenen Höhen (20 kV und 45 kV) verglichen werden. Diese Messungen liefen nach dem gleichen Schema ab: erst 1 min bei 0 V an den Leiterseilen, dann 9 min bei eingeschalteter Spannung und dann wieder 1 min bei 0 V. Die Messwerte bei Verwendung des Feedbacks sind als PID-Werte angegeben und müssten mit einer geeigneten Kalibration erst in Feldwerte umgerechnet werden.

Die Ergebnisse der Messungen sind in Abb. 132 dargestellt. Es ist dabei kein wesentlicher qualitativer Unterschied zwischen den beiden Modi zu erkennen. Einzig die scheinbar geringere Streuung der Rohdatenpunkte fällt auf, die auf das Tiefpassverhalten des Regelkreises zurückzuführen ist. Dies ist auch der Grund dafür, dass sich dieser Modus nicht für die AC-Messung eignet.

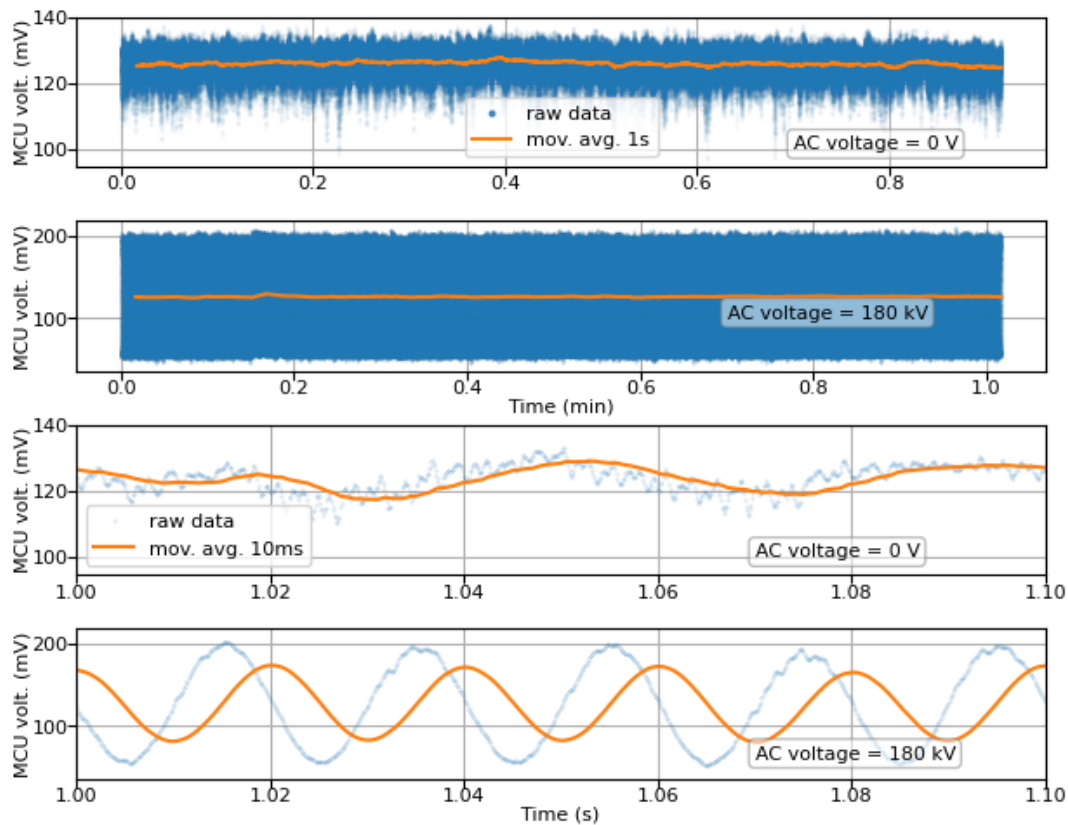


**Abb. 132:** Vergleich des Messmodus ohne PID-Regelung der Biaselektrode (links) und mit PID-Regelung (rechts) für Sprünge von 20 kVDC (oben) und 45 kVDC (unten).

### 5.7.3. Reine AC-Messungen

Für die Messungen von Wechselfeldern wurde ein anderer genereller Ablauf gewählt als für die der Gleichfelder. Statt Stufen zu durchlaufen, wurde die jeweilige Spannung schon vor Start der Messungen eingeschaltet und erst nach Ende der Messungen wieder ausgeschaltet. Die Dauer der Einzelmessungen war jeweils 1 min. Aus den aufgezeichneten Daten wurden dann jeweils die Frequenzkomponenten bei 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz und 200 Hz extrahiert und verglichen. Dazu wurde einerseits eine FFT verwen-

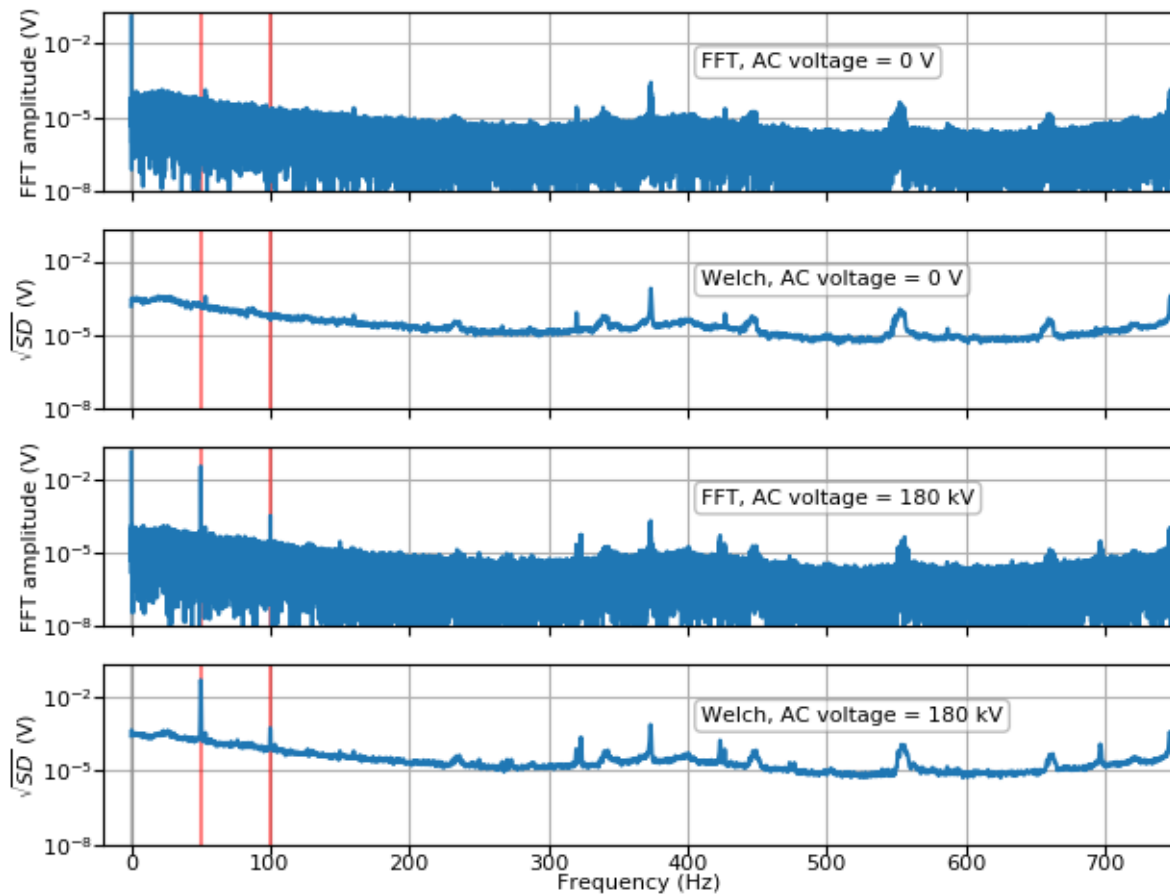
det und andererseits die von Dr. Kuhne (BfS) empfohlene Welch-Methode. Die Oberwellen wurden mitbestimmt, um auch die Linearität des Messsystems (vor allem des Interferometers) zu testen. In Abb. 133 sind die Rohdaten (Zeitreihe) zweier Einzelmessungen bei 0 V AC und bei 180 kV AC zu sehen, wobei jeweils erst die volle Zeitreihe mit einem Gleitmittelwert (Zeitfenster 1 s) sichtbar ist und dann ein Ausschnitt von 100 ms Länge (Zeitfenster des Gleitmittelwerts 10 ms).



**Abb. 133:** Zeitreihen zweier AC-Messungen bei 0 V und 180 kV (50 Hz). Die oberen zwei Plots zeigen die jeweilige volle Zeitreihe, die unteren einen Ausschnitt von 100 ms Länge.

Ein direkter Vergleich der Spektren, die mit den beiden Methoden gewonnen wurden, ist anhand der Daten einer Messung in Abb. 134 zu sehen. Im Vergleich der Messungen mit den beiden unterschiedlichen AC-Spannungen ist zu erkennen, dass bei 0 V keine sichtbare Linie bei 50 Hz und den Oberwellen existiert, bei 180 kV jedoch deutliche Peaks bei 50 und 100 Hz. Ein kleinerer Peak bei 53 Hz tritt in allen Messungen auf, genauso wie weitere Peaks oberhalb von 300 Hz. Daher ist anzunehmen, dass diese Komponenten nicht durch Spannungen an den Leiterseilen zustande kommen. Mögliche Ursachen dafür könnten der Lüfter des TEC sein, oder elektronische Störeinflüsse.



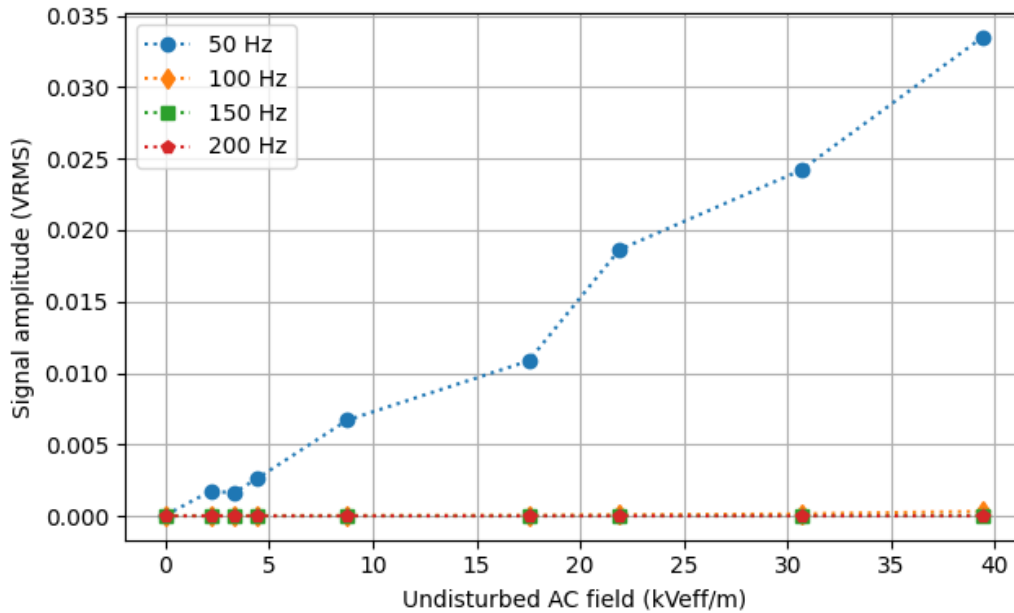


**Abb. 134:** Spektren (jeweils FFT und Welch-Methode) der Zeitreihen aus Abb. 133. Die oberen beiden Plots stellen die Spektren der 0 V AC Messung dar und die unteren beiden die der 180 kV AC Messung. Die roten vertikalen Linien markieren 50 und 100 Hz.

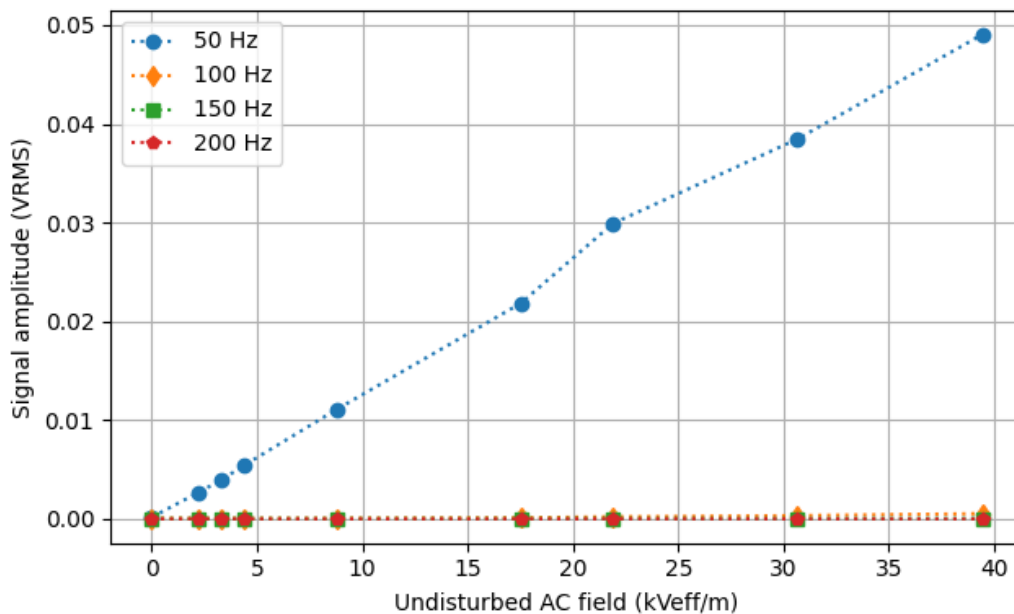
Im Vergleich der Methoden fällt auf, dass die Spektren der Welch-Methode deutlich rauschärmer sind. Weiters wird bei dieser Methode der Mittelwert der betrachteten Zeitreihe abgezogen, weshalb bei 0 Hz kein Peak vorhanden ist. Daher eignet sich diese Methode nicht zur Extraktion von DC-Messwerten.

Ein weiterer Vorteil der Welch-Methode ist in Abb. 135 (FFT) und Abb. 136 (Welch) zu erkennen, in denen die Frequenzkomponente bei 50 Hz und die Oberwellen aller AC-Messungen (Spannungen von 0 V bis 180 kV) dargestellt sind. Aufgrund des höheren spektralen Rauschens der FFT, wird oft nicht der gesamte entsprechende Beitrag bei den ausgewerteten Frequenzstützstellen im Spektrum sichtbar. Dieses Verhalten war bei diesen AC-Messungen zusätzlich problematisch, da sich die Frequenz der Spannung geringfügig mit der Spannungsamplitude änderte.

Die Welch-Methode ist hier weniger anfällig, weshalb die Messwerte weniger stark schwanken.



**Abb. 135:** FFT-Werte der AC-Messungen bei 50, 100, 150 und 200 Hz.



**Abb. 136:** Welch-Werte der AC-Messungen bei 50, 100, 150 und 200 Hz.

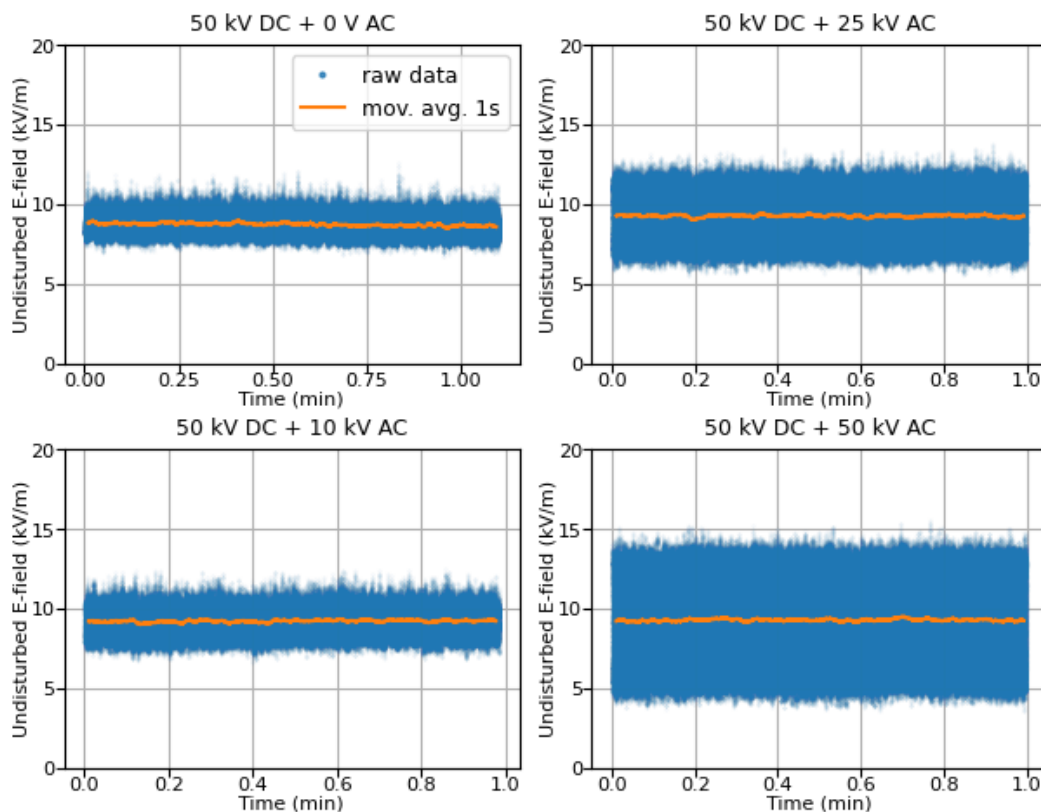
Unabhängig von der Art der Gewinnung der Frequenzkomponenten ist deutlich zu erkennen, dass Oberwellen nur eine geringe Amplitude aufwiesen. Daher ist das Messsystem im betrachteten Bereich hinreichend genau linear. Das Messsystem in Graz war mit einer Teflonabdeckung ohne floatende Elektrode (Kap. 5.3.6) ausgerüstet. Für dieses System wurde keine Kalibration für Wechselfelder durchgeführt und daher wurde die Ausgangsspannungswerte nicht in äquivalente Feldstärke umgerechnet, was auch für die Betrachtung der Linearität nicht relevant ist.

