



BACHELORARBEIT

Herr
Florian Künzig, B.Sc.

**Konzeption, prototypische
Implementierung und Evaluierung eines
forensischen EMF-Messsystems**

Mittweida, August 2023

Fakultät Angewandte Computer- und Biowissenschaften

BACHELORARBEIT

Konzeption, prototypische Implementierung und Evaluierung eines forensischen EMF-Messsystems

Autor:
Florian Künzig

Studiengang:
Allgemeine und Digitale Forensik

Seminargruppe:
FO19w2-B

Erstprüfer:
Prof. Ronny Bodach

Zweitprüfer:
Stefan Schildbach, M.Sc.

Einreichung:
Mittweida, 21.08.2023

Verteidigung/Bewertung:
Mittweida, 2023

Faculty of **Applied Computer Sciences and Biosciences**

BACHELOR THESIS

Conception, prototypical implementation, and evaluation of a forensic EMF measurement system

Author:
Florian Künzig

Course of Study:
Applied Computer Science

Seminar Group:
FO19w2-B

First Examiner:
Prof. Ronny Bodach

Second Examiner:
Stefan Schildbach, M.Sc.

Submission:
Mittweida, 21.08.2023

Defense/Evaluation:
Mittweida, 2023

Bibliografische Beschreibung:

Künzig, Florian:

Konzeption, prototypische Implementierung und Evaluierung eines forensischen EMF-Messsystems.
– 2023. – 58 S.

Mittweida, Hochschule Mittweida – University of Applied Sciences, Fakultät Angewandte Computer- und Biowissenschaften, Bachelorarbeit, 2023.

Referat:

Im Rahmen von vielen Kriminalfällen werden Audio- und Videoaufnahmen asserviert und ausgewertet. Häufig sind in den Mediendateien unabsichtliche Aufzeichnungen des Stromnetzfrequenzbrummen enthalten. Diese können extrahiert und analysiert werden. Sofern entsprechende Aufzeichnungen über vergangene Stromnetzfrequenzverläufe vorliegen, können selbige zur Identifikation des Aufnahmeortes und Aufnahmezeitpunktes herangezogen werden. Innerhalb dieser Bachelorarbeit wird ein Stromfrequenz-Messgerät für den Aufbau einer Stromfrequenzdatenbank konzipiert. Weiterhin werden Störeinflüsse evaluiert, die eine erfolgreiche Messung verhindern können.

Abstract:

In the course of many criminal cases, audio and video recordings are preserved and analyzed. These often contain unintentional recordings of the mains frequency hum. This can be extracted and analyzed. If there are corresponding recordings of past power grid frequency courses, these can be used to identify the recording location and recording time. Within this bachelor thesis a current frequency measuring device for the construction of a current frequency database is designed. Furthermore, measurement disturbing interferences are evaluated.

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	I
Abbildungsverzeichnis	III
Tabellenverzeichnis	V
Abkürzungsverzeichnis	VII
1 Einleitung	1
2 Grundlagen	3
2.1 Definition der Frequenz und der Einheit Hertz	3
2.2 Netzfrequenzschwankungen und deren Ursachen	3
2.3 Stromnetzregulation	4
2.4 Mikrocontroller und Interrupts	5
2.5 Zeitmessung in der Elektrotechnik	6
2.6 Zeiterfassung mittels Echtzeituhren	7
2.7 Zeiterfassung mittels GNSS Empfängern	7
2.8 Störeinflüsse und Fehler in der Messtechnik	8
3 Material und Methoden	9
3.1 Material	9
3.1.1 Transformatoren	9
3.1.2 Mikrocontroller	9
3.1.3 Externe Zeitgeber	10
3.1.4 Schaltungsbauteile	11
3.1.5 Equipment zur Störeinflussanalyse	12
3.1.6 Referenzdatenquellen	12
3.2 Methoden	14
3.2.1 Aufbau der Messschaltung	14
3.2.2 Programmierung der Mikrocontroller	16
3.2.3 Messprogramm auf dem Mikrocontroller	17
3.2.4 Persistierung und Organisation der Messwerte	20
3.3 Statistische Analyse und Fehlerrechnung	23
3.4 Schaltungsvalidierung	23
3.5 Störeinflussanalyse	23
3.5.1 Einfluss von Temperaturabsenkung auf die Echtzeituhr und den Mikrocontroller	24
3.5.2 Einfluss von Temperaturerhöhung auf die Echtzeituhr und den Mikrocontroller	24
3.5.3 Einfluss von Spannungsspitzen	24
3.5.4 Funktionsanalyse des Messgeräts micromax-fgps	25
4 Ergebnisse	27
4.1 Schaltungsvalidierung	27
4.1.1 Initialmessung	27
4.1.2 Vergleichsmessung MOSFETs	29

4.1.3	Evaluation eines GNSS-Zeitgebers	31
4.1.4	Evaluation weiterer Mikrocontroller Boards	32
4.2	Störeinflussanalyse	35
4.2.1	Einfluss von Kälte auf das Messgerätverhalten	35
4.2.2	Einfluss von hohen Temperaturen auf das Messgerätverhalten	39
4.2.3	Einfluss von Spannungsspitzen	43
4.3	Funktionsanalyse des Messgeräts micromax-fgps	46
5	Diskussion	49
5.1	Diskussion des gewählten Ansatzes	49
5.1.1	Analyse der Messgenauigkeit	49
5.1.2	Komponentenvalidierung	50
5.2	Störeinflussanalyse	52
5.2.1	Thermische Einflüsse	52
5.2.2	Spannungsspitzen	54
5.3	Vergleich mit dem micromax-fgps Messgerät	55
6	Fazit und Ausblick	57
	Anhang	59
A	Entwurf einer analog messender Schaltung	59
B	Das EMF Dateiformat	61
	Literaturverzeichnis	63
	Eidesstattliche Erklärung	71

Abbildungsverzeichnis

2.1	Übersichtsdarstellung der vier Stufen der Stromnetzregulation.	5
2.2	Blockschaltbild eines typischen Mikrocontrollers am Beispiel des Intel 8051.	6
3.1	Genutzte Zeitgebermodule	10
3.2	Fotografie des Messgeräts micromax-fgps.	13
3.3	Vereinfachte Darstellung der Funktionsweise eines Vollwellengleichrichters.	14
3.4	Schematische Darstellung der umgesetzten, digital messenden Schaltung.	15
3.5	Darstellung der zu approximierenden Signalfragmente für die Frequenzberechnung.	18
3.6	Vereinfachter Programmablaufplan des Messprogramms auf dem Arduino Mikrocontroller.	20
3.7	Darstellung der Kältesprayanwendung	24
3.8	Exemplarische Darstellung der Wärmeanwendung auf elektrische Komponenten	25
4.1	Frequenzdiagramm der Initialmessung über 12 Stunden Messdauer.	28
4.2	Detailausschnitt der Messwerte aus der Initialmessung von 90 Sekunden.	28
4.3	Frequenzdiagramm der MOSFET-Vergleichsmessung über 12 Stunden Messdauer.	30
4.4	Detailausschnitt der Messwerte aus der Initialmessung von 90 Sekunden.	30
4.5	Frequenzdiagramm der Zeitgeber-Vergleichsmessung über 12 Stunden Messdauer.	31
4.6	Detailausschnitt der Messwerte aus der Zeitgeber-Vergleichsmessung von 90 Sekunden.	32
4.7	Frequenzdiagramm der Microcontroller-Vergleichsmessung über 12 Stunden Messdauer.	33
4.8	Detailansicht der Mikrocontroller Vergleichsmessung.	33
4.9	Frequenzdiagramm der Kälteanwendung auf das Arduino Board.	36
4.10	Detailansicht der Auswirkungen der Kältesprayanwendung auf das Arduino Nano Board.	36
4.11	Frequenzdiagramm der Kälteanwendung auf die DS3231 RTC.	38
4.12	Detailansicht der Auswirkungen der Kältesprayanwendung auf die DS3231 RTC Board.	38
4.13	Frequenzdiagramm der Wärmeanwendung auf das Arduino Nano Board.	40
4.14	Detailansicht der Auswirkungen der Wärmeanwendung auf das Arduino Nano Board.	40
4.15	Detailansicht der Auswirkungen der Wärmeanwendung auf die DS3231 RTC.	41
4.16	Frequenzdiagramm der Wärmeanwendung auf die DS3231 RTC.	42
4.17	Frequenzdiagramm der Lastspitzenanalyse.	43
4.18	Detailansicht der Lastspitzenanalyse.	44
4.19	Vergleichsmessung zur Untersuchung der Entstörungsleistung des verwendeten RC-Tiefpass Filterglieds.	45
4.20	Fotografie des geöffneten Messgerätes micromax-fgps.	46
4.21	Übersichtsabbildung der Basisplatine des micromax-fgps Messgeräts.	47
4.22	Übersichtsabbildung der miromax03 Platine.	48
6.1	Fotografie des handgeglöteten Platinenentwurfs.	58
A.1	Schematische Darstellung der analog messenden Schaltung.	59
B.1	Hexadezimale Darstellung der ersten 80 Bytes einer EMF Datei.	61
B.2	Decodierung der ersten 80 Bytes einer EMF Datei.	61

Tabellenverzeichnis

3.1	Spezifikation des verwendeten Transformators	9
3.2	Übersicht über die verwendeten Arduino Mikrocontroller.	10
3.3	Übersicht über die verwendeten externen Zeitgeber.	11
3.4	Übersicht über die verwendeten elektrotechnischen Bauteile	11
3.5	Boardmanager URLs	16
3.6	Auflistung der Umgebungsvariablen	21
4.1	Statistische Standardgrößen der Messreihen in der Initialmessung	29
4.2	Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen der Initialmessung	29
4.3	Statistische Standardgrößen der Messreihen beim MOSFET-Vergleich.	30
4.4	Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen des MOSFET-Vergleichs.	31
4.5	Statistische Standardgrößen der Messreihen beim Zeitgeber-Vergleich.	32
4.6	Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen des Zeitgeber-Vergleichs.	32
4.7	Statistische Standardgrößen der Messreihen aus der Mikrocontroller-Evaluation.	34
4.8	Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messwerten der konstruierten Geräte und den Referenzmesswerten aus der Mikrocontroller-Evaluation.	34
4.9	Statistische Standardgrößen zu den Messreihen von der Kältesprayanwendung auf das Arduino Nano Board.	37
4.10	Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen aus der Analyse von Effekten auf das Messergebnis durch Kältesprayanwendung auf das Arduino Board des Messgerätes	37
4.11	Statistische Standardgrößen zu den Messreihen von der Kältesprayanwendung auf die DS3231 RTC.	39
4.12	Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen aus der Analyse von Effekten auf das Messergebnis durch Kältesprayanwendung auf die DS3231 RTC des Messgerätes.	39
4.13	Statistische Standardgrößen zu den Messreihen aus der Analyse des Einflusses, auf das Messergebnis durch Wärmebehandlung des Arduino Nanos.	41
4.14	Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen aus der Analyse von Effekten auf das Messergebnis durch Wärmebehandlung des Arduino Nanos des Messgerätes.	41
4.15	Statistische Standardgrößen zu den Messreihen aus der Analyse des Einflusses, auf das Messergebnis durch Wärmebehandlung der DS3231 RTC.	42
4.16	Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen aus der Analyse von Effekten auf das Messergebnis durch Wärmebehandlung der DS3231 RTC.	42
4.17	Statistische Standardgrößen zu den Messreihen aus der Spannungsspitzenanalyse	44
4.18	Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen aus der Spannungsspitzenanalyse.	44
4.19	Übersicht über die Komponenten auf der Basisplatine des micromax-fgps Messgeräts.	47
4.20	Übersicht über die Komponenten auf dem micromax3 Mikrocontroller Board.	48

Abkürzungsverzeichnis

AC	Alternating Current
API	Application Programming Interface
CLI	Command Line Interface
EMF	Electric Mains Frequency
ENTSO-E	European Network of Transmission System Operators for Electricity
GNSS	Globale Navaigation Satellite Systems
I2C	Inter-Integrated Circuit Bus
ISR	Interrupt Service Routine
MAE	Mean Absolute Error
MOSFET	Metalloxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren
PPS	Pulse Per Second
RAE	Relative Absolute Error
RMS	Root Mean Square
RMSE	Root Mean Square Value
RRSE	Root Relative Squared Error
RTC	Real Time Clock
StdAbw	Standardabweichung
TCXO	Temperature Compensated Crystal Oscillator
UTC	Universal Time Coordinated

1 Einleitung

Zwei der grundlegenden Aufgaben in der IT-Forensik, wie auch in der klassischen Forensik, sind die Bestimmung der Tatzeit und des Tatortes [1]. Insbesondere bei Multimedia Dateien, wie Audioaufnahmen und Videoaufnahmen, wird die Bestimmung dieser Parameter immer komplexer [2, S. 3 ff.][3]. Die Gründe dafür sind neben schlicht fehlenden, auch absichtlich gelöschte und manipulierte Metadaten. Ein weiteres, signifikantes Problem in der Multimediaforensik ist das Stellen der Mediendateien in einen falschen Kontext oder die gezielte Desinformation durch das Verwenden von irreführenden Ausschnitten aus einer Gesprächsaufzeichnung, einem Video oder aus einer Fotografie [2, S. 7 ff.]. Zudem ist auch gefälschtes oder bearbeitetes, also unauthentisches, Originalmaterial eine weit verbreitete Hürde [2, S. 7 ff.].

Ein Ansatz, diesen Problematiken zu begegnen, ist die komparative Analyse der Stromnetzfrequenz (engl. Electric Mains Frequency (EMF))[4] [5, S. 224]. Ziel der EMF - Analyse ist es, das Grundrauschen des Stromnetzes als Identifizierer für den Zeitpunkt und den ungefähren Ort einer Audio- oder Videoaufnahme zu verwenden. Diese Analyse besteht aus zwei Komponenten: Zunächst wird eine Datenbank von Frequenzverläufen, zusammen mit Ort und Zeit der Erfassung angelegt. Anschließend wird das Grundrauschen des Stromnetzes aus Audio- und Videodateien extrahiert und gegen die Datenbank abgeglichen. [2, S. 236 ff.][4][6][7][8] Ausreichend für eine solche komparative Analyse sind im Fall von Videoaufnahmen bereits Abschnitte von wenigen Sekunden Länge [9].

Gelingt dieser Abgleich, können anhand der in der Datenbank gesicherten Metadaten Aussagen über Aufnahmezeit und Ort getroffen werden. Daneben sind auch Aussagen über die Authentizität der gesicherten Aufnahme möglich. Ungeschnittene und unbearbeitete Aufnahmen bilden ein unverfälschtes EMF Signal ab. Bearbeitete, unauthentische Dateien tendieren dazu, verzerrte oder nicht zusammenhängende bzw. fragmentierte Signale zu enthalten. Ebenfalls fallen in diesem Zuge auch Änderungen an den Zeitstempeln und Positionsangaben innerhalb der Metadaten auf. [2, S. 236 ff.]

Die Grundlage für dieses Verfahren bildet eine Eigenschaft der Stromnetzfrequenz. Diese verharrt nicht an einem konstanten Wert, sondern fluktuiert permanent um eine Basisfrequenz. In Europa und vielen weiteren Ländern liegt die Basisfrequenz des Stromnetzes bei 50 Hertz (Hz). Eine weitere gängige Basisfrequenz, vor allem auf dem amerikanischen Kontinent, sind 60 Hz. [2, S. 236 ff.], [4]. Die Fluktuationen der EMF sind, beobachtet über einen längeren Zeitraum, ausreichend zufällig, sodass einmalige und wiedererkennbare Muster auftreten [6]. Zusätzlich zu Ihrer zeitlichen Individualität treten diese Frequenzmuster auch nur distinkt innerhalb von Subnetzen in ähnlich oder identischer Form auf [2, S. 236 ff.]. Neben subnetzspezifischen Signalen können auch Laufzeitunterschiede von einer Signalquelle zum Aufnahmeort zu einer Identifikation des Aufnahmeorts beitragen [10].

Eine EMF-Datenbank kann mithilfe von genauen Messgeräten aufgebaut werden. Gemessen wird dabei an einem gewöhnlichen Haushalts-Stromanschluss. [11–13] Professionelle, kommerziell erhältliche Messgeräte sind allerdings relativ preisintensiv in der Anschaffung. Zudem ist bei einem zugekauften Gerät in der Regel unklar, welchen genauen Effekt die einzelnen Bauteile auf das finale Messergebnis haben. Ziel der vorliegenden Arbeit ist daher die Entwicklung eines kostengünstigen, für die Forschung bestimmten, prototypischen Stromfrequenz-Messgeräts und die Evaluation von Störeinflüssen, die dessen Betrieb einschränken können.

2 Grundlagen

Die Stromnetze in Europa liefern am Hausanschluss einen Wechselstrom (AC) mit einer elektrischen Spannung von 230 Volt und einer Frequenz von 50 Hz [14].

2.1 Definition der Frequenz und der Einheit Hertz

Die Frequenz f ist dabei definiert als die Anzahl der vollständigen Bewegungsdurchläufe einer sich wiederholende Bewegung pro Zeiteinheit (vgl. Gleichung 2.1). Jeder der uniformen Bewegungsvorgänge benötigt eine fest definierte Zeit, um sich vom Ursprungsort an den Zielort und wieder zurück zum Ursprung zu bewegen. Bezeichnet wird diese Zeit als Periodendauer T . Ist die Funktion der Bewegung durch eine Sinus- bzw. Kosinusfunktion beschreibbar, dann liegt eine harmonische Schwingung vor. [15, S. 26 f.] Berechnet wird die Frequenz wird nach Formel 2.1.

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.1)$$

Formel entnommen aus „Kurzlehrbuch Physik“ [15, S. 26]

Frequenzen werden üblicherweise in der Einheit Hertz (Hz) angegeben. Diese Einheit bezeichnet die Anzahl der Perioden pro Sekunde. 50 Hz entsprechen daher 50 Bewegungsabläufen pro Sekunde. Beim Wechselstrom stellt die Umkehrung der elektrischen Polarität diese Bewegung dar. [15, S. 26 f., 127 f.]

2.2 Netzfrequenzschwankungen und deren Ursachen

Häufig werden jedoch nicht exakt 50 Hz im Stromnetz erreicht, denn das Stromnetz unterliegt ständigen, lastbedingten Schwankungen. Ausschlaggebend für die Fluktuationen ist dabei das Verhältnis zwischen Stromproduktion und Stromverbrauch im Stromnetz. Wenn der Bedarf höher als die Stromerzeugung ist, dann sinkt die Stromnetzfrequenz ab. Ist hingegen die Stromproduktion höher als der Stromverbrauch, dann steigt die Frequenz an. Liegt ein homöostatisches Verhältnis zwischen Stromverbrauch und Erzeugung vor, dann erreicht ein Stromnetz seine Soll-Frequenz. In Europa liegt diese bei exakt 50 Hz. Wegen des direkten Zusammenhangs von Stromfrequenz und Last fungiert die Stromnetzfrequenz als Lastindikator für das jeweilige Stromnetz. Um Lastspitzen und Netzausfälle regional begrenzen zu können, sind die Stromnetze in regionale Subnetze bzw. Verteilernetze segmentiert. Diese agieren teilautonom und unterscheiden sich daher auch in Ihren jeweils aktuellen Lastzuständen. [16]

Einen wichtigen Einflussfaktor für Frequenzschwankungen im Stromnetz stellt der Stromhandel dar. Dieser findet in Zeitfenstern von 15 - 60 min innerhalb jeder Stunde des Tages statt. Da sich an diesen Zeitpunkten durch den Handel der Strompreis ändert, verschiebt sich auch das Verhältnis aus Angebot und Nachfrage auf dem Strommarkt. Aufgrund dessen verändert sich die Last im

Netz und resultiert in größeren Frequenzschwankungen zu den Handelszeitpunkten, welche, im Gegensatz zu den kleineren Stromnetzschwankungen, auch verhältnismäßig gut prognostizierbar sind. [17]

2.3 Stromnetzregulation

Mit Ihrer Funktion als Kenngröße unterliegt die EMF in Europa den Regulierungen des europäischen Verbands der Übertragungsnetzbetreiber (ENTSO-E). Dieser definiert verbindliche Mindest- und Maximalwerte, sowie zu erreichende Durchschnittswerte für die Betreiber von Verteilernetzen auf Basis der Euronorm EN 50160 [14]. Zusätzlich dazu schreibt die ENTSO-E auch vorzuhaltende Lastreserven und Aktionspläne vor, um die Frequenz im vorgegebenen Rahmen zu halten. Als Richtwert für den Normalbetrieb gelten $50 \text{ Hz} \pm 20 \text{ mHz}$, wobei exakt $50,0 \text{ Hz}$ die angepeilte Nominalfrequenz darstellen. Als Resultat ist mit einer Netzfrequenz zwischen $49,98$ und $50,02 \text{ Hz}$ zu rechnen, sofern kein Störfall vorliegt. Bei einem Störfall über- oder unterschreitet die Netzfrequenz den Bereich von $49,98$ bis $50,02 \text{ Hz}$. [18, 19]

Auch für den Störfall sind Grenzwerte definiert: Die EMF darf den Bereich von $49,20$ - $50,20 \text{ Hz}$ nicht verlassen, andernfalls kommt es, sofern die vorgehaltenen Lastregulationssysteme die Frequenz nicht stabilisieren können, sukzessive zum Abschalten von Stromnetzsegmenten und Kraftwerken. [19]

Liegt ein Störfall vor, tritt ein vierstufiges Regelsystem in Kraft, das die Stromnetzfrequenz wieder in den Normalbereich zurückführen soll. Die primäre Kontrolle ist die erste Stufe des Regelsystems, sie wird innerhalb weniger Sekunden beim Über- oder Unterschreiten des Bereichs von $49,98$ bis $50,02 \text{ Hz}$ aktiviert. Dabei werden die von allen am Stromnetz beteiligten Unternehmen verpflichtend vorgehaltenen operationellen Lastreserven eingesetzt. Zum Beispiel durch Ausreizen oder Drosselung von Generator Drehzahlen in laufenden Kraftwerken. Die primäre Kontrolle regelt dabei die effektive Gesamtfrequenz im gesamten Synchronnetz. [18, 19]

Bei der sekundären Kontrolle werden die Frequenzen der einzelnen Kontrollregionen auf die Nominalfrequenz eingestellt. Diese Regulation erfolgt automatisiert durch Abstimmen von Strombedarf und Stromerzeugung ohne Zugriff auf die Lastreserven der primären Kontrolle. Als Reaktionszeit sind für die sekundäre Kontrolle wenige Sekunden bis zu 15 Minuten vorgesehen. Die Koordinierung erfolgt über die Übertragungsnetzbetreiber. [18]

Die dritte Stufe stellt die tertiäre Kontrolle dar. Sie wird manuell von den Übertragungsnetzbetreibern aktiviert, falls die sekundäre Kontrollstufe den Störfall nicht bewältigen kann. Ein weiterer Einschaltgrund ist die Entlastung der Ressourcen der sekundären Kontrolle. Bei einem Regelvorgang der tertiären Kontrolle wird nicht nur die Stromgeneration angepasst, sondern es kann auch regulativ in die Stromversorgungsleistung und den Stromhandel eingegriffen werden. Das Ziel ist dabei den Verbrauch aktiv zu beeinflussen. Eine Aktivierung dieser Regelstufe kann entweder geplant und nach Ankündigung erfolgen oder bei Bedarf auch unmittelbar. [18]

Zusätzlich zur eigentlichen Lastkontrolle reguliert die vierte Stufe des Relationssystems die Synchronzeit des Stromnetzes. Zugrunde liegt die Annahme, dass das Stromnetz im Mittel eine Frequenz von $50,0 \text{ Hz}$ aufweist und daher als Zeitimpulsgeber fungieren kann. Durch lastbedingte Frequenzunter-

schiede weicht die Frequenz des Stromnetzes davon ab. Um die Regelabweichung von maximal 20 Sekunden Abweichung von der UTC-Zeit (engl. Universal Coordinated Time) einzuhalten, muss die Stromnetzfrequenz unter Umständen forciert erhöht oder abgesenkt werden, sodass sie im Tagesmittel 50 Hz beträgt. Diese Aufgabe wird von der Zeitkontrolle übernommen. In der Abbildung 2.1 sind die vier Stufen der Stromnetzregulation abgebildet.

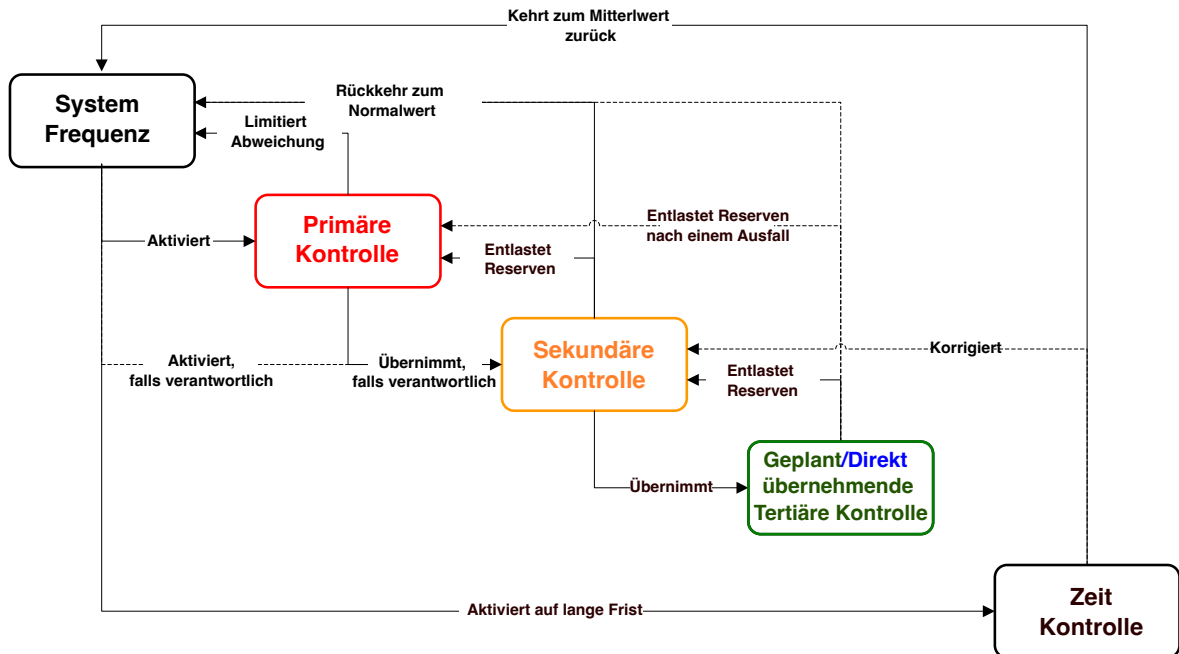


Abbildung 2.1: Übersichtsdarstellung der vier Stufen der Stromnetzregulation. Entnommen und übersetzt aus: „P1 – Policy 1: Load-Frequency Control and Performance [C]“. [18]

2.4 Mikrocontroller und Interrupts

Ein geeignetes System zur Erfassung von Messdaten stellen Mikrocontroller dar. Mit dem Terminus Mikrocontroller werden Mehrkomponenten-Systeme in kleiner Bauart bezeichnet, die bereits notwendige Bausteine zur Speicherung von Programmcode, Ablaufsteuerung, sowie zur Ein- und Ausgabe von Daten enthalten [20, S. 72 ff.]. Üblicherweise enthält ein Mikrocontroller neben einem Prozessor, einem Arbeitsspeicher und einem BUS-System auch interne Timer, einen Interrupt Controller und einen Programmspeicher für die Firmware [20, S. 72 ff.] [21, S. 259 ff.]. Ebenfalls gängig sind serielle Schnittstellen und Ein- / Ausgabe Ports [21, S. 259 ff.]. In Abbildung 2.2 ist das Blockschaltbild eines Intel 8051 abgebildet. Dieses kann als exemplarisch für einen Mikrocontroller angesehen werden, wengleich auch viele verschiedene Bauformen mit unterschiedlicher Optimierung und Ausstattung erhältlich sind [20, S. 72 ff.].

Im Blockschaltbild in Abbildung 2.2 ist, neben weiteren Elementen, ein Interrupt Controller abgebildet. Dieser ist relevant für zeitkritische Anwendungen wie z. B. in Echtzeitmessungen. Seine Aufgabe ist die Behandlung von Ereignissen, die in kürzester Zeit bearbeitet werden müssen. Dafür unterbricht der Controller das aktuell laufende Programm auf dem Hauptprozessor und lässt eine spezielle Programmroutine, die Interrupt Service Routine **ISR**, ablaufen. Diese enthält die nötigsten Anweisungen zum Auflösen der Situation, die zu der Unterbrechung (engl. Interrupt) geführt hat. Anschließend läuft das Hauptprogramm an der unterbrochenen Stelle weiter. Neben internen Interrupts, die aus dem

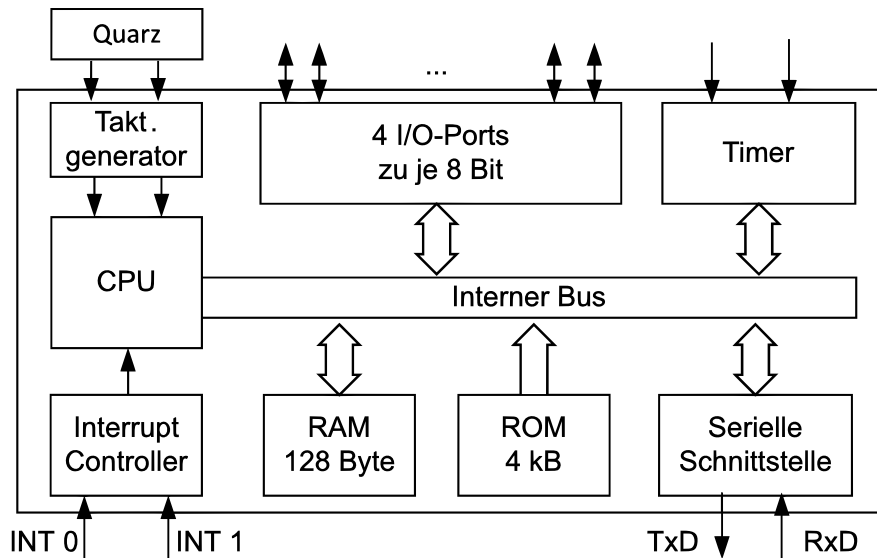


Abbildung 2.2: Blockschaltbild eines typischen Mikrocontrollers am Beispiel des Intel 8051. Entnommen aus „Grundkurs Informatik“. Abbildung bearbeitet. [21, S. 260]

System selbst stammen, existieren auch externe Interrupts, welche über die Eingabeschnittstellen ausgelöst werden können. [20, S. 79] Ein mögliches Anwendungsfeld für einen externen Interrupt ist z. B. ein externes Zeitsignal.

2.5 Zeitmessung in der Elektrotechnik

Für die Echtzeiterfassung und präzise Messung von Frequenzen auf Mikrocontrollerebene werden exakte (externe) Zeitgeber benötigt [20, S. 78].

Begründet ist dies in der Tatsache, dass in der Elektro- und Digitaltechnik die Zeit- und Frequenzmessung letztendlich die gleiche Grundlage besitzen (vgl. Formel 2.1). In beiden Verfahren wird die Impulsanzahl N einer Taktquelle gezählt. In der Zeitmessung ist dabei die Frequenz f der Taktquelle bekannt. Es gilt die Formel 2.2 mit der gemessenen Zeit T in Sekunden als unbekannt. [22, S. 237 ff.]

$$T = \frac{N}{f} \quad (2.2)$$

Formel abgeleitet aus Formel 2.1

Entsprechend sind bei der Frequenzmessung die Zeit T und die Impulsanzahl N bekannt. Ermittelt wird die Frequenz f der Impulsquelle.

