

DIPLOMARBEIT

Messsystem für maschinelles Werfen und Fangen

Realisierung eines drahtlosen Sensorsystems zur Messung der Kräfte an maschinell
geworfenen und gefangenen Objekten

ausgeführt zur Erlangung des akademischen Grades
eines Diplom-Ingenieurs unter der Leitung von

O. Univ. Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dietmar Dietrich
Univ. Ass. Dipl.-Ing. Martin Pongratz

am

Institut für Computertechnik (E384)
der Technischen Universität Wien

durch

Martin Korinek
Matr.Nr. 0426320
Wiedner Hauptstrasse 100/2/12, 1050 Wien

Wien, am 10.04.2012

Kurzfassung

Flexibilität ist in vielen Bereichen wichtig und wird auch in zunehmendem Maße in Produktionsprozessen benötigt. Um traditionelle, starre Produktionslinien flexibler zu gestalten, gibt es den Ansatz, den Warentransport innerhalb der Fabrik der Zukunft, durch Werfen und Fangen zu erledigen. Dabei ist ein sanfter Transport der Gegenstände notwendig. In dieser Arbeit wird der Entwurf und die Realisierung eines Messsystems zur qualitativen Bewertung von maschinellen Wurf- und Fangvorgängen erläutert. Durch das Messsystem wird ein direktes Feedback der auftretenden Kräfte für die Entwicklung von Wurf- und Fangsystemen gegeben. Dies ist ein weiterer Schritt zur Realisierung des Transports durch Werfen und Fangen. Beginnend bei den physikalischen Gegebenheiten und den Grundlagen der benötigten Komponenten, wird ein, in einem Ball integriertes, drahtloses Messsystem Schritt für Schritt entwickelt. Das hier präsentierte System zur Messung der auftretenden Kräfte direkt im Objekt, bietet für die Beschleunigungen einen Messbereich von 16 g in allen drei Raumrichtungen. Dank energiesparender Komponenten kann es bis zu neun Stunden durchgehend in Betrieb sein. Das Sensorsystem kann durch seine geringe Größe, seine modernen Sensoren und die Fusion der Sensordaten, auch als Startpunkt für weitere Messsysteme dienen. Diese könnten auch in anderen Anwendungsgebieten, etwa der Bewegungsanalyse von Menschen, von Nutzen sein. Weiters kann das entwickelte Messsystem auch an andere Wurfobjekte angepasst werden und in diesen Aufschluss über die auftretenden Kräfte liefern.

Abstract

Flexibility is important in many areas and is also increasingly required in production processes. In order to make traditional, rigid production lines more flexible, there is the approach to carry out the transportation of goods, in the factory of the future, by throwing and catching. Thereby a gentle transport of the objects is necessary. In this work the development process and implementation of a measurement system for the qualitative evaluation of mechanical throwing and catching processes is presented. Through this a direct feedback of the occurring forces is available for the development of throwing and catching systems. This is a further step towards the realisation of transport-by-throwing. Starting with the basic physical principles and the foundation of the required components a built-in, wireless measurement system in a ball is developed step by step. The system measures the forces directly in the object and provides a measurement range of 16 g for the acceleration in all three spatial directions. Thanks to the energy-savings components continuous operation can be maintained for up to nine hours. Due to the small size, its modern sensors and the sensor data fusion the presented system can also be used as starting point for further developments. These could also be used in other application areas, such as motion analysis of humans. Furthermore, it can be adapted to other objects to provide insight into the occurring forces while throwing them.

Danksagung

Mit der Fertigstellung dieser Diplomarbeit zeichnet sich auch der Abschluss meines Studiums ab. Dies möchte ich zum Anlass nehmen, um mich bei den Menschen zu bedanken, die mich dabei unterstützt haben.

Den größten Dank möchte ich meinem Bruder Harald und meinen Eltern Rosemarie und Rudolf aussprechen, die mich über die gesamte Studienzeit sowohl seelisch als auch finanziell unterstützt haben. Weiters möchte ich all meinen Freunden und Studienkollegen für ihren Rückhalt und alle anregenden Gespräche danken. Ein besonderer Dank geht auch an meine Freundin Denise für ihre Geduld und die hilfreichen Korrekturvorschläge zu dieser Diplomarbeit.