### 5.7.4. Hybride ACDC-Messungen

Im darauffolgenden Schritt wurde untersucht, wie sich das Messsystem verhält, wenn es hybriden E-Feldern (AC+DC) ausgesetzt ist. Dabei wurde jede Gleichspannung ( $\pm 50$  kV,  $\pm 100$  kV) mit vier verschiedenen Wechselspannungen kombiniert (0, 10, 25 und 50 kV). Für jede dieser 16 Kombinationen wurde mit dem Messsystem eine Zeitreihe aufgenommen. Spannung, EFM und VPS wurde hier wieder mit dem Oszilloskop mitgemessen.

Jede der Einzelmessungen dauerte wieder 1 min. Sowohl AC als auch DC Spannung waren während der gesamten Messung hindurch eingeschaltet, d.h. es wurden keine Stufenprofile gefahren.

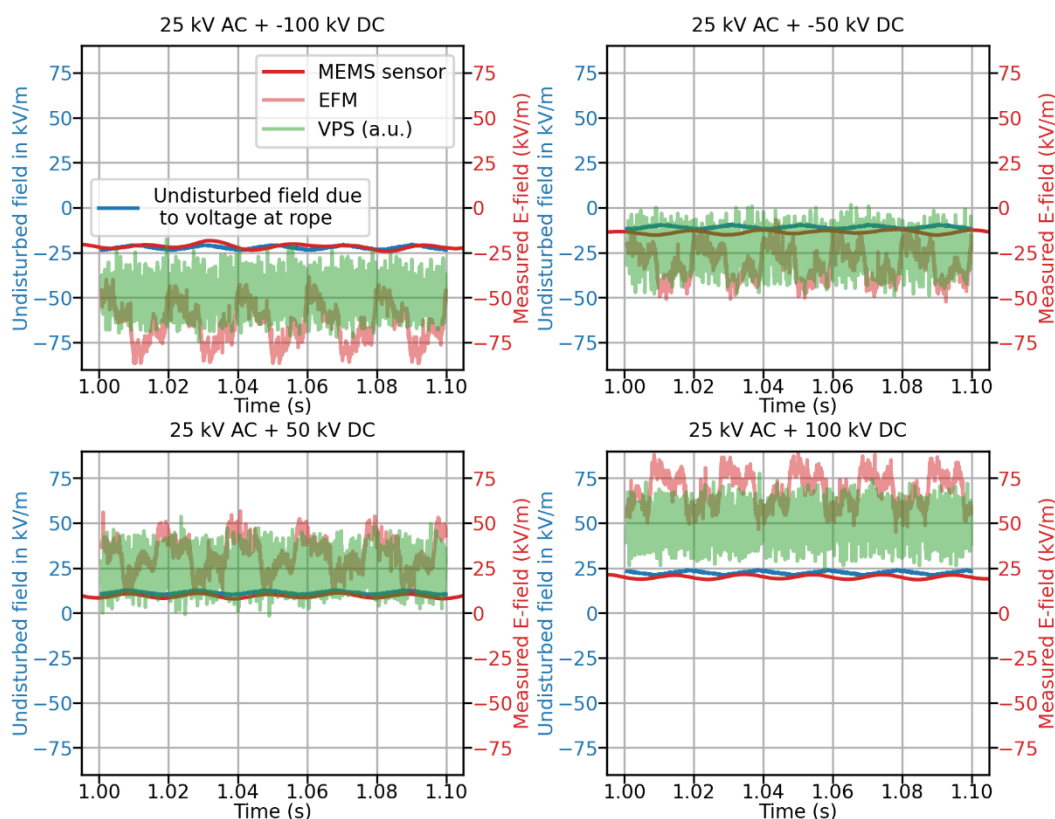
Dabei galt es auch herauszufinden, ob sich die gleichzeitige Verwendung von AC und DC auf die Qualität der Messergebnisse auswirken. Dazu sind ein Längs- (gleiche DC-Werte mit verschiedenen AC Werten) und ein Querschnitt (gleiche AC-Werte mit verschiedenen DC Werten) durch die 16 Kombinationen in Abb. 137 und Abb. 138 dargestellt.



**Abb. 137:** Messung von Hybridfeldern mit gleicher DC-Spannung (50 kV) und verschiedenen AC-Spannungen (0, 10, 25, 50 kV) an den Leiterseilen.

Ein Einfluss der Wechselfelder auf die Bestimmung der Gleichfelder (Abb. 139), die über den durch den TEC erzeugten Schwankungsbereich hinaus geht, ist nicht zu erkennen. Da, wie die Messungen der Wechselfelder (50 Hz und Oberwellen) ohne Gleichfelder (siehe oben) gezeigt haben, das System im betrachteten Feldstärkenbereich hinreichend linear ist, lassen sich diese Frequenzbeiträge einfach bspw. durch

eine ausreichend lange Mittelung neutralisieren. Dies ist durch den Gleitmittelwert mit 1 s Fensterbreite gegeben. In den Rohdaten sieht man jedoch den größer werdenden AC-Beitrag durch eine stärkere (systematische) Streuung der abgetasteten Spannung.

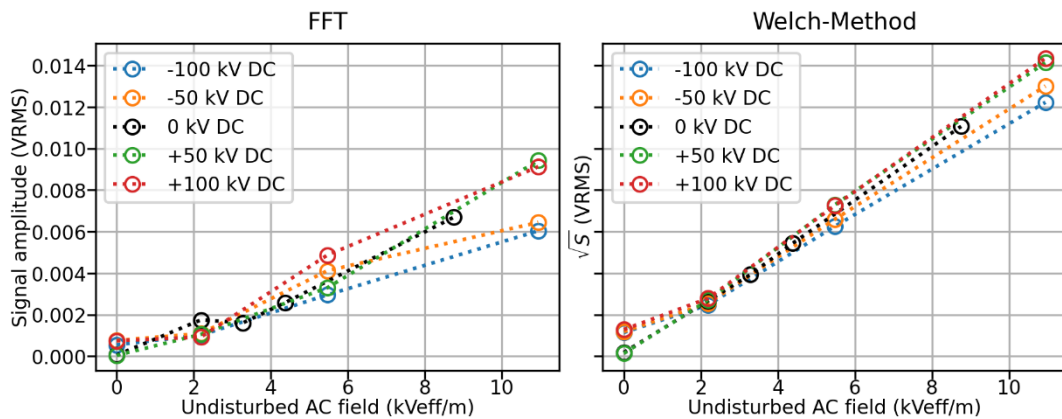


**Abb. 138:** Messung von Hybridfeldern mit gleicher AC-Spannung (25 kV) und verschiedenen DC-Spannungen (-100, -50, 50, 100 kV) an den Leiterseilen. Ebenfalls sind die Messdaten von EFM und VPS dargestellt. Hier ist zu beachten, dass die Umrechnung der Messdaten des MEMS-basierten Systems (Gleitmittelwert 10 ms) auf die Feldstärke wegen der mechanischen Güte quantitativ nur für Gleichfelder (hier der Offset) gültig ist. Die Messwerte der EFM und VPS geben die überhöhte, die mit dem MEMS-Sensor die ungestörte Feldstärke an.

Umgekehrt ist so auch keine Auswirkung der Gleichfelder auf die Wechselfelder festzustellen. Die kurzfristigen (nicht periodischen) Abweichungen der mittels Gleitmittelwert (Fenster 10 ms) aus den Rohdaten berechneten Wellenform (siehe Abb. 138) von einem idealen Sinus ist im Kontext des kurzen Mittelungsfensters zu interpretieren (vgl. Abb. 137 bei 0 V AC). Durch eine Analyse mittels FFT oder Welch-Methode wird dies besser kompensiert.

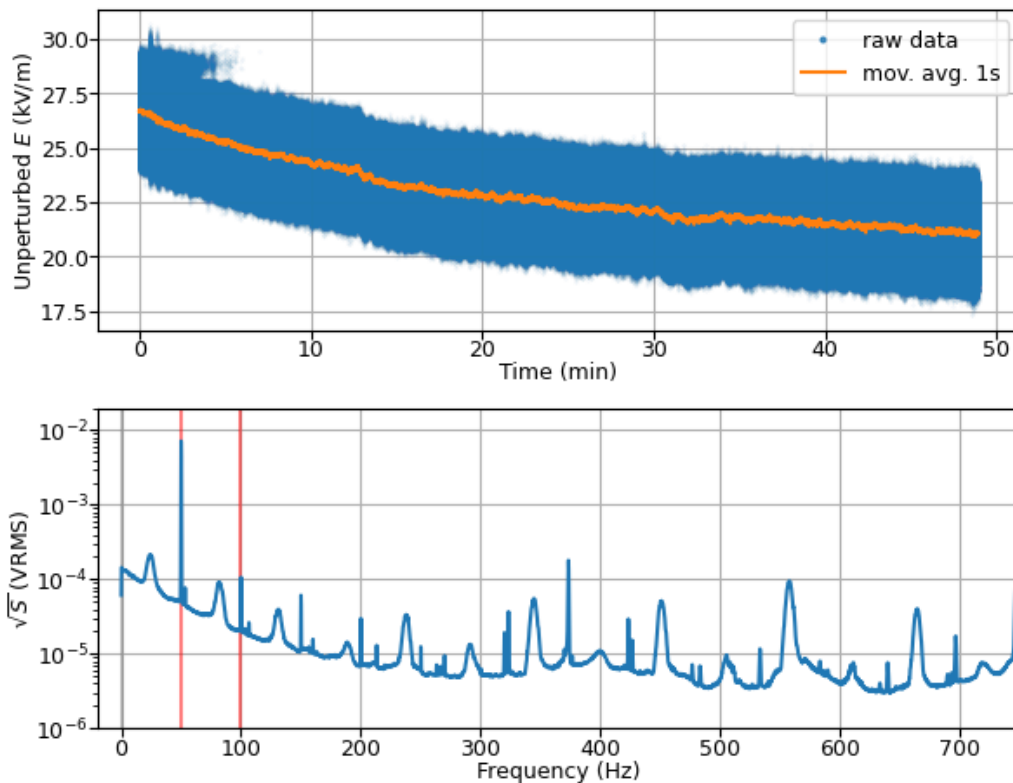
Bei Betrachtung der Signalstärke bei 50 Hz mittels FFT und Welch-Methode (Abb. 139) auf Basis der jeweiligen gesamten einminütigen Messung sind kleine Unterschiede zwischen den Messungen mit verschiedenen überlagerten Gleichspannungen zu beobachten. Diese sind im Bereich von ca. 30% im Falle der FFT und ca. 8% im Falle der Welch-Methode. Dies kann als Hinweis auf eine Abhängigkeit der Gleichspannung auf die Empfindlichkeit der Wechselfeldmessung interpretiert werden. Allerdings

scheint diese nicht streng systematisch bzw. monoton zu sein, da die Abstände zwischen den einzelnen Messungen nicht proportional zu den Gleichspannungsabständen sind.



**Abb. 139:** Vergleich der 50 Hz-Komponenten der AC-Messungen bei verschiedenen Gleichspannungen. Die Punkte bei 0 V DC entsprechen den Werten in Abb. 135 und Abb. 136.

In weiterer Folge wurde eine 45 min Messung mit 100 kV<sub>DC</sub> und 25 kV<sub>AC</sub> durchgeführt. Die Rohdaten mit dem Gleitmittelwert dieser Messung und das dazugehörige Welch-Spektrum sind in Abb. 140 dargestellt.



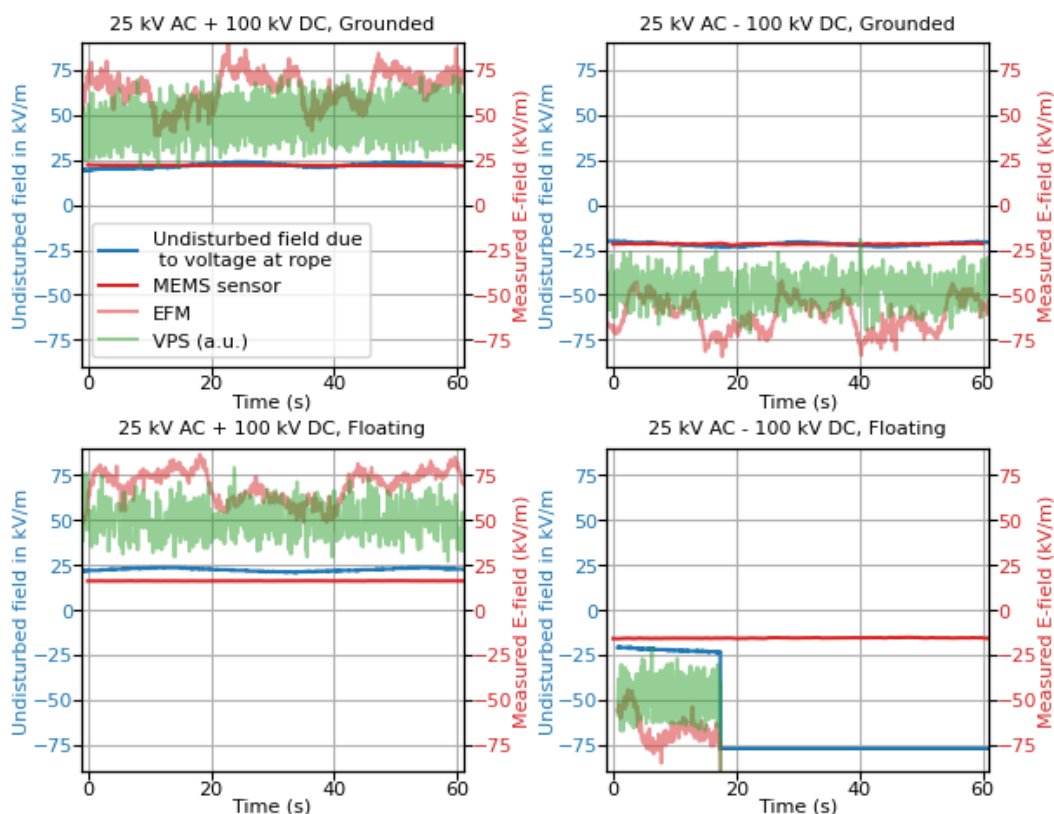
**Abb. 140:** Daten einer Langzeitmessung mit 100 kVDC und 25 kVAC an den Leiterseilen. Sowohl das Abklingen in der oberen Grafik, als auch die breiten Maxima im Spektrum deuten auf eine fehlerhafte Messung hin.

Dabei ist auffällig, dass sowohl ein Abklingen des DC-Messwertes als auch breitere periodische Maxima im Spektrum auftraten. Die Ursache dafür konnte leider nicht geklärt werden, da auch keines der anderen Geräte zum Vergleich betrieben wurden. Allerdings muss davon ausgegangen werden, dass zumindest diese Messung fehlerhaft war. Ob eine (vorübergehende) Fehlfunktion des Messgeräts oder einzelner Komponenten vorlag, konnte nicht ausgeschlossen werden.

### 5.7.5. Messungen mit floatendem System

Als nächste Untersuchung wurde ein Vergleich zwischen dem geerdeten und dem floatenden (ungeerdeten) Betrieb durchgeführt. Dazu musste die Versorgung des Geräts von Netz- auf Akkubetrieb umgestellt werden, weshalb das Gerät neugestartet wurde.

Für diese Untersuchung wurden 4 Messungen mit der Dauer von 1 min durchgeführt. Die Wechselspannung an den Seilen war bei allen Messungen mit 25 kV gleich. Zwei Messungen wurden zusätzlich mit +100 kV<sub>DC</sub> (einmal geerdet, einmal floatend) und weitere zwei Messungen mit -100 kV<sub>DC</sub> (einmal geerdet, einmal floatend) durchgeführt. Diese Messungen sind in Abb. 141 (DC) und Abb. 142 (AC) dargestellt.