Folglich ist eine Grundvoraussetzung für die elektrotechnische Zeitmessung ein Impulsgeber mit einer bekannten Taktfrequenz. Verbreitet als Taktgeber sind die unter Normalbedingungen frequenzstabilen Quarzoszillatoren als periodische Signalgeneratoren [23, S. 165 f.]. Im Quarzoszillator wird ein Signalimpuls unter Ausnutzung des Piezoelektrischen Effekts generiert: Dabei wird ein Quarkristall durch ein von anliegenden Elektroden erzeugtes Wechselfeld deformiert. In Folge der

Formänderung generiert der Kristall einen Spannungspuls, welcher anschließend von nachgelagerter Elektronik verstärkt wird. Um eine dauerhafte Signalgeneration zu erhalten, findet eine Rückkopplung des abgegebenen und verstärkten Spannungsimpulses zur Erhaltung des Wechselfelds statt. Im Bereich der Resonanzfrequenz des Kristalls, die durch dessen Geometrie und Materialeigenschaften bestimmt wird, ist das Anregen des Kristalls mit darauf folgender Spannungsemission sehr konstant möglich. Daher wird Anlaufphase eines Kristalloszillators, auch genannt Anschwingphase, der Kristall auf seine Resonanzfrequenz eingestellt. Als Resultat entsteht ein verhältnismäßig präziser Schwingkreis. Jedoch unterliegt die Resonanzfrequenz von Quarzkristallen unter anderem dem Einfluss der Umgebungstemperatur. Bei einer Änderung der Umgebungstemperatur verändert sich, durch den Temperatureinfluss auf das Kristallgitter, die Resonanzfrequenz des Kristalls. Eine Änderung der Resonanzfrequenz führt wiederum zu einer veränderten Ausgangsfrequenz. [24] Dieser Effekt, auch Thermosensibilität genannt, stellt den Hauptstöreinfluss auf Quarzoszillatoren dar. [25]. Abgemildert werden kann dieser durch den Einsatz von Temperaturkompensationssystemen [26, S. 138 ff.].

2.6 Zeiterfassung mittels Echtzeituhren

Eine hohe Verbreitung im Aufgabenfeld der Zeitmessung auf Mikrocontrollerebene besitzen Echtzeituhren (engl. real-time clock [RTC](#)). Im Gegensatz zu logischen Uhren, welche lediglich das Verstreichen eines Zeitintervalls angeben, messen Echtzeituhren die aktuelle Zeit im human verständlichen Zeitsystem. Eine weitere (verbreitete) Eigenschaft von Echtzeituhren ist die Pufferung der Zeitregister und des Taktgebers durch eine Batterie, sodass diese ihre eingestellte Zeit bei einer Unterbrechung der externen Stromversorgung nicht verlieren. [27, S. 261]

Als Taktgeber verwenden [RTCs](#) in der Regel einen Quarzoszillator [23, S. 165 f.]. Während günstige Modelle nicht thermostabilisiert sind, weisen hochwertige [RTCs](#) einen temperaturstabilisierten Schwingkreis und eine Kompensationsfunktion für Quarzalterungseffekte auf. Auch die in diesem Projekt verwendete DS3231 [RTC](#) besitzt einen Mechanismus zur Temperatur- und Alterskompensation [28].

2.7 Zeiterfassung mittels GNSS Empfängern

Hochpräzise Echtzeitmessung ist auch mit Global Navigation Satellite System ([GNSS](#)) Empfängern möglich [29]. Als [GNSS](#) werden Satelliten Navigationssysteme bezeichnet. Am bekanntesten ist das US-amerikanische NAVSTAR GPS System. Im allgemeinen Sprachgebrauch wird GPS auch häufig als Gattungsbegriff für [GNSS](#) genutzt. Neben dem GPS existieren auch weitere [GNSS](#) Systeme, wie das europäische GALILEO, das sowjetisch/russische GLONASS und das chinesische BeiDou [30]. Aufgrund der Tatsache, dass alle verbreiteten [GNSS](#) in der Zeit und Positionsbestimmung auf vergleichbare Grundlagentechnik setzen, wird im folgenden die Zeitmessung anhand von GPS erläutert [31].

Die Satelliten des GPS-Systems senden konstant ein Signal aus. Dieses kann von Empfangsgeräten auf der Erdoberfläche empfangen werden. Für eine Positionsbestimmung ist der simultane Empfang von mindestens vier Satelliten notwendig. Die Bestimmung der Position erfolgt dabei durch die Berechnung des Abstandes zu den jeweiligen Satelliten über die Signallaufzeit und einer bekannten

Satellitenumlaufbahn. Um die Signallaufzeitmessung zu ermöglichen, senden die GPS-Satelliten mit ihrem Signal periodisch einen, von einer genauen Atomuhr stammenden, Zeitstempel an den Empfänger. [32, S. 1 ff.]

Darüber hinaus ist dieser hochpräzise Zeitstempel als externer Zeitgeber nutzbar. Die Verwendung der GNSS Signale als Zeitgeber ist mittlerweile weit verbreitet [29].

2.8 Störeinflüsse und Fehler in der Messtechnik

In der Messtechnik spielen Störeinflüsse eine große Rolle. Als Störeinfluss wird ein unerwünschter Einfluss auf den physikalischen Messeffekt bezeichnet. Unterschieden wird in dabei in die inneren Störgrößen, welche aus der Bauart und den grundlegenden Eigenschaften herrühren, und in die äußeren Störgrößen, welche durch Umgebungseinflüsse bestimmt werden. Ein Beispiel für eine innere Störgröße ist das Altern eines Quarzoszillatorkristalls, was in einer Frequenzänderung resultiert. [33, S. 17 f.]

Häufig betrachtete äußere Störgrößen sind klimatische Einflüsse. Dazu zählen die Temperatur, der (Luft-) Druck, und die Luftfeuchte. Ebenfalls Gegenstand der Betrachtung sind mechanische Einflüsse, zu denen hauptsächlich die Vibration und die Beschleunigung zählen. Von großer Relevanz in der elektrotechnischen Messtechnik sind elektrische Störeinflüsse. Dazu zählen unter anderem elektrische Felder und elektromagnetische Felder. Ein Beispiel ist das statische Hintergrundrauschen. [34, S. 3 ff.]

Zudem können auch Radioaktive Strahlung, (ferro-) magnetische Felder, und neben der absoluten Temperatur auch die Änderung der Temperatur Einflussfaktoren in der Messtechnik sein [25]. Diese Aufzählung ist nicht vollständig und kann je nach untersuchtem System unterschiedlich ausfallen.

Um den durch die Störeinflüsse versuchten Fehler, also die Abweichung der Messwerte von den Realwerten, gering zu halten, werden häufig vom Hersteller eines Messsystems Normalbedingungen spezifiziert. Diese geben zulässige Umweltparameter, Messbereiche und Verwendungsrichtlinien an, in denen das Messsystem eine ebenfalls spezifizierte Messgenauigkeit erreicht. Bei einem Betrieb des Messgeräts außerhalb der spezifizierten Parameter können Störeinflüsse das Messergebnis mitunter dominieren. [33, S. 19 ff.]

3 Material und Methoden

Alle für den EMF - Messgerät nötigen Komponenten stammen aus dem branchenüblichen Sortiment des Elektronikhandels. Das umfasst ebenfalls die zur Messdatenerhebung bestimmten Mikrocontroller. Zur Implementierung der Messlogik kommt die Programmiersprache C++ zum Einsatz und zur Programmierung der Logging-Anwendung die Programmiersprache JavaScript in der Node.js Laufzeitumgebung. Die zur Erfassung von Referenzdaten nötigen Datenextraaktionsprogramme (engl. Scraper) sind in Python implementiert.

3.1 Material

Als Basis für den Aufbau der Messschaltungen dienen Steckbretter und Jumper-Kabel. Diese Komponenten können auch durch andere Arten der elektrischen Verbindung ausgetauscht werden, beispielsweise durch Lötverbindungen.

3.1.1 Transformatoren

In dieser Arbeit fungiert eine 230 V Steckdose als Spannungsquelle. Logik-Level Schaltungen arbeiten in der Regel mit Spannung von 3.3 V - 5 V [35, S. 213]. Daher wird die Spannung für die Messschaltung zunächst mit Hilfe eines Klingeltransformators auf ein Logiklevel reduziert. Tabelle 3.1 zeigt die Spezifikation des Klingel-Transformators. Die Verwendung eines AC - AC Transformators für diesen Verwendungszweck ist unkritisch, da er die Signalfrequenz nicht beeinflusst [36, S. 145].

Tabelle 3.1: Spezifikation des verwendeten Transformators

Hersteller	Bezeichnung	Genutzte Ausgangsspannung (AC)	Verwendung
ETI d.d.	ZT 8/8	6V (1A) AC	micromax-fgps
Grothe GmbH	GT 3173	4V (2A) AC	Eigenes Messgerät

3.1.2 Mikrocontroller

Ein gängiges Ökosystem für Mikrocontroller gestützte Schaltungen ist Arduino. Neben der Verbreitung bei Privatpersonen ist es im professionellen Bereich etabliert und bietet daher eine große Menge an verfügbarer Dokumentation, sowie günstige und kompatible Teile. In dieser Arbeit werden Mikrocontroller Arduino Nano kompatible Entwicklungsboards als Hauptplattform verwendet. Es handelt sich dabei um Nachbauten des Arduino Nanos von den Herstellern AZ-Delivery und Berry Base (Tab. 3.2). Beide Platinen unterscheiden sich teils in den verbauten Komponenten. Ein Beispiel dafür sind die USB- zu Seriell Adapter. Während der AZ-Nano einen Adapter vom Typ CH340 verbaut hat, nutzt der FT-ANANO einen FTDI FT323RL chip [37, 38]. In der Praxis werden beide Modelle als funktionell kompatibel zum originalen Arduino Nano angesehen und werden daher im Folgenden als solche referenziert.

Tabelle 3.2: Übersicht über die verwendeten Arduino (kompatiblen) Mikrocontroller. [37, 38, 41–43]

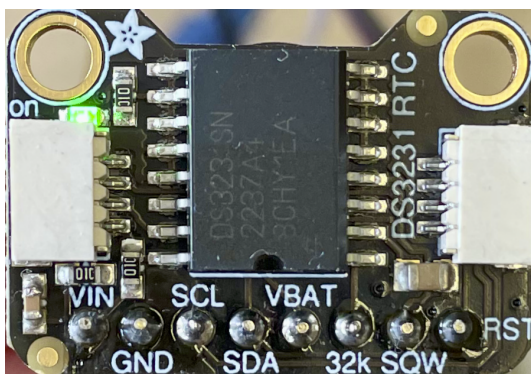
Bezeichnung	Hersteller	Mikroprozessor	Prozessortakt
AZ-Nano V3-Board CH340 (Arduino kompatibel)	AZ Delivery	ATmega328 P	16 MHz
FT-ANANO - Board FTDI FT232RL (Arduino kompatibel)	Berry Base	ATmega328 P	16 MHz
NODEMCU ESP32	SIMAC	ESP32-WROOM-32E	240 MHz, 2 Kerne
Raspberry Pi Pico W	Raspberry Pi Ltd.	RP2040	133 MHz, 2 Kerne

Der Arduino Nano besitzt einen 8-Bit Prozessor aus AtmelMega 328 P Prozessor mit einem Basistakt von 16 MHz [39]. Die Betriebsspannung des Prozessors beträgt 5 V [40]. Während diese Geräte mit unterschiedlichen Bootladern vom Handel vertrieben werden, nutzen die eingesetzten Arduino Mikrocontroller den „optiboot“ Bootlader.

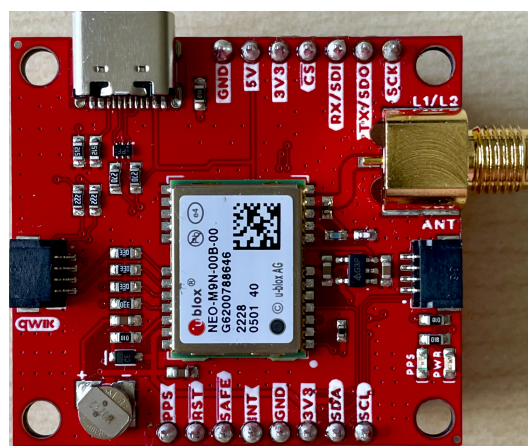
Obwohl der Arduino Nano im Zuge dieser Arbeit die Hauptentwicklungsplattform darstellt, werden auch weitere Entwicklungsplattformen im Bezug auf die Kompatibilität mit dem entwickelten Messgerät evaluiert. Die Wahl entfällt dabei auf ein ESP-32 und ein Raspberry Pico W Entwicklungskit. Beide Plattformen bieten neben im Vergleich mit dem Arduino Nano einen größeren Haupt- und Programmspeicher, einen Zweikernprozessor mit höherer Taktrate und eine WiFi- und Bluetoothschnittstelle [39, 42, 44]. Insbesondere die Möglichkeit zur drahtlosen Kommunikation ist attraktiv für zukünftige Weiterentwicklungen.

3.1.3 Externe Zeitgeber

Für die Frequenzmessung und für eine Zuordnung des Messzeitpunkts zur Echtzeit ist die Erhebung exakter Zeitstempel notwendig. Der verbaute Zeitgeber auf den Arduino Nano Boards ist nicht ausreichend präzise für lange Messperioden [45]. Deshalb werden externe Zeitgeber mit einem periodischen Zeitsignal verwendet, um unabhängiger vom internen Zeitgeber des Mikrochips agieren zu können. Eine gängige Zeit-Signal-Frequenz beträgt ein Puls pro Sekunde (1 Hz) und kann als Auslöser für einen externen Interrupt verwendet werden [28, 46, 47].



(a) DS3231 RTC Breakout Modul



(b) uBlox NEO M9N GNSS Modul von Sparkfun

Abbildung 3.1: Darstellung der externen Zeitgeber Breakoutmodule

Es werden zwei funktionell unterschiedliche Typen von Zeitgebern eingesetzt. Beide sind mit ihren basalen Eigenschaften in Tabelle 3.3 gelistet. Eines der beiden verwendeten Zeitgebermodule stellt die DS3231 Echtzeituhr dar. Ausschlaggebend für ihre Verwendung ist, dass diese über einen

Temperaturstabilisierten Oszillator verfügt, einem sogenannten Temperature Compensated Crystal Oscillator (TCXO). Dieser erhöht die Genauigkeit der Zeitmessung entscheidend [48]. Zudem verfügt das Board über die Möglichkeit, mithilfe eines Offenen-Kollektor-Ausgangs ein Rechtecksignal zu erzeugen. Das Rechtecksignal ist an die Zeitmessung gekoppelt und hat standardmäßig eine Frequenz von einem Hertz. Am Beginn einer vollen Sekunde, nimmt das Rechtecksignal einen logischen „HIGH“-Wert an. Durch den Logikübergang am Sekundenanfang eignet sich der Signalausgang als Signalquelle für eine interruptgesteuerte Zeitmessung. In Abbildung 3.1 (a) ist das Modul abgebildet. [28]

Der zweite Zeitgeber ist das in Abbildung 3.1 (b) abgebildete GNSS Modul von der Firma Sparkfun. Dessen Basis bildet der Neo M9N Chip von der Firma uBlox [49]. Dieser ist in der Lage GNSS - Signale der Systeme Galileo, GPS, GLONASS, BeiDou und QZSS zu verarbeiten, teils auch parallel [47]. Wie auch die Echtzeituhr, verfügt das Board über die Möglichkeit ein periodisches 1 Hz Signal zu emittieren [47].

Tabelle 3.3: Übersicht über die verwendeten externen Zeitgeber und deren Eigenschaften. [28, 46, 47]

Breakout Board	Zeitchip Hersteller	Bezeichnung	Zeitgeber Typ	Abweichung
Adafruit DS3231 RTC	Maxim Integrated	DS3231	RTC mit 32.768kHz TXCO	$\pm 2\text{ppm}$ (-40 bis +80 °C)
SparkFun GPS Breakout - NEO-M9N, SMA (Qwiic)	uBlox GmbH	NEO-M9N	GNSS - Empfänger	

3.1.4 Schaltungsbauteile

Weitere relevante Schaltungsbauteile sind Kondensatoren zur Signalglättung, eingesetzt als RC-Tiefpassfilter, ein Brückengleichrichter zum Erzeugen von Gleichstrom aus dem anliegenden Wechselstrom und elektrische Widerstände. Zudem werden N-Kanal Metalloxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFET) als digitale „Schalter“ verwendet. Die entsprechenden Hersteller und Bezeichnungen sind in Tabelle 3.4 aufgelistet.

Tabelle 3.4: Übersicht über die verwendeten elektrotechnischen Bauteile

Hersteller	Teile Nummer	Komponenten Typ
Barthelme GmbH	No. 0043044	Elektrolyt Kondensatoren Set (Nennspannung 50 V)
Barthelme GmbH	No. 00430343	Keramik Kondensatoren Set (Nennspannung 50 V)
Barthelme GmbH	No. 00430334	Kohleschicht - Widerstand Set, 0.5 Watt Belastbarkeit (47 Ohm, 220 Ohm, 10k Ohm)
Diotec Ag	B40R	SMD Einphasen-Dioden-Brückengleichrichter
Fairchild Semiconductor	FQU20N06L	N - Kanal MOSFET
International Rectifier	IRLZ44N	N - Kanal MOSFET

3.1.5 Equipment zur Störeinflussanalyse

Ein gezieltes Verändern von Umgebungseinflüssen, um deren Einfluss auf das Messgerät zu messen, ist einer der Schwerpunkte dieser Arbeit. Die getesteten Einflüsse sind dabei extreme Temperaturänderungen, Spannungsspitzen und Vibration.

Zum Herbeiführen einer schnellen und gezielten Temperaturreduktion, kommt zur Kühlung das Kältespray „KÄLTE 75“ der Firma Kontakt Chemie zum Einsatz. Die Kühlwirkung dieses Sprays entsteht durch die Verdampfung von trans-1,3,3,3-Tetrafluorprop-1-en [50]. Der Hersteller gibt eine Kühlwirkung von bis zu - 45 °C Endtemperatur an, was auch bei einer eigenen Nachmessung erreicht werden konnte [51].

Der gegenteilige Effekt, das Aufheizen, wird durch einen Haartrockner realisiert. Die Typenbezeichnung des Gerätes lautet Grundig HD 3700. Es besitzt eine maximale elektrische Leistung von 1800 Watt. Messungen im Betrieb auf höchster Stufe ergeben eine Endtemperatur im Luftstrom von 78 °C - 83 °C bei einer Umgebungstemperatur von 24,6 °C.

3.1.6 Referenzdatenquellen

Zur Einschätzung der Messwertqualität und der Ermittlung von Abweichungen des eigenen Messgeräts sind zuverlässige Vergleichsdaten notwendig. Aufgrund der Abhängigkeit der Stromnetzfrequenz vom Messort ist eine ortidentische Vergleichsmessung geboten. Zusätzlich dazu kann durch Daten von weiter entfernten Messorten angestrebt werden, diesen Effekt zu verdeutlichen. Daher werden zwei verschiedene Referenzdatenquellen herangezogen:

3.1.6.1 Referenzmessgerät micromax-fgps

Die erste Datenquelle stellt das in Abbildung 3.2 dargestellte Messgerät „micromax-fgps“ der Firma Dr. Gobmaier GmbH bzw. Micma GmbH dar. Das Gerät dient zur lokalen Stromnetzfrequenzerfassung und wird über den 6 V Ausgang eines ETI d.d. ZT 8/8 Klingeltrafos an einer haushaltsüblichen 230 V Steckdose angeschlossen. Um eine zeit-exakte Messung zu gewährleisten, und um Phasenwinkel bestimmen zu können, liegt dem Messgerät ein GNSS - Empfänger bei [52]. Entgegen dem Datenblatt handelt es sich bei diesem nicht um ein Fabrikat der Firma Garmin, sondern um einen NAVILOCK NL-8003P MD6 Empfänger mit seriellem Anschluss. Intern arbeitet der Empfänger von NAVILOCK mit einem u-blox 8 UBX-M8030-KT Chipsatz [53].

In Bezug auf die Frequenzermittlung gibt der Hersteller einen Messbereich von 45 Hz - 65 Hz bei einer Auflösung von 0,1 mHz und einer Genauigkeit von 1 mHz für die sekundliche Ermittlung an. Nach dem Anschluss an das lokale Netzwerk über den Ethernet-Port des Geräts können die Messergebnisse live auf einer lokalen Website abgelesen werden. Obwohl ein Graph des Frequenzverlaufs über die letzten 24h vom Messgerät angelegt wird, ist ein systematischer Abruf historischer Daten nicht möglich. Die Schaffung einer Lösung zur Dateipersistierung obliegt also dem Nutzer. [52]

Weitere Angaben zur Funktionsweise des Messgeräts, seitens des Herstellers, liegen nicht vor. Abschnitt 4.3 enthält eine Funktionsanalyse des Messgeräts. [52]



(a) Vorderseite des Messgeräts: Anschlüsse v.l.n.r. AC Eingang, RS-232, RJ-12, RS-485



(b) Rückseite des Messgeräts: Anschlüsse v.l.n.r. Mini-USB, Ethernet.

Abbildung 3.2: Fotografie des Messgeräts micromax-fgps ohne Anschluss des Trafo und des GNSS-Empfängers.

3.1.6.2 Referenzdatenbank Grid Radar

Grid Radar ist ein kommerzieller Anbieter für Stromfrequenz Messdaten in forensischer Qualität aus Deutschland. Dieser bietet Netzfrequenzverläufe über seine Anwendungsschnittstelle (engl. [Application Programming Interface \(API\)](#)) zum Download an. In der verwendeten kostenlosen Variante sind über das ([API](#)) die Daten der letzten 60 Minuten abrufbar mit einer Auflösung von einer Sekunde. Dabei ist zu beachten, dass die Daten in der kostenlosen Version des Dienstes nicht von einzelnen Messstandorten bezogen werden können, sondern nur über mehrere Messpunkte gemittelte Werte. Eine weitere Einschränkung des kostenlosen Angebots ist, nur mit einer Retentionszeit von ca. 20 Minuten zur Verfügung stehen. Zusammengefasst stellt das in dieser Arbeit verwendete Angebot von Grid Radar einen vom Hauptmessort unabhängigen Vergleichswert für den generellen Stromnetztrend dar. [54]

3.2 Methoden

Auf der Basis der vorgestellten Komponenten sind unterschiedliche Messschaltungen konstruierbar. Die Erhebung von Messdaten aus den Schaltungen wird durch einen Arduino Mikrocontroller realisiert. Dieser interpretiert die ankommenden Signale und gibt eine Frequenz und einen Zeitstempel als Binärcode aus. Eine Analyse und die Konvertierung in ein für Menschen lesbares Format ermöglicht eine gesonderte Auswertungssoftware.

3.2.1 Aufbau der Messschaltung

Zwei grundsätzliche Schaltungstypen kommen für die Netzfrequenzmessung infrage: Die erste Gruppe sind Analogschaltungen, welche das vollständige Stromsignal erfassen. Die zweite Gruppe sind Digitalschaltungen, die nicht das gesamte Signal auswerten, sondern nur den Wechsel zwischen den Logik-Leveln „HIGH“ und „LOW“. Repräsentiert werden die Logiklevel durch die Eingangsspannung am Messeingang des Mikrocontrollers. Diese Bachelorarbeit ist auf eine digital messende Schaltung fokussiert. Ein Entwurf einer analog messenden Schaltung aus einer frühen Projektphase kann dem Anhang A entnommen werden.

Angeschlossen wird die Messschaltung an das 230 V AC Stromnetz über handelsüblichen Schuko - Netzsteckdose. Deren Versorgungsspannung wird mit einem Klingeltrafo auf 4 V AC heruntertransformiert. Am Ausgang des Klingeltransformators liegt anschließend ein 4 V Wechselstrom an. Die Hardware der Messlogik ist allerdings auf einen Gleichstrom angewiesen ist. Daher muss der Wechselstrom aus dem Transformator durch Gleichrichtung zu einem Gleichstrom umgewandelt werden. Um keine Signalanteile zu verlieren, wird mithilfe des B40R Vollwellen-Brückengleichrichter das gesamte Signal in eine gepulste Gleichspannung umgewandelt [55]. Abbildung 3.3 stellt die Vollwellengleichrichtung schematisch dar.

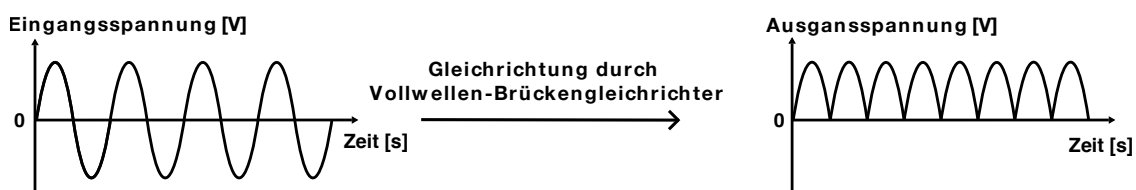


Abbildung 3.3: Vereinfachte Darstellung der Funktionsweise eines Vollwellengleichrichters. Die linke Seite zeigt die sinusförmige Eingangs-Wechselspannung, die rechte Seite die gepulste Ausgangsgleichspannung.

Anschließend werden hochfrequente Störfrequenzen durch einen RC-Tiefpass Filter aus dem Stromsignal herausgefiltert. Der Tiefpassfilter ist im Schaltungsaufbau in Abbildung 3.4 abgebildet. Er wird gebildet durch die Kondensatoren C1 und C2 mit einer Gesamtkapazität von 0.668 μF und dem Widerstand R1 mit einem Widerstand von 1 $\text{k}\Omega$. Nach Formel 3.1 beträgt die obere Durchlassgrenze des Filters etwa 231 Hz.

$$f_{\text{Grenz}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (3.1)$$

Wie eingangs erwähnt, unterscheidet eine digitale Schaltung binär zwischen einem logischen „LOW“ und „HIGH“ Zustand. Der Atmel Mega 328 P klassifiziert dabei $> 2.6\text{ V}$ als logisch „HIGH“ und $< 2.2\text{ V}$ als logisch „LOW“. In der dazwischenliegenden Hysterese von ca. 0.4 V bleibt der letzte Zustand bis zum Über- oder Unterschreiten eines Schwellwerts bestehen. [40]

Um den Schwellwert zwischen den logischen Zuständen selbst festlegen zu können und um Mikrocontroller zusätzlich vor Spannungsspitzen aus dem Versorgungsnetz zu schützen, wird dieser durch einen separaten, transistorgesteuerten Stromkreis beschaltet. Dieser arbeitet mit einem N - Kanal MOSFET als Bindeglied zwischen dem Versorgungsnetz und dem Signalstromkreis.

Ein N-Kanal MOSFET operiert spannungsabhängig, was bedeutet, dass beim Anlegen einer elektrischen Spannung am Gate-Pin der Widerstand zwischen Drain- und Source-Pin reduziert wird. [57, 58] Als Resultat wird der zweite Stromkreis geschlossen. Dieser zweite Stromkreis liegt am Digitalpin D2 des Arduinos an und überträgt auf diese Weise die Signalfanken des Stromnetzsignals. Am Digitalpin D3 ist der Signalausgang einer DS3231 - RTC als externer Zeitgeber angeschlossen. Zusätzlich dazu sind deren Zeitregister über den Inter-Integrated-Circuit Bus I2C , angeschlossen an Pin A4 und A5, abrufbar. Weitere Schaltungsbestandteile sind die Pull-Down Widerstände R2 und R5 sowie der Pull-Up Widerstand R6. Der Widerstand R3 ist ein Schutzwiderstand, um den Strom auf den Digitalpin zu begrenzen. Die Erhebung der Frequenz-Messwerte erfolgt schließlich über ein auf dem Arduino laufendes Programm.

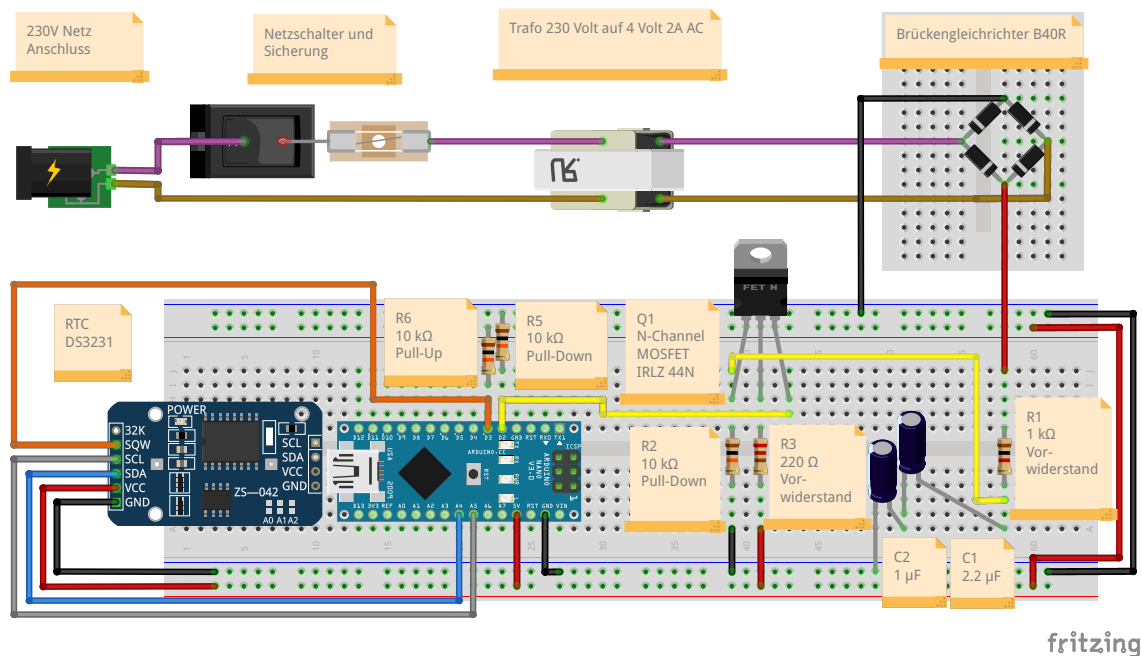


Abbildung 3.4: Schematische Darstellung der konzipierten Schaltung. Die Filterung des Signals erfolgt nach dem Gleichrichten durch den RC - Tiefpass (R1, C1 und C2). Das gefilterte Signal beschaltet den Gate-Pin des MOSFET Q1, der das Signal an den Digitalpin D2 weiterleitet. Die Widerstände R2, R5, fungieren als Pull-down Widerstände. R3 begrenzt den Stromfluss im Signalstromkreis. R6 ist ein Pull-Up Widerstand. Angeschlossen an den Digitalpin D3, eine externe Echtzeituhr als Zeitgeber

3.2.2 Programmierung der Mikrocontroller

Arduino kompatible Boards sind über ihre serielle USB Schnittstelle direkt von einem handelsüblichen Computer mit Programmcode beschreibbar. Ermöglicht wird das durch einen vorinstallierten Bootloader, der einerseits die Funktion eines externen Programmierers teilweise ersetzt und andererseits bei Systemstart, die vom Nutzer abgelegten, Programme nachlädt und ausführt. [59] Die Arduino Boards werden mit dem aktuellsten Bootloader (optiboot) verwendet.

Die Implementation von Programmen für den Arduino ist in einer vereinfachten Variante von der Programmiersprache C++ vorgesehen. Es werden feste Ablaufstrukturen vorgegeben und viele Hardwarefunktionen der Mikrocontroller sind bereits nativ mit vorgefertigten Klassen und Methoden benutzbar. Ein Beispiel sind unter anderem die beiden Hauptfunktionen `setup()` und `loop()`, die in jedem Arduino Code, genannt Sketch, vorkommen müssen. [60]

Die Standardprogrammierungsumgebung für Arduino-Code ist die offiziellen Arduino IDE¹. Neben IDE üblichen Funktionen, wie Code Vervollständigung, Verwaltung von Softwarebibliotheken und compilerbasierter Fehlererkennung, wird auch direkt das Übertragen von Code auf die Mikrocontroller von der IDE übernommen.

Weiterhin können auch arduinofremde Mikrocontroller mithilfe der Arduino IDE verwaltet und programmiert werden. Dafür stellt die Arduino IDE eine Erweiterungsmöglichkeit, genannt Boardmanager, bereit. Über diese können Konfigurationen und Hilfsprogramme zur Unterstützung weiterer Mikrocontrollersysteme nachgeladen werden.

Tabelle 3.5: Übersicht über die Boardmanager URLs von nicht Arduino Boards

Board	Autor	URL
ESP-32	Espressif Systems	https://espressif.github.io/arduino-esp32/package_esp32_index.json
Raspberry Pico W	Earle F. Philhower, III	https://github.com/earlephilhower/arduino-pico/releases/download/global/package_rp2040_index.json

Auch für die nicht von Arduino stammenden Entwicklungsboards, die in dieser Bachelorarbeit evaluiert werden, besteht diese Möglichkeit in der Form von Links auf die Konfigurationsdateien (Tabelle 3.5). Für das ESP-32 Entwicklungsboard bietet der Prozessorhersteller eine entsprechende Konfiguration von Haus aus an. Im Fall des Raspberry Pico W existiert eine Lösung aus der Nutzergemeinschaft. Die entsprechenden Links werden in der Arduino-IDE unter dem Reiter **File** in der Option **Preferences** in dem Feld **Additional boards manager URLs** eingefügt. Anschließend kann die Installation unter **Tools** → **Board** → **Boardmanager** vorgenommen werden. Nun ist das Übertragen des Messprogramms auf Arduino-, ESP-32- und Raspberry Pico W-Boards mithilfe der Arduino IDE möglich.