Ich möchte auch den Mitarbeitern des Instituts für Computertechnik, Herrn Dr.techn. Friedrich Bauer und Herrn Dipl.-Ing. Johann Glaser, für ihre Hilfe bei der praktischen Realisierung meines Projekts danken. Zu guter Letzt danke ich meinen Betreuern, Herrn Dipl.-Ing. Martin Pongratz und Herrn Prof. Dr. Dietmar Dietrich, für ihren fachlichen Rat und ihre Anregungen für meine Diplomarbeit.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Aufgabenstellung	3
2	Grundlagen	5
2.1	Physikalisches Modell	5
2.2	Ballistik	8
2.2.1	Wurf im Vakuum ohne Rotation	8
2.2.2	Wurf in Luft ohne Rotation	9
2.2.3	Wurf in Luft mit Rotation	9
2.2.4	Simulation des Wurfes	11
2.3	Roboterkinematik	12
3	State of the Art und Entwurf	15
3.1	State of the Art - Verwandte Arbeiten	15
3.2	Systementwurf	17
3.3	Sensoren	18
3.3.1	MEMS-Beschleunigungssensoren	18
3.3.2	Drehratensensoren	20
3.3.3	Magnetfeldsensoren	20
3.3.4	Anforderungen	22
3.4	Drahtlose Datenübertragung	23
3.4.1	Mikrocontroller	23
3.4.2	Inter-Integrated Circuit	23
3.4.3	Serial Peripheral Interface	25
3.4.4	Funkschnittstelle	25
3.5	Energieversorgung	27
4	Auswahl der Komponenten	29
4.1	Sensoren	29
4.1.1	Beschleunigungssensoren	29
4.1.2	Drehratensensoren	30
4.1.3	Magnetfeldsensoren	31
4.2	Drahtlose Datenübertragung	31
4.3	Batterien und Akkumulatoren	32

5	Implementierung	35
5.1	Empfangsstation	35
5.1.1	8051 Mikrocontroller nRF24LU1+	35
5.1.2	Kommunikation mit dem Computer	36
5.1.3	Platine	37
5.2	Sensorsystem	38
5.2.1	Beschleunigungssensor ADXL345	39
5.2.2	Magnetfeldsensor HMC5843	40
5.2.3	Drehratensensor ITG-3200	41
5.2.4	8051 Mikrocontroller nRF24LE1	43
5.2.5	Platine des Sensorsystems	46
5.2.6	Kombinierter Sensor MPU-6000	49
5.2.7	Magnetfeldsensor HMC5883L	50
5.2.8	Software	51
5.2.9	Mechanischer Aufbau	53
5.3	Funkübertragung	55
5.3.1	„Enhanced ShockBurst™“	55
5.3.2	Konfiguration des Funkinterfaces	56
5.4	Entwicklungswerkzeuge	57
5.4.1	Small Device C Compiler - SDCC	57
5.4.2	Bus Pirate	58
5.4.3	Programmierung mittels SPI	58
5.4.4	Programmierinterface mit Processing	60
6	Auswertung	62
6.1	Sensoren	62
6.1.1	MPU-6000 Beschleunigungssensor	62
6.1.2	MPU-6000 Drehratensensor	64
6.1.3	Magnetfeldsensor HMC5883L	64
6.1.4	Kalibrierung der Sensoren	65
6.2	Grafisches Benutzerinterface in Matlab	66
6.3	Verwendung	68
6.4	Fusion der Messdaten	71
6.5	Energieverbrauch	72
7	Zusammenfassung und Ausblick	74
7.1	Zusammenfassung	74
7.2	Herausforderungen und Optimierungsmöglichkeiten	75
7.3	Ausblick	76
	Anhang	78
	Wissenschaftliche Literatur	83
	Internet Referenzen	85

Abkürzungen

ASCII	American Standard Code for Information Interchange
FIFO	First In - First Out
HAL	Hardware Abstraction Layer
IC	Integrierter Schaltkreis (eng.: Integrated Circuit)
I ² C	Inter-Integrated Circuit
IRAM	Internal Random Access Memory
LED	Leuchtdiode (eng.: Light Emitting Diode)
Li-Ion	Lithium-Ionen
MEMS	Mikroelektromechanische Sensorsysteme
RAM	Random Access Memory
RTC	Echtzeituhr (eng.: Real Time Clock)
SDCC	Small Device C Compiler
SDK	Software Development Kit
SFR	Special Function Register
SMD	Surface Mount Device
SPI	Serial Peripheral Interface
SRAM	Static Random Access Memory
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
WLAN	Wireless Local Area Network
XML	Extensible Markup Language

1 Einleitung

In modernen Produktionsfirmen sind Geschwindigkeit und Flexibilität wichtige Faktoren um gegenüber der Konkurrenz bestehen zu können. Einerseits werden die Waren in immer höheren Stückzahlen hergestellt und andererseits gibt es den Trend der Individualisierung. Immer mehr Menschen möchten ihr Auto, ihren Laptop oder ihr Mobiltelefon nach individuellen Maßstäben gefertigt bekommen. Da die Arbeitszeit von Menschen und die Anschaffung von Produktionsmaschinen kostspielig sind, können durch schnellere Produktion höherer Stückzahlen erzeugt und die relativen Kosten der Herstellung reduziert werden. Dadurch kann ein Produkt zu niedrigeren Preisen angeboten werden und bleibt somit konkurrenzfähig. Die Herstellung vieler Produkte wurde bereits durch Maschinen automatisiert und neuere Entwicklungen ermöglichen immer höhere Produktionsgeschwindigkeiten. Ein Faktor für die Produktionsgeschwindigkeit ist die Transportdauer zwischen den einzelnen Stationen der Herstellung. Ein Ansatz für hohe Transportgeschwindigkeiten ist die Ersetzung von klassischen Förderbändern durch Wurfstrecken, da im Flug die höchsten Geschwindigkeiten erreicht werden können [FWWH⁺06]. Des weiteren kann eine Flugbahn leichter an neue Anforderungen angepasst werden, als ein herkömmliches Förderband und bietet somit flexiblere Möglichkeiten für die Konfiguration einer Produktionsanlage.