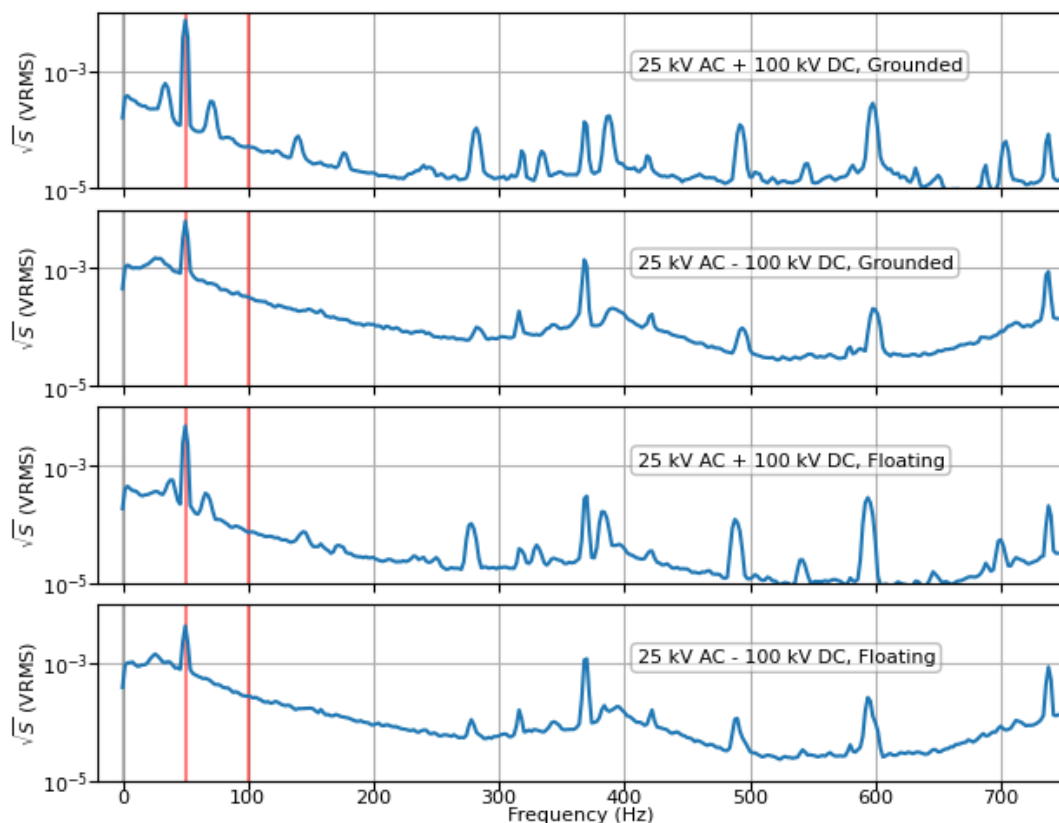
**Abb. 141:** Gleichfeld-Daten der Messungen zum Vergleich des Verhaltens bei geerdetem (oben) und floatendem (unten) Betrieb. An den Seilen lagen  $\pm 100$  kVDC und 25 kVAC an. Die Spannung an den Leiterseilen und die Messwerte von EFM und VPS sind ebenfalls dargestellt. In der letzten Grafik wurden nur die ersten knapp 20 s dieser Daten mit dem Oszilloskop abgespeichert. EFM und VPS zeigen die überhöhte, das MEMS-System die ungestörte Feldstärke.

Aus den DC-Messdaten ist zu erkennen, dass im floatenden Betrieb, die Messwerte für die Feldstärke geringer waren als im geerdeten Betrieb. Dies hängt damit zusammen, dass durch die gekappte Erdverbindung, das System aus Messgerät und Leiterseilen nicht mehr als ein Kondensator beschrieben werden kann, sondern als Serienschaltung von zwei Kapazitäten (einer zwischen dem Boden und dem Gerät und die zweite zwischen Gerät und Leiterseilen). Damit einher gehen auch unterschiedliche Verzerrungen. Daraus lässt sich schließen, dass für den geerdeten Betrieb und für den floatenden Betrieb verschiedene Kalibrationen erforderlich sind.

Bis auf diesen Sachverhalt sind allerdings keine Unterschiede zwischen geerdetem und floatendem Betrieb aufgefallen.

Dieses Verhalten ist auch bei den mittels Welch-Methode als Spektren dargestellten Wechselfeld-Daten zu beobachten. Die 50 Hz Peaks der geerdet durchgeführten Messungen sind höher als die der floatend durchgeführten Messung.

Allerdings kann man in Abb. 142 erkennen, dass sich die Spektren der Messungen mit  $+100\text{ kV}_{\text{DC}}$  von denen mit  $-100\text{ kV}_{\text{DC}}$  unterscheiden. Das Rauschniveau dürfte im Falle der positiven Spannung deutlich niedriger sein – um etwa eine Größenordnung. Daher tauchen auch die breiten Maxima (wie auch in Abb. 142 zu sehen) in geringerem Ausmaß bei negativer Spannung auf. Sie werden durch das Rauschen abgedeckt.

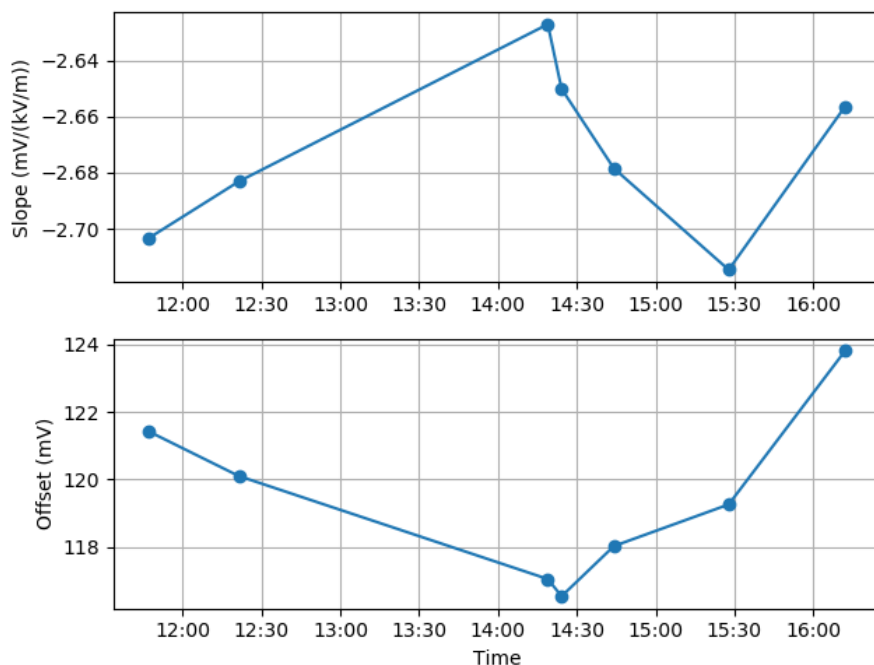


**Abb. 142:** Wechselfeld-Daten der Messungen zum Vergleich des Verhaltens bei geerdetem (oben) und floatendem (unten) Betrieb.

### 5.7.6. Veränderungen des Systems über die Messtage hinweg

Es wurden immer wieder Roundtrip-Messungen durchgeführt, die einerseits eine Umrechnung der gemessenen Schwingungsamplituden in die elektrische Feldstärke (Gleichfelder) ermöglichen, andererseits auch als Selbsttest dienen. Die wesentlichen Parameter, die diese Messungen liefern, sind die Steigung und der Offset der Beziehung zwischen Biasspannung und Schwingungsamplitude.

Nachfolgend werden diese Parameter zusammengefasst dargestellt, um herauszufinden, ob sich das System über den Zeitraum, in dem es in der Messhalle stand, verändert hat. In Abb. 143 sind die Parameter des ersten Messtags zu sehen und in Abb. 144 die des zweiten Messtages.



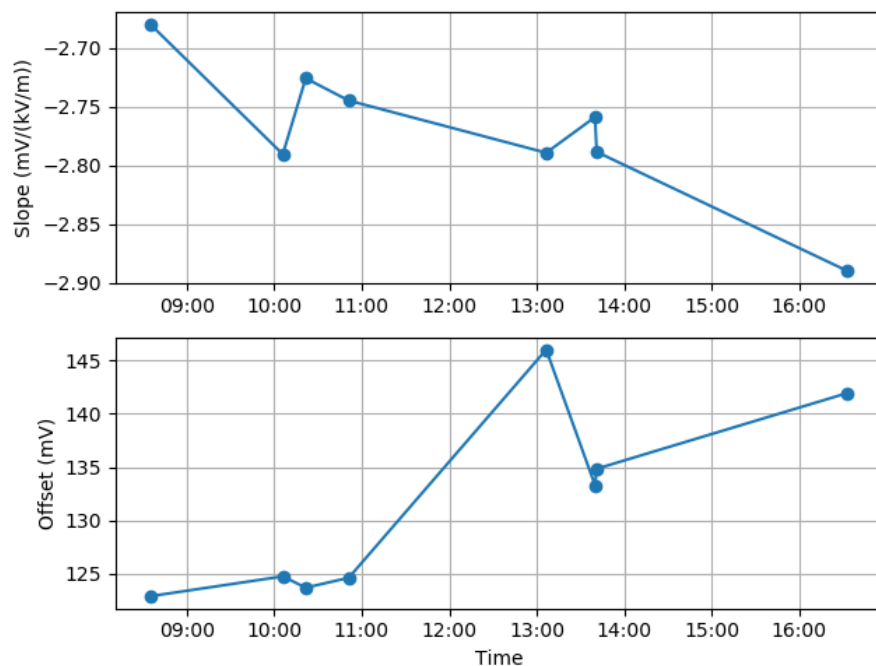
**Abb. 143:** Steigung und Offset der Roundtrips des ersten Messtags zum Zeitpunkt ihrer Bestimmung.

Im Diagramm in Abb. 143 ist zu erkennen, dass im abgebildeten Zeitraum von ca. 8 h die Steigung um ca. 3% und der Offset um ca. 7% schwankt. Diese weisen keinen Trend auf und sind sehr wahrscheinlich auf die Regelzyklen des TEC zurückzuführen.

Im Laufe des zweiten Messtages Abb. 144 hingegen lässt sich ein Trend erkennen. Die Steigung wird betragsmäßig zunehmend größer mit einer Schwankung von etwa 8% und der Offset größer mit einer Schwankung von etwa 15%. Zusätzlich sind alle Steigungswerte des zweiten Tages (mit Ausnahme des ersten) betragsmäßig größer als die vom ersten Tag. Dasselbe gilt für den Offset. Damit muss festgehalten werden, dass sich das Messsystem am zweiten Tag verändert hat. Die Gründe hierfür sind nicht bekannt. Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass regelmäßige Roundtrip-Messungen durchgeführt werden müssen um Änderungen des Systems zu erfassen. Bei konstanten Umgebungsbedingungen von 23,5 °C ist davon auszugehen, dass mit



stündlichen Roundtrip-Messungen die Fehler des Offsets und der Steigung unter 5% gehalten werden können.



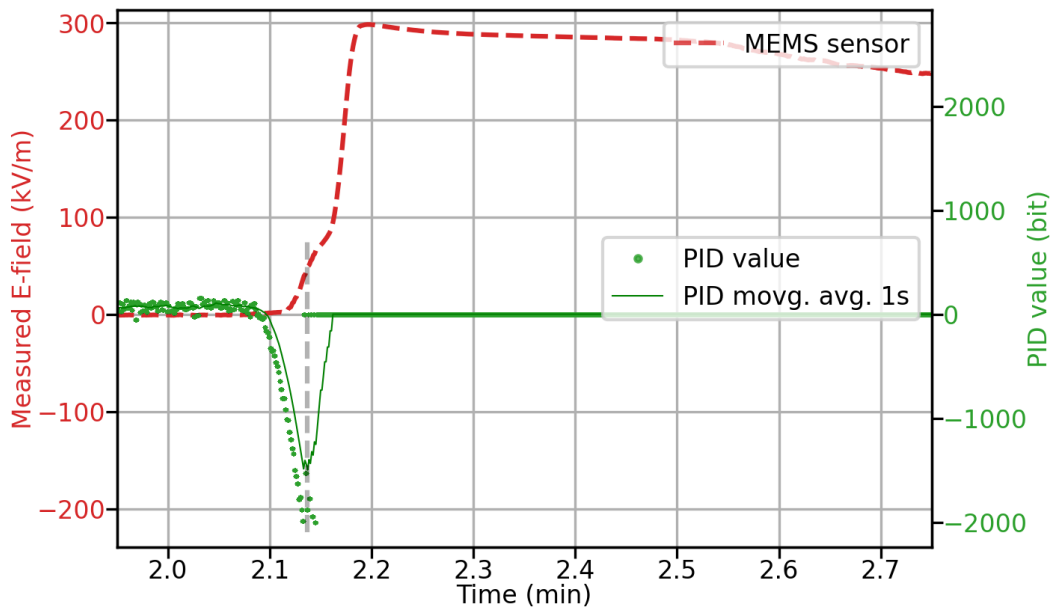
**Abb. 144:** Steigung und Offset der Roundtrips des zweiten Messtags zum Zeitpunkt ihrer Bestimmung.

### 5.7.7. Messungen mit Störstellen

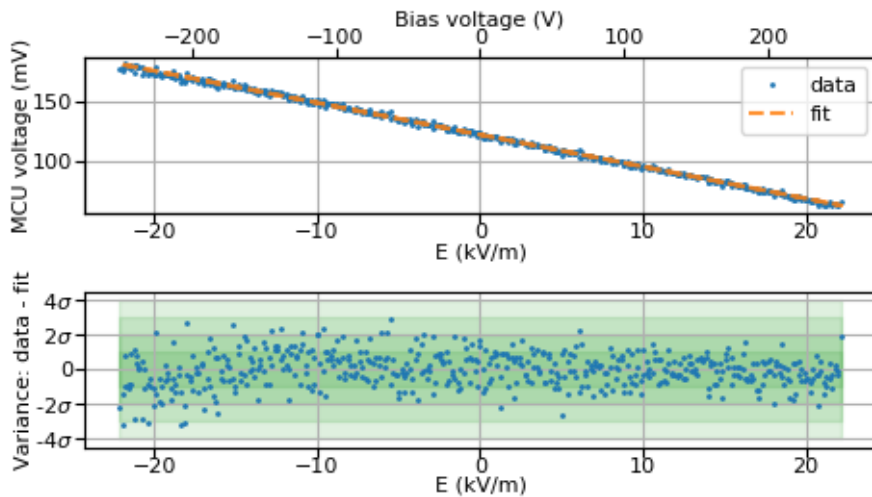
Das Messsystem mit Erdverbindung wurde unter den Leiterseilen direkt unterhalb einer Störstelle aufgestellt. In einem ersten Test sollte eine Messung eines Sprungs auf 150 kV durchgeführt werden. Um die Ionen vom MEMS fernzuhalten, wurde die Messung mit Spannungsregelung der Biaselektrode durchgeführt.

Der Verlauf dieser Messung ist in Abb. 145 dargestellt. Der Sprung kann zu Beginn noch vom Regler kompensiert werden (Min. 2,1 bis 2,15). Danach versucht der Regler mehrmals neu zu starten und fällt auf den Wert 0 zurück (nach der grauen, strichlierten Linie in Abb. 145). Die Schwingungsamplitude des MEMS, die mitgemessen wird, steigt danach betragsmäßig schnell bis zum negativen Maximalwert des ADC an. Dieser große Wert ist nicht allein auf das E-Feld der Leiterseile zurückzuführen, sondern auf Ionen, die aufgrund der unzureichenden Maximalspannung der Biaselektrode in den Messkopf gelangten.

Durch Ionenanlagerung hatte sich das Verhalten des Messgeräts irreversibel geändert. Die Ionen hatten sich an der Teflonkappe angelagert und ließen sich von dort nicht mehr entfernen. Die Ionenanlagerung wurde auch mit Hilfe des VPS bestätigt, mit dem eine sehr hohe Feldstärke nahe der Kappe zu beobachten war.

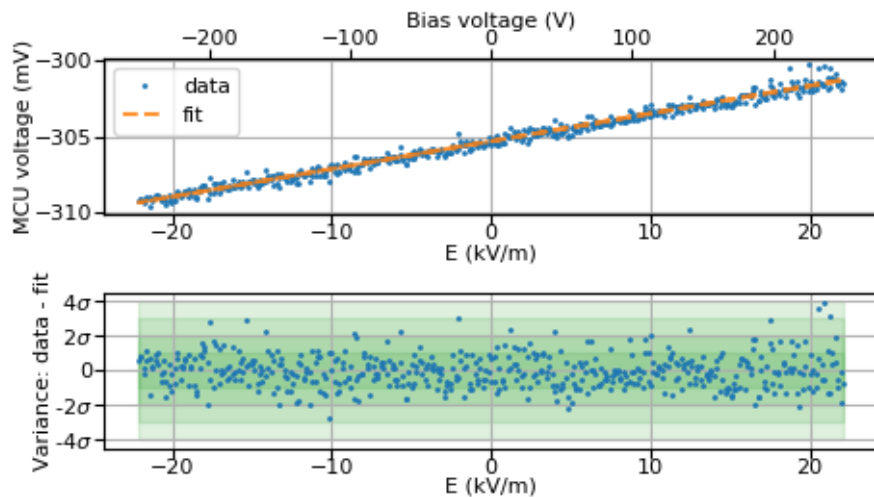


**Abb. 145:** Verlauf der gemessenen Feldstärke und der PID-Wert beim Sprung auf 150 kV mit Störstellen. (Details siehe Text).