¹Die Arduino IDE ist kostenlos downloadbar unter: <https://www.arduino.cc/en/software>.

3.2.3 Messprogramm auf dem Mikrocontroller

Grundsätzlich beruht die hier etablierte Ermittlung der Netzfrequenz auf zwei zusammenhängenden Messungen: Die erste Messung ist eine exakte Messung der Zeit. Innerhalb der zweiten Messung werden die ansteigenden Flanken des Stromsignals gezählt.

3.2.3.1 Realzeitmessung

In der vorliegenden Implementierung wird die Realzeit als POSIX Zeitstempel erfasst. Dieser gibt die verstrichenen Sekunden seit dem 01.01.1970 um 00:00 Uhr UTC bis zum Zeitpunkt der Abfrage an [61, S. 113 ff.]. Der entsprechende Wert wird zu Programmstart einmalig von einem externen Zeitgeber abgefragt und abgespeichert. Die notwendige, periodische Aktualisierung erfolgt durch eine **ISR**, welche den aktuellen Zeitstempel jeweils um eine Sekunde inkrementiert. Ausgelöst wird die **ISR** durch ein 1 Hz Signal des externen Zeitgebers, das an einem der Digitalpins des Mikrocontrollers anliegt (vgl. Abb. 3.4).

Neben der Inkrementierung des Zeitstempels wird in der **ISR** auch die Frequenzberechnung angestoßen, da das Messzeitfenster je genau 1 Sekunde beträgt. Für die Aufgabe des Zeitgebers, können sowohl **GNSS** Module mit **PPS** (Pulse Per Second) Ausgang, als auch präzise laufende **RTCs** verwendet werden. Der eingesetzte Standardzeitgeber ist die DS3231 **RTC**.

3.2.3.2 Frequenzberechnung

Die zweite Messkomponente stellt das Zählen der Umpolungen im Messzeitfenster von einer Sekunde Länge dar. Da durch die Vollwellen-Brückengleichrichtung aus dem Wechselstrom eine gepulste Gleichspannung erzeugt wird, repräsentiert jeder Wellenberg eine Umpolung des Eingangssignals. Wechselt der Wert des eingehenden Stromsignals am Pin des Mikrocontrollers von Logik Level - „LOW“ zu Level - „HIGH“, dann hat der vorgeschaltete **MOSFET** durchgeschaltet. Das Durchschalten des Transistors tritt auf, wenn das Stromsignal am **MOSFET** - Gate den Schwellwert des **MOSFETs** überschritten hat. Das geschieht nur, wenn das gleichgerichtete Ursprungssignal ansteigt, also eine ansteigende Signalfanke vorliegt. Als Reaktion auf die resultierende, **MOSFET** vermittelte Zustandsänderung am Mikrocontrollereingang wird der Flankenähler um 1 erhöht. Realisiert wird dies ebenfalls durch einen Interrupt mit zugehöriger **ISR**, der auf einen Signal Anstieg anspricht.

Da auf diese Weise lediglich ganzzahlige Werte erhoben werden können, allerdings eine höhere Messauflösung für die forensische Anwendung nötig ist, werden die Nachkommastellen durch eine Interpolationsrechnung approximiert. Angenähert werden die zum aktuellen Messfenster gehörenden, nicht mit der Methode messbaren, Signalanteile vor der ersten – und nach der letzten gemessenen Signalfanke eines Messzeitfensters. In Abbildung 3.5 sind die zu berechnenden Signalanteile, zu Beginn und am Ende des einsekündigen Messzeitfensters, dargestellt.

Als Grundlage für die Berechnung der Signalfragmente dienen die zeitlichen Abstände zwischen verschiedenen Ereignissen im Programmablauf. Betrachtet werden dabei die Erfassung von Signalfanken und das Eintreten des Zeitinterrupts. Beim Auftreten dieser Ereignisse wird die Anzahl der Mikrosekunden seit Programmbeginn (oder dem letzten Zählerüberlauf) als Zeitstempel gesichert.

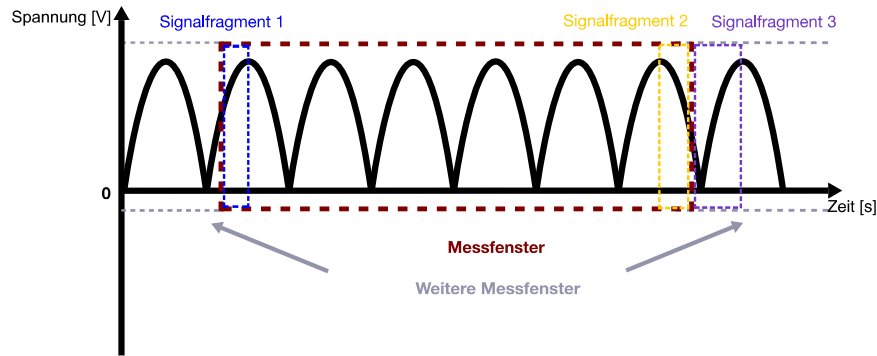


Abbildung 3.5: Darstellung der zu approximierenden Signalfragmente für die Frequenzberechnung. Zur Vereinfachung abgebildet auf das nicht binäre Eingangssignal. *Signalfragment1* entspricht dem *Signalfragment3* aus der vorherigen Berechnung und damit dem nicht erfassten Signalanteil zu Beginn des Messzeitfensters.

Möglich ist dies, da Arduino Mikrocontroller mit einer Genauigkeit von vier Mikrosekunden die verstrichene Zeit seit dem Programmstart erfassen [62]. Die Basis dafür bietet der Basistakt des Prozessors [62].

Vorgehalten werden jeweils der Zeitpunkt der letzten gemessenen Flanke ($t_{\text{letzteFlanke}}$) im vorherigen Messzeitfenster, der Zeitpunkt der ersten erfassten Flanke des neu begonnenen Messzeitfenster ($t_{\text{folgendeFlanke}}$) und der Zeitstempel des Zeitinterrupts, der das Ende des vorherigen Messfensters signalisiert ($t_{\text{interrupt}}$).

Zunächst wird der Abstand zwischen den beiden Flanken ($\Delta t_{\text{flanken}}$) ermittelt (vgl. Gleichung 3.2).

$$\Delta t_{\text{flanken}} = t_{\text{folgendeFlanke}} - t_{\text{letzteFlanke}} \quad (3.2)$$

Anschließend wird der Zeitabstand ($\Delta t_{\text{letzteFlankeInterrupt}}$) zwischen der letzten Flanke des vorherigen Messfensters und des Interrupts berechnet (vgl. Gleichung 3.3).

$$\Delta t_{\text{letzteFlankeInterrupt}} = t_{\text{interrupt}} - t_{\text{letzteFlanke}} \quad (3.3)$$

Danach wird die Zeitspanne ($\Delta t_{\text{interruptFolgendeFlanke}}$) zwischen dem Interrupt und der ersten Flanke des neuen Messfensters bestimmt (vgl. Gleichung 3.4).

$$\Delta t_{\text{interruptFolgendeFlanke}} = t_{\text{folgendeFlanke}} - t_{\text{interrupt}} \quad (3.4)$$

Darauf aufbauend werden die Signalanteile am Ende des aktuellen (*Signalfragment2*) und am Beginn des nächsten (*Signalfragment3*) Messfensters ermittelt, wie in Abbildung 3.5 dargestellt. Dabei wird jeweils die Zeitspanne zwischen dem entsprechenden Messpunkten und dem Interrupt durch die Zeitspanne zwischen den Messpunkten geteilt (vgl. Gleichungen 3.5 und 3.6):

$$\text{Signalfragment2} = \Delta t_{\text{letzteFlankeInterrupt}} / \Delta t_{\text{flanken}} \quad (3.5)$$

$$\text{Signalfragment3} = \Delta t_{\text{interruptFolgendeFlanke}} / \Delta t_{\text{flanken}} \quad (3.6)$$

Die Signalfragmente *Signalfragment2* und *Signalfragment3* stellen zusammen eine vollständigen Signalperiode des Ursprungssignals dar. Formel 3.7 stellt die Beziehung der Werte zueinander dar:

$$1 - \text{Signalfragment3} = \text{Signalfragment2} \quad (3.7)$$

Zur abschließenden Frequenzberechnung ist der Wert *Signalfragment3* aus der vorherigen Frequenzberechnung des Programms nötig und entspricht dann dem *Signalfragment1* aus der Abbildung 3.5.

Nun wird aus der Anzahl der tatsächlich gemessenen Flanken $n_{\text{anzahlFlanken}}$ und den approximierten Signalanteilen 1 und 2 ein präziserer Flankenzählwert $n_{\text{approximierteAnzahlFlanken}}$ angenähert. Formel 3.8 stellt diese Berechnung dar. Zu beachten ist die Subtraktion um einen Wert von eins, da das Hinzufügen der Signalfragmente zu einer Doppelzählung einer Signalflanke führt.

$$n_{\text{approximierteAnzahlFlanken}} = (n_{\text{anzahlFlanken}} + \text{Signalfragment1} + \text{Signalfragment2}) - 1 \quad (3.8)$$

Da das Messfenster je eine Sekunde beträgt, kann die Frequenz der gemessenen Schwingung direkt aus der Anzahl der gemessenen Flanken abgelesen werden. Technisch bedingt erzeugt ein Brückengleichrichter jedoch eine zweimal höhere Anzahl an Gleichspannungspulsen, als die Frequenz des eingehenden Wechselstroms beträgt. Daher misst der Mikrocontroller zunächst eine verdoppelte Frequenz. Die reale Frequenz des Stromnetzes ($f_{\text{Stromnetz}}$) wird daher durch Halbieren von $n_{\text{approximierteAnzahlFlanken}}$ ermittelt (vgl. Gleichung 3.9):

$$f_{\text{Stromnetz}} = n_{\text{approximierteAnzahlFlanken}} * 0,5 \quad (3.9)$$

Nach Abschluss der Berechnungen wird der Zeitstempel des Messfensters zusammen mit der gemessenen Frequenz in Hz über die serielle Schnittstelle des Mikrocontrollers zur weiteren Verarbeitung ausgegeben. Der Export erfolgt in je 8 Byte pro Nachricht. Die ersten 4 Byte, eine nicht vorzeichenbehaftete Integer-Ganzzahl, enthält den POSIX - Zeitstempel. Die folgenden 4 Byte enthalten die gemessene Frequenz als Gleitkommazahl des Typs Float. Eine schematische Darstellung des gesamten Messprogramms kann aus Abbildung 3.6 entnommen werden.

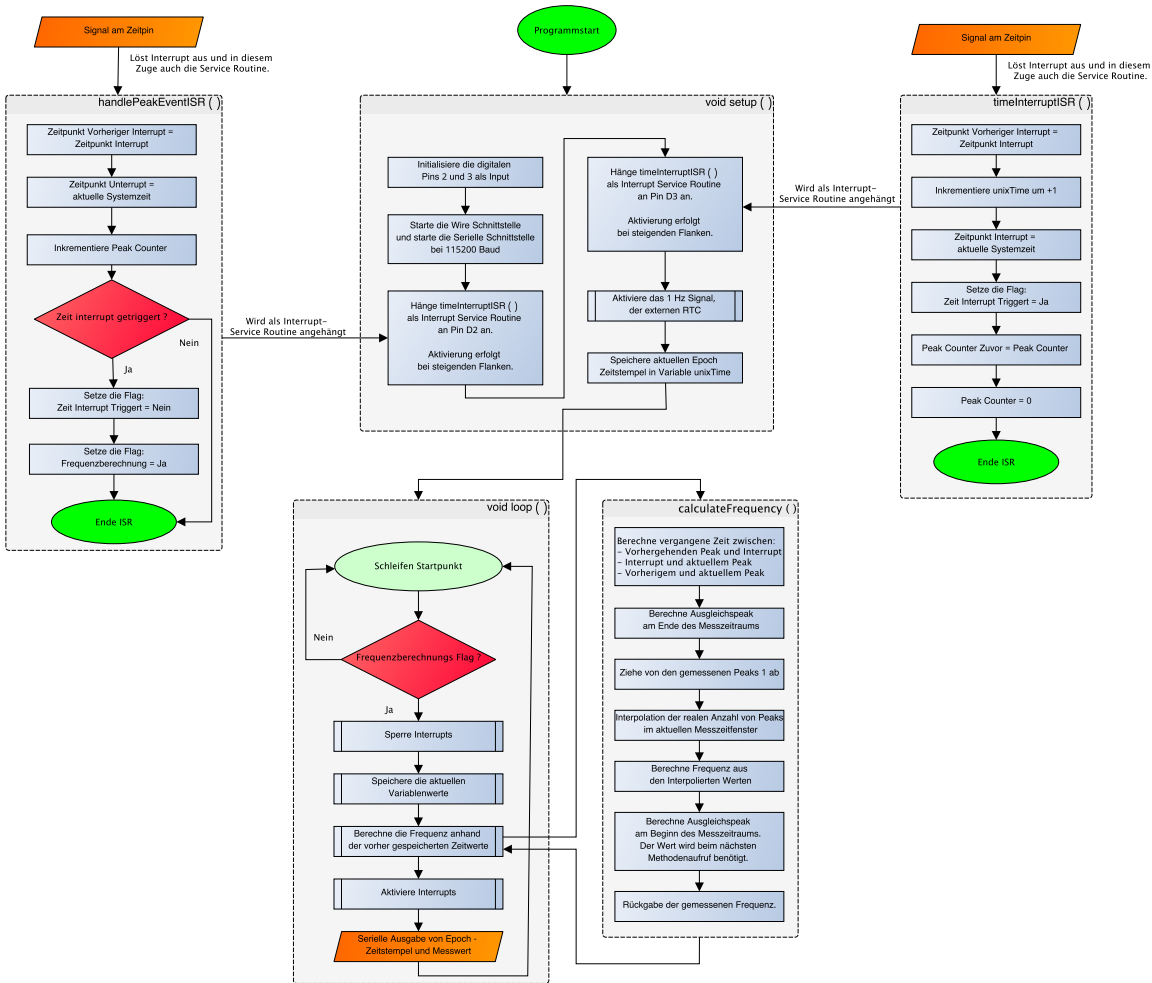


Abbildung 3.6: Vereinfachter Programmablaufplan des Messprogramms auf dem Arduino Mikrocontroller. Aufrufe sind in blau, Ein- und Ausgabeoperationen in orange, Verzweigungen in rot und Ein- und Austrittspunkte in grün dargestellt.

3.2.4 Persistierung und Organisation der Messwerte

Neben der eigentlichen Messung der Stromnetzfrequenz ist für den forensischen Anwendungsfall auch das Persistieren der Daten und deren Durchsuchbarkeit von großer Relevanz. Das vorgestellte Messgerät gibt pro Sekunde einen Messwert und den zugehörigen Zeitstempel zur Auswertung aus. Alleine über den Zeitraum von einer Stunde fallen dabei also 3600 Messpunkte á zwei Werte an, die es abzuspeichern gilt. Eine umfassende Dateipersistierung und Weiterverarbeitung ist auf dem Arduino Mikrocontroller aufgrund der begrenzten Systemressourcen schwer realisierbar. Daher wird zur Datenablage ein zusätzlicher Auswertungscomputer in Form eines Raspberry Pi 3 Model B verwendet. Dieser bietet bei verhältnismäßig geringem Stromverbrauch die Möglichkeiten eines vollständigen Linuxsystems.

Im Wesentlichen erfüllt der Raspberry Pi drei Hauptfunktionen:

1. Entgegennehmen der Messwerte, des Mikrocontrollers mithilfe eines Erfassungsprogramms (vgl. Abschnitt 3.2.4.1)
2. Erfassen der Referenzmesswerte von Grid Radar und vom Messgerät micromax-fgps (vgl. Abschnitt 3.2.4.2)
3. Organisieren der Messwerte in einer durchsuchbaren Datenbank (vgl. Abschnitt 3.2.4.3).

Da sowohl die Messwerte des eigenen Geräts als auch die Referenzwerte in einer Datenbank gebündelt werden, erfolgt die Konfiguration der Datenbankeigenschaften über eine Reihe von Umgebungsvariablen, auf die die verschiedenen Programme zugreifen. In der Tabelle 3.6 sind die verschiedenen Umgebungsvariablen, welche für die Programmausführung exportiert werden müssen, dargestellt.

Tabelle 3.6: Liste der zu exportierenden Umgebungsvariablen zur Programmkonfiguration auf dem Auswertungscomputer.

Variablenname	Nutzende Programme	Variableninhalt
GRIDRADAR_TOKEN	gridradar_scraper	Authentifizierungstoken für die Gridradar API
INFLUXDB_BATCH_SIZE	Alle	Anzahl der zu puffernden Messpunkte, um sie gemeinsam in die Datenbank zu schreiben
INFLUXDB_BUCKET	Alle	Name des Zielbuckets in der InfluxDB
INFLUXDB_CERT_PATH	Alle	Pfad zu einer TLS-Zertifikatsdatei mit dem öffentlichen Teil des Zertifikats der InfluxDB.
INFLUXDB_ORG	Alle	Name der Organisationseinheit innerhalb der InfluxDB
INFLUXDB_TOKEN	Alle	Authentifizierungstoken für die Influxb
INFLUXDB_URL	Alle	URL unter der die InfluxDB erreichbar im Schema: https://<URL IP>:PORT
MICROMAX_URL	micromax_scraper	URL zur Webinterface des micromax_fgps Geräts im Format http://<URL IP>:PORT

3.2.4.1 Messwernerfassung

Die Erfassung von Messwerten des Messgeräts übernimmt ein im JavaScript-Framework Node.js laufendes Kommandozeilenprogramm CLI mit dem Namen „emf_logger_cli“. Dieses wurde im Rahmen dieser Bachelorarbeit implementiert und fungiert als Schnittstelle zwischen dem Mikrocontroller und der Datenbank. Der Quellcode kann auf der Code Plattform GitHub eingesehen werden ².

Nach dem Anschluss des Arduinos an den Auswertungscomputer wird das Programm nach dem Aufruf der „main.js“ Datei durch das Kommando logdb in den Datenerfassungs-Modus versetzt. Zusätzlich dazu werden mit den Optionen -p (Port) der Serielle Port, unter dem der Arduino erreichbar ist, mit -e (Experiment) der Name der aktuellen Messung und mit -s (Sensor) der Name des Messgeräts angegeben.

Der Quelltext 3.1 zeigt ein einfaches Beispiel für eine solche Konfiguration. Anschließend öffnet das Programm den Port und liest die Daten, welche der Arduino sendet ein. Diese werden auf der Konsole ausgegeben und an eine durch Umgebungsvariablen konfigurierte Datenbank weitergegeben (vgl. Tabelle 3.6).

```
1 node ./emf_logger_cli/src/main.js logdb -p ttyUSB0 -e example_experiment -s Arduino1
```

Quelltext 3.1: Exemplarischer Befehl zum schreiben von Frequenzdaten von einem Arduino am Port „ttyUSB0“ in eine Influx Datenbank.

Neben dem Speicher in der Datenbank ist auch die Ablage der Daten im binären EMF-Format möglich. Das CLI stellt Methoden zum Speichern und zum Umwandeln in ein human-lesbares Format bereit. Im Anhang B wird das Format vorgestellt. Obwohl die Speichereffizienz dieses Formats deutlich über dem der Datenbank liegt, wird aufgrund der deutlich einfacheren Handhabung die Datenbank bevorzugt.

²https://github.com/cdr-chakotay/influxDataSources/tree/main/emf_logger_cli

3.2.4.2 Referenzdatenerfassung

Zur Validierung der Komponenten und Schaltungen sowie zum Untersuchen von Einflüssen auf die Schaltungen sind Referenzdatenquelle notwendig. Zu diesem Zweck sind in der Sprache Python zwei Anwendungen programmiert worden, die Referenzdaten erfassen und ebenfalls in die anzulegende Datenbank schreiben. Wie auch beim Programm aus Abschnitt 3.2.4.1, werden die notwendigen Konfigurationen mit den Umgebungsvariablen aus Tabelle 3.6 vorgenommen.

Der Name des ersten Programms lautet „gridradar_scraper“. Seine Funktionalität ist das periodisch Abfragen der Anwendungs-Schnittstelle des Dienstes gridradar.net und das Abspeichern des Ergebnisses in der Datenbank. Das Programm läuft so lange, bis die Ausführung abgebrochen wird. Bei Verbindungsfehlern, wird periodisch eine neue Abfrage gestartet, bis Daten empfangen werden, um dann zum regulären Abfragemuster zurückzukehren. Die Software kann ebenfalls auf GitHub abgerufen werden ³.

Das zweite Programm dient dem Speichern von Messwerten vom Referenzmessgerät micromax-fgps in der Datenbank. Es ruft zweimal pro Sekunde eine sekundlich aktualisierte XML Datei von dem Messgerät ab. Diese Datei beinhaltet Zeitstempel und gemessene Frequenz und wird vom Messgerät über ein LAN Netzwerk bereitgestellt. Wie auch alle anderen vorgestellten und selbst implementierten Softwarelösungen ist das Programm „micromax_scraper“ auf GitHub einsehbar ⁴.

Neben dem Speichern in der Datenbank können die beiden Programme die Daten auch zusätzlich als CSV-Tabelle ablegen. Dabei wird pro Tag eine Datei angelegt, welche am Ende des Tages mit Hilfe von tar .xz komprimiert wird, um Speicherplatz einzusparen. Der Quelltext 3.2 enthält Befehle für beide Werkzeuge, die sowohl eine Speicherung in der Datenbank, als auch eine lokale Speicherung veranlassen.

```
1 python3 ./gridradar_scraper/src/main.py --path ./gridradar_scraper/data
2 python3 ./micromax_scraper/src/main.py --path ./micromax_scraper/data
```

Quelltext 3.2: Exemplarische Befehle zum Ausführen der Programme gridradar_scraper und micromax_scraper. Neben dem Speichern in der Datenbank wird durch Übergabe des „path“ arguments auch eine lokale Speicherung veranlasst.

3.2.4.3 Anlegen einer EMF-Datenbank

Das Datenbanksystem InfluxDB ist eine auf Zeitreihenspeicherung spezialisierte Datenbanksoftware. Sie bietet von Haus aus eine eigene Abfragesprache, Bibliotheken zur Integration in den gängigsten Programmiersprachen, eine automatische Datenkompression zur Erhöhung der Speichereffizienz und ein Webinterface zur Konfiguration und zum Anzeigen der gespeicherten Daten. [63]

Zudem ist dieses auch auf dem Raspberry Pi lauffähig, sodass Datenerhebung und Ablage gebündelt auf ein Gerät möglich ist. Die Installation und Einrichtung können der offiziellen Dokumentation entnommen werden [63].

³https://github.com/cdr-chakotay/EMFduino/tree/main/gridradar_scraper

⁴https://github.com/cdr-chakotay/EMFduino/tree/main/micromax_scraper

3.3 Statistische Analyse und Fehlerrechnung

Aufgrund der Menge an Messdaten und der mangelnden Vergleichsmöglichkeiten über verschiedene Messreihen hinweg ist ein rein optischer Vergleich der Messergebnisse unpraktikabel. Daher werden zur Charakterisierung der Messungen basale statistische Kenngrößen, wie Mittelwert, Median, Standardabweichung (**StdAbw**) und Effektivwert (**RMS**) der Messreihen erhoben und als Ergänzung zu den Messkurven Frequenzverlaufdiagrammen präsentiert. Eventuelle fehlende Werte werden bei der Berechnung dieser Maße übersprungen. Zusätzlich dazu werden, um eine Aussage über die Messgüte treffen zu können, die Fehlerkennzahlen Quadratwurzel des mittleren quadratischen Fehlers (**RMSE**), Mittlerer Absoluter Fehler (**MAE**), Relativer Absoluter Fehler (**RAE**), und Quadratwurzel des relativen quadratischen Fehlers (**RRSE**) berechnet. Bei diesen Fehlerrechnungen fungieren die Referenzmesswerte als Soll-Wert (bzw. Observation), während die Messergebnisse der eigenen Schaltungen als Ist-Wert (bzw. Prediktion) herangezogen werden. Zusätzlich dazu wird der Pearson-Korrelationskoeffizient angegeben als Maß für den linearen Zusammenhang zwischen Mess- und Vergleichs-Kurve.

Um auch bei eventuellen fehlenden Werten eine Aussage treffen zu können, werden vor der Berechnung der Fehlerkennzahlen und des Korrelationskoeffizienten die entsprechenden Messdatenvektoren von fehlenden Werten bereinigt. Dabei wird bei einem Fehlwert in einem der Berechnungsvektoren der Messwert mit demselben ordinalen Rang aus allen, an der Berechnung beteiligten, Vektoren entnommen.

3.4 Schaltungsvalidierung

Um die Abhängigkeit beziehungsweise Unabhängigkeit des Messaufbaus von einzelnen Komponenten und deren Fertigungstoleranzen zu dokumentieren, wird die Schaltung aus Abschnitt 3.2.1 in zweifacher Ausführung aufgebaut. Nach einer initialen Simultanmessung werden in einer der Schaltungen die zu testende Komponente ausgetauscht und weitere Simultanmessungen durchgeführt. Dabei ist zu beachten, dass die Zeitgeber synchron laufen. Erreicht wird dies durch gemeinsames Einstellen der DS3231 **RTC**s gegen eine genaue Zeitquelle. Innerhalb dieser Bachelorarbeit werden die **RTC**s gegen die Zeit eines **GNSS**-Moduls synchronisiert. Die resultierenden Daten den Vergleichsmessungen werden anschließend miteinander verglichen und, wo nötig, auch gegen den Referenzdatensatz abgebildet.

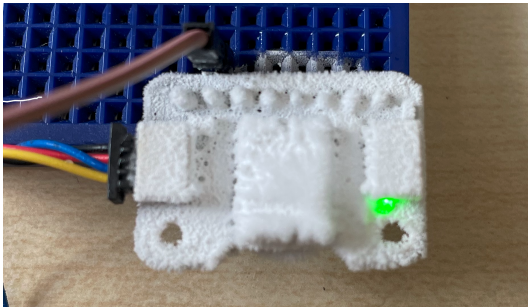
Die Spannungsquelle, der Gleichrichter und die Mikrocontroller wurden über alle Messungen beibehalten, um eine Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu gewährleisten.

3.5 Störeinflussanalyse

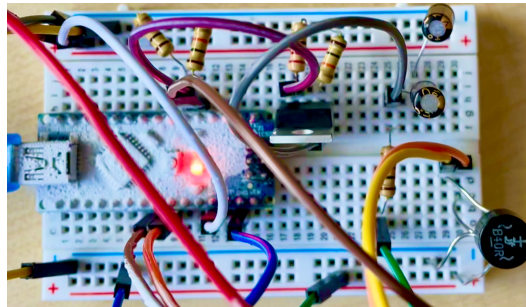
Bei der Störeinflussanalyse wird ähnlich vorgegangen. Ebenfalls werden zwei identisch aufgebaute Schaltungen nach dem Entwurf aus Abschnitt 3.2.1 gegeneinander verglichen. Auch hier wird jeweils nur ein Schaltungsaufbau dem jeweiligen Störeinfluss ausgesetzt, während der zweite Aufbau als Negativkontrolle dient.

3.5.1 Einfluss von Temperaturabsenkung auf die Echtzeituhr und den Mikrocontroller

Das lokal begrenzte und schnelle Absenken von Temperatur kann durch eine Applikation von Kältespray erreicht werden. Dabei wird das Spray aus ca. 5 cm Entfernung für ca. 10 Sekunden gleichmäßig und flächig angewendet, bis sich eine gleichmäßige, vereiste Fläche gebildet hat. Abbildung 3.7 (a) zeigt das Resultat der Kältesprayanwendung auf die RTC, Abbildung 3.7 (b) die Anwendung auf das Arduinoboard.



(a) DS3231 RTC nach der Applikation von Kältespray



(b) Arduinoboard nach der Applikation von Kältespray

Abbildung 3.7: Darstellung der Kältesprayanwendung

Die eigentliche Messung wird mit der Anwendung des Kältesprays gestartet, um auch den Effekt der Abkühlungsphase erfassen zu können. Die Messdauer beträgt 10 Minuten, in denen die Temperatur der Schaltung nach dem initialen Abkühlen ansteigt. Nach Ablauf dieser Zeit werden die zu testenden Komponenten mit fusenfreiem Zellstoff abgetupft, um Kondensat zu entfernen. Bei den Testobjekten handelt es sich um die Echtzeituhr und das Arduinoboard. Diese Komponenten werden getrennt voneinander getestet.

3.5.2 Einfluss von Temperaturerhöhung auf die Echtzeituhr und den Mikrocontroller

Mit Hilfe eines Haartrockners kann die Temperatur der zu testenden Komponenten zügig erhöht werden. Dafür wird der Heißluftstrom des Haartrockners mit einem Abstand von ca. 15 cm auf das jeweilige Bauteil gerichtet. Dabei ist der Einstahlwinkel so zu wählen, dass sich die erhitzte Luft nicht auf angrenzende Bauteile ausbreitet. Abbildung 3.8 zeigt die Warmluftbestrahlung exemplarisch. Wie auch bei der Messung des Kälteeinflusses werden RTC und Arduinoboard in zwei voneinander getrennten Messungen getestet. Die Messdauer beträgt 10 Minuten, wobei die ersten 5 Minuten eine Heizphase und die letzten 5 Minuten eine Abkühlphase darstellen.

3.5.3 Einfluss von Spannungsspitzen

Spannungsspitzen im Stromnetz, beispielsweise durch Ein- und Aus-Schaltvorgänge, stellen einen verbreiteten Störeinfluss in der Messtechnik dar [64, S. 106]. Zur Überprüfung des Störpotentials auf die Messung werden durch häufiges Ein- und Aus-Stecken von Smartphone Netzteilen Spannungsspitzen erzeugt.

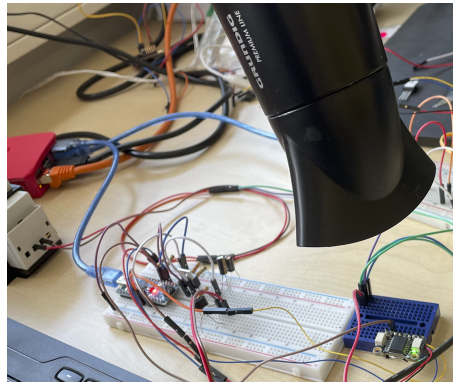


Abbildung 3.8: Exemplarische Darstellung der Wärmeanwendung auf elektrische Komponenten mit Hilfe eines Haartrockners. Testobjekt ist in dieser Abbildung die DS3231 [RTC](#).

Um eine Vergleichsbasis zu schaffen, werden auch hierfür zwei Messgeräte benötigt. Im Gegensatz zu den vorangegangenen Messungen, in denen beide Messgeräte an einem Transformator betrieben werden, messen beide Geräte in zwei separaten, getrennt abgesicherten Stromkreisen im selben Gebäude. Die Steckvorgänge finden nur in einem der beiden Stromkreise statt. Das Referenzmessgerät micromax-fgps misst zeitgleich im nicht gestörten Stromkreis.

Die Messdauer für diesen Versuch beträgt 14 Minuten und ist unterteilt in zwei 7 Minuten Abschnitte. In den ersten 7 Minuten werden 75 Steckvorgänge (Ein- und Aus-Stecken) im direkten Nahbereich des Messgeräts vorgenommen. Mit Nahbereich wird dabei eine benachbarte Steckdose innerhalb einer Mehrfach-Verteilersteckerleiste bezeichnet. In den zweiten 7 Minuten werden weitere 75 Steckvorgänge durchgeführt. Diese finden allerdings im erweiterten Umfeld des Messgeräts statt. Konkret werden diese im identischen Raum und im selben Stromkreis durchgeführt, jedoch an der am weitesten vom Messgerät entfernten Steckdose.

Zudem wird eine weitere zweiminütige Messung zur Erhebung der Entstörungseffektivität des verbauten RC-Tiefpassfilterglieds durchgeführt. In der ersten Hälfte der Messung werden 10 Steckvorgänge im Sinne des erweiterten Umfelds durchgeführt. In diesem Messabschnitt ist der Tiefpassfilter nicht beschaltet. In der zweiten Messhälfte werden die Steckvorgänge unter Einfluss des Tiefpassfilters wiederholt.