1.1 Motivation

Um den Warentransport in der Fabrik der Zukunft schneller und flexibler gestalten zu können, gibt es die Forschungsidee, ihn nach biologischem Vorbild, statt durch Förderbänder, durch Werfen und Fangen der Objekte zu realisieren. Dadurch würde ein weit flexiblerer Produktionsprozess ermöglicht und die Transportgeschwindigkeiten zusätzlich gesteigert werden, da beim Flug die höchsten Geschwindigkeiten möglich sind [FWWH⁺06]. Ein System für den Warentransport durch die Luft besteht aus mehreren Komponenten. Für den Wurf muss eine Abwurfvorrichtung mit möglichst genau steuerbaren Wurfparametern vorhanden sein. Dabei muss auf die Beschaffenheit des Wurfobjektes geachtet werden. Sowohl die Materialeigenschaften als auch die Objektgeometrie können den Abwurf beeinflussen und müssen im Systemdesign berücksichtigt werden. Der Nutzen eines Wurfsystemes steigt stark mit einer höheren maximal möglichen Wurfgeschwindigkeit, da der Transport dadurch schneller wird und an Flexibilität gewinnt, wenn mehr verschiedene Ziele in Reichweite liegen. Bei fragileren Objekten muss die Beschleunigung auf die benötigte Endgeschwindigkeit aber möglichst sanft erfolgen, um Beschädigungen zu vermeiden. Dafür müssen längere Beschleunigungswege eingeplant werden.

In [FMMK09] wird ein Wurfgerät mit einem Freiheitsgrad vorgestellt, mit dem genaue Würfe

durchgeführt werden können. Damit können Tennisbälle zu Zielen in 8 m Entfernung geworfen werden. Mit solch genauen Wurfgeräten ist es möglich, Transportsysteme für einen direkten Wurf zu bauen. Für kurze Strecken sind somit Systeme möglich, welche die Waren zu fix montierten Zielen transportieren, ohne zusätzliche bewegliche Komponenten zu benötigen.

Für weitere Strecken oder unsymmetrische Objekte besteht eine zusätzliche Herausforderung darin, dass sich die Flugbahn durch diverse externe und interne Einflüsse ändern kann. Es können Abweichungen durch unterschiedliche Objektgeometrien, Gewicht oder die Ausrichtung des Objektes in der Luft erfolgen. Auch ein Luftzug oder eine Rotation des Objektes können die Flugbahn verändern. In [AWS04] wird gezeigt, dass sogar die Ausrichtung eines Tennisballs, durch die unterschiedliche Beschaffenheit der Nähte, einen Einfluss auf die Flugbahn hat. Um Abweichungen der geplanten Flugbahn zu registrieren und darauf reagieren zu können, kann diese anhand eines Stereo-Kamerasystems in der Luft ausgewertet werden [Pon09]. Dabei wird mittels zweier Industriekameras, selbst bei kurzen Würfen, eine ausreichend genaue Vorhersage des Zielpunktes erreicht.

Am Ende des gesamten Systems wird eine Fangvorrichtung benötigt, welche auf die berechnete Flugbahn rechtzeitig reagieren kann und das geworfene Objekt im entsprechenden Ankunftspunkt auffängt. Dabei ist, wie beim Abwurf, eine dem Wurfobjekt angepasste Abbremsung nötig, die einen gewissen Bremsweg nicht unterschreitet um Beschädigungen am Objekt, aber auch an der Fangvorrichtung zu vermeiden. Robuste Metallteile, wie zum Beispiel Schraubenmutter, könnte man zwar mit hohen Geschwindigkeiten wegschießen, ein ungedämpftes Fangen würde aber schnell zu Schäden an der Empfangsstation führen. Um die beim Abwurf, beim Fangen und in der Luft an dem Objekt auftretenden Kräfte messen zu können, wird ein zusätzliches Messsystem benötigt. Messsysteme an den Wurf- und Fangvorrichtungen könnten zwar die beim Beschleunigen und Abbremsen auftretenden Kräfte messen, nicht aber die Einflüsse während des Fluges. Auch mit Hilfe von Kamerasystemen, wie in [Pon09], kann zwar die Flugbahn erkannt werden, die verursachenden Kräfte sind aber nur über mathematische Näherungen zugänglich. Weiters ist die auftretende Rotation eines Objektes durch die Kameras nur Näherungsweise bestimmbar.

Ein zusätzlicher Aspekt ist, dass die Flexibilität bezüglich der Wurfvorgänge, durch die Verwendung von Roboterarmen, zusätzlich erhöht werden könnte. Diese werden schon heute für flexible Produktionsprozesse, wie zum Beispiel in der Automobilindustrie, verwendet und könnten Gegenstände, dank ihrer vielen Freiheitsgrade, in beliebige Richtungen transportieren. Diese Flexibilität wird aber durch eine erhöhte Komplexität in der Steuerung erkauft. Im Gegensatz zu der in [FMMK09] vorgestellten Abschussvorrichtung, ist der Bewegungsablauf eines Roboterarmes weit komplizierter zu steuern.