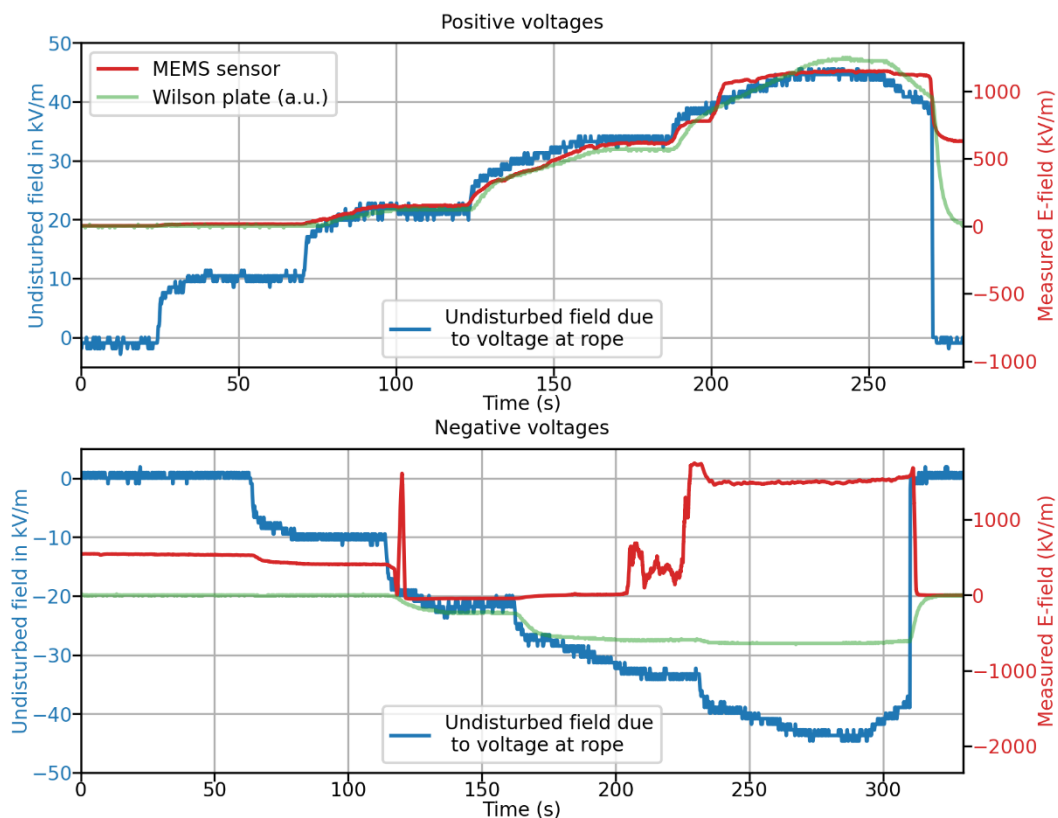
**Abb. 146:** Roundtrip vor der Aufladung durch die Ionen.

Ein Vergleich zwischen Roundtrips vor und nach der Messung (Abb. 146 und Abb. 147) bestätigt ebenfalls dieses nachhaltige Aufladen. Durch diese Aufladung hat sich der Offset sehr stark um ca. 430 mV geändert, was einer enormen lokalen Feldstärke entspricht. Ferner hat sich dadurch auch die Steigung des linearen Fit von  $-0,24 \text{ mV/V}$  auf  $+0,016 \text{ mV/V}$  drastisch verändert. Die Messung des elektrischen Feldes kann aber, sofern die Sensitivität hinreichend groß geblieben ist ( $>10 \text{ } \mu\text{V/V}$ ), mit den neuen Werten für Steigung und Offset erfolgen.



**Abb. 147:** Roundtrip nach der Aufladung durch die Ionen.

Dennoch wurde ein weiterer Versuch unternommen, bei dem Gleichspannungsstufen bis  $\pm 200$  kV angelegt wurden. Dies wurde in der Folge Erdung, 50 kV, 100 kV, 150 kV, 200 kV, Erdung,  $-50$  kV,  $-100$  kV,  $-150$  kV,  $-200$  kV, Erdung mit jeweils 30 s Dauer pro Schritt durchgeführt und ist in Abb. 148 zu sehen.



**Abb. 148:** Positive (oben) +50, +100, +150, +200 kV und negative (unten)  $-50$ ,  $-100$ ,  $-150$ ,  $-200$  kV Spannungstufen mit dazugehörigen Messdaten von MEMS und Wilsonplatte.

Auch wenn die dargestellten Feldstärkewerte keine quantitative Bedeutung haben, so zeigen sie, dass die Ionen eine stärkere Wirkung haben, als das äußere Feld. Die Kurve

des Messgeräts folgt stärker dem (nichtlinearen) Verlauf des mit der Wilson-Platte gemessenen Ionenstroms als der Spannung an den Leiterseilen.

Weiters haben die Ionen nach der ersten Messung mit positiven Spannungen das Messsystem wieder verändert, was sich an dem stark unterschiedlichen Messwert vor (Sekunde 0) und nach dem Durchlaufen (Sekunde 230) der Spannungsstufen zu erkennen ist.

Während der negativen Spannungsstufen lässt sich kein eindeutiger Zusammenhang zwischen Messwerten und Spannung bzw. Ionenstrom mehr feststellen. Durch den vorangegangenen Versuch haben sich offensichtlich Kationen am Gerät abgelagert und erzeugen störende elektrische Felder im Bereich des MEMS. Das Messsignal folgt dem ersten negativen Spannungssprung, wie durchaus zu erwarten war, aber ändert sich dann beim Einsetzen zum Teil schlagartig. Nach Abschalten der Spannung am Leiterseil fällt der Messwert des Sensors wieder auf 0 kV/m und bleibt stabil. Die Ladungen konnten von der, aus Teflon gefertigten, Abdeckung über dem MEMS nicht wieder abgeführt werden bzw. abfließen. Damit war der Zustand des Messgerätes immer von der Vorgeschichte abhängig. Als Konsequenz aus diesen Beobachtungen wurde die zweite Version der Abdeckung über dem MEMS mit einer integrierten Edelstahlelektrode gefertigt und für die Kalibrier- und Validierungsmessungen verwendet (Kap. 5.4 und 5.6). Diese im Betrieb floatende Elektrode kann gezielt geerdet werden, führt jedoch zu einer geringeren Sensitivität (Kap. 5.3.6).

Abschließend ist festzuhalten:

- Die Anordnung der Leiterseile, so wie sie bei den Versuchen verwendet wurde, entspricht nur eingeschränkt „realen“ Freileitungen, da die Leiterseile deutlich niedriger hängen als Freileitungen.
- Durch die niedrigere Höhe der Leiterseile erzeugen die Spannungen höhere Feldstärken, als die ursprünglich ausgearbeiteten Anforderungen. Mit dem von der TU Graz übermittelten Umrechnungsfaktor würde dies eine maximale Spannung von ca. 142 kV (entsprechen 100 kV/m) anstatt 200 kV ergeben.
- Ebenfalls durch die niedrige Höhe der Leiterseile bedingt, waren die erzeugten Ionenströme von bis zu 1 200 nA/m<sup>2</sup> weit höher als die real auftretenden mit einer Größe von typischer Weise 1 – 30 nA/m<sup>2</sup> (siehe Tab. 2).

## **6. Zusammenfassung und Diskussion**

Der von der deutschen Bundesregierung beschlossene Ausbau der Energienetze im Zuge der Energiewende macht einen Aus- und Umbau der Stromverteilnetze notwendig. Damit einhergehend ist der Betrieb von neuen Hybridleitungen geplant, die Hochspannungs-Gleichstromübertragung (HGÜ) und Hochspannungs-Wechselstromübertragung (HWÜ) in einer Stromtrasse vereinen. Zur Erfassung der im Einwirkungsbereich von HGÜ-HWÜ-Hybridleitungen auftretenden statischen und niederfrequenten elektrischen Felder bedarf es einer geeigneten Messtechnik. Im Rahmen des Vorhabens sollte diese identifiziert und für die notwendigen Messaufgaben angepasst, erprobt und validiert werden.

### Bewertung des Messsystems

In der Vorbetrachtung wurden folgende relevante Anforderungen an den Sensor gestellt:

Für die elektrische Feldstärke ist im Einwirkungsbereich von HGÜ-Freileitungen mit Feldstärkewerten von etwa 30 kV/m zu rechnen, ein Messbereich von  $-100$  kV/m bis  $+100$  kV/m wird angestrebt. Bei der Empfindlichkeit hingegen erscheint ein Wert  $<50$  V/m, entsprechend 1% vom Grenzwert gemäß 26. BImSchV für Frequenzen  $\leq 50$  Hz als sinnvolle Zielgröße. Für die Erfassung der relevanten Oberwellen sollte die Messbandbreite 700 Hz betragen (Kap. 2.3.1), eine Frequenzauflösung von 1 Hz wird als ausreichend angesehen.

Bei den Ionenströmen ist mit bis zu  $220$  nA/m<sup>2</sup> zu rechnen, die Messung sollte daher robust gegenüber derartig hohen Ionenströmen sein. Die Richtung des Ionenflusses ist zwar primär entlang der Feldlinien, d.h. in Bodennähe vertikal zu erwarten, jedoch sind in der Praxis Einflüsse durch Windverfrachtung nicht auszuschließen.

Eine Zusammenfassung aller identifizierten Mindestanforderungen findet sich in Tab. 4.

Die für die Messaufgaben in Frage kommenden Messprinzipien lassen sich folgendermaßen zusammenfassen: Bei mechanischen Systemen wird die Kraft durch das elektrische Feld auf Ladungen auf einer beweglichen Struktur als Effekt zur Wandlung von elektrischer Feldstärke ausgenutzt. Die Auslenkung der Struktur wird dann, z.B. optisch, in ein elektrisches Signal umgewandelt. Es gibt zwei Ausprägungen der mechanischen Systeme:

1. Bei rein passiven mechanischen Systemen wird eine elektrische Ladung auf einer beweglichen Struktur durch Influenz erzeugt. Dadurch ist die Kraft auf die Struktur im elektrischen Feld proportional dem Quadrat der Feldstärke, was prinzipiell keine Bestimmung der Feldorientierung mehr erlaubt. Bei gemischten Feldern (AC + DC) entstehen Mischterme aller

Komponenten, eine eindeutige Bestimmung der Komponenten ist damit nicht mehr möglich.

2. Bei aktiven mechanischen Systemen werden auf den beweglichen Strukturen durch eine AC-Quelle Ladungen erzeugt. Die resultierende Kraft im äußeren elektrischen Feld ist proportional der Ladung und dem Feld mit allen seinen Komponenten. Die Phaseninformation bleibt erhalten und es besteht die Möglichkeit der Messung verschiedener Frequenzkomponenten des E-Feldes.

Zu den Messsystemen mit elektrischer Wandlung zählt im Wesentlichen die Feldmühle, bei der durch einen Shutter das elektrische Gleichfeld in ein Wechselfeld bei den Messelektroden gewandelt wird. Dadurch wird ein Wechselstrom influenziert. Derzeit ist aber kein System bekannt, das sowohl DC-Felder als auch AC-Felder bis Frequenzen bis 700 Hz messen kann.

Messsysteme, die elektrooptische Effekte ausnützen, sind gut geeignet für E-Felder höherer Frequenzen, durchaus auch 40 Hz bis einige MHz. Es ist jedoch kein System bekannt, das auch Gleichfelder messen kann. Elektrooptische Sensoren scheiden daher für die gegenständliche Anwendung aus.

Damit ist das vielversprechendste Prinzip jenes der aktiven Kraftwirkung, welches detailliert in Kap. 2.3 beschrieben ist. Es wird dafür eine mikromechanische Struktur verwendet, bei der durch eine Wechselspannungsquelle Ladungen periodisch aufgebracht werden. Sehr vereinfacht beschrieben führt das periodische Aufbringen von Ladung zu einem „Hochmischen“ des zu messenden Gleichanteils und der niederfrequenten Frequenzanteile des elektrischen Feldes auf die Frequenz der Ladungsaufbringung. Mit dieser Methode wird aus einem Gleichsignal ein Wechselfeld, das deutlich leichter gemessen werden kann (vergleiche Kap. 2.3.1). Die extrem kleinen Auslenkungen des mikroelektromechanischen Wandler, im Bereich von Pikometern, werden optisch, da rückwirkungsfrei, aufgenommen.

Für das Messsystem (Kap. 5) wurden mikroelektromechanische Strukturen entworfen, simuliert und hergestellt. Die Einzelstrukturen (Wandler) wurden mechanisch und elektrisch charakterisiert. Die geeignetste Struktur hinsichtlich Sensitivität und Bandbreite wurde im Gesamtsystem eingesetzt. Zur Auslesung der Schwingungen der mikroelektromechanischen Struktur wurde ein Interferometer verwendet. Die Hauptkomponenten umfassen einen Laser, optische Fasern und einen Kollimator, sowie das Common-Path-Interferometer. Die mechanische Anbindung zwischen Mikrosystem und Kollimator wurde möglichst robust ausgeführt um Fehler aufgrund von Verformungen zu unterbinden. Die entwickelte Elektronik dient der Auswertung der Auslenkungen, der Ansteuerung des Mikrosystems und der Demodulation der Signale. Alle digitalen Komponenten werden über einen Microcontroller angesteuert. Ein zusätzlicher Mikrocomputer ermöglicht die Funktionalitäten für kabellosen Zugriff auf das Messsystem

über WLAN und die Verarbeitung der Messdaten mit deren Visualisierung. Die grafische Benutzerschnittstelle erlaubt unmittelbare Rückschlüsse auf mögliche Aufladungen oder andere Veränderungen des Systems. Damit kann vor Ort das Spektrum des Messsignals beobachtet werden. Zusätzlich wurde ein Selbsttest implementiert.

Zur Abwehr von Luftionen rund um das Mikrosystem wurde ein neuartiges Konzept erarbeitet und getestet. Mit einem zusätzlichen elektrischen Feld sollte das äußere elektrostatische Feld kompensiert, die Anlagerung von Luftionen und damit die Aufladung des Messsystems verhindert werden.

Das gesamte Messsystem besteht aus drei Hauptkomponenten, dem Bedienterminal, der Sonde und der optoelektrischen Versorgungseinheit. Das Sondengehäuse, in dem sich das Mikrosystem befindet, kann auf einem EMV-Stativ fixiert werden. In diesem Gehäuse befindet sich auch eine Temperaturstabilisierung für die Optik und die mechanische Anbindung des Mikrosystems an die Optik. Die Elektronik für Ansteuerung und Auswertung ist im zweiten Gehäuse untergebracht. Beide Gehäuse sind über geschirmte elektrische Leitungen und einen Lichtwellenleiter verbunden.

Mit dem Messsystem können Gleich- und Wechselfelder gleichzeitig gemessen werden. Durch die gewählte Resonanzfrequenz des MEMS-Wandlers von ca. 4 kHz sollten Oberwellen der elektrischen Felder bis ca. 2 kHz prinzipiell erfassbar sein, laut Betrachtungen in Kap. 2.3.1. sind jedoch nur Frequenzen bis 700 Hz relevant. Eine messtechnische Validierung der Bandbreite fand jedoch nicht statt.

Es wurde eine Kalibration des Messsystem in den Labors der UWK für Gleichfelder zwischen  $\pm 40$  kV/m durchgeführt. In nicht stabilisierten Umgebungen, d. h. bei Verwendung des verbauten Temperaturreglers mit den sich ergebenden Regelzyklen, wird der Messfehler für DC-Felder, schon bei geringen Temperaturschwankungen an der Sonde (0,1 °C) größer als der Grenzwert für niederfrequente elektrische Felder (5 kV/m). Damit muss festgehalten werden, dass die angestrebte Auflösung von 1 V/m nicht annähernd erreicht werden konnte. Hauptgründe dafür sind die hohe Temperaturempfindlichkeit des optischen Ausleseverfahrens der Cantilever-Schwingungen und die starke Abschwächung des E-Feldes am Ort des MEMS durch die Bias-Elektrode und die floatende Elektrode. Gemeinsam ergeben beide eine Abschwächung des äußeren Feldes um den Faktor 18,6. Diesem gravierenden Nachteil steht ein wesentlicher Vorteil gegenüber. Mit der Biaselektrode konnte eine Vorortkalibration erfolgen. Es zeigte sich durch Validierungsmessungen die Notwendigkeit, zumindest vor jeder Messung eine solche Kalibration durchzuführen. Da der Vorgang nur rund eine Minute dauert, könnte die Kalibration auch automatisiert in periodischen Intervallen erfolgen und so die Qualität der Messung, durch Kompensation des Offsets und einer Fehlererkennung, erheblich steigern.