3.5.4 Funktionsanalyse des Messgeräts micromax-fgps

Zum besseren Verständnis der Funktionsweise des Referenzmessgeräts micromax-fgps wird eine optische und teils elektrotechnische Funktionsanalyse durchgeführt. Nach der Öffnung des Gerätes werden zunächst anhand der Bauteilnummern, sofern möglich, die verbauten Komponenten identifiziert und eine Komponentenliste angelegt. Anschließend werden die Leitungswege auf der Platine nachverfolgt und ggf. auf Abbildungen markiert. Auf Basis der Leiterbahntopologie und dem Studium der Komponentendatenblätter wird eine Funktionshypothese aufgestellt und diese anhand von Stromflussmessungen überprüft. Auf invasivere Maßnahmen wird zum Erhalt der Messgerätsfunktionalität verzichtet.

4 Ergebnisse

Die Ergebnisse dieser Arbeit stellen Messdaten von der spezifizierten Messschaltung dar - teils im Vergleich mit anderen Konfigurationen selbiger, teils unter dem Einfluss kontrolliert erzeugter Störungen. Es handelt sich, soweit nicht anders angegeben, um Vergleichsmessungen zwischen zwei Ausführungen der Schaltung, deren Ergebnisse gegenübergestellt werden. Wird eine der Schaltungen für Vergleichsmessungen modifiziert, dann handelt es sich immer um die Schaltung mit der Nummer 2. Der Messzeitpunkt und auch die Messdauer unterscheidet sich, im Gegensatz zum Ort der Messung, zwischen den einzelnen Messreihen. Die Messungen erfolgen im Richard-Stücklen-Bau der Hochschule Mittweida, Am Schwanenteich 6 in 09648 Mittweida. Die Schaltungen nutzen die DS3231 - Echtzeituhr als Zeitgeber. Diese ist zuvor gegen eine [GNSS](#) - Zeitquelle kalibriert worden. Den Standard Mikrocontroller stellt der Arduino Nano dar. Zur Signalweiterleitung kommt in der Regel der Transistor IRLZ44N von Infineon zum Einsatz. Abweichungen von diesem Messaufbau werden gesondert gekennzeichnet.

4.1 Schaltungsvalidierung

In der Schaltungsvalidierung wird anhand von Vergleichsmessungen überprüft, inwieweit das Messergebnis von den verwendeten Komponenten abhängt.

In den folgende Diagrammen sind je vier Messungen gegeneinander aufgetragen. Dabei handelt es sich um das konzipierte Messgerät als Schaltung 1 in blau und Schaltung 2 in orange, sowie um die Referenzdaten von Grid Radar in violett und um die Messung des Referenzmessgerätes micromax-fgps in rot. Die Y-Achse stellt die Frequenz in Hz, die X-Achse die Zeit in Sekunden dar. Diese Zuordnungen treffen, sofern nicht anders angegeben, auf alle Messergebnisse in dieser Arbeit zu.

4.1.1 Initialmessung

Innerhalb der Initialmessung werden zwei unveränderte Versionen der Musterschaltung aus Abschnitt [3.2.1](#) gegeneinander verglichen, um die grundsätzliche Messgenauigkeit zu evaluieren. Der Messzeitraum beträgt 12 Stunden. Bei sekundlicher Messung resultieren daher 43200 Messpunkte ($n = 43200$). In [Abbildung 4.1](#) ist der Frequenzverlauf über die gesamte 12 stündigen Messperiode aufgetragen. Erkennbar ist in dieser Facettendarstellung ein sich ähnelnder Kurventrend über alle dargestellten Messreihen. Ebenfalls ist der Messkurvenverlauf jeweils lückenfrei.

Eine detailliertere Darstellung der Kurvenverläufe zueinander enthält [Abbildung 4.2](#). Dargestellt sind in dieser ebenfalls die vier genannten Kurven, allerdings überlagert und beschränkt auf einen 90 sekundigen Abschnitt, um eine höhere Detailauflösung des Frequenzganges zu erzielen.

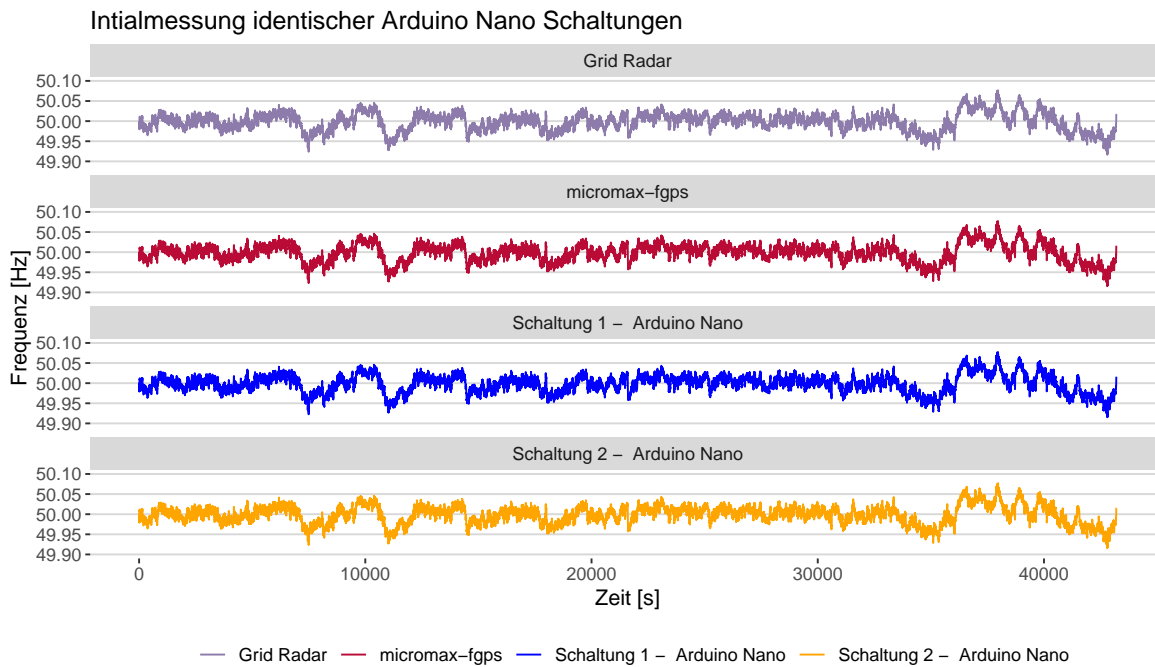


Abbildung 4.1: Frequenzdiagramm der Initialmessung von zwei Basisschaltungen über 12 Stunden Messdauer. Dargestellt sind die Messwerte der aufgebauten Schaltungen Schaltung 1 und Schaltung 2 gegenüber den Referenzwerten von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps. Die Y-Achse bildet die Frequenz in Hz, die X-Achse die Messzeit in Sekunden ab.

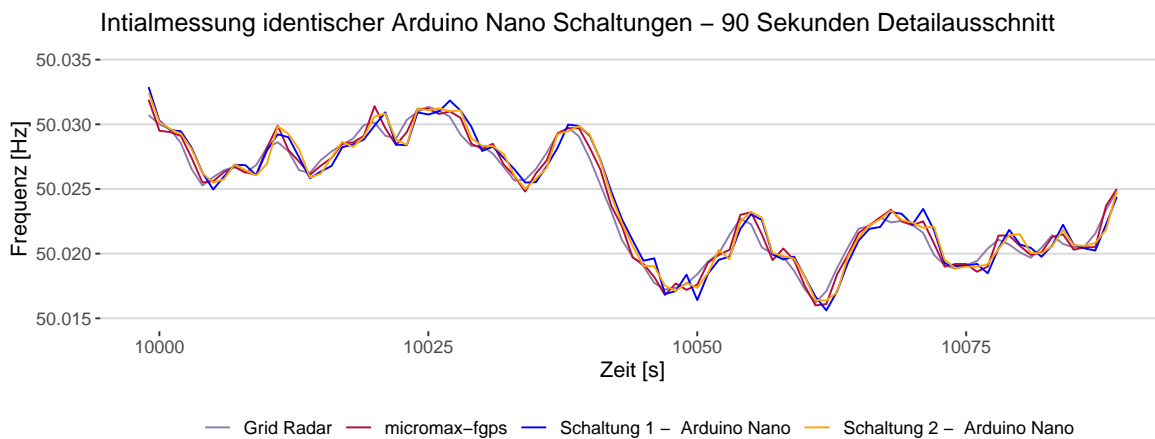


Abbildung 4.2: Detailausschnitt der Messwerte aus der Initialmessung von 90 Sekunden. Überlagert dargestellt sind die Messwerte der aufgebauten Schaltungen Schaltung 1 und Schaltung 2 gegenüber den Referenzwerten von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps. Die Y-Achse bildet die Frequenz in Hz, die X-Achse die Messzeit in Sekunden ab.

Während aus Tabelle 4.1 die statistischen Standardwerte zur Charakterisierung der Messreihen entnommen werden können, enthält die Tabelle 4.2 die berechneten Fehlerwerte und Korrelationsanalysen zwischen den Messwerten der konzipierten Messgeräte und den Referenzdaten, sowie zwischen den einzelnen Referenzquellen selbst. Auffällig ist der hohe Pearson Koeffizient von durchgehend $\geq 0,998$.

Tabelle 4.1: Statistische Standardgrößen der Messreihen in der Initialmessung in Hz ($n = 43200$).

Messreihe	Mittelwert	Median	RMS	Maximum	Minimum	StdAbw
Grid Radar	49,99833	50,00026	49,99833	50,07616	49,91634	0,02215
micromax-fgps	49,99838	50,0003	49,99838	50,0766	49,9155	0,02218
Schaltung 1	49,99840	50,00038	49,99840	50,07699	49,91527	0,02218
Schaltung 2	49,99845	50,00040	49,99845	50,07679	49,91589	0,02218

Tabelle 4.2: Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen der Initialmessung.

Vergleichsbasis	RMSE [Hz]	MAE [Hz]	RAE	RRSE	Pearson Koeff.
Schaltung 1 - micromax-fgps	0,000789	0,000627	0,035606	0,035564	0,999368
Schaltung 1 - Grid Radar	0,001207	0,000985	0,056012	0,054494	0,998524
Schaltung 2 - micromax-fgps	0,000663	0,000525	0,029800	0,029904	0,999558
Schaltung 2 - Gridradar	0,001107	0,000900	0,051157	0,049975	0,998769
Grid Radar - micromax-fgps	0,000698	0,000559	0,03176	0,031474	0,999508

4.1.2 Vergleichsmessung MOSFETs

Einen Einflussfaktor auf die Messqualität stellt die Wahl des Metalloxid-Halbleiter-Massenfeldeffekt-Transistors **MOSFET** dar. Das beschriebene Messgerät misst mit Hilfe eines Infineon IRLZ44N Logiklevel-MOSFET. Diesem wird ein weiterer Logikleveltransistor, ein FQU20N06L von Fairchild gegenübergestellt. Auch dieser arbeitet auf dem Logiklevel. In Abbildung 4.3 sind die Messergebnisse einer Vergleichsmessung zwischen den beiden Baumustern im Vergleich zu den Referenzdaten dargestellt. Schaltung 1 entspricht dabei der Standardausführung, die Schaltung 2 nutzt den Vergleichstransistor FQU20N06L.

Erkennbar sind in dieser Abbildung zunächst similare Frequenzmuster, jedoch weist das Referenzgerät micromax-fgps eine kurze Messlücke bei ca. 21000 Sekunden Messdauer auf. Eine detaillierte Darstellung der Frequenzgänge enthält Abbildung 4.4. Diese stellt einen Ausschnitt von 90 Sekunden aus dem Messzeitraum dar. Sichtbar ist, dass beide Schaltungsvarianten den Trends aus den Vergleichsdaten folgen, jedoch sind beim Graphen von Schaltung zwei größere Schwankungsbreiten bei lokalen Anstiegen erkennbar.

Eine mathematische Auswertung des Messgeräteverhaltens durch Fehlerkennzahlen enthält Tabelle 4.4, Schwankungsbreiten. Weitere statische Standardwerte können aus Tabelle 4.3 entnommen werden. Auffällig sind die geringeren Fehlerwerte, des IRFZ44N MOSFETs gegenüber denen des FQU20N06L.

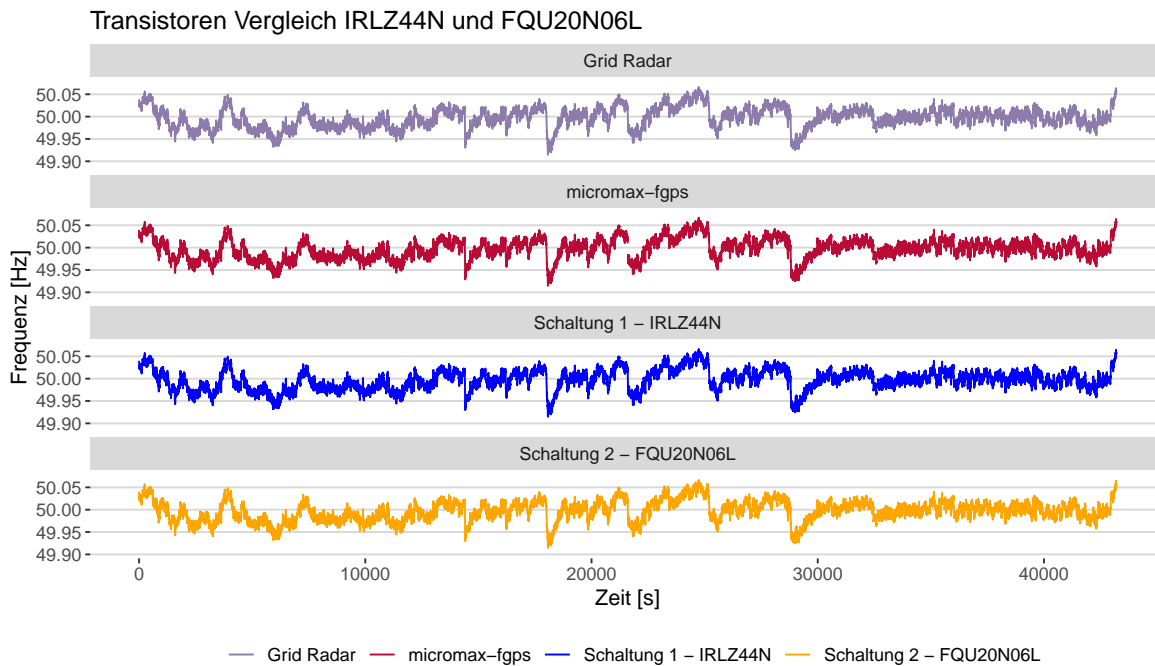


Abbildung 4.3: Frequenzdiagramm der MOSFET-Vergleichsmessung über 12 Stunden Messdauer. Dargestellt sind die Messwerte der mit dem Standardtransistor IRLZ44N messenden Schaltung 1 und der Schaltung 2 mit dem FQU20N06L MOSFET. Ebenfalls abgebildet sind die Referenzwerte von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps aus dem Messzeitraum. Die X-Achse repräsentiert die Messdauer in Sekunden, die Y-Achse die Frequenz in Hz.

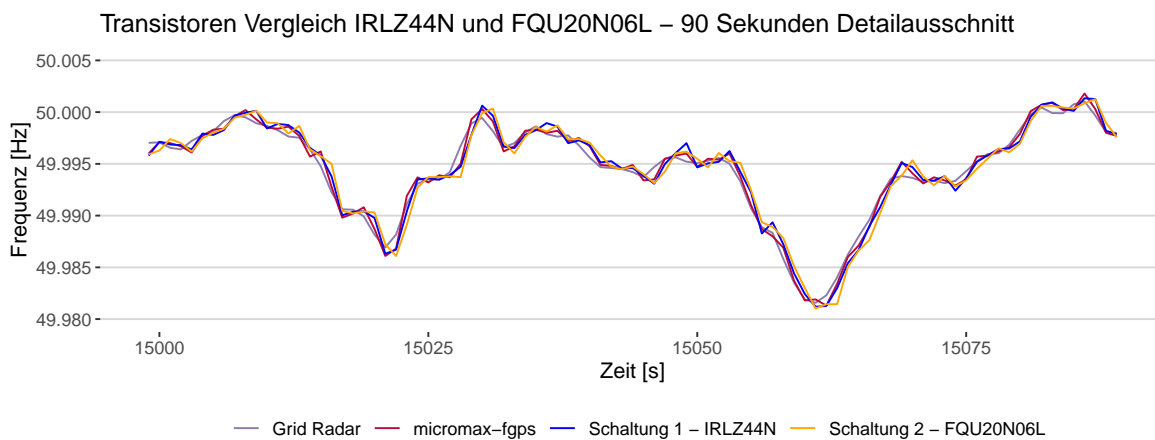


Abbildung 4.4: Detailausschnitt der Messwerte aus der Initialmessung von 90 Sekunden. Überlagert dargestellt sind die Messwerte der aufgebauten Schaltungen Schaltung 1 (IRFZ44N) und Schaltung 2 (FQU20N06L) gegenüber den Referenzwerten von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps. Die Y-Achse bildet die Frequenz in Hz, die X-Achse die Messzeit in Sekunden ab.

Tabelle 4.3: Statistische Standardgrößen der Messreihen beim MOSFET-Vergleich in Hz ($n = 43200$).

Messreihe	Mittelwert	Median	RMS	Maximum	Minimum	StdAbw
Grid Radar	49,99682	49,99746	49,99683	50,06638	49,91490	0,02263
micromax-fgps	49,99689	49,99750	49,99689	50,0673	49,91460	0,02266
Schaltung 1 (IRLZ44N)	49,99690	49,99755	49,99690	50,06635	49,91493	0,02266
Schaltung 2 (FQU20N06L)	49,99694	49,99759	49,99695	50,06648	49,91487	0,02266

Tabelle 4.4: Fehlerkennwert und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen des MOSFET-Vergleichs ($n = 43200$).

Vergleichsbasis	RMSE [Hz]	MAE [Hz]	RAE	RRSE	Pearson Ko- eff.
Schaltung 1 (IRFZ44N) - micromax-fgps	0,000539	0,000429	0,023613	0,023799	0,999719
Schaltung 1 (IRFZ44N) - Grid Radar	0,001037	0,000839	0,046256	0,045833	0,998966
Schaltung 2 (FQU20N06L) - micromax-fgps	0,000927	0,000738	0,040636	0,040915	0,999163
Schaltung 2 (FQU20N06L) - Gridradar	0,001329	0,001080	0,059560	0,058709	0,998286
Grid Radar - micromax-fgps	0,000735	0,000588	0,032378	0,032433	0,999479

4.1.3 Evaluation eines GNSS-Zeitgebers

Neben dem Transistor ist auch die Erhebung der Zeit von kritischer Relevanz. Neben den Echtzeituhren, wie der in Schaltung 1 verwendeten DS3231, können auch GNSS Zeitgeber als direkte Zeitquelle Anwendung finden. Schaltung 2 nutzt daher einen uBlox Neo M9N GNSS Zeitgeber zur Zeitmessung. Bei der Gegenüberstellung der Ergebnisse beider Messtechniken nach einer Messung von 12 h Dauer fällt auf, dass die Messung mit dem GNSS-Empfänger periodische Frequenzspitzen im Frequenzdiagramm enthält (Abbildung 4.5). Diese sind auch in der Detailabbildung unter anderem bei Zeitindex 1180 erkennbar (Abbildung 4.6). Ebenfalls weichen die Werte der GNSS-Messung in der Tabelle 4.5 und die Fehlerwerte in Tabelle 4.6 von den weiteren Messreihen sichtbar ab.

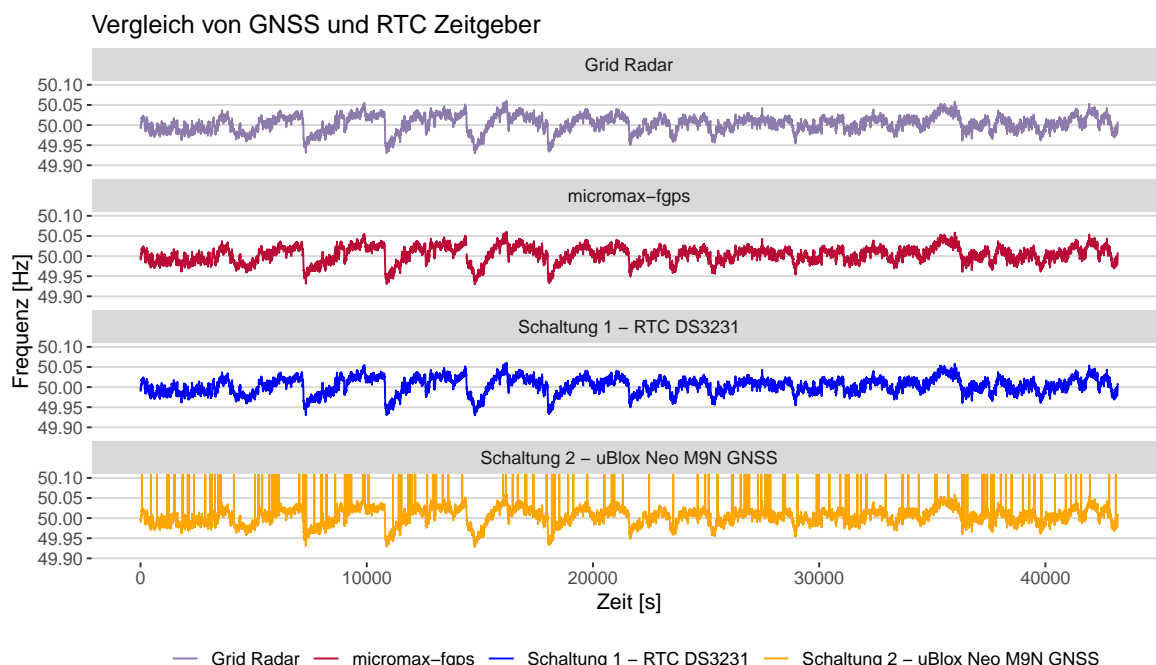


Abbildung 4.5: Frequenzdiagramm der Zeitgeber-Vergleichsmessung über 12 Stunden Messdauer. Dargestellt sind die Messwerte der mit der Standardzeitquelle DS3231 RTC messenden Schaltung 1 und der Schaltung 2, welche mit einem GNSS Empfänger misst. Ebenfalls abgebildet sind die Referenzwerten von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps aus dem Messzeitraum. Die X-Achse repräsentiert die Messdauer in Sekunden, die Y-Achse die Frequenz in Hz.

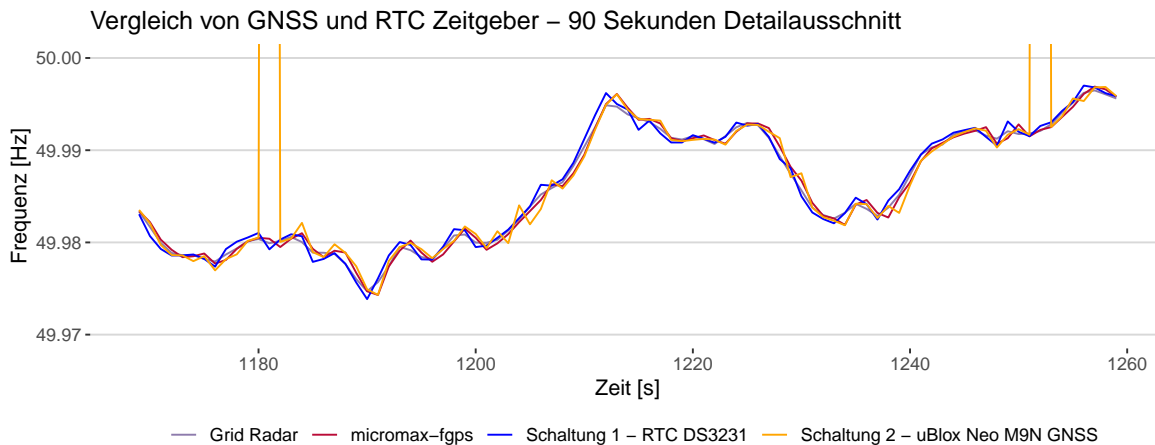


Abbildung 4.6: Detailausschnitt der Messwerte aus der Zeitgeber-Vergleichsmessung von 90 Sekunden. Überlagert dargestellt sind die Messwerte der aufgebauten Schaltungen Schaltung 1 (RTC)nd Schaltung 2 (GNSS) gegenüber den Referenzwerten von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps. Die Y-Achse bildet die Frequenz in Hz, die X-Achse die Messzeit in Sekunden ab. Frequenzspitzen abgeschnitten, um die Darstellung zu verkleinern.

Tabelle 4.5: Statistische Standardgrößen der Messreihen beim Zeitgeber-Vergleich in Hz ($n = 43200$).

Messreihe	Mittelwert	Median	RMS	Maximum	Minimum	StdAbw
Grid Radar	50,00346	50,00585	50,00346	50,06044	49,92973	0,02008
micromax-fgps	50,00351	50,0059	50,00352	50,0607	49,9296	0,02011
Schaltung 1 (DS3231 RTC)	50,00353	50,0059	50,00353	50,06100	49,92982	0,0201
Schaltung 2 (uBlox Neo M9N GNSS)	50,00532	50,0060	50,00534	52,53325	49,92801	0,03773

Tabelle 4.6: Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen des Zeitgeber-Vergleichs ($n = 43200$).

Vergleichsbasis	RMSE [Hz]	MAE [Hz]	RAE	RRSE	Pearson Koeff.
Schaltung 1 (DS3231 RTC) - micromax-fgps	0,000929	0,00074	0,045448	0,046228	0,998932
Schaltung 1 (DS3231 RTC) - Grid Radar	0,000527	0,000395	0,024305	0,026223	0,999663
Schaltung 2 (uBlox Neo M9N GNSS) - micromax-fgps	0,031920	0,002204	0,135447	1,587643	0,535269
Schaltung 2 (uBlox Neo M9N GNSS) - Gridradar	0,031922	0,002467	0,151792	1,589846	0,535195
Grid Radar - micromax-fgps	0,000671	0,000538	0,033079	0,033355	0,999448

4.1.4 Evaluation weiterer Mikrocontroller Boards

Einen weiteren Freiheitsgrad in dem Schaltungsaufbau stellt die Wahl des Mikrocontrollers dar. Evaluert wird dabei die vorgestellte Messschaltung. Anstelle des Arduino Nanos, misst dieser Aufbau mit dem Raspberry Pico W und dem Espressif ESP-32 als Mikrocontroller.

4.1.4.1 Raspberry Pico W

Ein Betreiben der vorgestellten Messschaltung ist mit geringen Modifikationen an dem Programmcode möglich. Erforderlich sind Änderungen an der Konfiguration des I2C BUS, weil der Raspberry Pico W über zwei I2C-Busse verfügt [43].

In einer 12 h Messung bilden die Messwerte des Raspberry Pico W (Schaltung 2) dieselben Trends wie auch die Originalschaltung mit dem Arduino Nano (Schaltung 1) ab (Abbildung 4.7). Weiterhin ist in Abbildung 4.8 erkennbar, dass die Werte des Raspberry Pico W näher an den Referenzwerten liegen als die der Arduino Nano Messung. Wiedergespiegelt wird dies auch in dem leicht erhöhten Durchschnittswert und Effektivwert der Arduino Nano Messung im Vergleich zum Raspberry Pico W und der Referenzmessung micromax-fgps in Tabelle 4.7. Ebenso fallen die Fehlerzahlen für die Raspberry Pico W Messungen in Tabelle 4.8 geringer aus als die der Arduino Nano Messung.

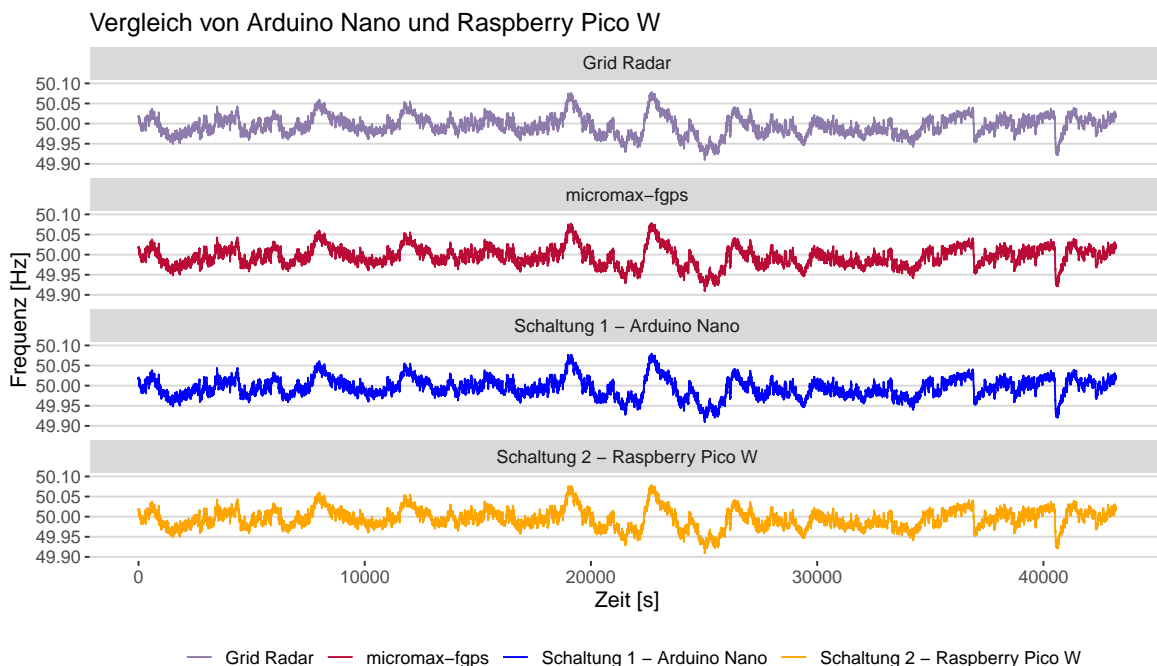


Abbildung 4.7: Frequenzdiagramm der Microcontroller-Vergleichsmessung über 12 Stunden Messdauer. Schaltung 1 repräsentiert die Messung mit dem Arduino Nano, Schaltung 2 die Messung mit dem Raspberry Pico W. Ebenfalls abgebildet sind die Referenzwerte von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

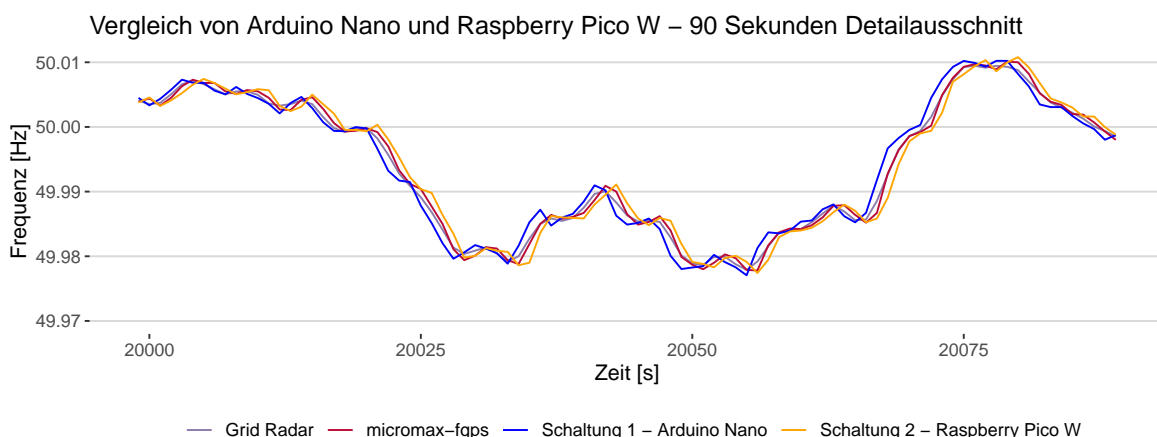


Abbildung 4.8: Detailansicht der Mikrocontroller Vergleichsmessung als 90 Sekündiger, repräsentativer Ausschnitt. Dargestellt sind die Messungen mit dem Arduino Nano (Schaltung 1), sowie die Messung mit dem Raspberry Pico W (Schaltung 2) und auch die Referenzmesswerte vom Referenzgerät und Grid Radar. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

Tabelle 4.7: Statistische Standardkenngrößen der Messreihen aus der Mikrocontroller-Evaluation in Hz ($n = 43200$).