Das Problem der Kraftmessung könnte mit einem im Wurfobjekt integrierten Messsystem gelöst werden, welches die Kräfte direkt im geworfenen Objekt messen kann. Ein solches Messsystem könnte auch bei der Entwicklung von Algorithmen für die Industrieroboterarme hilfreich sein. Die gemessenen Daten können als zusätzliche Parameter in die Regelalgorithmen einfließen und so die Regelung der Wurf- und Fangvorgänge verbessern. Ein solches Messsystem sollte möglichst kompakt und leicht sein, um die Eigenschaften des Wurfobjektes so wenig wie möglich zu beeinflussen. Von Vorteil wäre es, wenn das Messsystem drahtlos und nahezu in Echtzeit die Daten überträgt, da Messungen somit schneller durchgeführt werden könnten, als mit einem System welches die Daten zum späteren Auslesen aufzeichnet. Der Einfluss von Veränderung an den Parametern der Wurf- und Fangvorrichtung, könnte somit direkt verfolgt werden. Es sollte weiters so ausgelegt sein, dass es an verschiedenen Wurfsystemen, ohne deren Modifikation, verwendet werden kann. Dafür würde sich der Einbau in einen Tennisball oder einem ähnlichen Objekt eignen, da diese häufig als Testwurfobjekte zum Einsatz kommen. Ein, in einem Tennisball integriertes Messsystem könnte wegen seiner geringen Größe auch rasch an andere Wurfobjekte angepasst werden und bie-

tet somit eine flexible Anwendung. Zusätzlich könnte mit dem Messsystem die Rotation gemessen werden, da diese die Flugbahn eines Objektes beeinflusst. Eine Messung dieser Größe, kann bei der Entwicklung besserer Abwurfvorrichtungen, mit keinem oder einem definiertem Drall, von Vorteil sein. Die Entwicklung, Realisierung und Vorstellung eines solchen Messsystems, integriert in einen Ball, ist das Ziel dieser Arbeit.

1.2 Aufgabenstellung

Wie im Kapitel Motivation vorgestellt, soll zur Bewertung von maschinellen Wurf- und vor allem Fangvorgängen, ein drahtloses Sensorsystem zur Integration in einem Tennisball realisiert werden. Der Tennisball dient dabei als Grundlage für die Entwicklung von Wurf- und Fangalgorithmen und wird in späteren Entwicklungsphasen des Wurfsystems durch andere Gegenstände ersetzt werden. Ein Einsatz des Messsystems in diesen Objekten soll zusätzlich möglich sein.

In Abbildung 1.1 ist der schematische Aufbau eines Wurfsystems, für den das Messsystem entworfen wird, dargestellt. In diesem System werden für das Werfen und Fangen zwei Roboterarme verwendet. Diese beiden Roboterarme werden jeweils von einem dedizierten Steuerrechner kontrolliert, der Befehle von dem Hauptrechner empfangen kann. Zusätzlich existiert ein Stereo-Kamerasystem, welches der Erkennung der Flugbahn des Objektes dient. Aus den Informationen über die Flugbahn wird die Position für das Fangen bestimmt.