Die Kapselung des Sensorsystems stellte sich als eine der größten Herausforderungen heraus. An bestimmten Stellen des Gehäuses werden Isolatoren benötigt, an anderen



Stellen können sich isolierende Oxide an Oberflächen bilden, an denen sich Ionen ansammeln können ohne abzufließen. Beim Messsystem wurden zwei Varianten der Kapselung untersucht. Erstens wurde eine Kappe aus Teflon (Messung TU Graz) und zweitens eine Teflonkappe mit einer eingepressten floatenden Elektrode (Edelstahlscheibe) gefertigt, bei der angelagerte Ionen abgeleitet werden können. Die letztendlich gewählte Variante mit floatender Elektrode reduziert die Empfindlichkeit des Systems (ca. 50%). Mit diesem System konnte für Gleichfelder bei einer gleitenden Mittelung über eine Sekunde eine dreifache Standardabweichung  $3\sigma = 570 \text{ V/m}$  erreicht werden (Kap. 5.3.5). Diese Werte sind nur für eine Messdauer im Bereich der Dauer der Roundtrip-Messung ( $\approx 100 \text{ s}$ ) gültig und berücksichtigen keine Schwankungen, welche durch den Regelzyklus des Temperaturcontrollers und durch andere interne Temperaturänderungen verursacht werden. Dieser best-case-Fall erreicht nicht die formulierte Anforderung von  $50 \text{ V/m}$ . Für AC-Felder muss einschränkend festgehalten werden, dass die Kalibration nur bei  $50 \text{ Hz}$  durchgeführt wurde, da der Fokus auf den DC-Messungen lag. Diese Kalibration für Wechselfelder ist mit Steigungsfehlern von 10% für maximal eine Woche gültig. Aus den starken Abweichungen muss geschlossen werden, dass zuverlässige Langzeitmessungen auf diese Weise nicht möglich sind. Die Messungen im Hochspannungslabor mit kombinierten Gleich- und Wechselfeldern ergaben, dass die Charakteristik für reine AC-Felder die gleiche war, wie für hybride (AC/DC) Felder.

Das System wurde hinsichtlich verschiedener Störeinflüsse untersucht, wie Vibrationen, akustischen Störsignalen, Temperaturschwankungen, Luftfeuchtigkeit, Feldinhomogenitäten und dem Auftreten von Luftionen. Wie erwartet führen akustische Signale und Vibrationen nahe der Resonanzfrequenz des mikromechanischen Wandlers zu falschen Signalamplituden, allerdings nur bei reinen Tönen. Für die typischen breitbandigen akustischen Umgebungsgeräusche unter  $60 \text{ dB}$  spielt diese Beeinflussung keine Rolle. Temperaturschwankungen beeinflussen das derzeitige System erheblich: Auch bei konstanter Außentemperatur liegen die internen Temperaturschwankungen des Gerätes durch die Regelung des Temperaturcontrollers bei typisch kleiner  $\pm 0,1 \text{ }^\circ\text{C}$  und verursachen systematische Fehler in der Feldbestimmung von bis zu  $11,6 \text{ kV/m}$  (vergleiche Kap. 5.5.6). Eine Langzeitmessung über rund  $4 \text{ h}$  zeigte bei einer Schwankung der Temperatur des TEC von  $\pm 0,06 \text{ }^\circ\text{C}$  einen Fehler der Feldstärkenmessung von unter  $10 \text{ kV/m}$  (Abb. 118 und Abb. 119).

Untersuchungen zur Abhängigkeit von der Luftfeuchtigkeit wurden ebenfalls durchgeführt. Durch die zu geringe Sensitivität des Systems konnten Auswirkungen weder nachgewiesen noch widerlegt werden.

Die Auswirkungen von Feld-Inhomogenitäten auf die Messergebnisse wurden durch Messungen untersucht (vergleiche Kap. 5.5.10), wobei die Feldinhomogenitäten durch Simulationen bestimmt wurden. Es wurde keine Abhängigkeit der Messergebnisse von den Inhomogenitäten festgestellt. Zudem ist im realen Fall unter einer Hochspannungsleitung mit sehr viel geringeren Inhomogenitäten ( $< 1/10$ ) zu rechnen.

Der Einfluss von Ionenströmen aus Koronaentladungen wurde in den Labors der TU-Graz und der UWK untersucht. Die durchaus starken Ionenströme von  $40 - 1\,200 \text{ nA/m}^2$ , konnten mit dem System der Gegenfelderzeugung (Biaselektrode) entgegen allen Erwartungen nicht abgewehrt werden. Die durch Ionenanlagerungen in Sensornähe erzeugten Fehler der Feldstärkemessung übersteigen die im Umfeld von HGÜ-Freileitungen erwartbaren Feldstärken bei weitem. Daher sind mit dem Messsystem in der gegenwärtigen Form keine verlässlichen Messungen möglich, wenn Ionenströme zu erwarten sind.

Im Hochspannungslabor der TU Graz wurden Bedingungen nachgestellt, wie sie unter Hybridleitungen auftreten können. Hierbei wurde die sensitivere Konfiguration des Messsystems (Teflonkapselung) genutzt, bei der allerdings Ionenanlagerungen nicht mehr entfernt werden können. Mit diesem System konnten ungestörte AC-Felder, DC-Felder (positiv und negativ) und hybride Felder mit bis zu  $50 \text{ kV/m}$  (Abb. 126) gemessen werden. Die Schwankungen um den Sollwert betragen dabei  $2,5 \text{ kV/m}$ . In Umgebungen, in denen keine Ionenströme zu erwarten sind, ist daher eine Auflösungsgrenze für Gleichfeldmessungen von  $2,5 \text{ kV/m}$  erreichbar, solange die Umgebungstemperatur konstant ist. Sprunghafte Änderungen des Feldes können im Bereich einer Sekunde erfasst werden (Abb. 130).

Im Hochspannungslabor ist die erzeugte Feldstärke am Messort nicht zwingend proportional zu der angelegten elektrischen Spannung an den Leiterseilen, da Aufladungen und Polarisierungen von Materialien (im speziellen der keramische Laborboden) auftreten können. Dies wurde mit dem System zweifelsfrei gemessen und auch durch eine parallele Messung mit einer Feldmühle bestätigt (Abb. 128).

Die Untersuchungsergebnisse belegen, dass das System in der vorliegenden Form aufgrund der reduzierten Sensitivität, der starken Temperaturabhängigkeit und der Anfälligkeit für Verfälschungen durch Ionenanlagerung nicht außerhalb von temperaturstabilisierten Labors verwendet werden kann. Daher ist das System nicht für die Expositionserfassung im Bereich von HGÜ und HWÜ geeignet.

Im Sinne des Primärziels des Vorhabens konnte eine Messmethode auf MEMS-Basis für die Messung statischer und niederfrequenter elektrischer Felder in typischer Umgebung von HGÜ und HGÜ-HWÜ-Hybridleitungen identifiziert und weiterentwickelt werden. Im Rahmen von Entwicklung, Erprobung und Validierung wurden jedoch zwei potentielle Fehlerquellen identifiziert, deren Lösung vorerst eine große technische Herausforderung bleibt. Zum einen verhindert die starke Temperaturabhängigkeit des derzeitigen Messsystems, dass außerhalb von kontrollierten Laborbedingungen eine für Messungen unter realen Freileitungen ausreichend große Sensitivität und Stabilität erreicht werden kann. Da die Temperaturabhängigkeit gegenüber anderen Querempfindlichkeiten stark dominiert, konnte der Einfluss von Potenzial und Luftfeuchtigkeit nicht belegt, widerlegt oder quantifiziert werden.

Neben der starken Temperaturabhängigkeit stellt die Anlagerung von Ionen ein bisher nicht gelöstes Problem dar, das zu starken Veränderungen der Systemcharakteristik führt. Es wurde zwar eine Lösung zur einfachen Wiederherstellung der ursprünglichen Kennlinie gefunden, zuverlässige Langzeitmessungen sind auf diese Weise jedoch nicht möglich. Die für eine Ionenabwehr entwickelte Vorrichtung zur Erzeugung eines Gegenfeldes konnte, entgegen der ursprünglichen Erwartungen, die im Labor erzeugten und von einer Versuchsleitung emittierten Ionenströme nicht abwehren. Ob hierfür lediglich eine, durch die vergleichsweise hohen Ionenstromdichten hervorgerufene, Überlastung der Vorrichtung verantwortlich ist oder andere Gründe gegen das prinzipielle Funktionieren der Ionenabwehr sprechen, ist derzeit unklar. Aus Sicht der Autoren sollte das Konzept einer Abwehr von Ionenströmen durch ein Gegenfeld weiterhin detailliert erforscht und weiterentwickelt werden, da hierfür noch hohes Verbesserungspotenzial gesehen wird.

### Optimierungspotenzial

Eine Möglichkeit die Sensitivität zu steigern wird in der weiteren Optimierung der Position des MEMS-Wandlers am Gehäuse gesehen. So ist durch die Änderung der Position des Chips auf die Oberseite der Blende (bedingt Neukonstruktion und Durchführungen zum Kontaktieren) ein Faktor  $\times 3$  zu erwarten. Die Geometrie der Bias-Elektrode ( $\times 1,5$ ) als auch die der Elektrode in der Abdeckung des MEMS kann ebenfalls weiter optimiert werden. Letzte kann als Feldkonzentrator ausgeführt werden, wodurch mindestens ein Faktor  $\times 3$  erwartbar ist. Derzeit führen beide Elemente zu einer Abschwächung des äußeren Feldes über dem MEMS.

Durch weiterentwickelte Assemblierungsprozesse kann die derzeit verwendete Justage-Einheit der Optik möglicherweise vollkommen entfallen und die derzeit sehr massiv ausgeführte Anbindung des MEMS an die Optik viel kompakter ausfallen. Daraus würde auch eine einfachere thermische Isolation gegenüber der Umgebung möglich werden und auch ein geringerer Energiebedarf und damit auch ein geringerer Energieeintrag der Temperaturstabilisierung selbst entstehen. Es sollte geklärt werden, ob die Energieabfuhr der Temperaturstabilisierung durch Kühlrippen an der Außenwand durchgeführt werden kann, ohne an der Außenseite des Gehäuses im äußeren Feld Ionen zu generieren. Eine kompaktere Ausführung der optischen Justage würde auch thermische Ausdehnungen verringern und so die Einsatzfähigkeit des Systems verbessern.

Unter Einbezug der identifizierten Optimierungspotenziale sollte das Gesamtsystem hinsichtlich einer Temperaturstabilisierung des MEMS als auch der Anbindung der Optik neu konzeptioniert werden.

## **7. Abkürzungsverzeichnis**

AC	Wechselstrom bzw. Wechselkomponente
BSO	Bismuth-Siliziumoxid
BW	Printplatte
CCD	Charge-coupled device
DC	Gleichstrom bzw. Gleichkomponente
DUT	Device under test (Probe)
EEG	Elektroenzephalogramm
EKG	Elektrokardiogramm
EO	elektro-optisch
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
FK	Feldkondensator
FEM	finite Elemente Methode
FBT	Fly-Back-Transformator
GOK	Geländeoberkante
HGÜ	Hochspannungsgleichstromübertragung
HWÜ	Hochspannungswechselstromübertragung
LD	Laserdiode
LVD	Laserdopplervibrometer
MCU	Microcontroller
MSA	Mikrosystemanalysator
MEMS	Mikroelektromechanisches System
PCB	Printplatte (printed circuit board)
RMS	root mean square (Effektivwert)
RPi	Raspberry Pi
SD	Standardabweichung
TEC	Temperaturregler
VPS	vibrating plate sensor

# 8. Literatur

- Ajeya2020:** B. Ajeya and S. Vincent, „Integration of Contactless Power Measuring Instruments to PLC and SCADA Through Industrial Wireless Sensor Network for EMS“. In: Janyani, V., Singh, G., Tiwari, M., d'Alessandro, A. (eds) Optical and Wireless Technologies. Lecture Notes in Electrical Engineering, vol 546. Springer, Singapore, 2020. doi: 10.1007/978-981-13-6159-3\_30.
- Anisimov2002:** S. V. Anisimov, E. A. Mareev, N. M. Shikhova, and E. M. Dmitriev, “Universal spectra of electric field pulsations in the atmosphere,” *Geophysical Research Letters*, vol. 29, no. 24, pp. 70–1–70–4, Dec. 2002. doi: 10.1029/2002gl015765.
- Appel2004:** M. F. Appel, J. R. McKeachie, W. E. van der Veer, and T. Benter, “Simple induction probe electric field meter for the detection of electrical fields generated by ion-optical electrodes,” *Review of scientific instruments*, vol. 75, no. 8, pp. 2603–2607, 2004. doi: 10.1063/1.1765751.
- Auden2017:** E. C. Auden, J. Novak, R. W. Salazar, and A. Hinckley, “Uncertainty analysis of an electric field mill calibration system.”, May 2017.
- Aydin2010:** A. Aydin, P. Stiffell, R. Prance, and H. Prance, “A high sensitivity calibrated electric field meter based on the electric potential sensor,” *Measurement Science and Technology*, vol. 21, no. 12, p. 125901, 2010. doi: 10.1088/0957-0233/21/12/125901.
- Bagci2014:** T. Bagci, A. Simonsen, S. Schmid, L. G. Villanueva, E. Zeuthen, J. Appel, J. M. Taylor, A. Sørensen, K. Usami, A. Schliesser, et al., “Optical detection of radio waves through a nanomechanical transducer,” *Nature*, vol. 507, no. 7490, pp. 81–85, 2014. doi: 10.1364/fio.2014.fw1c.2.
- Bai2015:** Y. Bai, J. Wang, G. Wei, and Y. Yang, “Design and simulation test of an open d-dot voltage sensor,” *Sensors*, vol. 15, no. 9, pp. 23640–23652, 2015. doi: 10.3390/s150923640.
- BMAS2016:** BMAS (Bundesministerium für Arbeit und Soziales). 2016. Verordnung zur Umsetzung der Richtlinie 2013/35/EU und zur Änderung der Arbeitsschutzverordnungen vom 15. November 2016.
- BMASK2016:** BMASK (Bundesministerium für Arbeit, Soziales und Konsumentenschutz). 2016. Verordnung des Bundesministers für Arbeit, Soziales und Konsumentenschutz, mit der die Verordnung über den Schutz der Arbeitnehmer/Innen vor der Einwirkung durch elektromagnetische Felder (Verordnung Elektromagnetische Felder – VEMF) erlassen wird und mit der die Verordnung über die Gesundheitsüberwachung am Arbeitsplatz 2014 und die Verordnung über Beschäftigungsverbote und -beschränkungen für jugendliche geändert werden. [https://www.ris.bka.gv.at/Dokument.wxe?Abfrage=BgblAuth&Dokumentnummer=BGBLA\\_2016\\_II\\_179](https://www.ris.bka.gv.at/Dokument.wxe?Abfrage=BgblAuth&Dokumentnummer=BGBLA_2016_II_179)
- Barad2000:** Y. Barad, Y. Lu, Z.-Y. Cheng, S.-E. Park, and Q. M. Zhang, “Composition, temperature, and crystal orientation dependence of the linear electro-optic properties of  $\text{pb}(\text{zn}_{1/3}\text{nb}_{2/3})\text{o}_3\text{-pbtio}_3$  single crystals,” *Applied Physics Letters*, vol. 77, no. 9, pp. 1247–1249, 2000. doi: 10.1063/1.1290156.
- Bateman2007:** M. G. Bateman, M. F. Stewart, S. J. Podgorny, H. J. Christian, D. M. Mach, R. J. Blakeslee, J. C. Bailey, and D. Daskar, “A low-noise, microprocessor-controlled, internally digitizing rotating-vane electric field mill for airborne platforms,” *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 24, no. 7, pp. 1245–1255, Jul. 2007. doi: 10.1175/jtech2039.1
- Bennett2007:** A. Bennett, “Measurement of atmospheric electricity during different meteorological conditions”, Ph.D. dissertation, University of Reading, 2007
- Bennett2007a:** A. J. Bennett and R. G. Harrison, Atmospheric electricity in different weather conditions, *Weather* – October 2007, Vol. 62, No. 10, 277-283
- Berger2001:** J. Berger, K. Petermann, H. Föhling, and P. Wust, “Calibrated electro-optic E-field sensors for hyperthermia applications,” *Physics in Medicine and Biology*, vol. 46, no. 2, pp. 399–411, Jan. 2001. doi: 10.1088/0031-9155/46/2/309.
- Bernier2009:** M. Bernier, L. Duvillaret, G. Gaborit, A. Paupert, and J. Lasserre, “Fully automated e-field measurement system using pigtailed electro-optic sensors for temperature dependent-free measurements of microwave signals in outdoors conditions,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 1, pp. 61–68, Jan. 2009, issn: 1558-1748. doi: 10.1109/JSEN.2008.2010367.