Messreihe	Mittelwert	Median	RMS	Maximum	Minimum	StdAbw
Grid Radar	49,99479	49,99395	49,99480	50,07820	49,90955	0,02386
micromax-fgps	49,99485	49,99400	49,99485	50,07820	49,90910	0,02388
Schaltung 1 (Arduino Nano)	49,99491	49,99410	49,99492	50,07959	49,90918	0,02389
Schaltung 2 (Raspberry Pico W)	49,99485	49,99401	49,99486	50,07893	49,90898	0,02388

Tabelle 4.8: Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messwerten der konstruierten Geräte und den Referenzmesswerten aus der Mikrocontroller-Evaluation ($n = 43200$).

Vergleichsbasis	RMSE [Hz]	MAE [Hz]	RAE	RRSE	Pearson Koeff.
Schaltung 1 (Arduino Nano) - micromax-fgps	0,001544	0,001221	0,064595	0,064631	0,997916
Schaltung 1 (Arduino Nano) - Grid Radar	0,001109	0,000853	0,045202	0,046481	0,998935
Schaltung 2 (Raspberry Pico W) - micromax-fgps	0,000923	0,000731	0,038697	0,038639	0,999254
Schaltung 2 (Raspberry Pico W) - Gridradar	0,001261	0,001022	0,05415	0,052839	0,998609
Grid Radar - micromax-fgps	0,00066	0,000526	0,027834	0,027652	0,999621

4.1.4.2 ESP-32

Weiterhin kann grundsätzlich ein ESP-32 Entwicklungsboard als Mikrocontroller verwendet werden. Dies gelang jedoch innerhalb dieses Projekts nicht. Eine verlässliche Messung von Frequenzwerten mithilfe der vorgestellten Schaltung und einem ESP-32 Board sind nicht möglich, da als Ergebnis Frequenzwerte von mehreren Tausend Hertz ausgegeben werden. Auch größere Anpassungen, wie das Verwenden unterschiedlicher ESP-32 Boards, das Übersetzen des Logik-Levels von 5 V auf 3 V oder das Vorschalten restriktiverer Tiefpass-Filter, führen nicht zu realistischen Messwerten. Als Ergebnis wird das ESP-32 Modul als nicht kompatibel für den gewählten Messansatz eingestuft.

4.2 Störeinflussanalyse

Die Auswirkungen verschiedener Störeinflüsse auf die Schaltung wird anhand des kontrollierten Erzeugens selbiger und des Beobachtens von den Reaktionen der Messschaltung auf die Zustandsänderung untersucht. Gegenstand der Analyse sind dabei die folgenden Umgebungseinflüsse:

1. Starke Temperaturreaktion
2. Starke Temperaturerhöhung
3. Einfluss von Spannungsspitzen im Stromkreis

4.2.1 Einfluss von Kälte auf das Messgerätverhalten

Temperaturreduktion kann verschiedene Arten von Einfluss auf Elektronische Komponenten nehmen, darunter Veränderung von Leitwerten, Schaltzeiten oder auch Schwellwerten und Schaltzeiten [65]. Daher wird der Einfluss von Kälte auf das Mikrocontrollerboard und die Echtzeituhr untersucht. Die Analyse des Kälteeinflusses gliedert sich jeweils in zwei Phasen. In die Abkühlphase in den ersten 10 Sekunden der Messung und in die anschließende Erwärmungsphase. Die Messdauer für jeden Komponententest beträgt 10 Minuten bzw. 600 Sekunden. Die 10 Sekunden Kühlungszeitfenster sind innerhalb der Abbildungen mit einer blauen Box markiert.

4.2.1.1 Einfluss durch Kühlung des Arduino Nano Boards

Den Startpunkt der 600 sekündigen Messung bildet die isolierte Applikation des Kältesprays auf den Arduino Nano. Nach der 10 sekündigen Anwendung des Sprays bildet sich eine flächige Eisschicht über das Board. Abbildung 4.9 enthält den Frequenzverlauf der beiden Arduino Nano Messgeräte sowie beider Referenzquellen zum Testzeitpunkt. Circa 10 Sekunden nach Abschluss der Kältespraysapplikation ist eine Ausreißer der gemessenen Frequenz der gekühlten Schaltung sichtbar. Nach weiteren 10 - 15 Sekunden ist ein starker Messfrequenzabfall beobachtbar. Ein weiterer Frequenzabfall ist auch an einem Zeitindex von ca. 100 Sekunden beobachtbar. Die nächste Auffälligkeit ist rund um den Zeitindex 200 Sekunden lokalisiert. Hier liegt eine Messlücke vor. Anschließend misst Schaltung 2, bis zum Ende der Messung, ohne weitere Frequenzeinbrüche oder Ausreißer weiter. Nach etwa 250 Sekunden ist die Eisschicht auf dem Gerät vollständig abgetaut und es bildet sich Kondenswasser.

Eine detaillierte Darstellung Darstellung der Abläufe enthält auch Abbildung 4.10

Die abweichenden Messwerte von Schaltung 2 schlagen sich auch in den Fehlerkennzahlen in Tabelle 4.10 nieder. Ebenfalls beobachtbar sind die abweichenden Minimal- und Maximalwerte sowie die erhöhte Standardabweichung in Tabelle 4.9.

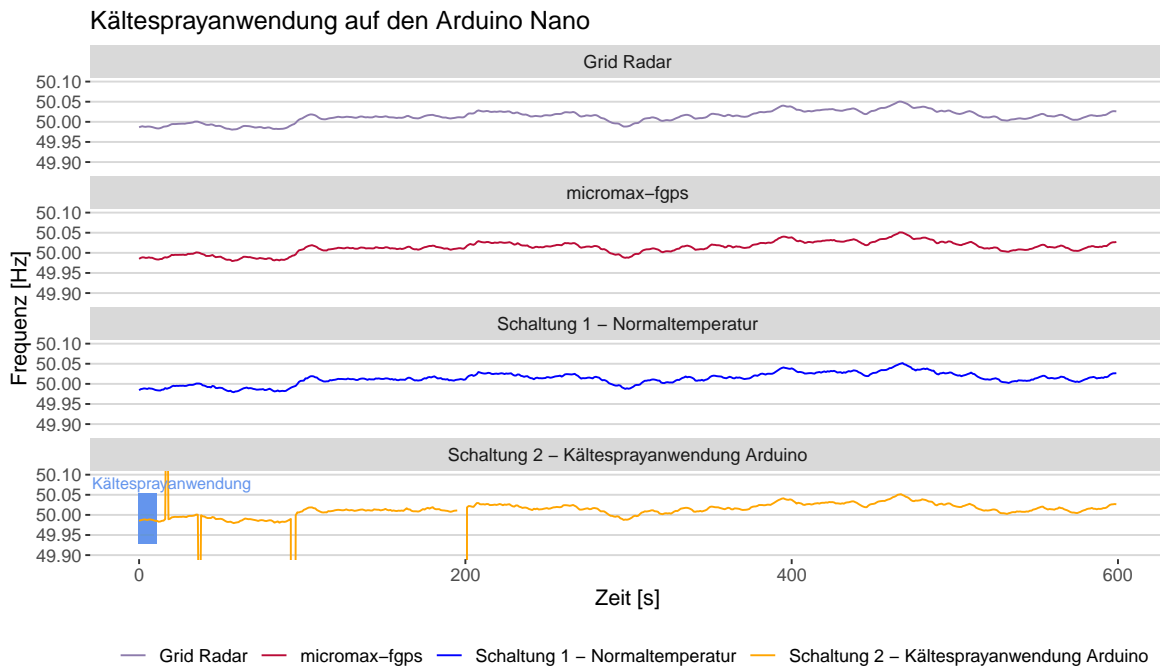


Abbildung 4.9: Frequenzdiagramm der Kälteanwendung auf das Arduino Board. Schaltung 2 ist dabei die Messreihe unter dem Kälteeinfluss, Schaltung 1 ein Messgerät gleichen Typs als Vergleichsprobe. Ebenfalls abgebildet sind die Referenzwerte von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

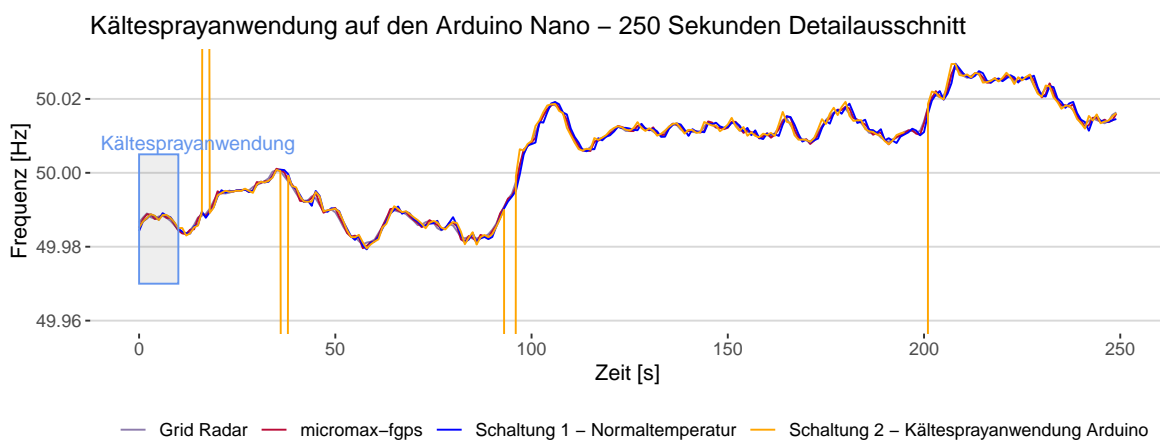


Abbildung 4.10: Detailansicht der Auswirkungen der Kältesprayanwendung auf das Arduino Nano Board. Dargestellt sind die ersten 250 Sekunden der Messung, in denen die beobachteten Effekte auftreten. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

Tabelle 4.9: Statistische Standardkenngrößen zu den Messreihen von der Kältesprayanwendung auf das Arduino Nano Board in Hz ($n = 600$).

Messreihe	Mittelwert	Median	RMS	Maximum	Minimum	StdAbw
Grid Radar	50,01301	50,01375	50,01302	50,05034	49,98058	0,01451
micromax-fgps	50,01306	50,01375	50,01306	50,05080	49,9796	0,01457
Schaltung 1 (Normaltemperatur)	50,01304	50,01367	50,01304	50,05168	49,97929	0,01458
Schaltung 2 (Kältesprayanwendung Arduino)	49,83018	50,01380	49,91635	50,48820	-0,5	2,93432

Tabelle 4.10: Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen aus der Analyse von Effekten auf das Messergebnis durch Kältesprayanwendung auf das Arduino Board des Messgerätes ($n = 600$).

Vergleichsbasis	RMSE [Hz]	MAE [Hz]	RAE	RRSE	Pearson Koeff.
Schaltung 1 (Normaltemperatur) - micromax-fgps	0,000812	0,000638	0,057324	0,055801	0,998445
Schaltung 1 (Normaltemperatur) - Grid Radar	0,001163	0,000937	0,084586	0,080200	0,996811
Schaltung 2 (Kältesprayanwendung Arduino) - micromax-fgps	2,93685	0,18541	16,593669	201,265431	0,050897
Schaltung 2 (Kältesprayanwendung Arduino) - Gridradar	2,93688	0,185205	16,658597	202,036624	0,048809
Grid Radar - micromax-fgps	0,000646	0,00051	0,045828	0,044407	0,999022

4.2.1.2 Einfluss durch Kühlung der DS3231 RTC

Neben der Evaluation von Einflüssen auf das Messergebnis durch das Abkühlen des Arduino Boards, wird auch die Beeinflussung der Messergebnisse durch Kühlung der DS3231 RTC untersucht. Das Vorgehen ist dabei identisch. Die 600 Sekunden Messung startet mit der 10 sekündigen Applikation des Kühlmittels auf die DS3231 RTC, des als Schaltung 2 bezeichneten Messaufbaus. Als Resultat bildet sich auf der RTC eine Eisdecke. Zu Beginn der Messung steigt die gemessene Frequenz unter dem Kälteeinfluss zunächst an, wie aus Abbildung 4.12 hervorgeht. Zwischen Sekunde 90 und 100 nähert sich der Frequenzverlauf wieder den Referenzwerten an. Ab ca. 130 Sekunden beginnt die Messfrequenz erneut abzuweichen und fällt im Vergleich zu den weiteren Messungen ab. Dieser Effekt endet bei ca. 220 Sekunden. Nach ca. 250 Sekunden ist die Eisschicht auf der Oberfläche der RTC vollständig abgetaut und es kommt zur Kondensatbildung. Ungefähr zeitgleich beginnt die Messkurve ausreißende Werte aufzuweisen und bildet die Trends der weiteren Messgeräte nicht mehr ab. Auch tritt eine erste Messlücke auf. Bei Zeitindex 380 treten erneut ausreißende Werte auf. Diese halten bis ca. Zeitindex 580 an. Anschließend gibt das Messgerät keine weiteren Werte zurück. Der vollständige Frequenzverlauf ist in Abbildung 4.11 dargestellt.

Aufgrund der mehr als 100 Sekunden betragenden Messausfälle und der starken Fluktuation der Messwerte weichen die Fehlerwerte und auch die gängigen statistischen Kenngrößen erwartungsgemäß stark von den Referenzwerten ab. Die Fehlerwerte erreichen dabei teils nicht mehr vergleichbare Größenordnungen. Dennoch listen die Tabellen 4.11 und 4.12 die entsprechenden Werte.

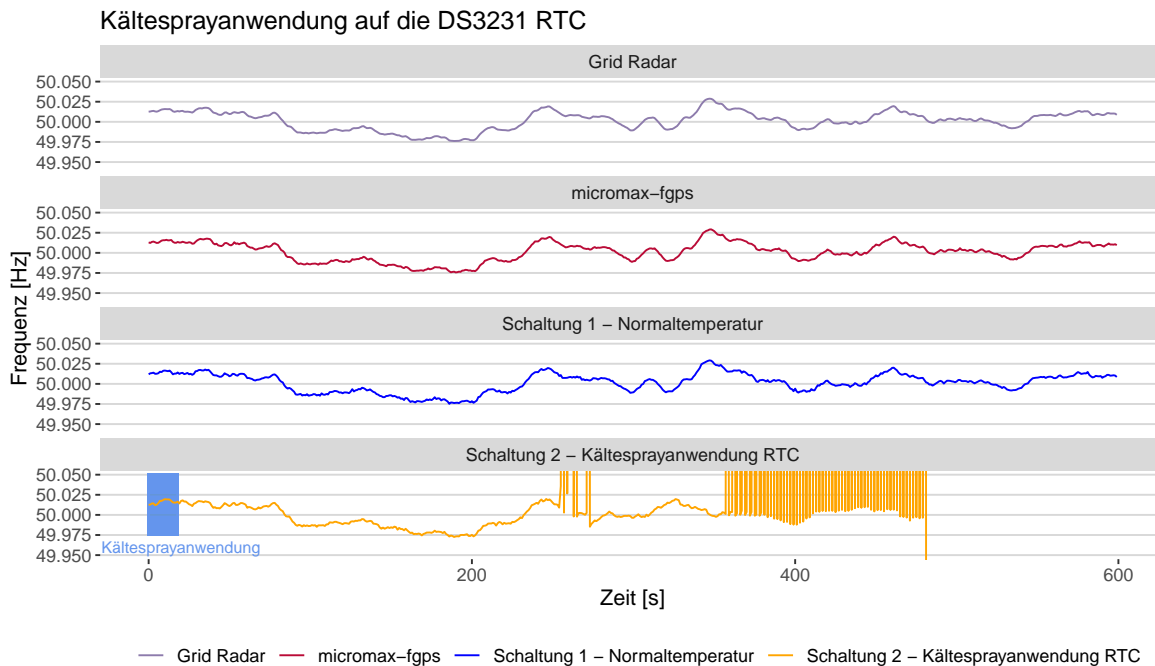


Abbildung 4.11: Frequenzdiagramm der Kälteanwendung auf die DS3231 RTC. Schaltung 2 ist dabei die Messreihe unter dem Kälteeinfluss, Schaltung 1 ein Messgerät gleichen Typs als Vergleichsprobe. Ebenfalls abgebildet sind die Referenzwerte von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

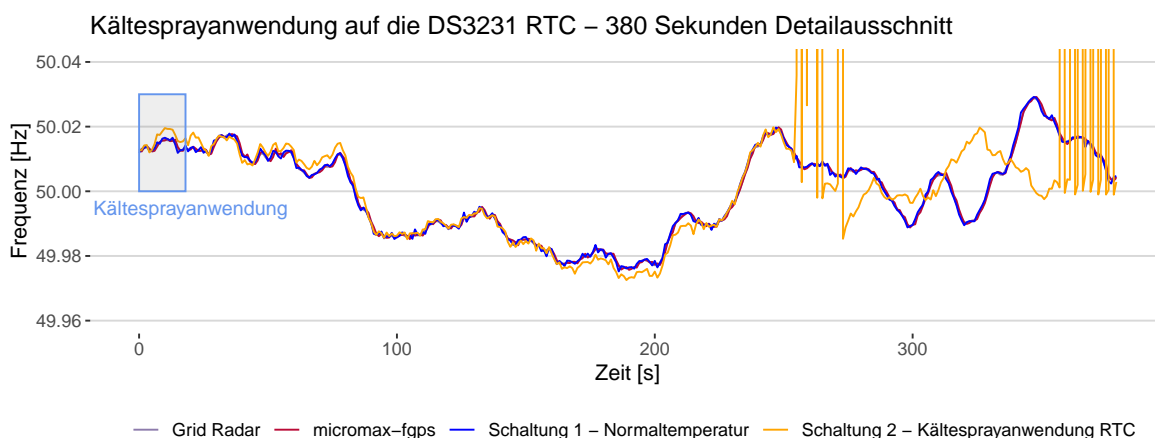


Abbildung 4.12: Detailansicht der Auswirkungen der Kältesprayanwendung auf die DS3231 RTC Board. Dargestellt sind die ersten 380 Sekunden der Messung, in denen die beobachteten Effekte auftreten. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

Tabelle 4.11: Statistische Standardkenngrößen zu den Messreihen von der Kältesprayanwendung auf die DS3231 RTC in Hz ($n = 600$).

Messreihe	Mittelwert	Median	RMS	Maximum	Minimum	StdAbw
Grid Radar	50,00132	50,00328	50,00132	50,02878	49,97617	0,01154
micromax-fgps	50,00138	50,0034	50,00138	50,0292	49,9757	0,01159
Schaltung 1 (Normaltemperatur)	50,0014	50,00351	50,0014	50,02919	49,97522	0,01159
Schaltung 2 (Kältesprayanwendung RTC)	63,9962	50,00281	267,45656	5657,94873	-0,5	259,95655

Tabelle 4.12: Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen aus der Analyse von Effekten auf das Messergebnis durch Kältesprayanwendung auf die DS3231 RTC des Messgerätes ($n = 600$).

Vergleichsbasis	RMSE [Hz]	MAE [Hz]	RAE	RRSE	Pearson Koeff.
Schaltung 1 (Normaltemperatur) - micromax-fgps	0,000885	0,000696	0,072012	0,076415	0,997082
Schaltung 1 (Normaltemperatur) - Grid Radar	0,000634	0,000485	0,050474	0,055	0,99853
Schaltung 2 (Kältesprayanwendung RTC) - micromax-fgps	260,063773	14,209825	1322,862107	20820,56413	0,031531
Schaltung 2 (Kältesprayanwendung RTC) - Gridradar	260,063791	14,209785	1330,085327	20915,91053	0,030529
Grid Radar - micromax-fgps	0,000553	0,000448	0,046292	0,047755	0,99888

4.2.2 Einfluss von hohen Temperaturen auf das Messgerätverhalten

Auch eine Temperaturerhöhung bewirkt eine Änderung der elektrischen Eigenschaften von Halbleitermaterialien [66]. Infolgedessen ist eine Evaluation des Verhaltens von den Messgerätekomponenten in erhöhter Umgebungstemperatur geboten. Dabei wird die jeweilige Komponente einer hohen Umgebungstemperatur ausgesetzt und der Effekt auf die Messwerte beobachtet. Umgesetzt wird dies durch jeweils eine 600 Sekunden Messung, in deren ersten 300 Sekunden die zu untersuchende Komponente beheizt wird und in den anschließenden 300 Sekunden bei Raumtemperatur abkühlt.

4.2.2.1 Einfluss durch Aufheizen des Arduino Nano Boards

Die Aufheizphase beginnt zusammen mit dem Start der Messung. Beheizt wird dabei das Arduino Board von Schaltung 2 für eine Dauer von 300 Sekunden. Der Messverlauf über die gesamte Messdauer ist in Abbildung 4.13 dargestellt. Eine Überlagerungsdarstellung der ersten 350 Sekunden enthält die Abbildung 4.14.

Zu erkennen ist eine vergleichbare Abbildung der Trends zwischen der beheizten Schaltung (Schaltung 2) und der normal temperierten Schaltung 1. Größere Messunterbrechungen oder Ausreißer treten nicht auf.

Während die Kennwerte der Schaltungen in Tabelle 4.13 ebenfalls vergleichbare Werte aufweisen, weichen die Fehlerwerte (4.14) von Schaltung 2 im Vergleich zu Schaltung 1, welche nicht beheizt wird, ab.

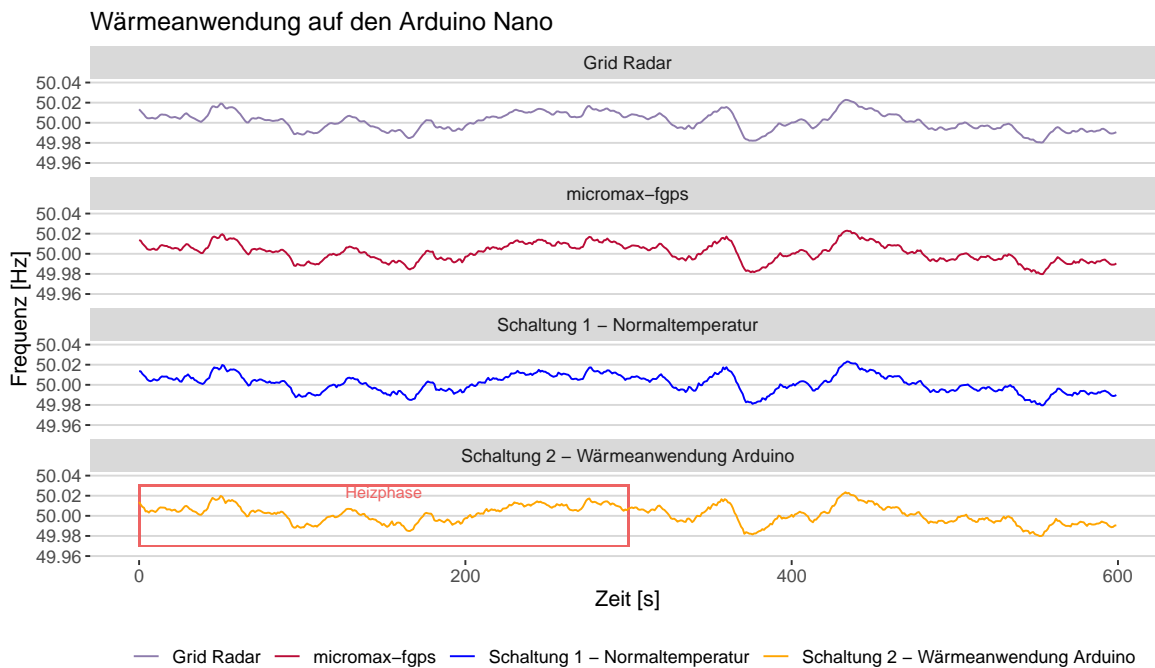


Abbildung 4.13: Frequenzdiagramm der Wärmeanwendung auf das Arduino Nano Board. Schaltung 2 ist dabei unter dem Wärmeinfluss, Schaltung 1 eine Vergleichsprobe. Ebenfalls abgebildet sind die Referenzwerte von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

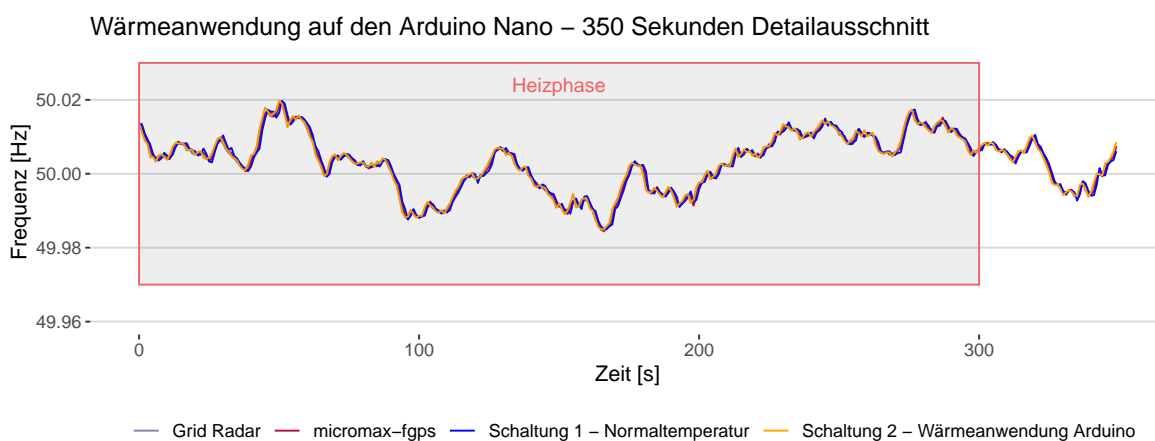


Abbildung 4.14: Detailansicht der Auswirkungen der Wärmeanwendung auf das Arduino Nano Board. Dargestellt sind die ersten 350 Sekunden der Messung. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

Tabelle 4.13: Statistische Standardkenngrößen zu den Messreihen aus der Analyse des Einflusses, auf das Messergebnis durch Wärmebehandlung des Arduino Nanos in Hz ($n = 600$).

Messreihe	Mittelwert	Median	RMS	Maximum	Minimum	StdAbw
Grid Radar	50,00117	50,00164	50,00117	50,02278	49,98032	0,00893
micromax-fgps	50,00122	50,00165	50,00122	50,023	49,9798	0,00900
Schaltung 1 (Normaltemperatur)	50,00124	50,00182	50,00125	50,02323	49,9796	0,00901
Schaltung 2 (Wärmebehandlung Arduino)	50,00124	50,0019	50,00124	50,02349	49,97987	0,00900

Tabelle 4.14: Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen aus der Analyse von Effekten auf das Messergebnis durch Wärmebehandlung des Arduino Nanos des Messgerätes ($n = 600$).

Vergleichsbasis	RMSE [Hz]	MAE [Hz]	RAE	RRSE	Pearson Koeff.
Schaltung 1 (Normaltemperatur) - micromax-fgps	0,00073	0,000577	0,076871	0,081117	0,996716
Schaltung 1 (Normaltemperatur) - Grid Radar	0,001119	0,000917	0,123105	0,125437	0,992276
Schaltung 2 (Wärmebehandlung Arduino) - micromax-fgps	0,001066	0,000863	0,114980	0,118539	0,992974
Schaltung 2 (Wärmebehandlung Arduino) - Gridradar	0,000669	0,000511	0,068675	0,075022	0,997268
Grid Radar - micromax-fgps	0,000644	0,000524	0,069812	0,071618	0,997464

4.2.2.2 Einfluss durch Aufheizen der DS3231 RTC

Ebenfalls untersucht wird der Einfluss auf das Messergebnis durch das Erhitzen der DS3231 RTC. Abbildung 4.16 stellt die Frequenzverläufe der Messungen als Übersicht dar. Grundsätzlich ist aus dieser erkennbar, dass trotz des Aufheizens der RTC keine großen Ausreißer auftreten und die Messung lückenlos abläuft. Aus Abbildung 4.15 geht hervor, dass während der Heizphase mehrfach Frequenzabweichungen in der Form von überhöhten Messungen auftreten. Zum Beispiel ist um den Zeitindex 200 der Fall. Der gegenteilige Effekt tritt nach der Heizphase - in der Abkühlphase - ein. Dies ist zwischen Sekunde 320 und 350 erkennbar. Ebenfalls sichtbar ist dies in den Fehlerwerten in Tabelle 4.16, während die Werte in Tabelle 4.15 keine großen Abweichungen enthalten.

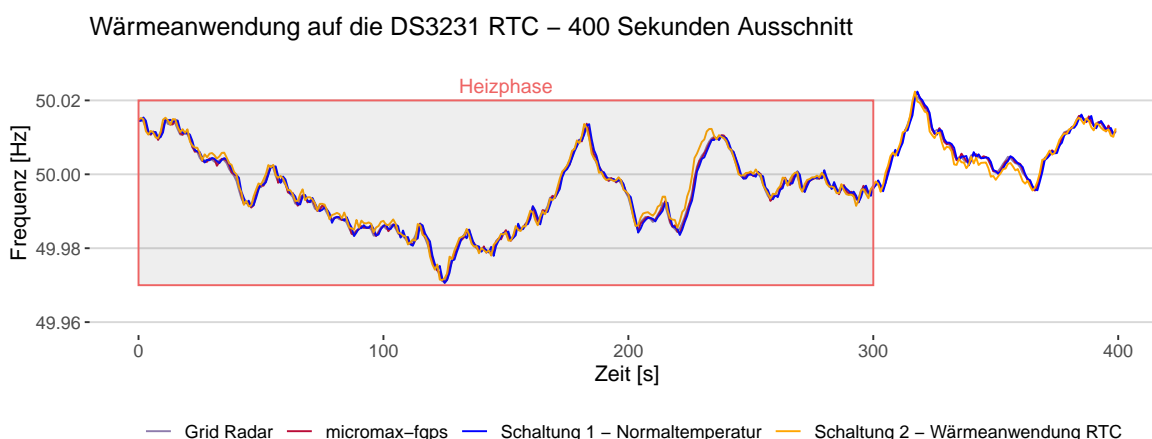


Abbildung 4.15: Detailansicht der Auswirkungen der Wärmeanwendung auf die DS3231 RTC. Dargestellt sind die ersten 400 Sekunden der Messung. Auf der X-Achse aufgetragen die Zeit in Sekunden, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

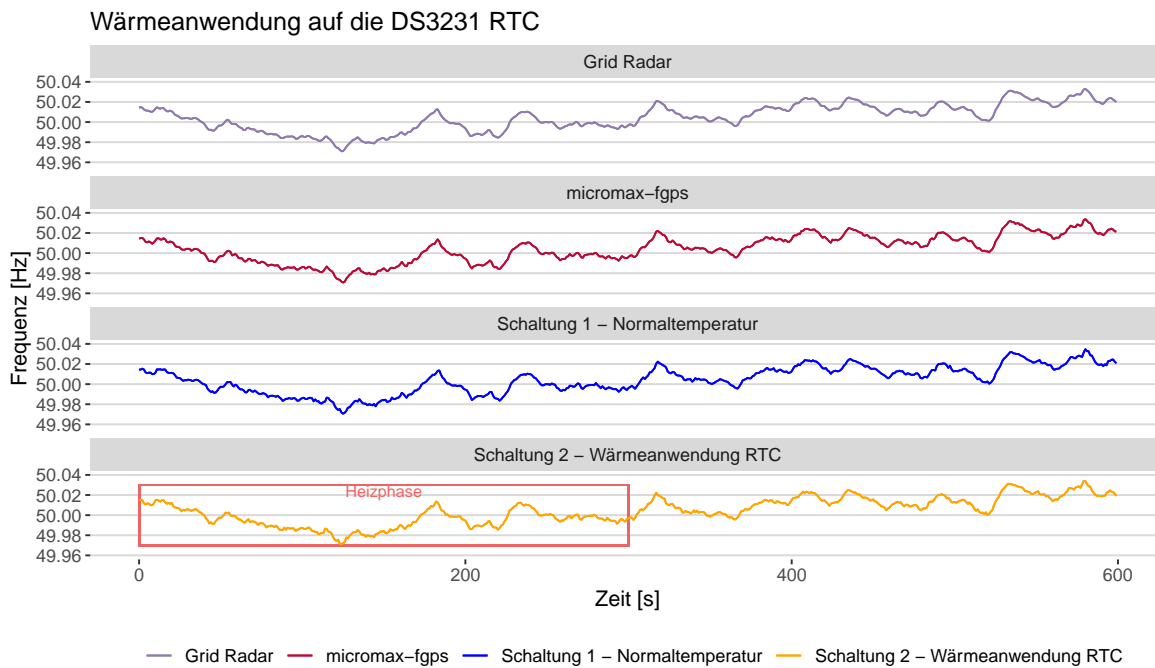


Abbildung 4.16: Frequenzdiagramm der Wärmeanwendung auf die DS3231 RTC. Schaltung 2 ist das aufgeheizte Messgerät, Schaltung 1 die Vergleichsprobe. Ebenfalls abgebildet sind die Referenzwerte von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

Tabelle 4.15: Statistische Standardkenngrößen zu den Messreihen aus der Analyse des Einflusses, auf das Messergebnis durch Wärmebehandlung der DS3231 RTC in Hz ($n = 600$).