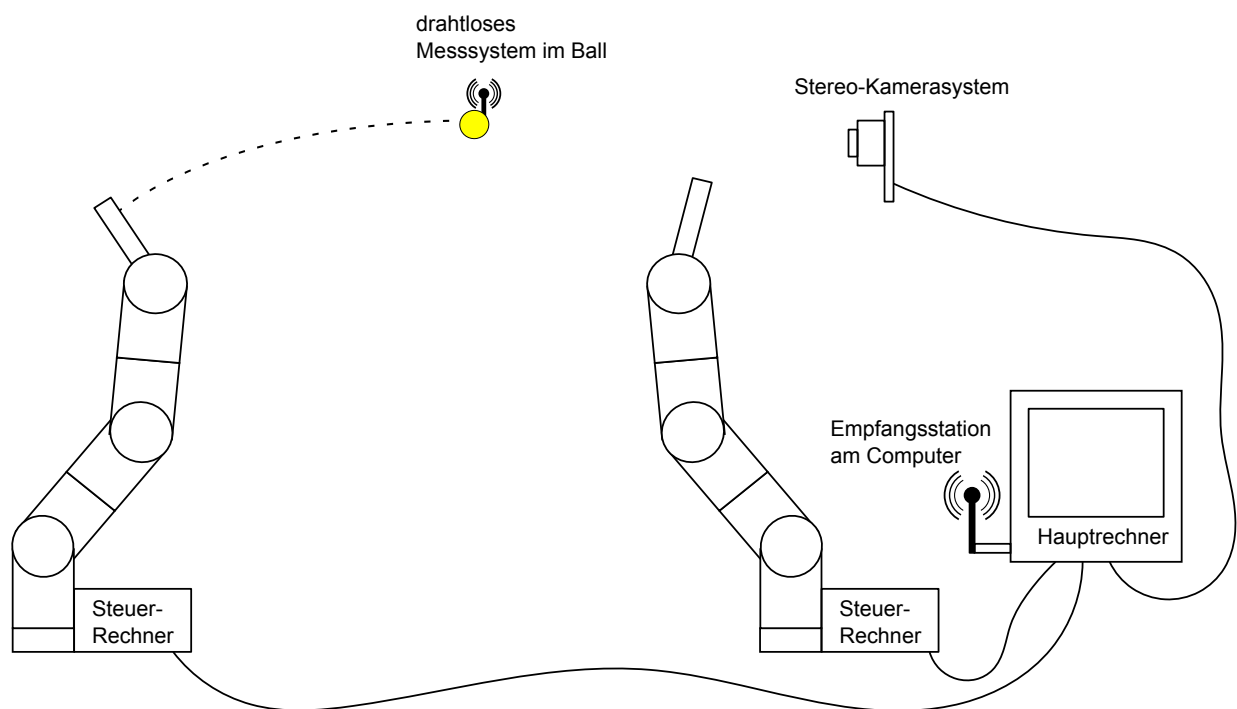


Abbildung 1.1: Systemübersicht über Wurfsystem und Messsystem.

Im Hauptrechner sollen die Sensordaten der Kameras und dem im Ball integrierten Messsystem zusammengeführt werden. Durch eine direkte Auswertung des Wurfvorgangs, durch das drahtlose Messsystem, soll eine qualitative Bewertung der Wurf- und Fangvorgänge ermöglicht werden. Dafür soll dieses Sensorsystem die auftretenden Kräfte messen und möglichst in Echtzeit mittels Funk an den Hauptrechner übertragen. Auf dem Hauptrechner sollen die Messdaten erfasst,

korrigiert und ausgewertet werden. Für das System im Tennisball werden mindestens folgende Komponenten benötigt:

- 3-Achsen-Beschleunigungssensor für die Kraftmessung
- 3-Achsen-Drehratensensor für die Messung von Drehungen
- 3-Achsen-Magnetfeldsensor zur Driftkorrektur
- Mikrocontroller als Interface zwischen Sensoren und Funkübertragung
- Energieversorgung
- Hardware zur Funkübertragung
- etwaige zusätzliche Sensoren zur Verbesserung der Messdaten

Das gesamte System soll die Eigenschaften des Tennisballs möglichst wenig verändern. Dazu müssen einerseits möglichst leichte Komponenten verwendet werden und andererseits muss eine Methode zur Befestigung der Sensoren im Tennisball gefunden werden, welche eine geringe Auswirkung auf die Messgrößen und die Flugeigenschaften des Balls hat. Die Auflösung und der Messbereich des Systems sollen so ausgelegt werden, dass alle Kräfte, die bedeutenden Einfluss auf die Flugbahn nehmen, messbar sind. Dabei ist eine qualitative Aussage über die auftretenden Kräfte das Ziel des Messsystems.

Da die Sensoren physikalisch verknüpfte Daten messen, können durch eine Fusion dieser, Offsets, Rauschen und andere negative Einflüsse reduziert werden. Zu diesem Zweck ist vor allem der Magnetfeldsensor von Bedeutung, da er das interne Koordinatensystem mit einem externen, durch das Erdmagnetfeld vorgegebenen, Referenzsystem koppeln kann. Für die Computer-Seite wird eine Empfangsstation und eine PC-Software zur Auswertung der Messdaten benötigt. Die Empfangsstation soll die Messdaten rasch zur Verfügung stellen und an diverse Computer angeschlossen werden können, ohne eine spezielle Einschubkarte für die Schnittstelle zu benötigen. Die Software soll eine Auswertung der Wurfvorgänge ermöglichen und die Daten grafisch darstellen. Weiters sollen die Daten zur Verarbeitung im Steuersystem verwendbar sein, damit sie direkt in die Regelung einfließen können.

Das System wird zur Verwendung in einem Raum und für die Messung von Würfeln über einige Meter geplant und entwickelt. Weiters soll die Funkübertragung so ausgelegt sein, dass das Messsystem gegebenenfalls später um zusätzliche Sensoren erweitert werden kann. Diese beiden Punkte erfordern eine hohe Übertragungsrate, die dafür nur über eine geringe Reichweite verfügbar sein muss. Im nächsten Kapitel wird auf die physikalischen Grundlagen der geplanten Würfe eingegangen, um den benötigten Messbereich des Systems abschätzen zu können.

2 Grundlagen

Bevor die Komponenten für ein Messsystem betrachtet werden können, müssen die physikalischen Gegebenheiten mit denen es das System zu tun bekommt, modelliert werden. Dies bezieht sich vor allem auf den Messbereich und die benötigte Genauigkeit des Systems. Für ein Messsystem, welches kinematische Größen misst, wird ein Modell des Raumes benötigt. Mit dessen Hilfe lassen sich beliebige Koordinatentransformationen darstellen und somit die gemessenen Größen von einem Koordinatensystem in ein anderes überführen. Dieses Modell wird zu Beginn erstellt, um davon ausgehend weitere Eigenschaften des Systems zu erläutern.