- Bogue2012:** R. Bogue, "Plessey launches range of unique electric field sensors," *Sensor Review*, 2012. doi: 10.1108/02602281211233160.
- Boltek2016:** Boltek. EFM-100 Atmospheric Electric Field Monitor. <https://www.boltek.com/EFM100-SS-09112016.pdf>. Online; Accessed on 08.03.2020.
- Bordovsky1998:** Bordovsky, "Electrooptic electric field sensor for dc and extra-low-frequency measurement," PhD thesis, Department of Manufacturing and Engineering Systems, Brunel University, West London, 1998.
- Boyes2010:** Boyes, W. 2010. *Instrumentation Handbook*. 4<sup>th</sup> Edition. <https://doi.org/10.1016/C2009-0-25186-5>
- CampbellScientific2012:** Campbell Scientific Inc., CS110 Electric Field Meter, 2012
- CampbellScientific2018:** Campbell Scientific Inc., LW110 Lightning Warning System, [https://s.campbell-sci.com/documents/us/product-brochures/b\\_lw110.pdf](https://s.campbell-sci.com/documents/us/product-brochures/b_lw110.pdf), Online; Accessed on 07.05.2020, 2018.
- Carter1988:** Carter P.J., Johnson G.B. 1988. Space Charge Measurements Downwind from A Monopolar 500 kV HVDC Test Line. *IEEE Transactions on Power Delivery* Vol. 3, pp. 2056-2063
- Cecelja2001 :** F. Cecelja, M. Bordovsky, and W. Balachandran, "Lithium niobate sensor for measurement of dc electric fields," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 2, pp. 465-469, Apr. 2001, issn: 1557-9662. doi: 10.1109/19.918167.
- Cecelja2002:** F. Cecelja, M. Bordovsky, and W. Balachandran, "Electro-optic sensor for measurement of dc fields in the presence of space charge," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, no. 2, pp. 282-286, Apr. 2002, issn: 1557-9662. doi: 10.1109/19.997825.
- Cecelja2007:** F. Cecelja, W. Balachandran, and M. Bordowski, "Validation of electro-optic sensors for measurement of dc fields in the presence of space charge," *Measurement*, vol. 40, no. 4, pp. 450-458, 2007, issn: 0263-2241. doi: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2006.06.003>.
- Chartier1989:** Chartier, V.L., R.D. Stearns, and A.L. Burns. 1989. 'Electrical Environment of the Uprated Pacific NW/SW HVDC Intertie'. *IEEE Transactions on Power Delivery* 4 (2): 1305-17. <https://doi.org/10.1109/61.25618>.
- Chen2006:** X. Chen, C. Peng, H. Tao, C. Ye, Q. Bai, S. Chen, and S. Xia, "Thermally driven micro-electrostatic fieldmeter," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 132, no. 2, pp. 677-682, Nov. 2006. doi: 10.1016/j.sna.2006.02.044.
- Chen2013:** T. Chen, "Mem electric field sensor using force deflection with capacitance interrogation," in 2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting, IEEE, 2013, pp. 1-4. doi: 10.1109/pesmg.2013.6672919.
- Chen2014:** T. Chen, C. Shafai, A. Rajapakse, and B. Park, "Micromachined electric field mill employing a vertical moving shutter," *Procedia Engineering*, vol. 87, pp. 452-455, 2014. doi: 10.1016/j.proeng.2014.11.352.
- Chen2016:** T. Chen, C. Shafai, A. Rajapakse, J. Liyanage, and T. Neusitzer, "Micromachined ac/dc electric field sensor with modulated sensitivity," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 245, pp. 76-84, 2016. doi: 10.1016/j.sna.2016.04.054.
- Cheng2005:** W.-C. Cheng, Y.-J. Chiu, and F.-J. Kao, "Electric field probing by incorporating franz-keldysh electroabsorption effect and optical-beam-induced-current technique," in 2005 IEEE LEOS Annual Meeting Conference Proceedings, Oct. 2005, pp. 901-902. doi: 10.1109/LEOS.2005.1548293.
- Chmielak2011:** B. Chmielak, M. Waldow, C. Matheisen, C. Ripperda, J. Bolten, T. Wahlbrink, M. Nagel, F. Merget, and H. Kurz, "Pockels effect based fully integrated, strained silicon electro-optic modulator," *Opt. Express*, vol. 19, no. 18, pp. 17212-17219, Aug. 2011. doi: 10.1364/OE.19.017212.
- Chu2017:** Z. Chu, C. Peng, F. Zheng, and S. Xia, "An electric field microsensors with metal-silicon structure," in 2017 IEEE 12th International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS), IEEE, 2017, pp. 562-565. doi: 10.1109/nems.2017.8017085.
- Chubb1990:** J.N. Chubb. Two new designs of "field mill" type fieldmeters not requiring earthing of rotating chopper. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(6):1178-1181, 1990.



- Chubb2006:** John Chubb. User Manual: JCI 131 Electrostatic Fieldmeter. <http://www.infostatic.co.uk/UM/UMJCI131.pdf>. Online; Accessed on 9.04.2020.
- Chubb2010-3:** J. Chubb, An Introduction to Electrostatic Measurements, chapter 3. Nova Science Publishers Inc., 2010.
- Chung2016:** H. E. Chung, W. Ye, S. G. Vora, S. Rednour, and D. R. Allee, "A passive very low-frequency (vlf) electric field imager," *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 9, pp. 3181–3187, 2016. doi: 10.1109/jsen.2016.2530741.
- Chung2017:** H. E. Chung, M. McMaster, A. Delluomo, O. Vazquez, A. Su, A. M. Wilson, and D. R. Allee, "Active two-dimensional electric field imaging at very low frequencies," *IEEE Sensors journal*, vol. 17, no. 21, pp. 7123–7130, 2017. doi: 10.1109/jsen.2017.2753248.
- Chung2017a:** H. E. Chung, "Low frequency electric field imaging," PhD thesis, Arizona State University, 2017.
- Clark1957:** J. F. Clark, "Airborne measurement of atmospheric potential gradient," *Journal of Geophysical Research*, vol. 62, no. 4, pp. 617–628, Dec. 1957. doi: 10.1029/jz062i004p00617.
- Cui2018:** Yong Cui, Haiwen Yuan, Xiao Song, Luxing Zhao, Yumeng Liu, and Liwei Lin. Model, design, and testing of field mill sensors for measuring electric fields under high-voltage direct-current power lines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(1):608–615, 2018.
- Dallaire1987:** Dallaire, R. D., and P. Sarma Maruvada. 1987. 'Corona Performance of a  $\pm 450$  KV Bipolar DC Transmission Line Configuration'. *IEEE Transactions on Power Delivery* 2 (2): 477–85. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.1987.4308131>.
- Dart2007:** F. C. Dart, V. H. Andrade, and J. A. Domingues. 2007. 'HVDC lines-electric fields interaction evaluation'. In. Rio de Janeiro, Brazil.
- Dekra2019:** Dekra, JCI Electrostatic Instrumentation – The Measure of Static, Online; Accessed on 16.04.2020, 2019.
- Denison2006:** T. Denison, J. Kuang, J. Shafran, M. Judy, and K. Lundberg, "A self-resonant MEMS-based electrostatic field sensor with 4v/m/hz sensitivity," 2006. doi: 10.1109/isscc.2006.1696157.
- Denison2007:** T. Denison, J. Shafran, J. Kuang, and K. Lundberg, "A self-resonant mems-based electrometer," Jun. 2007, pp. 1–5. doi: 10.1109/IMTC.2007.379381.
- Duvillaret2002:** L. Duvillaret, S. Rialland, and J.-L. Coutaz, "Electro-optic sensors for electric field measurements. I. Theoretical comparison among different modulation techniques," *J. Opt. Soc. Am. B* 19, pp. 2692–2703, 2002. doi: <https://doi.org/10.1364/JOSAB.19.002692>.
- Duvillaret2002a:** L. Duvillaret, S. Rialland, and J.-L. Coutaz, "Electro-optic sensors for electric field measurements. II. Choice of the crystals and complete optimization of their orientation," *J. Opt. Soc. Am. B* 19, pp. 2704–2715, 2002. doi: <https://doi.org/10.1364/JOSAB.19.002692>.
- EMAG2020:** EMAG Technologies Inc., "NEOSCAN® Ultra-Wideband Non-Invasive Field Measurement System", <https://emagtech.com/neoscan-system/>. Online; Accessed 18.9.2020.
- Esposito2016:** F. Esposito, R. Molinaro, C. I. Popa, C. Molfese, F. Cozzolino, L. Marty, K. Taj-Eddine, G. D. Achille, G. Franzese, S. Silvestro, and G. G. Ori, "The role of the atmospheric electric field in the dust-lifting process," *Geophysical Research Letters*, vol. 43, no. 10, pp. 5501–5508, May 2016. doi: 10.1002/2016gl068463.
- EU1999:** Europäische Gemeinschaft. 1999. '1999/519/EG: Empfehlung Des Rates Vom 12. Juli 1999 Zur Begrenzung Der Exposition Der Bevölkerung Gegenüber Elektro-magnetischen Feldern (0 Hz - 300 GHz).' *Amtsblatt Nr. L 199 vom 30/07/1999 S. 0059-0070*. <http://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/?uri=CELEX%3A31999H0519>.
- EU2013:** 'Directive 2013/35/EU on Minimum Health and Safety Requirements Re-garding the Exposure of Workers to the Risks Arising from Physical Agents (Electromagnetic Fields)'. *Official Journal of the European Union* L179/1-L179/21. <https://osha.europa.eu/de/legislation/directives/directive-2013-35-eu-electromagnetic-fields>.

- Feser1984:** K. Feser and W. Pfaff, "A potential free spherical sensor for the measurement of transient electric fields," *IEEE Trans. Power App. Syst.* Vol. PAS-103, No. 10, pp. 2904–2911, 1984, DOI: 10.1109/TPAS.1984.318292.
- Fort2010:** A. Fort, M. Mugnaini, V. Vignoli, S. Rocchi, F. Perini, J. Monari, M. Schiaffino, and F. Fiocchi, "Design and modeling of an optimized sensor for atmospheric electric field measurement," in 2010 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS), IEEE, Feb. 2010. doi: 10.1109/sas.2010.5439402.
- Fort2011:** A. Fort, M. Mugnaini, V. Vignoli, S. Rocchi, F. Perini, J. Monari, M. Schiaffino, and F. Fiocchi, "Design, modeling, and test of a system for atmospheric electric field measurement," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 8, pp. 2778–2785, Aug. 2011. doi: 10.1109/tim.2011.2130010.
- Fritzen2019:** C. L. Fritzen, W. A. Fernandes, A. C. Notari, W. M. Dias, G. M. Rescigno, T. R. Rodrigues, and M. Lacerda, "Electric field sensor calibration using horizontal parallel plates," in 2019 International Symposium on Lightning Protection (XV SIPDA), IEEE, Sep. 2019. doi: 10.1109/sipda47030.2019.8951742.
- Fu2019:** B. Fu, F. Kirchbuchner, J. von Wilmsdorff, T. Grosse-Puppenthal, A. Braun, and A. Kuijper, "Performing indoor localization with electric potential sensing," *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, vol. 10, no. 2, pp. 731–746, 2019. doi: 10.1007/s12652-018-0879-z.
- Fuchs2014:** Fuchs, K., Novitskiy, A., Berger, F., Westermann, D. 2014. Hochspannungsgleichstromübertragung - Eigenschaften des Übertragungsmediums Freileitung. Ilmenauer Beiträge zur elektrischen Energiesystem-, Geräte- und Anlagentechnik (IBEGA), Band 7. Universitätsverlag Ilmenau. ISBN 978-3-86360-075-4.
- Gaborit2013:** G. Gaborit, J. Dahdah, F. Lecoche, P. Jarrige, Y. Gaeremynck, E. Duraz, and L. Duvillaret, "A non-perturbative electrooptic sensor for in situ electric discharge characterization," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 41, no. 10, pp. 2851–2857, Oct. 2013, issn: 1939-9375. doi: 10.1109/TPS.2013.2257874.
- Gaborit2015:** G. Gaborit, P. Jarrige, J. Dahdah, L. Gillette, and L. Duvillaret, "Packaged optical sensors for the electric field characterization in harsh environments," in 2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2015, pp. 1468–1471.
- Gaborit2020:** G. Gaborit, P. Artillan, C. Bermond, G. Revillod, G. Chevrier-Gros, and L. Duvillaret, "20 ghz antenna radiation pattern obtained from near-field mapping with electrooptic probe on a single plane," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 7, pp. 1177–1181, Jul. 2020, issn: 1548-5757. doi: 10.1109/LAWP.2020.2994263.
- Gao2014:** Z. Gao, Z. Yu, R. Zeng, F. Tian, J. Yu, M. Dai, B. Niu, M. Li, L. Liu, R. Li, and Y. Liao, "Research on measuring methods and sensors of high voltage dc electric field," in 2014 International Conference on Information Science, Electronics and Electrical Engineering, vol. 2, Apr. 2014, pp. 850–854. doi: 10.1109/InfoSEEE.2014.6947787.
- Garzarella2007:** A. Garzarella, S. B. Qadri, D. H. Wu, and R. J. Hinton, "Responsivity optimization and stabilization in electro-optic field sensors," *Appl. Opt.*, vol. 46, no. 26, pp. 6636–6640, Sep. 2007. doi: 10.1364/AO.46.006636.
- Garzarella2011:** A. Garzarella and D. H. Wu, "Non intrusive electromagnetic sensors for ultra-wideband applications using electro-optic and magneto-optic materials," in 2011 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB), Sep. 2011, pp. 240–242. doi: 10.1109/ICUWB.2011.6058836.
- Geonica:** Geonica. Model GEO-EFM-100 Electric Field Mill. <http://www.geonica.com/fil/Model/DocumentLibrary/2/9755-0032-model-geo-efm-100-electric-field-mill.pdf>. Online; Accessed on 17.03.2020.
- Ghionea2013:** S. Ghionea, G. Smith, J. Pulskamp, S. Bedair, C. Meyer, and D. Hull, "Mems electric-field sensor with lead zirconate titanate (pzt)-actuated electrodes," in *SENSORS*, 2013 IEEE, IEEE, 2013, pp. 1–4. doi: 10.1109/icsens.2013.6688131.
- Gong2005:** C. Gong, H. Tao, C. Peng, Q. Bai, S. Chen, and S. Xia, "A novel miniature interlacing vibrating electric field sensor," in *SENSORS*, 2005 IEEE, IEEE, 2005, 3–pp. doi: 10.1109/icsens.2005.1597722.
- Gillette2014:** L. Gillette, G. Gaborit, C. Volat, J. Dahdah, F. Lecoche, P. Jarrige, and L. Duvillaret, "Optical sensor for the diagnostic of high voltage equipment," in 2014 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC), Jun. 2014, pp. 142–146. doi: 10.1109/EIC.2014.6869363.

- Grasdijk2019:** J. O. Grasdijk, X. F. AU - Bai, I. Engin, K. Jungmann, H. J. Krause, B. Niederländer, A. Offenhäuser, M. Repetto, L. Willmann, and S. Zimmer, “Electro-optic sensor for static fields,” *Applied Physics B*, Oct. 2019. doi: <https://doi.org/10.1007/s00340-019-7326-5>.
- Hamza2005:** Hamza, Abdel-Salam Hafiz. 2005. ‘Evaluation and Measurement of Magnetic Field Exposure over Human Body near EHV Transmission Lines’. *Electric Power Systems Research* 74 (1): 105–18. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2004.10.003>.
- Harland2001:** C. J. Harland, T. D. Clark, and R. J. Prance, “Electric potential probes – new directions in the remote sensing of the human body,” *Measurement Science and Technology*, vol. 13, no. 2, pp. 163–169, Dec. 2001. doi: 10.1088/0957-0233/13/2/304.
- Harrison2002:** G. Harrison, “Twentieth century secular decrease in the atmospheric potential gradient,” *Geophysical Research Letters*, vol. 29, no. 14, pp. 5–1–5–4, Jul. 2002. doi: 10.1029/2002gl014878.
- Harrison2004:** R. G. Harrison, “The 4 atmospheric electrical circuit and climate,” *Surveys in Geophysics*, vol. 25, no. 5–6, pp. 441–484, Nov. 2004. doi: 10.1007/s10712-004-5439-8.
- Harrison2017:** R. G. Harrison, K. A. Nicoll, and K. L. Aplin, “Evaluating stratiform cloud base charge remotely,” *Geophysical Research Letters*, vol. 44, no. 12, pp. 6407–6412, Jun. 2017. doi: 10.1002/2017gl073128.
- He2018:** B. He, S. Liu, P. Zhu, Y. Li, and D. Cui, “The working characteristics of electric field measurement based on the pockels effect for AC–DC hybrid fields,” *Measurement Science and Technology*, vol. 29, no. 12, p. 125004, Oct. 2018. doi:10.1088/1361-6501/aae4c8.
- Hidaka1982:** K. Hidaka and H. Fujita, “A new method of electric field measurements in corona discharge using pockels device,” *Journal of Applied Physics*, vol. 53, no. 9, pp. 5999–6003, 1982. doi: 10.1063/1.331568.
- Hidaka1989:** K. Hidaka, T. Kouno, and I. Hayashi, “Simultaneous measurement of two orthogonal components of electric field using a pockels device,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 60, no. 7, pp. 1252–1257, 1989. doi: 10.1063/1.1140299.
- Hidaka1996:** K. Hidaka, “Progress in japan of space charge field measurement in gaseous dielectrics using a pockels sensor,” *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 12, no. 1, pp. 17–28, Jan. 1996, issn: 1558-4402. doi: 10.1109/57.484105.
- Hill1999:** David A. Hill and Motohisa Kanda. *The measurement, instrumentation, and sensors handbook XXV*, section 47, *Electric Field Strength*. CRC Press LLC and IEEE Press, 1999.
- Hill1999a:** David A. Hill and Motohisa Kanda. *The measurement, instrumentation, and sensors handbook XXV*, chapter 6, *Electric Field Strength*. CRC Press LLC and IEEE Press, 1999.
- Hirtl20018:** Hirtl, Rene, Gernot Schmid, and Katrin Friedl. 2018. ‘Expositionsbewertung in Hochspannungsanlagen–Numerische Berechnungen der im Körper induzierten elektrischen Feldstärke für unterschiedliche praxisrelevante Expositionsszenarien’. In *NIR 2018: Wellen-Strahlung-Felder: 50. Jahrestagung des Fachverbandes Für Strahlenschutz e. V. für Deutschland und die Schweiz gemeinsam mit der BG ETEM Berufsgenossenschaft Energie Textil Elektro Medienerzeugnisse*, 585–599.
- Horenstein2001:** M. N. Horenstein and P. R. Stone, “A micro-aperture electrostatic field mill based on MEMS technology,” *Journal of Electrostatics*, vol. 51-52, pp. 515–521, May 2001. doi: 10.1016/s0304-3886(01)00048-1.
- Huang2015:** J. Huang, X. Wu, X. Wang, X. Yan, and L. Lin, “A novel high-sensitivity electrostatic biased electric field sensor,” *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 25, no. 9, p. 095008, Aug. 2015. doi: 10.1088/0960-1317/25/9/095008.
- IEEE1978:** IEEE, “Measurement of electric and magnetic fields from alternating current power lines,” *IEEE Trans. Power App. Syst.* Vol. PAS-97, No. 4, pp. 1104–1114, 1978.
- Jarzynski1987:** J. Jarzynski and R. P. D. Paula, “Fiber Optic Electric Field Sensor Technology,” in *Fiber Optic and Laser Sensors IV*, R. P. DePaula and E. Udd, Eds., *International Society for Optics and Photonics*, vol. 0718, SPIE, 1987, pp. 48–55. doi: 10.1117/12.937498.