Messreihe	Mittelwert	Median	RMS	Maximum	Minimum	StdAbw
Grid Radar	50,00431	50,00466	50,00431	50,03308	49,97107	0,01342
micromax-fgps	50,00435	50,00465	50,00436	50,0338	49,9707	0,01347
Schaltung 1 (Normaltemperatur)	50,00437	50,00469	50,00437	50,03473	49,9706	0,01345
Schaltung 2 (Wärmebehandlung RTC)	50,00443	50,00496	50,00444	50,03406	49,97137	0,0132

Tabelle 4.16: Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen aus der Analyse von Effekten auf das Messergebnis durch Wärmebehandlung der DS3231 RTC des Messgerätes ($n = 600$).

Vergleichsbasis	RMSE [Hz]	MAE [Hz]	RAE	RRSE	Pearson Koeff.
Schaltung 1 (Normaltemperatur) - micromax-fgps	0,00073	0,000577	0,076871	0,081117	0,996716
Schaltung 1 (Normaltemperatur) - Grid Radar	0,001119	0,000917	0,123105	0,125437	0,992276
Schaltung 2 (Wärmebehandlung RTC) - micromax-fgps	0,001066	0,000863	0,114980	0,118539	0,992974
Schaltung 2 (Wärmebehandlung RTC) - Gridradar	0,000669	0,000511	0,068675	0,075022	0,997268
Grid Radar - micromax-fgps	0,000644	0,000524	0,069812	0,071618	0,997464

4.2.3 Einfluss von Spannungsspitzen

Während der Messgerätsentwicklung zeigten sich wiederholt Frequenzspitzen in den Messverläufen. Daher sind auch Spannungsspitzen im Stromnetz Gegenstand der Untersuchung. Der Effekt von künstlich erzeugten Lastspitzen sowohl im Nahbereich, als auch in der erweiterten Umgebung von Schaltung 2 ist in Abbildung 4.17 abgebildet. Die Messdauer beträgt 840 Sekunden bzw. 14 Minuten, wobei auf jede der beiden Lastspitzenkategorien 7 Minuten / 420 Sekunden entfallen. Zu erkennen ist im Frequenzdiagramm, dass in der Messkurve von Schaltung 2 in der ersten Hälfte der Messung wiederkehrende Frequenzspitzen auftreten. Zwei dieser Spitzen, eine bei ca. 175 Sekunden, die andere bei ungefähr 400 Sekunden Messdauer, sind auch in der Kontrollmessung (Schaltung 1) sichtbar, obwohl diese in einem abgetrennten Stromkreis misst.

In der zweiten Messhälfte sind keine Frequenzsprünge in den Messungen erkennbar.

Zudem kann der Überlagerungsdarstellung (Abbildung 4.18) entnommen werden, dass das Messgerät nach einer Störung zu einer regulären Frequenzmessung zurückkehrt. Die starken Schwankungen in der Messung von Schaltung 2 schlägt sich auch in den Minimal- und Maximalwerten sowie in der Standardabweichung nieder (Tabelle 4.17). Zudem trifft dies auch auf Schaltung 1 zu. Weiterhin sind auch die Fehlerwerte von Schaltung 2 in Tabelle 4.18 erhöht.

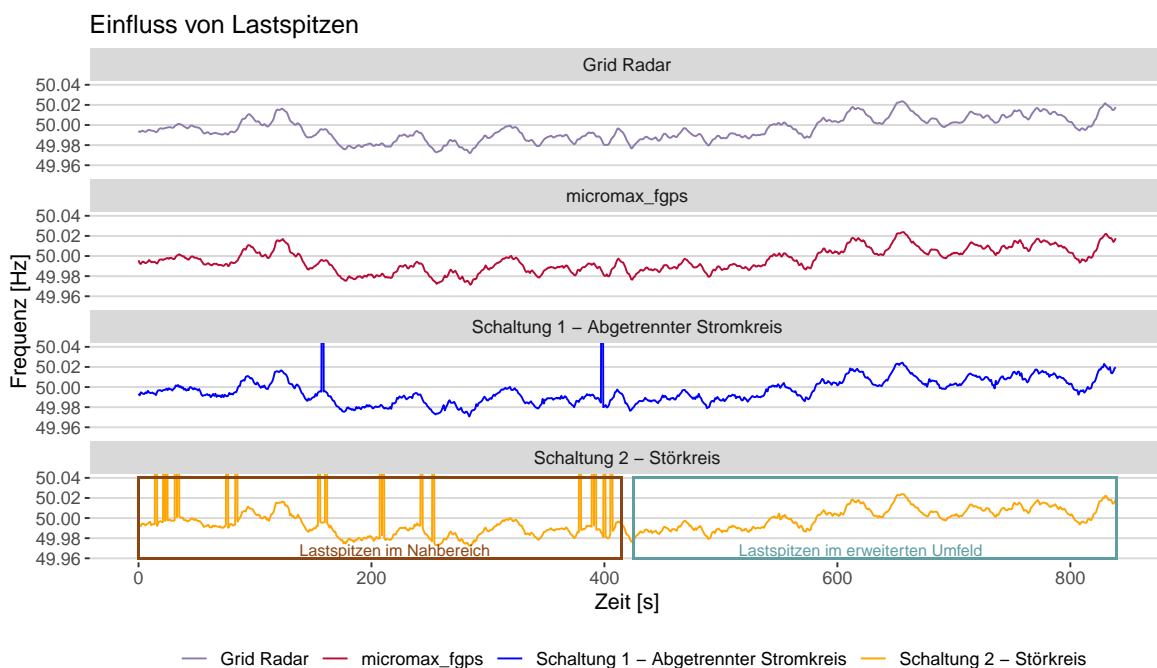


Abbildung 4.17: Frequenzdiagramm der Lastspitzenanalyse. Schaltung 2 unterliegt künstlich generierten Spannungsspitzen im Messtromkreis. Schaltung 1 ist ein Messgerät gleichen Typs als Vergleichsprobe. Ebenfalls abgebildet sind die Referenzwerte von Grid Radar und dem Referenzmessgerät micromax-fgps. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

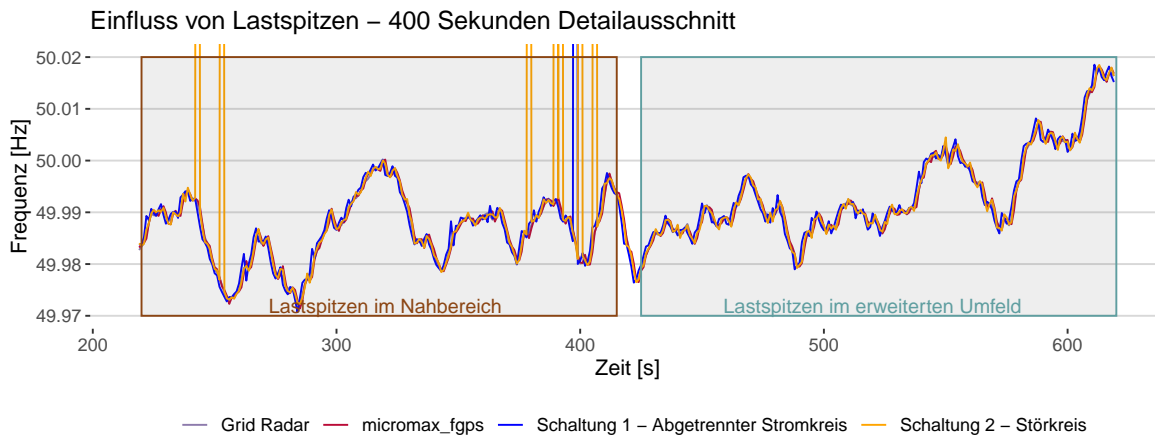


Abbildung 4.18: Detailansicht der Lastspitzenanalyse in Überlagerungsdarstellung. Dargestellt sind 400 Sekunden der Messung. Auf der X-Achse ist die Zeit in Sekunden aufgetragen, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

Tabelle 4.17: Statistische Standardkenngrößen zu den Messreihen aus der Spannungsspitzenanalyse in Hz ($n = 840$).

Messreihe	Mittelwert	Median	RMS	Maximum	Minimum	StdAbw
Grid Radar	49,99578	49,99425	49,99578	50,02352	49,97214	0,01144
micromax-fgps	49,99583	49,9943	49,99583	50,0239	49,9714	0,0115
Schaltung 1 (Kontrollmessung)	49,99711	49,99452	49,99712	50,49521	49,9707	0,02663
Schaltung 2 (Spannungsspitzen)	50,00656	49,9952	50,00661	50,50113	49,97228	0,07257

Tabelle 4.18: Fehlerkennwerte und Korrelationskoeffizienten berechnet zwischen den Messreihen aus der Spannungsspitzenanalyse ($n = 840$).

Vergleichsbasis	RMSE	MAE [Hz]	RAE	RRSE	Pearson Koeff.
Schaltung 1 (Kontrollmessung) - micromax-fgps	0,02437	0,002585	0,269556	2,121274	0,405777
Schaltung 1 (Kontrollmessung) - Grid Radar	0,024349	0,00217	0,227018	2,129877	0,407539
Schaltung 2 (Spannungsspitzen) - micromax-fgps	0,073197	0,011218	1,169821	6,371381	0,089888
Schaltung 2 (Spannungsspitzen) - Gridradar	0,073215	0,011188	1,170461	6,404209	0,088679
Grid Radar - micromax-fgps	0,000669	0,000539	0,056161	0,058260	0,998317

Grundsätzlich verfügen die getesteten Schaltungen über eine RC - Tiefpassfilter welcher die eingehenden Signale entstört. In Abbildung 4.19 ist eine zweiminütige Messung enthalten, in deren Verlauf Spannungsspitzen im erweiterten Umfeld des Messgeräts erzeugt werden. In der ersten Hälfte der Messung ist der RC-Tiefpass Filter überbrückt, in der zweiten Hälfte ist dieser regulär in die Schaltung integriert. Zu sehen ist, dass beim Messen ohne den Tiefpassfilter Spannungsspitzen im Messverlauf auftreten, diese jedoch nach dem Zuschalten des RC-Tiefpassfilters nicht weiter präsent.

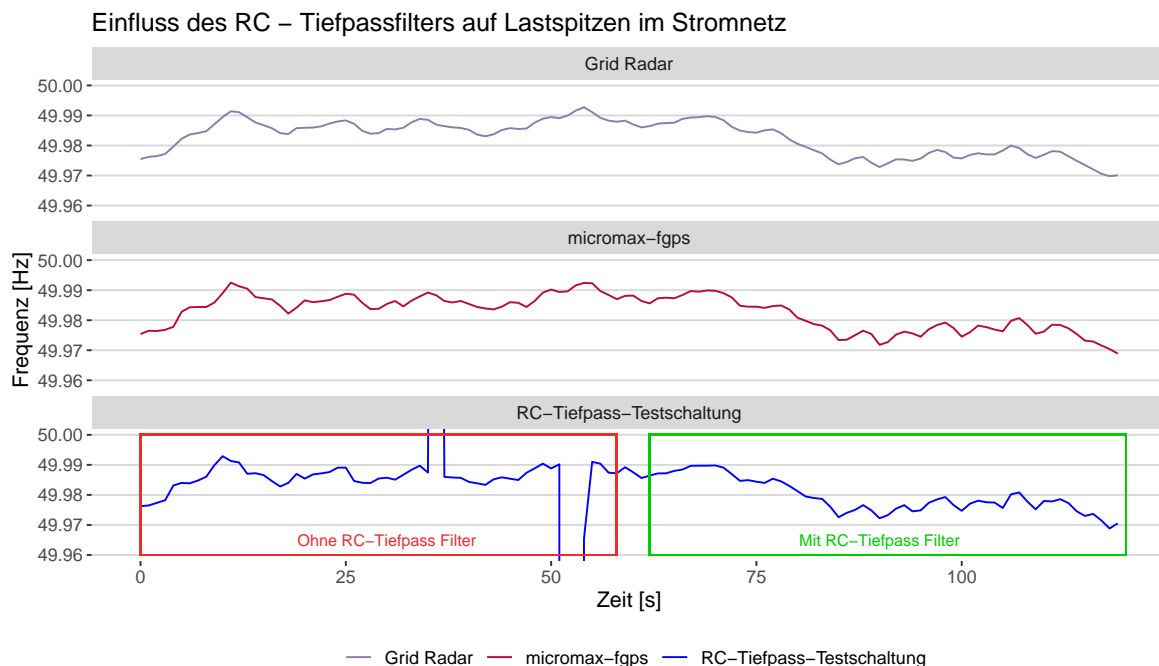


Abbildung 4.19: Vergleichsmessung zur Untersuchung der Entstörungsleistung des verwendeten RC-Tiefpass Filterglieds. Aufgetragen auf der X-Achse die Zeit in Sekunden, auf der Y-Achse die Frequenz in Hz.

4.3 Funktionsanalyse des Messgeräts micromax-fgps

Die Angaben zur Funktionsweise und zu verbauten Komponenten des micromax-fgps Messgeräts beruhen auf der explorativen visuellen Analyse der Schaltkreise nach Öffnung des Geräts. In Einzelfällen wurden elektrische Nachmessungen vorgenommen, um Hypothesen zu überprüfen.

Das geöffnete Gerät mit dem micromax3 - Mikrocontroller ist in [Abbildung 4.20](#) abgebildet. Eine Darstellung des ungeöffneten Geräts kann [Abbildung 3.2](#) entnommen werden.

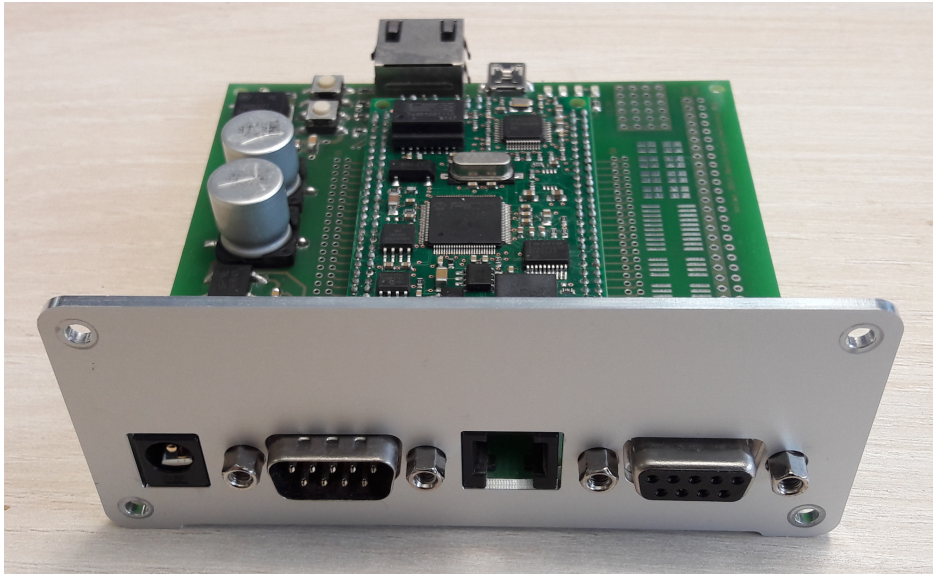
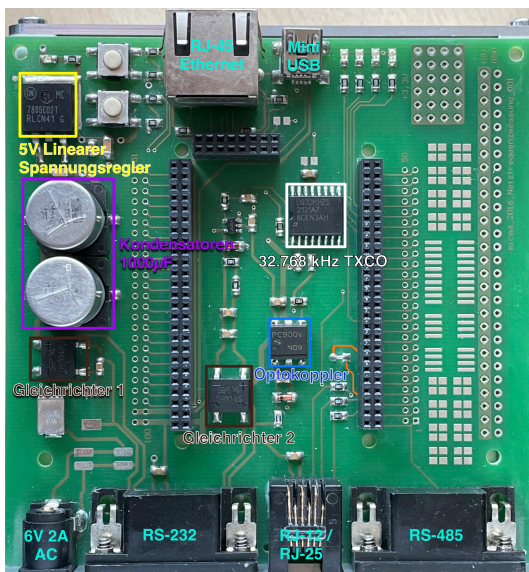


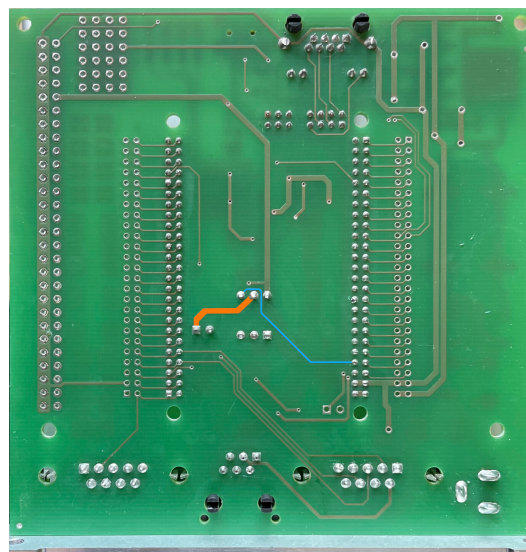
Abbildung 4.20: Fotografie des geöffneten Messgeräts micromax-fgps. Im vorderen Teil des Bildes ist die Frontplatte des Messgeräts zu erkennen, dahinter der aufgesetzte Mikrocontroller und die Basisplatine.

Nach dem Herauslösen des Mikrocontrollers kann dieser, anhand einer Platinenaufschrift, als micromax03, der Micma GmbH identifiziert werden (vgl. [Abbildung 3.2](#))

In [Abbildung 4.21](#) ist die Basisplatine des Referenzmessgerätes mit ihrer Ober- und Unterseite abgebildet. Bei der Betrachtung fällt eine zweigeteilte Stromversorgung auf. Im linken Drittel wird die Eingangsspannung zunächst gleichgerichtet, mit zwei 1000 μF Kondensatoren geglättet und anschließend über einen linearen Spannungsregler auf 5V transformiert, um dann die 5 V Stromschiene zu versorgen. Im zweiten, mittig gelegenen, Bereich findet zunächst ebenfalls eine Eiphasen-Gleichrichtung statt. Allerdings wird diese anschließend von einem Signalüberträger in Form eines Optokopplers galvanisch vom Hauptstromkreis getrennt. Das Signal wird anschließend auf einen Sockelpin des Mikrocontrollers weitergeleitet (blaue Markierung). Die drei schwarzen, zweireihigen Pinleisten stellen den Sockel des micromax03 Mikrocontrollerboards dar. Aus [Tabelle 4.19](#) sind die Bauteilnummern und Hersteller der genannten Komponenten ersichtlich.



(a) Fotografie von der Oberseite der Basisplatine mit Annotation der verbauten Komponenten. Kopplung des Optokoppler Groundpins an den Mikrocontroller in orange dargestellt.



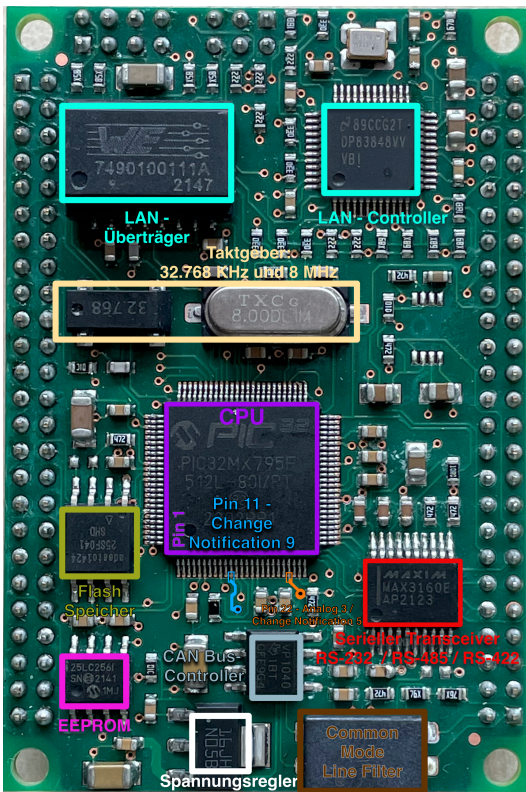
(b) Fotografie von der Unterseite der Basisplatine. Leiterbahn des Signals aus dem Optokoppler Ausgang in blau, die Kopplung dessen Groundpins an den Mikrocontroller in orange dargestellt.

Abbildung 4.21: Übersichtsabbildung der Basisplatine des micromax-fgps Messgeräts. Links die Oberseite der Platine, rechts die Unterseite der Platine. Die blaue Markierung stellt die Signalleiterbahn zum Mikrocontroller dar.

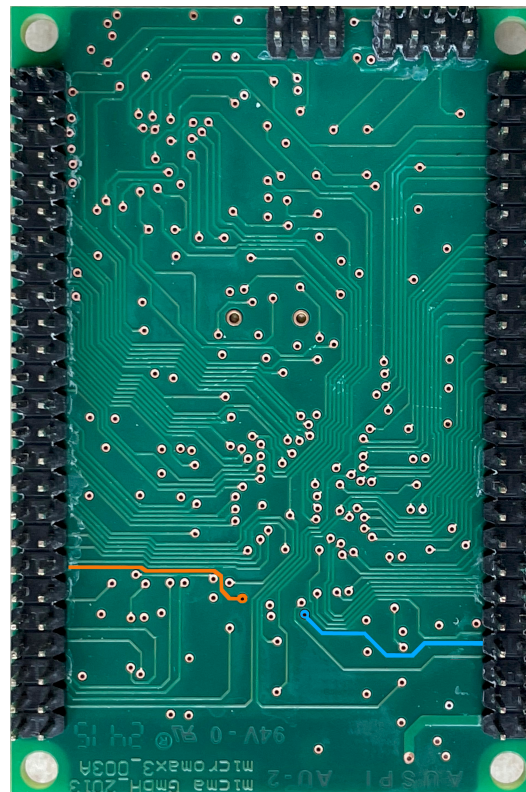
Tabelle 4.19: Übersicht über die identifizierten Komponenten auf der Basisplatine des micromax-fgps EMF - Messgeräts. Angegeben sind jeweils der Hersteller, die Bauteilnummer oder der Bauteiltyp und die Funktionalität des Bauteils. [52, 67–71]

Hersteller	Typ Nr.	Funktion
Maxim Integrated	DS32KHZS	32.768kHz TCXO
Panasonic Industry	1000 E FK	Glättungskondensator
Sharp	PC900V	Optokoppler
STMicroelectronics	7805CD2T	Linearer Spannungsregler
DC Comonents	DB104S	Einphasen Gleichrichter
-	Mini - USB	Vermutlich serieller Kommunikationsport zur Programmierung
-	RJ-12 / RJ-25	Vermutlich serieller Kommunikationsport
-	RJ-45 Port	Ethernet / LAN Netzwerkschnittstelle
-	RS-232	Serielle Kommunikation zum GNSS - Empfänger

Die optische und auch messtechnische Nachverfolgung der Leiterbahnen vom Optokoppler über den Sockel auf das Mikrocontrollerboard micromax03 ergibt eine Schaltung des Signals auf Pin 11 des verbauten Mikroprozessors. Aus dem Datenblatt des Herstellers geht hervor, dass es sich dabei um einen Change-Notification (Änderungs-Benachrichtigungs) Pin bzw. einen digitalen I/O Port handelt [72]. Weitere Details zum verbauten Mikroprozessor und zu weiteren Komponenten enthält die Tabelle 4.22.



(a) Fotografie von der Oberseite des micromax03 Mikrocontrollerboards. Markierung der Optokoppler-Signalleiterbahn von der Basisplatte (blau), sowie der Optokoppler Groundpinleiterbahn (orange). Komponenten farbig annotiert.



(b) Fotografie von der Unterseite des micromax03 Mikrocontrollerboards. Leiterbahn des Signals aus dem Optokoppler Ausgang in blau, die Kopplung dessen Groundpins an den Mikrocontroller in orange dargestellt.

Abbildung 4.22: Übersichtsabbildung der micromax03 Mikrocontrollerplatine.

Tabelle 4.20: Übersicht über die identifizierten Komponenten auf dem micromax3 Mikrocontroller Board. Angegeben sind jeweils der Hersteller, die Bauteilnummer oder der Bauteiltyp und die Funktionalität des Bauteils. [72–82]

Hersteller	Typ Nr.	Funktion
Adesto	25SF041SHD	Flash Speicher - 4 MB
Maxim Integrated	MAX3160E	Serial Transceiver RS-232/RS-485/RS-422
Microchip	PIC32MX795F512L	Microprozessor 32 MHz
Microchip	25LC256	SPI EEPROM
Texas Instruments	N05B	Linearer Spannungsregler LM1117 3.3 V
Texas Instruments	VP1040	CAN 2.0 Bus LowPower SN65HVD1040
Texas Instruments	DP83848VVB	LAN Controller
TXC	8.00DL1M	Oszillator 8 MHz
Würth Electronics	7490100111A	LAN Transceiver
Würth Electronics	WE 251	WE-SL2 SMT Common Mode Line Regler
–	32.768	Oszillator 32.768 kHz

5 Diskussion

Grundsätzlich kann ein Stromnetzfrequenzmessgerät auf verschiedene Arten und Weisen konzipiert werden. Jeder Ansatz hat dabei unterschiedliche Vor- und Nachteile. Aufgrund des abgesteckten Zeitrahmens war es nötig sich für einen der möglichen Ansätze zu entscheiden. Die Wahl entfiel dabei auf einen digital messenden Ansatz, da dieser schon frühzeitig in der Entwicklung gute Ergebnisse lieferte. Zudem kann bei diesem auf eine aufwändige Signal-Nachverarbeitung durch Analog-Digital-Umwandlung und anschließende Fourier- oder Hilbert-Transformation verzichtet werden. Entsprechende transformationsbasierte Frequenzextraktionen aus analog-digital umgewandelten Vollsignalen wurden in der Vergangenheit bereits erfolgreich von *Gilbert et al. 2016* und *Frantzas 2021* evaluiert [83, 84]. Ein Entwurf für eine vollsignalmessende Schaltung aus einer frühen Projektphase kann [A](#) entnommen werden.

5.1 Diskussion des gewählten Ansatzes

Der gewählte Ansatz misst hingegen keine vollständigen Signale, sondern detektiert ansteigende Signalfanken mit Hilfe des MOSFETs Q1 aus Abbildung 3.4. Dieser Vorgang kann als stark verlustbehaftete Digitalumwandlung des eingehenden analogen Stromsignals angesehen werden. Als Komperator dient dabei der Schwellwert des Transistors. Als Resultat entsteht ein binäres digitales Signal mit einem logischen „LOW“ zu „HIGH“ Übergang an der ansteigenden Signalfanke. Diese Übergänge werden anschließend vom Mikrocontroller in Zeitfenstern von einer Sekunde gezählt und so in eine Frequenz umgewandelt. Dieser Mechanismus entspricht dem Tor-Prinzip, einem Standardverfahren in der Frequenzmessung [85, S. 103]. Zudem ist die Messmethode eine spezielle Form der Nulldurchlaufs-Frequenzmessung (engl. Zero-Crossing). Die Zero-Crossing Methode ist bereits erfolgreich in mehreren verwandten Projekten angewendet worden [8, 12, 13, 86].

5.1.1 Analyse der Messgenauigkeit

Die Messgenauigkeit des selbst konzipierten Messgeräts wird in dieser Arbeit durch einen Vergleich mit Referenzdaten analysiert. Zum einen wird gegen ein am selben Standort messendes Referenzgerät verglichen. Dabei handelt es sich um das micromax-fgps der Micma GmbH. Laut den Herstellerangaben misst dieses Gerät zwar sehr genau, dennoch unterliegt es einer gewissen Messunsicherheit [52]. Daher stellt es keine Grundwahrheit im statistischen Sinne dar. Diesem Problem begegnet der Datensatz von Grid Radar durch Ausgabe von gemittelten Messwerte. Dabei wird der Mittelwert über das Messergebnis von mehreren, simultan laufenden, Messgeräten gebildet. Das hat den Vorteil, dass lokale Störung und Unsicherheiten der Geräte an Relevanz für das Ergebnis verlieren. Allerdings ist das Vorgehen von Grid Radar auch mit einem Nachteil verbunden. Der Anbieter fasst die frei zu Verfügung stehenden Messergebnisse über mehrere Messstandorte zusammen [54]. Daher bilden diese zwar den generellen Netztrend zuverlässig ab, aber unter Umständen nicht die lokalen Eigenschaften am Standort des eigenen Messgeräts.

Daher liegen die Messergebnisse der eigenen Messgeräte idealerweise zwischen den Werten des Referenzmessgeräts und denen von Grid Radar. Dies würde dafür sprechen, dass beide Trends - der lokale und der generelle Netztrend - innerhalb der Messung berücksichtigt werden und eine

Überanpassung (engl. Overfitting) an eines der Messsysteme vermieden wird. Natürlich ergibt sich auch aus diesem Vorgehen kein Goldstandard im eigentlichen statistischen Sinne. Letztendlich ist bei Messungen dieser Art, die unter realistischen Bedingungen stattfinden sollen, der Vergleich mit weiteren Messgeräten notwendig. Daher werden im Folgenden die Messergebnisse des micromax-fgps als wahr für den Messstandort angesehen und die Werte von Grid Radar als wahrer Indikator für den allgemeinen Netzrend.

Eine repräsentative Messreihe des entwickelten Messgerätes unter Idealbedingungen wird von der Initialmessung aus Abschnitt 4.1.1 dargestellt. In dieser messen zwei Geräte des spezifizierten Typs simultan. Über 12h Messdauer liegt die gemessene Netzfrequenz im Durchschnitt bei $\sim 49,998$ Hz, bei einem Effektivwert (RMS) von ebenfalls 49,998 Hz und hat eine Standardabweichung von ca. 0,02218 Hz. Diese Werte sind plausibel für eine Messung im öffentlichen Stromnetz dessen Soll-Bereich, in Bezug auf die Stromfrequenz, bei $50 \pm 0,2$ Hz liegt. Weiterhin sind die Messfehler im Vergleich mit dem Referenzmessgerät gering. Sowohl die Wurzel des mittleren quadratischen Fehlers RMSE, welche abweichende Werte sehr stark bestraft, als auch der Mittlere absolute Fehler MAE liegen in einem Bereich von < 0.001 Hz bzw. < 1 mHz. Diese Fehlerwerte fallen bereits in den Bereich von der Messunsicherheit des Referenzmessgeräts, welche ebenfalls ± 1 mHz beträgt [52]. Ein weiteres Indiz für die präzise Abbildung der Referenzmesswerte liefert der Pearson Korrelationskoeffizient. Dieser beträgt nahezu 1, was eine sehr starke positive Korrelation zur Bezugskurve indiziert [87, S. 181]. Ebenfalls sind RAE und RRSE deutlich kleiner 1, was auf eine überlegene Performance des Messgerätes gegenüber einem naiven Prädiktor schließen lässt [87, S. 181].

Im Vergleich mit den Messwerten von Grid Radar ergibt sich ein ähnliches Bild. Dennoch sind die Fehlerwerte geringfügig höher und die Pearson Korrelation geringfügig schwächer, als dies im Vergleich zum micromax-fgps Messgerät der Fall ist. Grundsätzlich ist dies aber aufgrund der Datenwertmittlung erwartbar. Dennoch ist anzumerken, dass das Messgerät micromax-fgps näher an den Werten von Grid Radar liegt als die konstruierten Messgeräte, ein Trend der sich durchweg durch die Messungen beobachten lässt. Da sich die Fehlerspannweite hierbei ebenfalls unterhalb der Messgenauigkeit des Messgerätes bewegt, bleibt unklar, ob dies ein wünschenswerter Effekt ist oder das Referenzmessgerät lokale Frequenzmuster schlechter abbildet. Aus diesen Zusammenhängen kann von einer Genauigkeit des konstruierten Messgerätes im Bereich von ca. 1 mHz ausgegangen werden. Damit ist das Messgerät geeignet für die forensische EMF - Analyse, die in der Vergangenheit bereits bei geringerer Messgenauigkeit praktisch durchführbar war [88, 89].