2.1 Physikalisches Modell

Für die Auswertung der Daten des Messsystems und um ihren Zusammenhang mit dem umgebenden Raum herstellen zu können, wird ein physikalisches Modell benötigt. Es handelt sich um ein bewegtes System innerhalb eines fixen, unbewegten Systems. Um dies zu modellieren werden zwei rechtshändige, kartesische Koordinatensysteme verwendet. Das externe Koordinatensystem **A** beinhaltet den Messaufbau mit den beiden Roboterarmen. Es hat seinen Ursprung in der Basis des werfenden Roboters. Das zweite Koordinatensystem **B** hat seinen Ursprung in der Mitte der Sensorplatte und ist fix an diese gebunden. Abbildung 2.1 veranschaulicht die beiden Koordinatensysteme.

Die drei Sensoren liefern drei unterschiedliche physikalische Gegebenheiten, jeweils in den drei Raumachsen des Koordinatensystems **B**. Der Beschleunigungssensor liefert den Beschleunigungsvektor $\mathbf{a}^B = [a_x \ a_y \ a_z]^T$ in den drei Achsen, der Magnetfeldsensor die jeweiligen Werte des Erdmagnetfeldes $\mathbf{h}^B = [h_x \ h_y \ h_z]^T$ und der Drehratensensor die gemessene Winkelgeschwindigkeit $\boldsymbol{\omega}^B = [\omega_x \ \omega_y \ \omega_z]^T$ der Drehungen um die Achsen. Um die, im Sensorsystem gemessenen Beschleunigungen auf das externe Koordinatensystem **A** umrechnen zu können muss die Orientierung des Messsystems bekannt sein. Die Orientierung eines Koordinatensystems wird in Rotationen von einem Ursprungssystem ausgehend dargestellt. Dafür gibt es mehrere mathematische Modelle. Ein häufig verwendetes ist das System der Eulerwinkel bei dem die Rotation durch drei aufeinander folgende Drehungen um jeweils eine Koordinatenachse dargestellt wird. Die drei Drehwinkel werden in der Literatur häufig auch Roll- (Rollwinkel ϕ), Pitch- (Nickwinkel θ) und Yaw- (Gierwinkel oder Azimut ψ) genannt. Die Reihenfolge der Rotationen ist von Bedeutung und ist je nach System unterschiedlich definiert. Ein Vorteil der Eulerwinkel ist die Anschaulichkeit in dem gewohnten Koordinatensystem. Ein Nachteil ist die Möglichkeit eines Gimbal-Locks. Dabei fallen

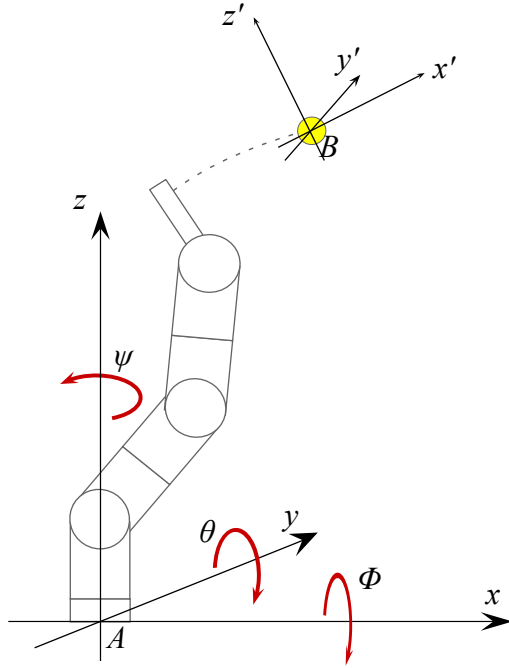


Abbildung 2.1: Verwendete Koordinatensysteme.

nach einer Drehung um beispielsweise 90° zwei Rotationsachsen zusammen wodurch ein Freiheitsgrad verloren geht [Wen04, S. 39]. Um dies zu umgehen, kann die Lage des Koordinatensystems **B** auch durch einen Orientierungsvektor $\mathbf{r}$ beschrieben werden. Dabei gibt die Länge des Vektors den Winkel und die Richtung der Drehachse an. Dadurch kann ein Koordinatensystem in einem Schritt von einer Orientierung in eine andere überführt werden. Für die computergestützte Berechnung wird der Orientierungsvektor meist als Quaternion gespeichert [Wen04, S. 40]. Ein Quaternion $\mathbf{q}$ ist eine vierdimensionale komplexe Zahl, bestehend aus einem Realteil a und drei Imaginärteilen b , c und d . Die Überführung des Orientierungsvektors, in ein auf die Länge 1 normiertes Quaternion, ist in Gleichung 2.1 angegeben. Dabei wird die neue Orientierung des Koordinatensystems **B** bezüglich des Koordinatensystems **A** beschrieben. Mit dem, in Gleichung 2.2 angegeben, konjugierten Quaternion, würde man umgekehrt die Orientierung des Koordinatensystems **A** bezüglich **B** definieren. In [Wen04, S. 42f] ist weiters die Umrechnung zwischen Eulerwinkeln und Quaternionen beschrieben. Diese ist in den Gleichungen 2.3 bis 2.6 angegeben.