- Jiang2009:** H. Jiang, B. Zhou, and Y. Li, “The latest design and development of the field mill used as atmospheric electric field sensor,” in 2009 5th Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics, IEEE, Sep. 2009.  
doi: 10.1109/ceem.2009.5304039.
- Johnson1983:** Johnson, Gary B. 1983. ‘Electric Fields and Ion Currents of a  $\pm 400$  kV HVDC Test Line’. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-102 (8): 2559–68.  
<https://doi.org/10.1109/TPAS.1983.317775>.
- Johnston1986:** A. R. Johnston, H. Kirkham, and B. T. Eng, “DC electric field meter with fiber-optic readout,” Review of Scientific Instruments, vol. 57, no. 11, pp. 2746–2753, Nov. 1986. doi: 10.1063/1.1139037.
- Kainz2018:** A. Kainz, H. Steiner, J. Schalko, A. Jachimowicz, F. Kohl, M. Stifter, R. Beigelbeck, F. Keplinger, and W. Hortschitz, “Distortion-free measurement of electric field strength with a mems sensor,” Nature electronics, vol. 1, no. 1, pp. 68–73, 2018. doi: 10.1038/s41928-017-0009-5.
- Kainz2018a:** A. Kainz, W. Hortschitz, H. Steiner, M. Stifter, J. Schalko, A. Jachimowicz, and F. Keplinger, “Passive optomechanical electric field strength sensor with built-in vibration suppression,” Applied Physics Letters, vol. 113, no. 14, p. 143505, 2018. doi: 10.1063/1.5045614.
- Kainz2019:** A. Kainz, F. Keplinger, W. Hortschitz, M. Kahr, H. Steiner, M. Stifter, J. R. Hunt, J. Resta-Lopez, V. Rodin, C. P. Welsch, J. Borburgh, M. A. Fraser, and W. Bartmann, “Noninvasive 3d field mapping of complex static electric fields,” Phys. Rev. Lett., vol. 122, p. 244801, 24 Jun. 2019.  
doi: 10.1103/PhysRevLett.122.244801.
- Kainz2019a:** A. Kainz, H. Steiner, W. Hortschitz, J. Schalko, A. Jachimowicz, and F. Keplinger, “Improved reference-free vibration-suppressed optical mems electric field strength sensor,” in 2019 20th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems & Eurosensors XXXIII (TRANSDUCERS & EUROSEN-SORS XXXIII), IEEE, 2019, pp. 2114–2117.  
doi: 10.1109/transducers.2019.8808410.
- Kainz2020:** A. Kainz, W. Hortschitz, M. Kahr, F. Keplinger, and G. Dendorfer, “Microsensor for atmospheric electric fields,” in EGU General Assembly 2020, Online, 4–8 May 2020, 2020, EGU2020–8562. doi: 10.5194/egusphere-egu2020-8562.
- Kapteos2020:** Kapteos SAS, „FT20-eoProbe-05 Technical Data – May 2020”,  
<https://www.kapteos.com/produits-services?lang=en>. Online; Accessed on 18.09.2020.
- Kapteos2020a:** Kapteos SAS, „FT20-eoSense-05 Technical Data – May 2020”,  
<https://www.kapteos.com/produits-services?lang=en>. Online; Accessed on 18.09.2020.
- Kasemir1951:** H.-W. Kasemir. “Die Feldkomponentenmühle: Ein Gerät zur Messung der drei Komponenten des luftelektrischen Feldes und der Flugzeugeigenladung bei Flugzeugaufstiegen”. In: Tellus 3.4 (1951), pp. 240–247. issn: 0040-2826. doi: 10.3402/tellusa.v3i4.8659.
- Keyence2020:** Keyence Corporation of America,  
<https://www.keyence.com/products/static/electrostatic/sk>.
- Kirkham1987:** J. Kirkham, A. Johnston, S. Jackson, and K. Sheu, “AC and DC Electric Field Meters Developed for the U.S. Department of Energy,” JPL Publication 87-20, DOE/ET29372, 1987. <https://ntrs.nasa.gov/citations/19870018557>.
- Kobayashi2008:** T. Kobayashi, S. Oyama, M. Takahashi, R. Maeda, and T. Itoh, “Microelectromechanical systems-based electrostatic field sensor using pb (zr, ti) o<sub>3</sub> thin films,” Japanese Journal of Applied Physics, vol. 47, no. 9S, p. 7533, 2008. doi: 10.1143/jjap.47.7533.
- Kobayashi2012:** T. Kobayashi, S. Oyama, H. Okada, N. Makimoto, K. Tanaka, T. Itoh, and R. Maeda, “An electrostatic field sensor driven by self-excited vibration of sensor/actuator integrated piezoelectric micro cantilever,” in 2012 IEEE 25th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), IEEE, 2012, pp. 527–530. doi: 10.1109/memsys.2012.6170178.

- Kobayashi2013:** T. Kobayashi, S. Oyama, N. Makimoto, H. Okada, T. Itoh, and R. Maeda, “An electrostatic field sensor operated by self-excited vibration of mems-based selfsensitive piezoelectric microcantilevers,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 198, pp. 87–90, 2013. doi: 10.1016/j.sna.2013.04.016.
- Kone2020:** G. Kone, C. Volat, C. Hudon, and S. Bernier, “Experimental investigation of the spatial and temporal evolution of the tangential and normal e-field components along the stress grading system of a real stator bar,” *Energies*, vol. 13, no. 3, p. 534, Jan. 2020, issn: 1996-1073. doi: 10.3390/en13030534.
- Kumada2013:** A. Kumada and K. Hidaka, “Directly high-voltage measuring system based on pockels effect,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 3, pp. 1306–1313, Jul. 2013, issn: 1937-4208. doi: 10.1109/TPWRD.2013.2250315.
- Kuo2000:** W.-K. Kuo, W.-H. Chen, Y.-T. Huang, and S.-L. Huang, “Two-dimensional electric field vector measurement by a litao3 electro-optic probe tip,” *Appl. Opt.*, vol. 39, no. 27, pp. 4985–4993, Sep. 2000. doi: 10.1364/AO.39.004985.
- Li2020:** Y. Li, L. Gao, J. Wan, and J. Liu, “Optical dc electric field sensing based on the pockels effect using bismuth germanate crystals,” *Appl. Opt.*, vol. 59, no. 21, pp. 6237–6244, Jul. 2020. doi: 10.1364/AO.395797.
- Liang2020:** H. Liang, B. Du, and J. Li, “Non intrusive measurement of transient electric field distribution under ac and impulse voltages,” *IEEE Sensors Journal*, 2020. doi:10.1109/jsen.2020.2994246.
- Lignes1981:** C. C. Lignes. 1981. ‘450 KV Des Cantons/Comerford: Etudes Preliminaries et Suivi Environnemental’. Unpublished. IREQ.
- Ling2017:** B. Ling, Y. Wang, C. Peng, B. Li, Z. Chu, B. Li, and S. Xia, “Design, fabrication and characterization of a single-chip three-dimensional electric field microsensor,” in *2017 IEEE 12th International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS)*, IEEE, 2017, pp. 307–310. doi: 10.1109/NEMS.2017.8017031.
- Ling2017a:** B. Ling, C. Peng, R. Ren, Z. Chu, Z. Zhang, H. Lei, and S. Xia, “Design, fabrication and characterization of a mems-based three-dimensional electric field sensor with low cross-axis coupling interference,” *Sensors*, vol. 18, no. 3, p. 870, 2018. doi:10.3390/s18030870.
- Ling2018:** B. Ling, C. Peng, R. Ren, Z. Chu, Z. Zhang, H. Lei, and S. Xia, “Design, fabrication and characterization of a mems-based three-dimensional electric field sensor with low cross-axis coupling interference,” *Sensors*, vol. 18, no. 3, p. 870, 2018. doi:10.3390/s18030870.
- Ling2019:** B. Ling, C. Peng, R. Ren, F. Zheng, Z. Chu, Z. Zhang, H. Lei, and S. Xia, “A microassembled triangular-prism-shape three-dimensional electric field sensor,” in *2019 20th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems & Eurosensors XXXIII (TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXXIII)*, IEEE, 2019, pp. 222–225. doi: 10.1109/transducers.2019.8808343.
- Liu2009:** Liu, Jie, Jun Zou, Jihuan Tian, and Jiansheng Yuan. 2009. ‘Analysis of Electric Field, Ion Flow Density, and Corona Loss of Same-Tower Double-Circuit HVDC Lines Using Improved FEM’. *IEEE Transactions on Power Delivery* 24 (1): 482–83. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2008.2007009>.
- Liyanage2017:** H. Liyanage and J. Sampath, “A micromachined dc electric field sensor using a torsional micro mirror,” Master’s thesis, University of Manitoba, 2017.
- Liyanage2017a:** S. Liyanage, C. Shafai, T. Chen, and A. Rajapakse, “Torsional moving electric field sensor with modulated sensitivity and without reference ground,” in *Multidisciplinary Digital Publishing Institute Proceedings*, vol. 1, 2017, p. 350. doi:10.3390/proceedings1040350.
- Lundberg2006:** K. Lundberg, J. Shafran, J. Kuang, M. Judy, and T. Denison, “A self-resonant mems-based electrostatic field sensor,” vol. 2006, Jul. 2006, 6 pp. doi: 10.1109/ACC.2006.1656384.
- Ma2017:** Q. Ma, K. Huang, Z. Yu, and Z. Wang, “A mems-based electric field sensor for measurement of high-voltage dc synthetic fields in air,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, no. 23, pp. 7866–7876, 2017. doi: 10.1109/jsen.2017.2762327.

- Mach2009:** D. M. Mach, R. J. Blakeslee, M. G. Bateman, and J. C. Bailey, "Electric fields, conductivity, and estimated currents from aircraft overflights of electrified clouds," *Journal of Geophysical Research*, vol. 114, no. D10, May 2009. doi: 10.1029/2008jdo11495.
- Maeno1987:** T. Maeno and T. Takada, "Electric field measurement in liquid dielectrics using a combination of ac voltage modulation and a small retardation angle," *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, vol. EI-22, no. 4, pp. 503–508, Aug. 1987, issn: 1557-962X. doi: 10.1109/TEI.1987.298916.
- Makihata2019:** Makihata, M.; Matsushita, K. & Pisano, A. P. MEMS-based non-contact voltage sensor with multi-mode resonance shutter, *Sensors and Actuators A: Physical*, Elsevier, 2019, 294, 25-36.
- Maruvada2012:** Maruvada, P. Sarma. 2012. 'Electric Field and Ion Current Environment of HVdc Transmission Lines: Comparison of Calculations and Measurements'. *IEEE Transactions on Power Delivery* 27 (1): 401–10. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2011.2172003>.
- Maruvada2014:** Maruvada, P. Sarma. 2014. 'Influence of Wind on the Electric Field and Ion Current Environment of HVDC Transmission Lines'. *IEEE Transactions on Power Delivery* 29 (6): 2561–69. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2014.2302373>.
- Maschek2020:** Maschek, "3D H/E fieldmeter ESM 100 Produktdatenblatt," <https://www.maschek.de/de/produkte/esm-100-h-e-feldstaerkemessgeraet>.
- Mazur1987:** V. Mazur, L. H. Ruhnke, and T. Rudolph, "Effect of E-field mill location on accuracy of electric field measurements with instrumented airplane," *Journal of Geophysical Research*, vol. 92, no. D10, p. 12013, 1987. doi: 10.1029/jd092id10p12013.
- Mazzola1995:** M. S. Mazzola, K. H. Schoenbach, and F. E. Peterkin, "Gallium-arsenide optically isolated electric field sensor for utility and pulsed power applications," in *Digest of Technical Papers. Tenth IEEE International Pulsed Power Conference*, vol. 1, Jul. 1995, 372–377 vol.1. doi: 10.1109/PPC.1995.596508.
- MIC2020:** Mission Instruments Co, Electric Field Mill Sensor EFS 1000. [https://www.missioninstruments.com/pdf/efs1000\\_rev1h\\_o2o6.pdf](https://www.missioninstruments.com/pdf/efs1000_rev1h_o2o6.pdf). Online; Accessed on 10.03.2020.
- MIC2020a:** Mission Instruments Co, ZEBRA-2 Field Mill, Online; Accessed on 15.04.2020, 2020.
- Miki2002:** M. Miki, V. A. Rakov, K. J. Rambo, G. H. Schnetzer, and M. A. Uman, "Electric fields near triggered lightning channels measured with pockels sensors," *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, vol. 107, no. D16, ACL 2-1-ACL 2-11, 2002. doi: 10.1029/2001JD001087.
- Montena2020:** Montena, Field sensors, <https://www.montena.com/system/pulse-measurement-fibre-optic-links/field-sensors>, Online; Accessed on 2.06.2020.
- Mou2018:** Y. Mou, Z. Yu, K. Huang, Q. Ma, R. Zeng, and Z. Wang, "Research on a novel MEMS sensor for spatial DC electric field measurements in an ion flows field," *Sensors*, vol. 18, no. 6, p. 1740, 2018. doi: 10.3390/s18061740.
- Muller1999:** P. O. Müller, S. B. Alleston, A. J. Vickers, and D. Erasme, "An external electrooptic sampling technique based on the fabry-perot effect," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 7–11, Jan. 1999, issn: 1558-1713. doi: 10.1109/3.737612.
- Narda2009:** Narda, "EFA-200/-300 EM Field Analyzer. Operating Manual," 2009, <https://www.narda-sts.com/en/servicesupport/product-literature/efa/>.
- Neitzke2010:** Neitzke, H.-Peter, Julia Osterhoff, and Hartmut Voigt. 2010. 'Bestimmung und Vergleich der von Erdkabeln und Hochspannungsfreileitungen verursachten Expositionen gegenüber niederfrequenten elektrischen und magnetischen Feldern - Vorhaben 3608S03011 [2. Auflage]'. Bundesamt für Strahlenschutz (BfS). <https://doris.bfs.de/jspui/handle/urn:nbn:de:0221-201011153619>.
- Nicoll2019:** K. Nicoll, R. Harrison, V. Barta, J. Bor, R. Brugge, A. Chillingarian, J. Chum, A. Georgoulas, A. Guha, K. Kourtidis, M. Kubicki, E. Mareev, J. Matthews, H. Mkrtchyan, A. Odzimek, J.-P. Raulin, D. Robert, H. Silva, J. Tacza, Y. Yair, and R. Yaniv, "A global atmospheric electricity monitoring network for climate and geophysical research," *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, vol. 184, pp. 18–29, Mar. 2019. doi: 10.1016/j.jastp.2019.01.003.