5.1.2 Komponentvalidierung

Trotz der ermittelten grundsätzlichen Eignung der Schaltung zur forensischen Netzfrequenzmessung ist von Interesse, ob mit einem veränderten Messaufbau ähnlich gute Ergebnisse erreichbar sind, um eine mögliche Abhängigkeit der Messmethode von den verbauten Komponenten zu erheben.

5.1.2.1 MOSFETs

Die gegeneinander verglichenen N-Kanal MOSFETs IRLZ44N und FQU20N06L unterscheiden neben unterschiedlichen Belastbarkeiten hauptsächlich in ihrem Durchschalteschwellwert. Der IRLZ44N schaltet durch, wenn die Spannung am GatePin $\geq 1,5$ V beträgt [90]. Der FQU20N06L schaltet beim Erreichen von $\geq 2,0$ V durch [91]. Im Realbetrieb spricht der IRLZ44N früher auf ein

ansteigendes Signal an. Ebenfalls zeigte sich dieser als robuster in der Messung. Die Fehlerkennzahlen betragen etwa die Hälfte von denen der Schaltung mit dem FQU20N06L. Dennoch bewegt sich die Messgenauigkeit mit beiden MOSFETs innerhalb des Zielbereichs von 1 mHz, sodass diese als austauschbar angesehen werden können. Dennoch ist eine Verwendung des IRLZ44N wegen der höheren Genauigkeit zu bevorzugen.

5.1.2.2 Zeitgeber

Als nicht gegeneinander austauschbar präsentierten sich hingegen die Zeitgeber in Abschnitt 3.1.3. Zwar war eine Messung mit dem uBlox Neo M9N GNSS Zeitgeber möglich, allerdings kam es, anders als bei der DS3231 RTC, periodisch zu Ausreißern. Vermutlich hängen die Ausreißer mit der Zeithaltung innerhalb des GNSS Moduls zusammen. Das uBlox Neo M9N besitzt eine integrierte Echtzeituhr, welche regelmäßig durch das GNSS neu kalibriert wird. Dadurch ist das Modul in der Lage auch ohne Empfang, für eine gewisse Zeit, verlässliche Zeitwerte aufrechtzuerhalten und ein genaues 1 Hz Signal auszugeben. Kalibriert das Modul nun die interne RTC neu, dann verlängert sich der Abstand zwischen den Zeitsignalen [47]. Aufgrund dessen verlängert sich das betroffene Messzeitfenster aus der Sicht des Mikrocontrollers geringfügig und eine größere Anzahl an Signalflanken wird gezählt. Als Resultat wird eine höhere Frequenz berechnet. Anschließend normalisiert sich die Messung wieder bis zum nächsten, gleichartigen Ereignis. Daher kann festgehalten werden, dass das uBlox Neo M9N in dieser Messung keinen gleichwertigen Ersatz für die DS3231 RTC bietet.

Diese Aussage gilt nur in Bezug auf das getestete Modell, da die Behandlung von Synchronisationsereignissen für GNSS-Empfänger anderer Bauart in dieser Arbeit nicht erhoben worden sind. Generell ist eine weitere Evaluation für den Einsatz an Orten mit GNSS - Empfang wünschenswert, da selbst temperaturstabilisierte RTCs bei langer Laufzeit zu stark von der Realzeit abweichen, um dauerhaft genau Zeitwerte zu liefern. Dies ist insbesondere relevant, wenn zusätzlich zur Frequenz Phasenwinkel zu bestimmen sind.

5.1.2.3 Mikrocontroller

In Abschnitt 4.1.4 werden zwei unterschiedliche Mikrocontroller dem standardmäßig verwendeten Arduino Nano gegenüber gestellt. Es handelt sich dabei um den Raspberry Pico W und den ESP-32. Bei dem Letzteren war eine erfolgreiche Implementierung bzw. Adaption der Messschaltung nicht möglich, da als Ergebnis mehrere Tausend Hertz gemessen wurden. Bei einer Überprüfung des zu messenden Signals mithilfe eines Oszilloskops stellte sich dieses als unauffälliges Rechtecksignal dar. Eine Störung des Mikrocontrollereingangs aufgrund von Signalinterferenzen erscheint daher unwahrscheinlich. Einen weiteren potenziellen Störeinfluss stellt ein sogenanntes „Floating“ des Eingangspins dar. Dabei kann ein Pin während einer Signalpause durch Umgebungsinterferenzen einen zufälligen Status annehmen. Im vorliegenden Fall könnten so unerwünschte Interrupt Ereignisse ausgelöst und die Stromfrequenz würde in der Folge überschätzt werden. Dieses Verhalten sollte allerdings durch den, in der Schaltung vorgesehenen, Pull-Down Widerstand unterdrückt werden. Da trotz des Experimentierens mit verschiedenen Pull-Down Widerständen das Problem weiter bestand, ist dies als Problem-Ursache nicht realistisch. Weiterhin ohne Effekt war das Übersetzen des Messsignals vom 5 V Logiklevel auf ein 3 V Logiklevel durch einen bidirektionalen Logiklevel Übersetzer. Begründet war dieser Ansatz in der 3.3 V Architektur des ESP-32 und der damit gekoppelten

Vermutung, dass eine höhere Spannung des Messsignals zu einer Überlastung des Mikrocontrollers führen könnte [44]. Zudem wurden mehrere Ausführungen des ESP-32 Boards getestet, alle wiesen dieselbe Problematik in Bezug auf die Messung auf. Daher ist auch nicht von einem Herstellungsfehler auszugehen. Am wahrscheinlichsten ist, dass der Platinentwurf schlicht nicht kompatibel zum Messgeräteentwurf ist. Eine abschließende Klärung des Sachverhalts war bis zum Ende des Projekts nicht möglich.

Im Gegensatz dazu stellte sich der 5 V kompatible Raspberry Pico W als geeignete Wahl für das Messverfahren dar [43]. Er zeigte im direkten Vergleich mit dem Arduino Nano sogar eine höhere Messgenauigkeit. Dies war bereits an der Messkurve ablesbar, da die Messergebnisse des Raspberry Pico W näher an denen der Referenzquellen lagen, als die des Arduino Nano (vgl. Abbildung 4.8). Eine Ursache für die erhöhte Messgenauigkeit könnte die mehr als 8x höhere Prozessorgeschwindigkeit des Raspberry Pico W darstellen. Dieser besitzt einen Zweikernprozessor mit 133 MHz Basistakt, während der Arduino Nano einen 16 MHz Einkernprozessor besitzt [39, 43]. Durch die höhere Taktfrequenz kann der Raspberry Pico W interruptsperrende Code-Bereiche schneller ausführen und somit früher eingegangene Interrupts abarbeiten. Infolgedessen könnte die Frequenzberechnung, bezogen auf die zeitliche Auflösung, genauer erfolgen.

Zusammenfassend können die Messschaltung und das Messprogramm als (eingeschränkt) unabhängig von der Arduino Nano Plattform gelten, da eine Verwendung mit weiteren Mikrocontrollerarchitekturen generell möglich ist. Dennoch scheint die Mikrocontrollerwahl einen Einfluss auf die Messqualität zu haben.

5.2 Störeinflussanalyse

Ein weiteres Hauptaugenmerk dieser Arbeit ist die Identifikation, Analyse und Evaluation von möglichen und in der Elektrotechnik gängigen Störeinflüssen. Betrachtet werden dabei thermische Einflüsse auf den Mikrocontroller und die Echtzeituhr, sowie der Effekt von Spannungsspitzen im Stromkreis auf das Messergebnis.

5.2.1 Thermische Einflüsse

Eine Temperaturänderung hat in der Mikroelektronik grundsätzlich Einfluss auf die Charakteristik von Bauteilen. Zum Beispiel erhöht sich der Widerstand von Leitern mit zunehmender Temperatur, während sich der Widerstand von Halbleitern typischerweise bei einer Zunahme der Temperatur verringert [56, S. 39].

5.2.1.1 Temperaturreduktion

Die Abkühlung des Arduino Boards mit Kältespray wirkte auf das Messergebnis primär durch ausreißende Werte aus. Zunächst zeichnete sich in der Messung eine Frequenzspitze ab. Anschließend waren Frequenzabfälle ins Negative und eine Messlücke sichtbar (vgl. Abbildung 4.9). Obwohl mit einem generalisierten Effekt gerechnet wurde, wie etwa einem stark abweichenden Messtrend, blieb dieser aus. Der Arduino Nano zeigte sich bis auf die einzelnen Ausreißer temperaturstabil und auch

unter Kälteeinfluss ausreichend präzise, um den Messtrend der Vergleichswerte weitestgehend abzubilden. Diese Beobachtung stimmt auch mit den Angaben des Datenblatts überein, welche einen Verwendungsbereich für den Arduino Nano zwischen -40 °C und $+85\text{ °C}$ vorsehen [39]. Dennoch führten die Ausreißer zu hohen Fehlerwerten in der statistischen Auswertung. Das liegt an einer hohen Empfindlichkeit der Fehlermetriken gegenüber abweichenden Werten. Ob in einer Messung nur einige wenige Werte stark abweichen oder generell eine systematische Abweichung vorliegt, wird von den verwendeten Fehlermaßen nicht berücksichtigt. Um diesem Problem zu begegnen, könnten zukünftig Ausreißerwerte der Fehlerberechnung entnommen werden. Das Bereinigen der Messdaten von Ausreißern wurde in dieser Bachelorarbeit nicht vorgenommen, um zum einen bei Langzeitmessungen Messabweichungen zuverlässig erfassen zu können und zum anderen die Fehlerwerte zwischen den Messungen vergleichbar zu halten.

Weiterhin anzumerken ist, dass während der Messung eine starke Kondensatbildung auf dem Mikrocontroller einsetzte. Das galt besonders für die letzteren beiden Drittel des Messzeitraums, in deren Verlauf ein durchgängiger Flüssigkeitsfilm auf dem Arduino entstand. Daher könnten Messabweichungen in diesen Zeiträumen neben den thermischen Effekten auch durch elektrische Kurzschlüsse entstanden sein.

Im Kontrast zu den Ergebnissen des Kälteexperimentes mit dem Arduino Nano stehen die Messergebnisse des Kälteexperimentes mit der RTC. Diese ist zwar laut Datenblatt in der verwendeten Industrieausführung ebenfalls von -40 °C bis $+85\text{ °C}$ einsetzbar, jedoch sind im Messerverlauf nach der Kältesprayanwendung temperaturbedingte Schwankungen erkennbar (vgl. Abbildung 4.12). Zum Beispiel ist unmittelbar mit der Kältesprayapplikation eine überhöhte Frequenzermittlung in der Messkurve sichtbar (vgl. Abbildung 4.12). Das erscheint zunächst unintuitiv, da die Frequenz eines Oszillators, welcher den Kern der Zeiterfassung einer RTC darstellt, bei einer Temperaturreduktion ansteigt [92]. Infolgedessen müsste die RTC, die verstrichene Realzeit überschätzen und das Zeitsignal der Uhr würde zu früh ausgelöst werden. Dadurch würden die Zeitabstände zwischen den Zeitsignalen kleiner werden. Infolgedessen würde der Mikrocontroller die Messzeitfenster verkürzen und daher weniger Flanken pro Zeitfenster erfassen können. Das Resultat wäre eine Unterschätzung der tatsächlichen Stromnetzfrequenz. Dies ist aber offensichtlich nicht der Fall. In der vorliegenden Messung nimmt die gemessene Frequenz im Vergleich zur Referenzfrequenz zu. Begründen lässt sich dieses Verhalten durch das Temperaturkompensationssystem der DS3231 RTC: Registriert der integrierte Temperatursensor einen Temperaturabfall, dann kommt es zu einem Eingriff des Regelsystems. Vermutlich fällt die Gegenreaktion des Regelsystems so stark aus, dass in deren Folge die verstrichene Realzeit zunächst unterschätzt wird. Da sich die Messfrequenz nach einem initialen Ausschlag wieder den Referenzwerten annähert, wird vermutlich vom Kontrollsystem nachgeregelt, sobald sich das Quarzverhalten nach dem Temperaturabfall stabilisiert hat. Dies erscheint plausibel, da Quarzkristalle nonlinear auf Temperaturänderung reagieren können [25].

Während der folgenden Erwärmungsphase, nach dem Abtauen des Kältemittels, kommt es zu einem Frequenzabfall in der Messung, welcher durch die inverse Reaktion des Regelsystems auf den Temperaturanstieg gewertet werden kann. Die beobachteten Frequenzspitzen in der Messung sind vermutlich eine Folge der starken Kondensatbildung im Messverlauf, was die Echtzeituhr zunehmend elektrisch kurzschloss und zum Totalausfall der Komponente im letzten Messdrittel führte. Dafür spricht auch, dass eine weitere Verwendung der RTC erst nach der Abtrocknung mithilfe von saugfähigem Zellstoff möglich war.

5.2.1.2 Temperaturerhöhung

Die Endtemperatur beim aktiven Aufheizen der verbauten Komponenten bewegt sich in einem Bereich von 70 °C - 80 °C. Dieses Temperaturspektrum stimmt mit der oberen Grenze des für den Arduino Nano und der DS3231 [RTC](#) herstellerspezifizierten Bereich von max. 80 °C überein [28, 39].

Im Fall des Arduino Nanos schlägt sich dies auch im Messergebnis nieder. Die Abweichung zwischen dem aufgeheizten Board und der Vergleichsmessung fällt optisch gering aus und weist auch nur marginal erhöhte Fehlerwerte auf. Eine Temperaturerhöhung im spezifizierten Bereich beeinflusst den Arduino Nano also kaum.

Ebenfalls geringer als bei der Kalttemperaturmessung fallen die Hochtemperatureffekte auf die DS3231 RTC aus. Während der Heizphase überschätzt das Messgerät die reale Frequenz mehrfach, während es beim Eintreten in die Abkühlphase die Frequenz unterschätzt. Auch hier ist ein Zusammenhang mit einer temporären Überregulation durch das Kontrollsystem der [RTC](#) wahrscheinlich. Insgesamt verliert das Modul weder seine Zeitkalibrierung, noch fällt das Modul aus und kann als robust gegen Temperaturerhöhung angesehen werden. Zusammenfassend erscheint das Messgerät gegen Temperaturanstieg, im Vergleich zur Raumtemperatur, robuster zu reagieren als gegenüber Temperaturreduktion.

5.2.2 Spannungsspitzen

Bei der Analyse des Einflusses von Spannungsspitzen auf das Messergebnis zeigte sich das Messgerät anfällig für selbige im nahen Umfeld. Jedoch lassen sich nicht alle im Nahbereich erzeugten Spannungsspitzen (75 Stück) in der Messkurve erkennen. Dies kann mehrere Gründe haben. Einerseits filtert vermutlich der dem [MOSFET](#) vorgeschaltete RC-Tiefpass bereits Spannungsspitzen heraus. Zum anderen erfolgte die Generierung der Spannungsspitzen durch Steckvorgänge provisorisch und die reale Höhe der Spannungsspitzen ist weder bekannt noch genormt. Daher ist unklar, ob jeder Steckvorgang die nötige Amplitude im Stromkreis erzeugte, um abgebildet zu werden. Auffällig ist, dass in der Kontrollmessung zwei Spannungsspitzen simultan zur Versuchsmessung auftreten. Die Ursache dafür kann neben dem Durchschlagen durch den gemeinsamen Anschluss an dem Auswertungscomputer, auch in einer mangelhaften Separation zwischen den zu messenden Stromkreisen liegen. Ebenfalls ist ein zufälliges Auftreten denkbar.

Von den erzeugten Spannungsspitzen im erweiterten Umfeld des Messgeräts schlägt sich keine in die Messung durch, sofern das RC - Tiefpass Filterglied aktiv ist (vgl. Abbildungen [4.18](#) und [4.19](#)). Dieses Ergebnis spricht für eine korrekte Funktion des RC - Tiefpass Filters, dessen Grenzfrequenz bei ca. 200 Hz liegt. Aus den Messergebnissen geht zudem hervor, dass Spannungsspitzen aus dem erweiterten Umfeld erfolgreicher herausgefiltert werden können als Spannungsspitzen im Nahbereich des Messgeräts. Es könnten verschiedene Effekte zum Tragen kommen, die dieses Resultat erklären: Lastspitzen aus dem erweiterten Umfeld des Messgeräts haben einen größeren Leitungsweg zurückzulegen. Dabei könnte es zu einer Mittlung und Abschwächung der Spannungsspitzen durch den erhöhten Widerstand der größeren Leiterstrecke oder durch zwischengeschaltet Verbraucher kommen. Auch Intefrenz- und Auslöschungseffekte zwischen den erzeugten Lastspitzen und vorhandenen Störeinflüssen sind aufgrund des größeren Leitwegs denkbar.

Unabhängig von der genauen Ursache der Beobachtung, ist perspektivisch eine verbesserte Nahbereichsfilterung zu implementieren. Einerseits könnte das RC-Tiefpass Filterglied restriktiver ausgelegt bzw. dessen Grenzfrequenz reduziert werden. Das würde aber zu einem verringerten Messbereich führen. Andererseits ist zusammen mit einem höherfrequenten Zeitsignal auch eine Softwareseitige Lösung vorstellbar: Durch das höherfrequente Zeitsignal könnte die Stromnetzfrequenz häufiger als einmal pro Sekunde ermittelt werden. Am Ende der jeweiligen Sekunde könnten Spannungsspitzen durch Bildung des Medians über die laufende Sekunde aus der Messung entfernt werden. Ebenfalls denkbar wäre ein Vergleich der Geradenanstiege zwischen den Messpunkten. Verlassen zwei der Anstiege in Folge den gewöhnlichen Rahmen, würde der dazwischenliegende Messpunkt verworfen werden. Anschließend könnte am Ende einer Sekunde, unabhängig davon ob Werte entfernt wurden, ein Mittelwert über die aktuellen Messwerte gebildet werden. In der Folge würde weiterhin ein Wert pro Sekunde vom Mikrocontroller zurückgegeben werden, jedoch mit geringerer Störanfälligkeit. Eine Evaluation dieses Ansatzes steht noch aus.

5.3 Vergleich mit dem micromax-fgps Messgerät

Unter der Annahme, dass das micromax-fgps Gerät über die nachverfolgte Leiterbahn digital an einem Change-Notification Pin misst, ist der Mess-Aufbau vergleichbar mit dem selbst konzipierten Gerät. Dennoch unterscheiden sich einige Komponenten. Das micromax-fgps Gerät setzt auf einen unterschiedlichen Transformator, einen Halbwellen-Gleichrichter statt auf einen Vollwellen-Gleichrichter, und es verwendet einen Optokoppler zur Signalweiterleitung an Stelle eines MOSFETs. Wie auch im selbst konzipierten Messgerät sorgt eine RTC für die Zeiterfassung RTC. Im Gegensatz zum konzipierten Gerät synchronisiert das micromax-fgps seine interne Uhr selbsttätig gegen ein GNSS-Signal. Eine Aussage zur softwareseitigen Messlogik kann nicht getroffen werden, da der Programmcode nicht vorlag.

Auch in den Messwerten unterscheiden sich die beiden Messgerätetypen. Generell liegen die Messwerte des micromax-fgps näher an den Werten von Grid Radar, als die vom selbst konzipierten Messgerät. Weiterhin zeigte sich das eigene Messgerät anfälliger für Schwankungen im Messstromkreis als das micromax-fgps. Nachteile des micromax-fgps sind im Vergleich die Neigung zu Messlücken (vgl. z.B. Abbildung 4.4) und der deutlich höhere Anschaffungspreis.

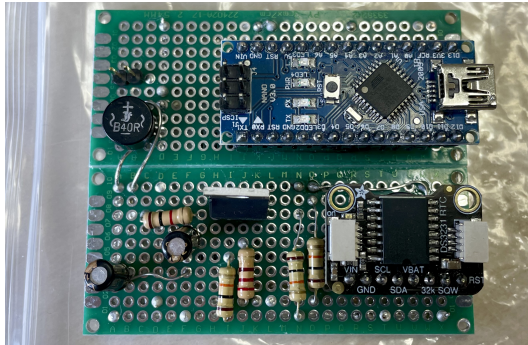
6 Fazit und Ausblick

Insgesamt konnten die abgesteckten Projektziele erfüllt werden. Es gelang die Konzeption und Evaluation eines forensisch geeigneten und preisgünstigen Messgeräts. Der Teilewert inklusive Mikrocontroller, Trafo, Echtzeituhr, weiterer elektrotechischer Bauteile und eines geeigneten Raspberry Pi als Auswertungscomputer liegen bei gerade einmal 100 €. Auch die relevantesten Störeinflüsse konnten identifiziert und deren Auswirkungen bestimmt werden. Während eine Temperaturerhöhung nur geringe Auswirkungen auf die Messqualität des Messgeräts hat, gilt dies nicht für eine starke Temperaturreduktion und Spannungsspitzen im nahen Umfeld des Messgeräts. Neben der reinen Messung konnte durch das Integrieren einer Datenbankschnittstelle in die Auswertungssoftware auch eine skalierbare und durchsuchbare Persistenzschicht für die gesammelten Messergebnisse geschaffen werden.

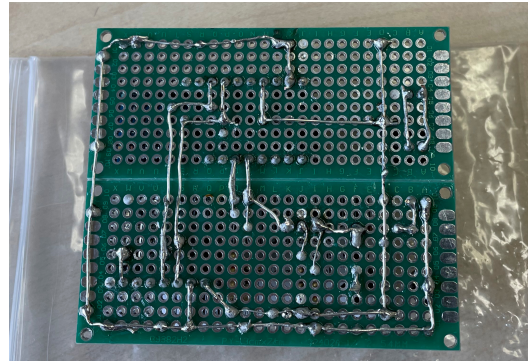
Trotz dieser Erfolge sind noch einige Themenfelder offen geblieben. Zunächst ist hier die Optimierung des Messgeräteverhaltens bei Spannungsspitzen im Messstromkreis zu nennen. Die bis zum Projektende bestehende Anfälligkeit gegenüber Spannungsspitzen im nahen Umfeld des Messgeräts stellen vielleicht die größte Problematik im Realbetrieb dar. Neben eine weitere Optimierung der Filterung des Eingangssignals durch RC-Tiefpassfilter könnten auch softwareseitige Lösungen wie zum Beispiel durch kürzere Messintervalle und anschließender Mittlung der Messfrequenz vielversprechende Ansätze sein. Eine weitere Unbekannte stellen noch nicht untersuchte Störeinflüsse dar. Zu untersuchen sind zum Beispiel mechanische Einflüsse durch Vibration im Netzfrequenzbereich, der Einfluss von (ionisierender) radioaktiver Strahlung und auch die Effekte von Magnetismus und Elektromagnetismus. Ebenfalls noch offen ist die Bestimmung von der oberen und unteren Messbereichsgrenzen des Messgeräts. Dies könnte mithilfe eines 230 V AC Signalgenerators realisiert werden, der als Spannungsquelle an den Trafo des Messgeräts geschaltet wird. Anhand der bekannten Eingangsfrequenz könnten, neben den Messbereichsgrenzen, auch weitere Daten über die Messgenauigkeit gesammelt werden. Ein entsprechender Frequenzgenerator stand während dieser Bachelorarbeit nicht zur Verfügung. Neben des Messgeräteverhaltens sollte auch der Einfluss des Messgeräts auf andere elektrotechnischen Geräte in der Umgebung erfasst werden, insbesondere bei einer geplanten Serienproduktion. Zu nennen ist hier insbesondere die Abstrahlung von elektromagnetischen Feldern, zu denen für den vorliegenden Prototypen bisher keine Daten vorliegen. Die, falls das Abstrahlverhalten des Messgeräts unkritisch sein sollte, „EMF - Konformität“ des Messgeräts ist für den Einsatz in Industrie und Forschung häufig ein Kriterium.

Weiterhin sollte eine funktionsorientierte praktische Evaluation von Mikrocontrollerboards in weiterführenden Arbeiten angestrebt werden. Neben einer Ursachenforschung für die Inkompatibilität des ESP-32 kann hier der Fokus vor allem auf eine Exploration der Möglichkeiten des Raspberry Pico W gelegt werden. Zum einen ist dieser mit einem Preis von 6 - 7€ pro Einheit verhältnismäßig günstig, zum anderen auch sehr leistungsfähig. Er besitzt einen zweikernigen Prozessor von denen derzeit nur einer für die Messungen verwendet wird [93]. Der zweite Kern steht für eine Verwendung mit der verbauten WiFi und Bluetoothschnittstelle und auch zur Weiterverarbeitung der Messdaten zur Verfügung [43]. Eine konkrete Anwendungsmöglichkeit für diese Ressourcen ist zum Beispiel das direkte Übermitteln der Daten an eine netzwerkangebundene Datenbank. Die in dieser Arbeit verwendete InfluxDB Datenbank bietet bereits Softwareentwicklungspakete für den Mikrocontrollereinsatz an [63].

Außerdem ausstehend ist die Komplettintegration und Miniaturisierung des Messsystems auf einer Leiterplatte für die serienmäßige Produktion und den Einsatz an verschiedenen Messorten. Ein handgelöteter erster Entwurf konnte zum Projektende hin realisiert werden (Abbildung 6.1). Diesem fehlt allerdings noch ein verbauter Trafo zum direkten Anschluss an das 230 Volt Netz und eine unabhängige Spannungsquelle zum Betrieb des Mikrocontrollers ohne USB-Anschluss.



(a) Oberseite der Platine mit Arduino Nano, Gleichrichter, MOSFET, RC-Tiefpass und DS3231 RTC.



(b) Unterseite der Platine. Zu erkennen die Stiftleisten der Sockel für Arduino und RTC, sowie die Leiterbahnen zwischen den Komponenten.

Abbildung 6.1: Fotografie des handgelöteten Platinententwurfs.

Abschließend sollte noch eine Anwendung zur automatisierten Durchsuchung der Datenbank entwickelt werden. Diese sollte dazu fähig sein, im Rahmen von Untersuchungen extrahierte Frequenzgänge gegen die Datenbank abzugleichen. Im Falle eines Treffers sollten die zugehörigen Metadaten aus der Datenbank, zusammen mit den passenden Frequenzgängen aus der Datenbank ausgegeben werden. Einen vielversprechenden Ansatz für den Abgleich der Frequenzdaten bietet die Kreuzkorrelation [83].

Anhang A: Entwurf einer analog messender Schaltung

Eine zusätzliche Möglichkeit zur Abnahme der Netzfrequenz ist das direkte Umwandeln des Eingangssignals über den Analog Digital Converter (ADC) des Arduinos. Dieser vergleicht die Spannung am analogen Pin gegen eine Referenzspannung und bildet sie auf einen 10-bit digitalen Zahlenwert ab [94].

Um das Signal vom verwendeten 230 V - 4 V AC Transformator über den Gleichrichter kontrolliert auf den Analog-Pin des Arduinos zu leiten, ist der Aufbau einer elektrotechnischen Schaltung notwendig. Ein möglicher Entwurf ist in Abbildung A.1 dargestellt. Bei der dargestellten Schaltung wird das Stromsignal über einen Spannungsteiler abgenommen. Das verhindert, dass starke Spannungsspitzen beim Ein- und Ausschalten des Transformators ungehindert in den Mikrocontroller fließen und diesen überlasten. Ebenfalls wird der Eingangsstrom in den Mikrocontroller begrenzt. Der Hersteller gibt hier einen Maximalwert von max. 20 mA an [39]. Parallel zu dem Spannungsteiler ist ein 10 μ Farad Kondensator gleichgeschaltet. Dieser glättet die Eingangsspannung und filtert gröbere Interferenzen heraus. Der Widerstand R3 stellt einen sogenannten Pull-Down Widerstand dar und zieht das Potenzial am Analogport auf 0 V, wenn kein Signal anliegt. Dies verhindert falsche Messwerte durch Grundrauschen. Die Analogschaltung stellt in dieser Arbeit lediglich eine Machbarkeitsstudie dar und deren Weiterentwicklung wurde in der Frühphase des Projekts zugunsten der einfacher auswertbaren Digitalschaltung aufgegeben.

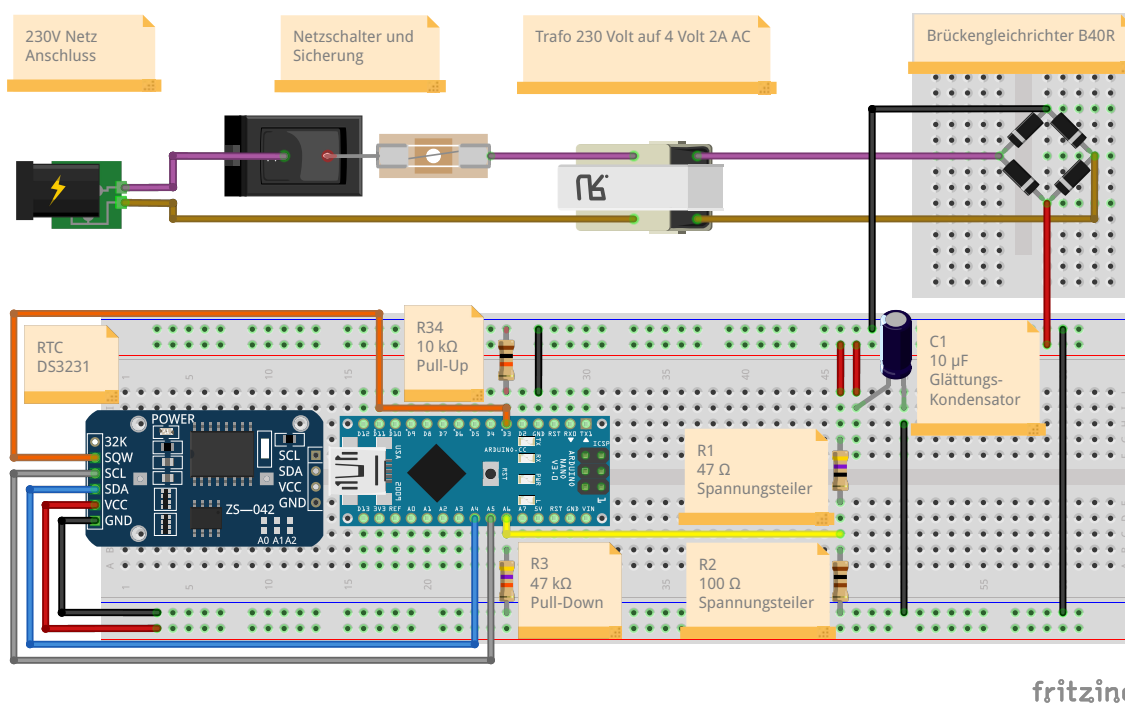


Abbildung A.1: Schematische Darstellung der analog messenden Schaltung. Die Abnahme des Stromsignals erfolgt nach der Glättung mit dem Kondensator C1 über den Spannungsteiler R1 / R2 auf den Analogpin A6. Als externer Zeitgeber fungiert das 1 Hz Signal einer DS3231 RTC angeschlossen an Pin D3.

Anhang B: Das EMF Dateiformat

Zur effizienten Speicherung der Logdaten kann auch das EMF hier neu-definierte Dateiformat verwendet werden: Der Name des Formats leitet sich vom englischen Begriff „electric mains frequency“ **EMF** ab. Die Daten werden im EMF Format direkt binär encodiert abgespeichert, um Speicherplatz gegenüber Textdateien zu sparen. Abbildung B.1 stellt beispielhaft, die ersten 80 Byte einer EMF Datei in hexadezimaler Schreibweise dar.

```
0 C1C16464 26194842 017D1948 42029216 4842035B 11484204 58104842 055F0F48 4206EE0E 4842072B
40 10484208 97104842 09051148 42CBC164 641B1248 42011B15 484202B7 17484203 78194842 049E1E48
```

Abbildung B.1: Hexadezimale Darstellung der ersten 80 Bytes einer EMF Datei.

Der Arduino stellt bei seiner Ausgabe 4 Byte vorzeichenlose Ganzzahl für den Zeitstempel und 4 Byte Gleitkommazahl für den Frequenzwert zur Verfügung, was in 8 Byte an Messwerten pro Sekunde resultiert. Um die zu speichernde Datenmenge zu reduzieren, wird nicht jeder Zeitstempel vollständig in der EMF Datei abgelegt. Zunächst wird der erste Zeitstempel in der Datei als vollständige 4 Byte vorzeichenlose Ganzzahl abgelegt. Danach werden die nächsten 4 Byte mit der zugehörigen Frequenz als Gleitkommazahl belegt. Anschließend folgen 9 Segmente mit einer Länge von je 5 Byte. Das erste Byte stellt dabei einen Offset (engl. für Abstand) zum letzten vollständig gespeicherten Zeitstempel dar. Dieser wird als Differenz zwischen dem Zeitstempel des aktuellen Messwerts und dem letzten vollständigen Zeitwert gebildet. Bei den folgenden 4 Byte handelt es sich jeweils um den zugehörigen Frequenzwert. Der zehnte Eintrag umfasst wiederum 8 Byte mit dem vollständigen Zeitstempel und dem Frequenzeintrag. Ab diesem Zeitpunkt wiederholt sich das Muster erneut. Abbildung B.2 veranschaulicht die Decodierung der 80 Bytes aus Abbildung B.1 und steht exemplarisch für das Dateiformat.