$$\mathbf{q}_A^B = \begin{pmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\frac{r}{2}) \\ -(r_x/r)\sin(\frac{r}{2}) \\ -(r_y/r)\sin(\frac{r}{2}) \\ -(r_z/r)\sin(\frac{r}{2}) \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{q}_A^{B*} = \mathbf{q}_B^A = \begin{pmatrix} q_0 \\ -q_1 \\ -q_2 \\ -q_3 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{q} = \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\frac{\phi}{2} * \cos\frac{\theta}{2} * \cos\frac{\psi}{2} + \sin\frac{\phi}{2} * \sin\frac{\theta}{2} * \sin\frac{\psi}{2} \\ \sin\frac{\phi}{2} * \cos\frac{\theta}{2} * \cos\frac{\psi}{2} - \cos\frac{\phi}{2} * \sin\frac{\theta}{2} * \sin\frac{\psi}{2} \\ \cos\frac{\phi}{2} * \sin\frac{\theta}{2} * \cos\frac{\psi}{2} + \sin\frac{\phi}{2} * \cos\frac{\theta}{2} * \sin\frac{\psi}{2} \\ \cos\frac{\phi}{2} * \cos\frac{\theta}{2} * \sin\frac{\psi}{2} - \sin\frac{\phi}{2} * \sin\frac{\theta}{2} * \cos\frac{\psi}{2} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

$$\phi = \arctan2(2 * (c * d - a * b), a^2 - b^2 - c^2 + d^2) \quad (2.4)$$

$$\theta = \arcsin(2 * (a * c - b * d)) \quad (2.5)$$

$$\psi = \arctan2(2 * (a * d + b * c), a^2 + b^2 - c^2 - d^2) \quad (2.6)$$

Mit $\bullet$ wird hier in Folge eine Quaternionenmultiplikation dargestellt. Die Multiplikation der beiden Quaternionen $\mathbf{q}_1 = [a \ b \ c \ d]^T$ und $\mathbf{q}_2 = [e \ f \ g \ h]^T$ in Gleichung 2.7 wird als Matrix-Vektormultiplikation eingeführt und ist nicht kommutativ [Wen04, S 40]. Mit Hilfe dieser Multiplikation ist die Transformation eines Vektors vom Koordinatensystem $\mathbf{B}$ in das Koordinatensystem $\mathbf{A}$ möglich. Dies wird in Gleichung 2.8 dargestellt. Dabei wird der Richtungsvektor $\mathbf{x}^B$ erweitert und in einen Richtungsvektor $\mathbf{x}^A$ im Koordinatensystem $\mathbf{A}$ transformiert.

$$\mathbf{q}_1 \bullet \mathbf{q}_2 = \begin{pmatrix} a & -b & -c & -d \\ b & a & -d & c \\ c & d & a & -b \\ d & -c & b & a \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} e \\ f \\ g \\ h \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a * e - b * f - c * g - d * h \\ b * e + a * f - d * g + c * h \\ c * e + d * f + a * g - b * h \\ d * e - c * f + b * g + a * h \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{pmatrix} 0 \\ \mathbf{x}^A \end{pmatrix} = \mathbf{q}_B^A \bullet \begin{pmatrix} 0 \\ \mathbf{x}^B \end{pmatrix} \bullet \mathbf{q}_A^B \quad (2.8)$$

Für die Transformation eines Vektors von einem in das andere Koordinatensystem wird somit die Orientierung der beiden Systeme zueinander, in Form des Quaternions $\mathbf{q}_A^B$, benötigt. Dieses wird zuerst im stationären Zustand ermittelt und anschließend bei auftretenden Drehungen aktualisiert. Für die Erkennung der horizontalen Lage im Raum, kann im stationären Zustand die Fallbeschleunigung verwendet werden. Diese wird durch die Gravitation der Erde verursacht und hat in Österreich einen Wert zwischen 9,7960 m/s² und 9,8095 m/s² [Öst03, S. 4]. Als Richtwert, wurde im Jahr 1901 der Normwert der Fallbeschleunigung g_n mit 9,80665 m/s² festgelegt [Öst03, S. 4]. Dieser Wert wird in Folge für Umrechnungen verwendet. Im Koordinatensystem $\mathbf{A}$ wird somit durch die Fallbeschleunigung ein Beschleunigungsvektor $\mathbf{a}^A = [0 \ 0 \ -9,80665 \text{ m/s}^2]^T$ hervorgerufen. Durch den Aufbau des Beschleunigungssensors wird im stationären Zustand eine positive Beschleunigung in die z-Richtung gemessen, da die bewegliche Masse hinuntergedrückt wird, während das Gehäuse unbewegt bleibt [Wen04, S. 56]. Dieser Effekt wird in Abbildung 3.2 detaillierter erläutert.