- Okubo2018:** H. Okubo, “HVDC electrical insulation performance in oil/pressboard composite insulation system based on kerr electro-optic field measurement and electric field analysis,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 25, no. 5, pp. 1785–1797, Oct. 2018, issn: 1558-4135. doi: 10.1109/TDEI.2018.007187.
- Onishi2017:** D. Onishi, A. Kumada, K. Hidaka, T. Umemoto, Y. Otake, and T. Tsurimoto, “Surface potential measurement of stress grading system of high voltage rotating machine coils using pockels field sensor,” in *2017 International Symposium on Electrical Insulating Materials (ISEIM)*, vol. 1, Sep. 2017, pp. 95–98. doi: 10.23919/ISEIM.2017.8088697.
- OstPhotonics2020:** Jiaxing AOSITE Photonics Technology Co.,Ltd. (OST Photonics), <https://www.ost-photonics.com/product/optical-grade-z-cut-diameter-4-inch-x-0-5-mm-dsp-linbo3-wafer-5-pieces/>. Online.
- OstPhotonics2020a:** Jiaxing AOSITE Photonics Technology Co.,Ltd. (OST Photonics), <https://www.ost-photonics.com/product/3-mm-x-3-mm-x-15-mm-bgo-scintillation-crystal-all-sides-polished-20-pieces/>. Online.
- Panasonic2020:** Panasonic Industrial Devices, <https://www3.panasonic.biz/ac/na/fasys/staicsys/staticsys/ef-s1/application/index.jsp>.
- Peng2006:** Chunrong Peng, Xianxiang Chen, Qiang Bai, Lei Luo, and Shanhong Xia. A novel high performance micromechanical resonant electrostatic field sensor used in atmospheric electric field detection. In *19th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*. IEEE, 2006.
- Peng2010:** C. Peng, P. Yang, H. Zhang, X. Guo, and S. Xia, “Design of a novel closed-loop soi mems resonant electrostatic field sensor,” *Procedia Engineering*, vol. 5, pp. 1482–1485, 2010. doi: 10.1016/j.pro-eng.2010.09.397.
- Peng2011:** C. Peng, P. Yang, S. Liu, H. Zhang, K. Feng, and S. Xia, “Detecting internal defect of non-ceramic insulators using a novel micromachined electric field sensor,” in *2011 IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, IEEE, 2011, pp. 561–564. doi: 10.1109/memsys.2011.5734486.
- Peng2011a:** C. Peng, P. Yang, X. Guo, H. Zhang, and S. Xia, “Measuring atmospheric electric field using novel micromachined sensor,” in *2011 6th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, IEEE, Feb. 2011. doi:10.1109/nems.2011.6017381.
- Peng2019:** J. Peng, S. Jia, J. Bian, S. Zhang, J. Liu, and X. Zhou, “Recent progress on electromagnetic field measurement based on optical sensors,” *Sensors*, vol. 19, no. 13, p. 2860, Jun. 2019, issn: 1424-8220. doi: 10.3390/s19132860.
- Perry2011:** D. Perry, S. Chadderton, R. Gibson, B. Shreeve, R. H. Selfridge, S. M. Schultz, W. C. Wang, R. Forber, and J. Luo, “Electro-optic polymer electric field sensor,” *Proc.of SPIE*, vol. 7982, 2011.
- Pfeiffer2017:** Pfeiffer, Martin. 2017. Ion-Flow Environment of HVDC and Hybrid AC/DC Overhead Lines. Dissertation an der ETH Zürich (DISS. ETH NO. 24507) <https://doi.org/10.3929/ethz-b-000199298>.
- Pouryazdan2019:** A. Pouryazdan, J. C. Costa, R. J. Prance, H. Prance, and N. Münzenrieder, “Non-contact long range ac voltage measurement,” in *IEEE Sensors 2019*, IEEE, 2019. doi: 10.1109/sensors43011.2019.8956724.
- PPMTest2020:** PPM Test, Prodyn free space electric field (D-DOT) sensors, <https://ppmtest.com/products/e-field-sensors/prodyn-electric-field-sensors/free-space-electric-field-sensors>, Online; Accessed on 2.06.2020.
- Prance2000:** R. Prance, A. Debray, T. Clark, H. Prance, M. Nock, C. Harland, and A. Clippingdale, “An ultra-low-noise electrical-potential probe for human-body scanning,” *Measurement Science and Technology*, vol. 11, no. 3, p. 291, 2000. doi: 10.1088/0957-0233/11/3/318.
- Prance2007:** R. Prance, S. Beardsmore-Rust, H. Prance, C. Harland, and P. Stiffell, “Adaptive electric potential sensors for smart signal acquisition and processing,” in *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing, vol. 76, 2007, p. 012025. doi: 10.1088/1742-6596/76/1/012025.
- Previstorm2020:** Previstorm, Previstorm Thunderstorm Warning System, Online; Accessed on 17.04.2020, 2020.

- Priest1997:** T. Priest, G. Scelsi, and G. Woolsey, “Optical fiber sensor for electric field and electric charge using low-coherence, fabry–perot interferometry,” *Applied optics*, vol. 36, no. 19, pp. 4505–4508, 1997. doi: 10.1364/ao.36.004505.
- Riehl2003:** P. Riehl, K. Scott, R. Muller, R. Howe, and J. Yasaitis, “Electrostatic charge and field sensors based on micromechanical resonators,” *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 12, no. 5, pp. 577–589, Oct. 2003. doi: 10.1109/jmems.2003.818066.
- Robertson1985:** S. R. M. Robertson and A. J. Rogers, “Measurement of dc electric fields using the electro-optic effect,” *IEEE Proceedings J - Optoelectronics*, vol. 132, no. 3, pp. 195–198, Jun. 1985, issn: 0267-3932. doi: 10.1049/ip-j.1985.0041.
- Rogers1979:** A. J. Rogers, “Optical measurement of current and voltage on power systems,” *IEEE Journal on Electric Power Applications*, vol. 2, no. 4, pp. 120–124, Aug. 1979, issn: 0140-1327. doi: 10.1049/ij-epa.1979.0019.
- Roncin2004:** A. Roncin, “Design of a microelectromechanical transducer for electric field measurement,” Master’s thesis, University of Manitoba, 2004.
- Roncin2005:** A. Roncin, C. Shafai, and D. Swatek, “Electric field sensor using electrostatic force deflection of a micro-spring supported membrane,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 123, pp. 179–184, 2005. doi: 10.1016/j.sna.2005.02.018.
- Rose1999:** A. H. Rose, S. M. Etzel, and K. B. Rochford, “Optical fiber current sensors in high electric field environments,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 6, pp. 1042–1048, Jun. 1999, issn: 1558-2213. doi: 10.1109/50.769306.
- Sato2014:** M. Sato, A. Kumada, K. Hidaka, K. Yamashiro, Y. Hayase, and T. Takano, “On the nature of surface discharges in silicone-gel: Prebreakdown discharges in cavities,” in *2014 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, Oct. 2014, pp. 19–22. doi: 10.1109/CEIDP.2014.6995729.
- SeikohGiken2020:** Seikoh Giken Co., „OEFS: Optical E-Field Sensor“, <https://www.seikoh-giken.co.jp/en/products/mix4.html>. Online; Accessed 18.09.2020.
- Shafran2005:** J. S. Shafran, “A mems-based, high-resolution electric-field meter,” M.S. thesis, Massachusetts Institute of Technology, 2005.
- Shahroom2015:** H. Shahroom, Z. Buntat, M. Sidik, Z. Nawawi, and M. Jambak, “Atmospheric electric field measurement advances in southern peninsular malaysia,” in *2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, IEEE, Oct. 2015. doi: 10.1109/cencon.2015.7409524.
- Srico2020:** Srico Inc., [https://www.srico.com/wp-content/uploads/2017/10/SRICO\\_Model200-04.pdf](https://www.srico.com/wp-content/uploads/2017/10/SRICO_Model200-04.pdf). Online; Accessed 18.09.2020.
- Struminsky2000:** V.I. Struminsky, *Vibrational Fluxmeters — a new class of electric Field sensors*, Proceedings of the Electrostatics Soc. America, June 2000 Annual Meeting, Brock University, Niagara Falls, 2000, pp. 108–114.
- Tahmasebian2015:** E. Tahmasebian, “Design, modeling and fabrication of a copper electroplated mems, membrane based electric field sensor,” Master’s thesis, University of Manitoba, 2015.
- Toney2012:** J. E. Toney, V. E. Stenger, S. A. Kingsley, A. Pollick, S. Sriram, and E. Taylor, “Advanced materials and device technology for photonic electric field sensors,” in *Nanophotonics and Macrophotonics for Space Environments VI*, E. W. Taylor, D. A. Cardimona, J. Perez-Moreno, and N. J. Dawson, Eds., International Society for Optics and Photonics, vol. 8519, SPIE, 2012, pp. 11–22. doi: 10.1117/12.930740.
- Toney2014:** J. E. Toney, A. G. Tarditi, P. Pontius, A. Pollick, S. Sriram, and S. A. Kingsley, “Detection of energized structures with an electro-optic electric field sensor,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 5, pp. 1364–1369, May 2014, issn: 1558-1748. doi: 10.1109/JSEN.2013.2295004.
- TREC2020:** TREK Inc, Trek Model 347 Electrostatic Voltmeter, <http://www.trekinc.com/products/347.asp>, Online; Accessed on 3.9.2020.



- Tulli2011:** D. Tulli, D. Janner, M. Garcia-Granda, R. Ricken, and V. Pruneri, "Electrode-free optical sensor for high voltage using a domain-inverted LiNbO<sub>3</sub> waveguide near cut-off", *Appl. Phys. B* 103, 399–403 (2011), doi:10.1007/s00340-011-4433-3.
- UniversityWafer2020:** University Wafer, [https://order.universitywafer.com/default.aspx?cat=LiNbO<sub>3</sub>&diam=100mm](https://order.universitywafer.com/default.aspx?cat=LiNbO3&diam=100mm). Online.
- Vaisala2006:** Vaisala, Thunderstorm Electric Field Mill EFM550 User's Guide M210648EN-C, Online; Accessed on 022.04.2020, 2006.
- Vaisala2017:** Vaisala. Thunderstorm Electric Field Mill EFM550. <https://www.vaisala.com/sites/default/files/documents/EFM550-Datasheet-B210372EN-J.pdf>. On-line; Accessed on 06.04.2020.
- Vasa2007:** N. Vasa, Y. Kawata, R. Tanaka, and S. Yokoyama, "Development of an electric field sensor based on second harmonic generation with electro-optic materials," *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 185, no. 1, pp. 173–177, 2007, ICAMT 2004 (Malaysia) and CCAMT 2004 (India) Special Issue, issn: 0924-0136. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2006.03.116>.
- Volat2013:** C. Volat, L. Duvillearet, F. Lecoche, J. Dahdah, and G. Gaborit, "Contactless optical sensors for in situ ac and dc electric field measurement and diagnostics," in 2013 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC), Jun. 2013, pp. 365–369. doi:10.1109/EIC.2013.6554268.
- Wang2015:** Y. Wang, D. Fang, K. Feng, R. Ren, B. Chen, C. Peng, and S. Xia, "A novel micro electric field sensor with x–y dual axis sensitive differential structure," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 229, pp. 1–7, 2015. doi:10.1016/j.sna.2015.03.013.
- Wang2015a:** J. Wang, S. Ban, and Y. Yang, "A differential self-integration D-dot voltage sensor and experimental research," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 7, pp. 3846–3852, 2015. doi: 10.1109/jsen.2015.2399413.
- Wang2019:** L. Wang and N. Fang, "Power-frequency electric field sensing utilizing a twin-fbg fabry–perot interferometer and polyimide tubing with space charge as field sensing element," *Sensors*, vol. 19, no. 6, p. 1456, 2019. doi: 10.3390/s19061456.
- Wavecontrol2020:** Wavecontrol, "WP400 Probe Datasheet," [https://www.wavecontrol.com/rfsafety/images/datasheets/en/WP400\\_Datasheet\\_EN.pdf](https://www.wavecontrol.com/rfsafety/images/datasheets/en/WP400_Datasheet_EN.pdf).
- Wen2014:** X. Wen, C. Peng, D. Fang, P. Yang, B. Chen, F. Zheng, and S. Xia, "High performance electric field micro sensor with combined differential structure," *Journal of Electronics (China)*, vol. 31, no. 2, pp. 143–150, 2014. doi: 10.1007/s11767-014-3170-2.
- Wijeweera2009:** G. Wijeweera, B. Bahreyni, C. Shafai, A. Rajapakse, and D. R. Swatek, "Micromachined electric-field sensor to measure ac and dc fields in power systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 988–995, 2009. doi:10.1109/TPWRD.2008.2008427.
- Wu2017:** X. Wu et al., "A sensitivity-enhanced electric field sensor with electrostatic field bias," in 2017 IEEE SENSORS, IEEE, 2017, pp. 1–3. doi: 10.1109/icsens.2017.8234142.
- Wyatt2020:** K. Wyatt, "Review: Seikoh Giken optically-coupled E-field probe", <https://www.edn.com/review-seikoh-giken-optically-coupled-e-field-probe/>. Online; Accessed 18.09.2020
- Ya2019:** M. Ya, Z. Yu, Y. Fan, B. Zhang, C. Zhang, X. Wang, R. Zeng, and J. He, "Calibration of a sensor for an ion electric field under hvdc transmission lines," *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 16, pp. 2842–2845, 2019. doi: 10.1049/joe.2018.8400.
- Yang2015:** Yang, P.; Chen, B.; Wen, X.; Peng, C.; Xia, S. & Hao, Y. A novel MEMS chip-based atmospheric electric field sensor for lightning hazard warning applications 2015 IEEE SENSORS, 2015, 1-4
- Ye2006:** C. Ye, C. Peng, X. Chen, and S. Xia, "A micromachined electrostatic field sensor with vertical thermal actuator," in SENSORS, 2006 IEEE, IEEE, 2006, pp. 1419–1421. doi: 10.1109/icsens.2007.355898.

- Yu2016:** Z. Yu, K. Huang, R. Zeng, Z. Gao, M. Li, L. Liu, B. Lou, Q. Ma, Z. Wang, B. Zhang, and J. He, "Research on DC electric field measurement considering ion flow near HVDC transmission line," in 12th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2016), Institution of Engineering and Technology, 2016. doi: 10.1049/cp.2016.0456.
- Zeng2012:** R. Zeng, B. Wang, B. Niu, and Z. Yu, "Development and application of integrated optical sensors for intense e-field measurement," *Sensors*, vol. 12, no. 8, pp. 11406–11434, Aug. 2012, issn: 1424-8220. doi: 10.3390/s120811406.
- Zeng2012a:** R. Zeng, B. Wang, B. Niu, and Z. Yu, "Development and application of integrated optical sensors for intense e-field measurement," *Sensors*, vol. 12, no. 8, pp. 11406–11434, Aug. 2012, issn: 1424-8220. doi: 10.3390/s120811406.
- Zhang2012:** B. Zhang, W. Wang, J. He, R. Zeng, and H. Yin, "Calibration of field-mill instrument for measuring DC electric field," in 2012 International Conference on High Voltage Engineering and Application, IEEE, Sep. 2012. doi: 10.1109/ichve.2012.6357031.
- Zhang2013:** B. Zhang, W. Li, R. Zeng, and J. He, "Study on the field effects under reduced-scale DC/AC hybrid transmission lines," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 7, no. 7, pp. 717–723, Jul. 2013. doi: 10.1049/iet-gtd.2012.0407.
- Zhang2014:** J. Zhang, F. Chen, B. Sun, and K. Chen, "Integrated optical waveguide sensor for lighting impulse electric field measurement," *Photonic Sens*, vol. 4, pp. 215–219, 2014. doi: <https://doi.org/10.1007/s13320-014-0189-9>.
- Zhang2014a:** J. Zhang, F. Chen, B. Sun, K. Chen, and C. Li, "3d integrated optical e-field sensor for lightning electromagnetic impulse measurement," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 23, pp. 2353–2356, Dec. 2014, issn: 1941-0174. doi: 10.1109/LPT.2014.2355209.
- Zhang2014b:** X. Zhang, A. Hosseini, H. Subbaraman, S. Wang, Q. Zhan, J. Luo, A. K. Jen, and R. T. Chen, "Integrated photonic electromagnetic field sensor based on broadband bowtie antenna coupled silicon organic hybrid modulator," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 20, pp. 3774–3784, Oct. 2014, issn: 1558-213. doi: 10.1109/JLT.2014.2319152.
- Zhang2015:** B. Zhang, W. Wang, and J. He, "Impact factors in calibration and application of field mill for measurement of DC electric field with space charges," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 1, no. 3, pp. 31–36, Sep. 2015. doi: 10.17775/cseejpes.2015.00032.
- Zhu2015:** T. Zhu, L. Zhou, M. Liu, J. Zhang, and L. Shi, "High sensitive space electric field sensing based on micro fiber interferometer with field force driven gold nanofilm," *Scientific reports*, vol. 5, p. 15802, 2015. doi: 10.1038/srep15802.

# Danksagung

An dieser Stelle sei all jenen Personen und Organisationen gedankt, die einen Anteil am Gelingen des vorliegenden Vorhabens hatten. Dieser Dank gilt vor allem

- dem Bundesamt für Strahlenschutz für die Finanzierung vorliegenden Vorhabens und
- Hrn. Dr. Jens Kuhne für seine unermüdliche, konstruktive und fachkundige Unterstützung.