C1C16464	26194842	017D1948	42029216	4842035B	11484204	58104842
Initiale Posix Zeit: 1684324801	Frequenz: ~50,025 Hz	Zeit Offset 01 => 1684324801 + 01 = 1684324802	Zeit Offset 02 => 1684324803	Zeit Offset 03 => 1684324804	Zeit Offset 04 => 1684324805	Frequenz: ~50,016 Hz
055F0F48	4206EE0E	4842072B	10484208	97104842	09051148	42CBC164
Zeit Offset 05 => 1684324806	Zeit Offset 6 => 1684324807	Zeit Offset 07 => 1684324808	Zeit Offset 08 => 1684324809	Frequenz: ~50,016 Hz	Zeit Offset 09 => 1684324810	Frequenz: 50.017
Frequenz: ~50,015 Hz	Frequenz: ~50,015 Hz	Frequenz: ~50,106 Hz				Vollständiger Zeitstempel: 1684324811
641B1248	42011B15	484202B7	17484203	78194842	049E1E48	
Frequenz: ~50,018 Hz	Zeit Offset 01 => 1684324812	Zeit Offset 02 => 1684324813	Zeit Offset 03 => 1684324814	Frequenz: ~50,025 Hz	Zeit Offset 04 => 1684324815	
	Frequenz: ~50,021 Hz	Frequenz: ~50,023 Hz				

Abbildung B.2: Decodierung der ersten 80 Bytes einer EMF Datei.. Es wechseln sich je eine Zeile Bytecode und eine Zeile decodierter Klartext ab. Die letzten 3 Bytes Bytecode konnten nicht decodiert werden, da das fehlende vierte Byte außerhalb des Darstellungsbereichs liegt.

Als Resultat dieser Speicherform sinkt der Speicherbedarf von 8 Byte pro Eintrag auf durchschnittliche 5,3 Byte pro Eintrag, ohne relevante Informationen zu verlieren. Eine weitere Effizienzsteigerung durch Vergrößerung der Abstände zwischen den vollständigen Zeiteinträgen wäre möglich, davon wird jedoch aus Redundanz und Durchsuchbarkeitsgründen abgesehen. Als Dateiendung ist für das EMF-Format ist „.emf“ vorgesehen.

Literaturverzeichnis

- [1] Bundesamt für Sicherheit in der Informationstechnik, „Leitfaden „IT-Forensik““, 2010.
- [2] H. T. Sencar, L. Verdoliva und N. Memon, Hrsg., *Multimedia Forensics* (Advances in Computer Vision and Pattern Recognition). Singapore: Springer Singapore, 2022, ISBN: 9789811676215. DOI: [10.1007/978-981-16-7621-5](https://doi.org/10.1007/978-981-16-7621-5). Adresse: <https://link.springer.com/10.1007/978-981-16-7621-5> (besucht am 23. 05. 2023).
- [3] Z. Xiang, J. Horvath, S. Baireddy, P. Bestagini, S. Tubaro und E. J. Delp, „Forensic Analysis of Video Files Using Metadata“, in *2021 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops (CVPRW)*, Nashville, TN, USA: IEEE, Juni 2021, S. 1042–1051, ISBN: 978-1-66544-899-4. DOI: [10.1109/CVPRW53098.2021.00115](https://doi.org/10.1109/CVPRW53098.2021.00115). Adresse: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9523116/> (besucht am 23. 05. 2023).
- [4] C. Grigoras, „Digital audio recording analysis: The Electric Network Frequency (ENF) Criterion“, *International Journal of Speech, Language and the Law*, Jg. 12, Nr. 1, S. 63–76, Juni 2005, ISSN: 1748-8885, 1748-8893. DOI: [10.1558/sll.2005.12.1.63](https://doi.org/10.1558/sll.2005.12.1.63). Adresse: <https://journal.equinoxpub.com/IJSLL/article/view/9977> (besucht am 20. 05. 2023).
- [5] D. Labudde und M. Spranger, Hrsg., *Forensik in der digitalen Welt*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2017, ISBN: 978-3-662-53801-2. DOI: [10.1007/978-3-662-53801-2](https://doi.org/10.1007/978-3-662-53801-2). Adresse: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-662-53801-2> (besucht am 23. 05. 2023).
- [6] G. Frijters und Z. J. M. H. Geradts, „Use of electric network frequency presence in video material for time estimation“, *Journal of Forensic Sciences*, Jg. 67, Nr. 3, S. 1021–1032, 2022, ISSN: 1556-4029. DOI: [10.1111/1556-4029.15003](https://doi.org/10.1111/1556-4029.15003). Adresse: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1111/1556-4029.15003> (besucht am 10. 07. 2023).
- [7] A. Triantafyllopoulos, A. Foliadis, G. Roustas, I. Krillis, F. Athanasiou und M. Papaioannou, „Exploring Power Signatures for Location Forensics of Media Recordings“, in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing 2016*, Shanghai China, 2016. Adresse: https://sigport.org/sites/default/files/Report_ID24479_1.pdf (besucht am 10. 03. 2023).
- [8] M. M. Elmesalawy und M. M. Eissa, „New Forensic ENF Reference Database for Media Recording Authentication Based on Harmony Search Technique Using GIS and Wide Area Frequency Measurements“, *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, Jg. 9, Nr. 4, S. 633–644, Apr. 2014, ISSN: 1556-6021. DOI: [10.1109/TIFS.2014.2304838](https://doi.org/10.1109/TIFS.2014.2304838).
- [9] G. Karantaidis und C. Kotropoulos, „An Automated Approach for Electric Network Frequency Estimation in Static and Non-Static Digital Video Recordings“, *Journal of Imaging*, Jg. 7, Nr. 10, S. 202, 10 Okt. 2021, ISSN: 2313-433X. DOI: [10.3390/jimaging7100202](https://doi.org/10.3390/jimaging7100202). Adresse: <https://www.mdpi.com/2313-433X/7/10/202> (besucht am 18. 08. 2023).
- [10] Y. Jeon, M. Kim, H. Kim, H. Kim, J. H. Huh und J. W. Yoon, „I’m Listening to your Location! Inferring User Location with Acoustic Side Channels.“, in *Proceedings of the 2018 World Wide Web Conference on World Wide Web - WWW '18*, Lyon, France: ACM Press, 2018, S. 339–348, ISBN: 978-1-4503-5639-8. DOI: [10.1145/3178876.3186100](https://doi.org/10.1145/3178876.3186100). Adresse: <http://dl.acm.org/citation.cfm?doid=3178876.3186100> (besucht am 18. 08. 2023).

- [11] P. Top, M. R. Bell, E. Coyle und O. Wasynczuk, „Observing the Power Grid: Working Toward a More Intelligent, Efficient, and Reliable Smart Grid with Increasing User Visibility“, *IEEE Signal Processing Magazine*, Jg. 29, Nr. 5, S. 24–32, Sep. 2012, ISSN: 1558-0792. DOI: [10.1109/MSP.2012.2186763](https://doi.org/10.1109/MSP.2012.2186763).
- [12] L. Wang u. a., „Frequency Disturbance Recorder Design and Developments“, in *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Juni 2007, S. 1–7. DOI: [10.1109/PES.2007.385880](https://doi.org/10.1109/PES.2007.385880).
- [13] D. Ibrahim, „Accurate Measurement of the Mains Electricity Frequency“, *th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, 2011.
- [14] Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik in DIN und VDE, „DIN EN 50160:2020-11, Merkmale Der Spannung in Öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen; Deutsche Fassung EN_50160:2010_+ Cor.:2010_+ A1:2015_+ A2:2019_+ A3:2019“, Beuth Verlag GmbH, 25. März 2019. DOI: [10.31030/3187943](https://doi.org/10.31030/3187943). Adresse: <https://www.beuth.de/de/-/327353625> (besucht am 29. 06. 2023).
- [15] H. Zabel, *Kurzlehrbuch Physik*, 2., aktualisierte Auflage. Stuttgart New York: Georg Thieme Verlag, 2016, 239 S., ISBN: 978-3-13-240030-6.
- [16] O. Elgerd, „Control of Electric Power Systems“, *IEEE Control Systems Magazine*, Jg. 1, Nr. 2, S. 4–16, Juni 1981, ISSN: 2374-9385. DOI: [10.1109/MCS.1981.1100766](https://doi.org/10.1109/MCS.1981.1100766).
- [17] J. Kruse, B. Schäfer und D. Witthaut, „Predictability of Power Grid Frequency“, *IEEE Access*, Jg. 8, S. 149 435–149 446, 2020, ISSN: 2169-3536. DOI: [10.1109/ACCESS.2020.3016477](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3016477).
- [18] European Network of Transmission System Operators for Electricity, *P1 – Policy 1: Load-Frequency Control and Performance [C]*, März 2009. Adresse: https://eepublicdownloads.entsoe.eu/clean-documents/pre2015/publications/entsoe/Operation_Handbook/Policy_1_final.pdf (besucht am 21. 05. 2023).
- [19] Verband der Netzbetreiber - VDN – e.V. beim VDEW, *TransmissionCode 2007 - Netz- Und Systemregeln Der Deutschen Übertragungsnetzbetreiber*, Aug. 2007. Adresse: <https://www.vde.com/resource/blob/937758/14f1b92ea821e9e19ee13fc798c1ee0e/transmissioncode-2007--netz--und-systemregeln-der-deutschen-uebertragungsnetzbetreiber-data.pdf> (besucht am 15. 08. 2023).
- [20] U. Brinkschulte und T. Ungerer, *Mikrocontroller Und Mikroprozessoren* (Springer-Lehrbuch). Berlin, Heidelberg: Springer, 2002, ISBN: 978-3-662-08746-6. DOI: [10.1007/978-3-662-08746-6](https://doi.org/10.1007/978-3-662-08746-6). Adresse: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-662-08746-6> (besucht am 23. 05. 2023).
- [21] H. Ernst, J. Schmidt und G. Beneken, *Grundkurs Informatik*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2016, ISBN: 978-3-658-14634-4. DOI: [10.1007/978-3-658-14634-4](https://doi.org/10.1007/978-3-658-14634-4). Adresse: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-658-14634-4> (besucht am 23. 05. 2023).
- [22] T. Mühl, *Elektrische Messtechnik: Grundlagen, Messverfahren, Anwendungen* (Lehrbuch), 6., überarbeitete Auflage. Wiesbaden [Heidelberg]: Springer Vieweg, 2020, 306 S., ISBN: 978-3-658-29116-7 978-3-658-29115-0.
- [23] H. Bernstein, *Messtechnik: Analog, Digital Und Virtuell*, 2., korrigierte und ergänzte Auflage. Berlin ; Boston: Walter de Gruyter GmbH, 2018, ISBN: 978-3-11-054217-2.
- [24] W. Herzog, *Oszillatoren mit Schwingkristallen*. Berlin, Heidelberg: Springer, 1958, ISBN: 978-3-642-48061-4 978-3-642-48060-7. DOI: [10.1007/978-3-642-48060-7](https://doi.org/10.1007/978-3-642-48060-7). Adresse: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-642-48060-7> (besucht am 14. 08. 2023).

- [25] F. Walls und J.-J. Gagnepain, „Environmental Sensitivities of Quartz Oscillators“, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Jg. 39, Nr. 2, S. 241–249, März 1992, ISSN: 1525-8955. DOI: [10.1109/58.139120](https://doi.org/10.1109/58.139120).
- [26] M. E. Frerking, *Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation*. Dordrecht: Springer Netherlands, 1978, ISBN: 978-94-011-6058-2 978-94-011-6056-8. DOI: [10.1007/978-94-011-6056-8](https://doi.org/10.1007/978-94-011-6056-8). Adresse: <http://link.springer.com/10.1007/978-94-011-6056-8> (besucht am 14.08.2023).
- [27] P. Fischer und P. Hofer, *Lexikon der Informatik*, 14., überarb. Aufl. Berlin Heidelberg: Springer, 2008, 966 S., ISBN: 978-3-540-72550-3 978-3-540-72549-7.
- [28] Maxim Integrated Products Inc., *Datasheet Ds3231.Pdf*, 2015. Adresse: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ds3231.pdf> (besucht am 29.03.2023).
- [29] A. Bauch, D. Piester, T. Polewka und E. Staliuniene, „On the possibility of getting traceable time and frequency measurements via GNSS receivers“, *GPS Solutions*, Jg. 24, Nr. 4, S. 113, 2. Sep. 2020, ISSN: 1521-1886. DOI: [10.1007/s10291-020-01024-8](https://doi.org/10.1007/s10291-020-01024-8). Adresse: <https://doi.org/10.1007/s10291-020-01024-8> (besucht am 23.05.2023).
- [30] National Oceanic and Atmospheric Administration, U.S. Space Force, National Coordination Office for Space-Based Positioning, Navigation, and Timing und U.S. Department of Commerce. „GPS.Gov: Other Global Navigation Satellite Systems (GNSS)“. (19. Okt. 2021), Adresse: <https://www.gps.gov/systems/gnss/> (besucht am 23.05.2023).
- [31] T. A. Stansell, „GNSS Interoperability“, in *Position, Navigation, and Timing Technologies in the 21st Century*, Y. T. J. Morton, F. Diggelen, J. J. Spilker, B. W. Parkinson, S. Lo und G. Gao, Hrsg., 1. Aufl., Wiley, 23. Dez. 2020, S. 205–214, ISBN: 978-1-119-45844-9. DOI: [10.1002/9781119458449.ch9](https://doi.org/10.1002/9781119458449.ch9). Adresse: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/9781119458449.ch9> (besucht am 23.05.2023).
- [32] B. Hofmann-Wellenhof, G. Kienast und H. Lichtenegger, *GPS in der Praxis*. Vienna: Springer, 1994, ISBN: 978-3-7091-9369-3. DOI: [10.1007/978-3-7091-9369-3](https://doi.org/10.1007/978-3-7091-9369-3). Adresse: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-7091-9369-3> (besucht am 23.05.2023).
- [33] F. Puente León, *Messtechnik: Systemtheorie für Ingenieure und Informatiker (Messtechnik)*, 10. Aufl. 2015. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2015, ISBN: 978-3-662-44821-2.
- [34] H. Bernstein, *Messelektronik und Sensoren: Grundlagen der Messtechnik, Sensoren, analoge und digitale Signalverarbeitung*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden Imprint Springer Vieweg, 2014, ISBN: 978-3-658-00549-8.
- [35] I. Grout, *Digital Systems Design with FPGAs and CPLDs*, 1. Aufl. Elsevier, 2008, 763 S., ISBN: 978-0-7506-8397-5. DOI: [10.1016/B978-0-7506-8397-5.X0001-3](https://doi.org/10.1016/B978-0-7506-8397-5.X0001-3). Adresse: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780750683975X00013> (besucht am 06.04.2023).
- [36] D. Crosby, „The Ideal Transformer“, *IRE Transactions on Circuit Theory*, Jg. 5, Nr. 2, S. 145–145, Juni 1958, ISSN: 2331-3854. DOI: [10.1109/TCT.1958.1086447](https://doi.org/10.1109/TCT.1958.1086447).
- [37] AZ-Delivery Vertriebs GmbH, *Nano V3 Mit CH340 Datenblatt*, 29. Aug. 2018. Adresse: https://cdn.shopify.com/s/files/1/1509/1638/files/Nano_V3_mit_CH340_Datenblatt_08ae97cb-a7dd-487f-9cfa-c3ae7aa871f1.pdf?v=1656071541 (besucht am 17.07.2023).
- [38] BerryBase DE, *Kompatibler Arduino Nano mit Atmel Mega 328P Prozessor & FTDI FT232RL USB-Chipsatz inkl. Kabel*, 17. Juli 2023.

- [39] Arduino.cc, *Arduino Nano - A000005-datasheet.Pdf*, 3. Apr. 2023. Adresse: <https://docs.arduino.cc/static/053bb074e7f962a87dea1d6af0a0028a/A000005-datasheet.pdf> (besucht am 05.04.2023).
- [40] Microchip Technology Inc., *megaAVR Datasheet - ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P*, 2020. Adresse: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MCU08/ProductDocuments/DataSheets/ATmega48A-PA-88A-PA-168A-PA-328-P-DS-DS40002061B.pdf> (besucht am 05.04.2023).
- [41] Simac GmbH, *Joy IT NODE MCU ESP32 Microcontroller Development Board*, 29. Juni 2021. Adresse: <https://joy-it.net/files/files/Produkte/SBC-NodeMCU-ESP32/SBC-NodeMCU-ESP32-Manual-2021-06-29.pdf> (besucht am 17.07.2023).
- [42] Raspberry Pi Ltd, *Rp2040-datasheet.pdf*, 14. Juni 2023. Adresse: <https://datasheets.raspberrypi.com/rp2040/rp2040-datasheet.pdf> (besucht am 11.07.2023).
- [43] Raspberry Pi Ltd, *Raspberry Pi Pico W Datasheet*, 14. Juni 2023. Adresse: <https://datasheets.raspberrypi.com/picow/pico-w-datasheet.pdf>.
- [44] Espressif Systems (Shanghai) Co., Ltd., *ESP32WROOM32E ESP32WROOM32UE Datasheet*, 18. Jan. 2023. Adresse: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-wroom-32e_esp32-wroom-32ue_datasheet_en.pdf (besucht am 17.07.2023).
- [45] J. Main. „Secrets of Arduino Millis: How It Works and How to Use It.“, Best Microcontroller Projects. (), Adresse: <https://www.best-microcontroller-projects.com/arduino-millis.html> (besucht am 18.04.2023).
- [46] Maxim Integrated Products Inc., *Datasheet - DS1307.Pdf*, 2015. Adresse: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/DS1307.pdf> (besucht am 14.04.2023).
- [47] uBlox GmbH, *U-Blox_NEO_M9N/NEO-M9N_DataSheet_R01_(UBX-19014285)_Confidential.Pdf*, 15. Aug. 2019. Adresse: [https://github.com/sparkfun/SparkFun_u-Blox_NEO_M9N/blob/a553a7bb333aaec758150453cabbc34bffe7fbcc/Documentation/NEO-M9N_DataSheet_R01_\(UBX-19014285\)_Confidential.pdf](https://github.com/sparkfun/SparkFun_u-Blox_NEO_M9N/blob/a553a7bb333aaec758150453cabbc34bffe7fbcc/Documentation/NEO-M9N_DataSheet_R01_(UBX-19014285)_Confidential.pdf) (besucht am 16.05.2023).
- [48] H. Zhou, C. Nicholls, T. Kunz und H. Schwartz, „Frequency Accuracy & Stability Dependencies of Crystal Oscillators“, *Carleton University, Systems and Computer Engineering, Technical Report*, Technical Report SCE-08-12 Nov. 2008. Adresse: <https://citeseerx.ist.psu.edu/document?repid=rep1&type=pdf&doi=db2059bcc3cb78e8e06840508c0c44cfb3ba2b05>.
- [49] SparkFun Electronics. „SparkFun GPS Breakout - NEO-M9N, SMA (Qwiic) - GPS-17285 - SparkFun Electronics“. (4. Juli 2022), Adresse: <https://www.sparkfun.com/products/17285> (besucht am 20.07.2023).
- [50] Kontakt Chemie by CRC Industries, *KÄLTE 75 Sicherheitsdatenblatt*, 13. Apr. 2023. Adresse: <http://www.crceurope.com/wwwcrc/msds/pdf/K%C3%84LTE%2075-germany-German-1-BDS002498AE.pdf> (besucht am 20.07.2023).
- [51] Kontakt Chemie by CRC Industries. „KOC WebSite: Product Detail FREEZE 75“. (), Adresse: <http://www.kontaktchemie.com/KOC/KOCproductdetailV2.csp?product=FREEZE%2075%20HFO> (besucht am 20.07.2023).
- [52] T. Dr. Gobmaier, *Datenblatt_Netzfrequenzmessung_V23.pdf*, Dr. Gobmaier GmbH, 24. Mai 2022. Adresse: https://www.gobmaier.de/datenblatt/Datenblatt_Netzfrequenzmessung_V23.pdf (besucht am 11.07.2023).

- [53] „Navilock Produkte 62525 Navilock NL-8003P MD6 Seriell PPS Multi GNSS Empfänger u-Blox 8 1,5 m“. (), Adresse: <https://www.navilock.de/produkt/62525/merkmale.html> (besucht am 25. 07. 2023).
- [54] MagnaGen GmbH. „Gridradar API“. (), Adresse: <https://service.gridradar.net/index.php?menu=doc> (besucht am 17. 05. 2023).
- [55] Analog Devices, Inc. „Definition of Full Bridge Rectifier | Analog Devices“, Glossary of EE Terms - Full Bridge Rectifier. (11. Juni 2022), Adresse: <https://www.analog.com/en/design-center/glossary/full-bridge-rectifier.html> (besucht am 19. 04. 2023).
- [56] H. Bumiller u. a., *Fachkunde Elektrotechnik* (Europa Fachbuchreihe für elektrotechnische Berufe), 31. überarbeitete und erweiterte Auflage. Haan-Gruiten: Verlag Europa-Lehrmittel, Nourney, Vollmer GmbH & Co. KG, 2018, 688 S., ISBN: 978-3-8085-3479-3.
- [57] RS Components GmbH. „Alles Über MOSFETs | RS Components“. (25. Apr. 2022), Adresse: <https://de.rs-online.com/web/content/discovery-portal/produktatgeber/mosfet-leitfaden> (besucht am 08. 05. 2023).
- [58] HEINEN Elektronik GmbH. „Was ist MOSFET? schnell erklärt | MOSFET vs. Bipolartransistor“, HEINEN Elektronik GmbH. (13. Mai 2022), Adresse: <https://heinen-elektronik.de/glossar/mosfet/> (besucht am 08. 05. 2023).
- [59] Arduino.cc. „Bootloader | Arduino Documentation“. (), Adresse: <https://docs.arduino.cc/hacking/software/Bootloader> (besucht am 09. 05. 2023).
- [60] Arduino.cc. „Getting Started with Arduino | Arduino Documentation“. (), Adresse: <https://docs.arduino.cc/learn/starting-guide/getting-started-arduino> (besucht am 08. 05. 2023).
- [61] The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc und The Open Group, „IEEE Standard for Information Technology–Portable Operating System Interface (POSIX(TM)) Base Specifications, Issue 7“, *IEEE Std 1003.1-2017 (Revision of IEEE Std 1003.1-2008)*, S. 1–3951, Jan. 2018. DOI: [10.1109/IEEESTD.2018.8277153](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2018.8277153).
- [62] Arduino.cc. „Micros() - Arduino Reference“. (23. Feb. 2021), Adresse: <https://www.arduino.cc/reference/en/language/functions/time/micros/> (besucht am 01. 08. 2023).
- [63] InfluxData Inc. „InfluxDB OSS 2.7 Documentation“. (), Adresse: <https://docs.influxdata.com/influxdb/v2.7/> (besucht am 02. 08. 2023).
- [64] W. Helbig, *Praxiswissen in der Messtechnik: Arbeitsbuch für Techniker, Ingenieure und Studenten*. Wiesbaden [Heidelberg]: Springer Vieweg, 2021, 145 S., ISBN: 978-3-658-27802-1 978-3-658-27801-4.
- [65] H. Gui u. a., „Review of Power Electronics Components at Cryogenic Temperatures“, *IEEE transactions on power electronics*, Jg. 35, Nr. 5, S. 5144–5156, Mai 2020, ISSN: 0885-8993. DOI: [10.1109/tpel.2019.2944781](https://doi.org/10.1109/tpel.2019.2944781). pmid: [32499667](https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/32499667/). Adresse: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC7271645/> (besucht am 08. 08. 2023).
- [66] F. M. Shah, H. M. Xiao, R. Li, M. Awais, G. Zhou und G. T. Bitew, „Comparative Performance Evaluation of Temperature Dependent Characteristics and Power Converter Using GaN, SiC and Si Power Devices“, in *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, Apr. 2018, S. 1–7. DOI: [10.1109/CPE.2018.8372523](https://doi.org/10.1109/CPE.2018.8372523).
- [67] Maxim Integrated Products Inc., *DS32KHZ.Pdf*, 14. Mai 2020. Adresse: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/DS32KHZ.pdf> (besucht am 04. 08. 2023).

- [68] Panasonic Industry Co., Ltd., *ABA0000C1181.Pdf*, 30. Juni 2023. Adresse: <https://industrial.panasonic.com/cdbs/www-data/pdf/RDE0000/ABA0000C1181.pdf> (besucht am 04. 08. 2023).
- [69] SHARP Corporation, *PC900V0NSZXF_V0YSZXF_16Jun04_Spec_ED-04P060.Pdf*, 16. Juli 2004. Adresse: https://www.sharpsde.com/fileadmin/products/Optoelectronics/Isolation%20Devices/Specs%20Photocoupler/PC900V0NSZXF_V0YSZXF_16Jun04_Spec_ED-04P060.pdf (besucht am 04. 08. 2023).
- [70] STMicroelectronics, *Datasheet L78*, Sep. 2018. Adresse: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l78.pdf> (besucht am 04. 08. 2023).
- [71] DC COMPONENTS CO., LTD, *TECHNICAL SPECIFICATIONS OF SINGLE-PHASE SILICON BRIDGE RECTIFIER DB101S THRU DB107S*, März 2017. Adresse: <https://www.dccomponents.com/upload/product/original/034541598850.pdf> (besucht am 04. 08. 2023).
- [72] Microchip Technology Inc., *MicroChip - PIC32MX5XX/6XX/7XX Family Data Sheet*, 14. Mai 2019. Adresse: https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MCU32/ProductDocuments/DataSheets/PIC32MX5XX6XX7XX_Family%29Datasheet_DS60001156K.pdf (besucht am 20. 07. 2023).
- [73] Micma GmbH, *Mikrocontroller Modul Micromax03*, 1. Sep. 2011. Adresse: https://www.micma.de/downloads/micma_micromax03_de.pdf (besucht am 05. 08. 2023).
- [74] Adesto Technologies Corporation, *At25sf041-datasheet.pdf*, Aug. 2020. Adresse: <https://www.renesas.com/us/en/document/dst/at25sf041-datasheet> (besucht am 04. 08. 2023).
- [75] Maxim Integrated Products Inc., *MAX3160E-MAX3162E.Pdf*, Mai 2015. Adresse: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX3160E-MAX3162E.pdf> (besucht am 04. 08. 2023).
- [76] Microchip Technology Inc., *Datasheet 25LC256*, Feb. 2017. Adresse: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20005715A.pdf> (besucht am 04. 08. 2023).
- [77] Texas Instruments Inc., *Lm1117.Pdf*, Feb. 2023. Adresse: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1117.pdf> (besucht am 04. 08. 2023).
- [78] Texas Instruments Inc., *Sn65hvd1040.Pdf*, Aug. 2015. Adresse: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn65hvd1040.pdf> (besucht am 04. 08. 2023).
- [79] Texas Instruments Inc., *Dp83848c.Pdf*, März 2015. Adresse: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/dp83848c.pdf?ts=1687449476650&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FDP83848C%253FkeyMatch%253DDP83848CVV%252FNOPB%2526tsearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DOPN-ALT (besucht am 23. 06. 2023).
- [80] FTS Inc. „TXC Crystals“. (2010), Adresse: <https://txccrystal.com/crystal.html> (besucht am 04. 08. 2023).
- [81] Würth Elektronik eiSos GmbH & Co.KG, *7490100111A.Pdf*, 23. Juni 2017. Adresse: <https://www.we-online.com/components/products/datasheet/7490100111A.pdf> (besucht am 23. 06. 2023).
- [82] Würth Elektronik eiSos GmbH & Co.KG, *744224.Pdf*, 12. Apr. 2023. Adresse: <https://www.we-online.com/components/products/datasheet/744224.pdf> (besucht am 04. 08. 2023).
- [83] A. Gaber u. a., „Electric Network Frequency (ENF) Recognition“, in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing 2016*, Shanghai, China, 13. Juni 2016. Adresse: <https://sigport.org/sites/all/modules/pubdlcnt/pubdlcnt.php?fid=895> (besucht am 10. 03. 2023).

- [84] C. Frantzolas, „Electrical Network Frequency Recording Using a Raspberry Pi 3, Model B“, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Patras, DSIP/TR001, 2021-03-10, 2021. Adresse: <http://dsip.ece.upatras.gr/wp-content/uploads/2021/03/DSIP-TR001-10.03.2021.pdf> (besucht am 10. 03. 2023), published.
- [85] R. Parthier, *Messtechnik: Grundlagen für alle technischen Fachrichtungen und Wirtschaftsingenieure*, 2., verbesserte Auflage. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag : Imprint : Vieweg+Teubner Verlag, 2004, ISBN: 978-3-663-10782-8.
- [86] M. F. bin Mohd Ab Halim, M. H. Harun, K. A. M. Annuar, S. Ahmad und M. H. Bin Che Hasan, „Measurement of Low Frequency Signal of Power Grid Using Arduino“, in *2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, Okt. 2015, S. 96–101. DOI: [10.1109/CENCON.2015.7409520](https://doi.org/10.1109/CENCON.2015.7409520).
- [87] I. H. Witten, E. Frank und M. A. Hall, *Data Mining: Practical Machine Learning Tools and Techniques* (Morgan Kaufmann Series in Data Management Systems), 3rd ed. Burlington, MA: Morgan Kaufmann, 2011, 629 S., ISBN: 978-0-12-374856-0.
- [88] R. Garg, A. L. Varna und M. Wu, „"Seeing"ENF: Natural time stamp for digital video via optical sensing and signal processing“, in *Proceedings of the 19th ACM International Conference on Multimedia*, Scottsdale Arizona USA: ACM, 28. Nov. 2011, S. 23–32, ISBN: 978-1-4503-0616-4. DOI: [10.1145/2072298.2072303](https://doi.org/10.1145/2072298.2072303). Adresse: <https://dl.acm.org/doi/10.1145/2072298.2072303> (besucht am 21. 05. 2023).
- [89] G. Hua, J. Goh und V. L. L. Thing, „A Dynamic Matching Algorithm for Audio Timestamp Identification Using the ENF Criterion“, *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, Jg. 9, Nr. 7, S. 1045–1055, Juli 2014, ISSN: 1556-6021. DOI: [10.1109/TIFS.2014.2321228](https://doi.org/10.1109/TIFS.2014.2321228).
- [90] Infineon Technologies AG, *Infineon-IRLZ44N-DataSheet-v01_01-EN*, 25. Nov. 2003. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRLZ44N-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153567217c32725 (besucht am 14. 08. 2023).
- [91] Semiconductor Components Industries, LLC, *Fqu20n06l-Datasheet*, Dez. 2013. Adresse: <http://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/fqu20n06l-d.pdf> (besucht am 14. 08. 2023).
- [92] M. Zarnik, F. Novak und S. Maček, „Design for Test of Crystal Oscillators: A Case Study“, *Journal of Electronic Testing*, Jg. 11, S. 109–117, 10. Jan. 1997. DOI: [10.1023/A:1008262204786](https://doi.org/10.1023/A:1008262204786).
- [93] E. F. I. Philhower. „Multicore Processing — Arduino-Pico 3.3.2 Documentation“. (2022), Adresse: <https://arduino-pico.readthedocs.io/en/latest/multicore.html> (besucht am 13. 08. 2023).
- [94] Arduino.cc. „analogRead() - Arduino Reference“, analogRead() - Arduino Reference. (2. Juli 2019), Adresse: <https://www.arduino.cc/reference/en/language/functions/analog-io/analogread/> (besucht am 02. 05. 2023).

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit versichere ich – Florian Künzig – an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Quellen und Hilfsmittel angefertigt habe.

Sämtliche Stellen der Arbeit, die im Wortlaut oder dem Sinn nach Publikationen oder Vorträgen anderer Autoren entnommen sind, habe ich als solche kenntlich gemacht.

Diese Arbeit wurde in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt oder anderweitig veröffentlicht.

Mittweida, 18. August 2023

Ort, Datum

Florian Künzig, B.Sc.