Die Winkel θ und ϕ können über die Formeln 2.9 und 2.10 ermittelt werden. Eine Drehung um die z-Achse des Koordinatensystems $\mathbf{A}$ kann nicht erkannt werden, da die Gravitationskraft zu dieser parallel steht. Um den fehlenden Winkel ψ berechnet zu können, wird zusätzlich die Information des Magnetfeldsensors benötigt. Dieser liefert im Koordinatensystem $\mathbf{B}$ den, durch das Erdmagnetfeld erzeugten, Magnetfeldvektor $\mathbf{h}$. Der Vektor $\mathbf{h}$ beträgt laut [6] in Wien im

Jahr 2011 $[20,8 \mu\text{T } 1,2 \mu\text{T } 43,8 \mu\text{T}]^T$, wenn angenommen wird, dass die x-Achse Richtung Norden zeigt. Zusätzlich zu örtlichen Schwankungen, ist das Magnetfeld der Erde auch einer zeitlichen Änderung unterworfen. Die genauen Werte müssen am Ort des Messaufbaues ermittelt werden und können auch von der Umgebung des Messaufbaus beeinflusst werden.

Mittels der Gleichung 2.11 kann aus den gemessenen Werten des Magnetfelds der Azimutwinkel berechnet werden, wobei eine horizontale Ausrichtung des Systems benötigt wird, da ansonsten Fehler in der Berechnung entstehen [Wen04, S. 281]. Ausgehend von der ermittelten, stationären Orientierung, können die gemessenen Drehraten ω^B verwendet werden, um die neue Orientierung zu bestimmen. Mittels der Differentialgleichung 2.12 kann die Änderung des Quaternions bestimmt werden. Diese wird dann für jeden Intervallschritt mit dem Messintervall multipliziert und zum ursprünglichen Quaternion addiert, um die neue Orientierung zu erhalten.

$$\theta = \arctan(a_x/a_z); \quad (2.9)$$

$$\phi = \arctan(a_y/a_z); \quad (2.10)$$

$$\psi = -\arctan2(h_x, h_y) \quad (2.11)$$

$$\dot{\mathbf{q}}_A^B = \frac{1}{2} \mathbf{q}_A^B \bullet \begin{pmatrix} 0 \\ \omega^B \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

2.2 Ballistik

Um das Ziel des Transports durch Werfen zu erreichen, sind bestimmte Wurfweiten nötig. Für das Testsystem, werden Würfe mit 3 m und 5 m Reichweite und einer Höhendifferenz von ± 1 m angenommen. Die Berechnungen der benötigten Wurfgeschwindigkeiten und des optimalen Abschusswinkels werden zuerst ohne Berücksichtigung des Luftwiderstandes hergeleitet. Anschließend wird dieser ebenfalls berücksichtigt. Zum Schluss wird die Berechnung noch um den Einfluss eines Dralls erweitert. Im verwendeten kartesischen Koordinatensystem, wird die x-Achse in Wurfrichtung gelegt und auf der z-Achse die Wurfhöhe angegeben. Alle Berechnungen werden nur 2-Dimensional betrachtet, da eine Ablenkung zur Seite, in die y-Richtung außer Acht gelassen wird.

2.2.1 Wurf im Vakuum ohne Rotation

Für die Berechnung der Flugbahn eines Objektes ist es hilfreich, auf die Modellannahme eines luftleeren Raumes auf der Erdoberfläche zurückzugreifen. Dadurch kann das System später erweitert werden und es bietet eine gute Kontrollmöglichkeit, da Flugbahnen mit zusätzlichen bremsenden Einflüssen immer eine kürzere Reichweite haben müssen. Bei einem Wurf im luftleeren Raum tritt während des Fluges als einzige Kraft die Gravitationskraft $F = m * g$ auf. Sie wirkt stets in die negative z-Richtung. Die Geschwindigkeiten in den beiden Raumrichtungen zum Zeitpunkt t , können bei einem Abschuss mit der Geschwindigkeit v_0 , unter einem Winkel von α zur horizontalen x-Achse, mit den beiden Formeln 2.13 und 2.14 berechnet werden. Dabei sieht man, dass

die Geschwindigkeit in x-Richtung ohne Luftwiderstand über die Zeit konstant bleibt, da keine Kraft in diese Richtung auftritt.

$$v_x(t) = v_0 * \cos(\alpha) \quad (2.13)$$

$$v_z(t) = v_0 * \sin(\alpha) - g * t \quad (2.14)$$

Der Ort an dem sich der Ball zu einem bestimmten Zeitpunkt t befindet kann durch Integration über die Zeit bestimmt werden.

$$x(t) = v_0 * \cos(\alpha) * t \quad (2.15)$$

$$z(t) = v_0 * \sin(\alpha) * t - g * t^2 / 2 \quad (2.16)$$

2.2.2 Wurf in Luft ohne Rotation

Ein Gegenstand der durch die Luft geworfen wird merkt zu jedem Zeitpunkt des Fluges eine zusätzlich auf ihn wirkende Kraft die stets entgegengesetzt zur Bewegungsrichtung auftritt. Sie entsteht durch die Unterschiede im Luftdruck zwischen der Vorder- und der Rückseite des Gegenstandes [BCL02, S.369]. Diese Kraft steigt quadratisch mit der Geschwindigkeit v und hängt weiters von der Querschnittsfläche A ab. Zusätzlich werden die Oberflächeneigenschaften und die Form des Gegenstandes mit dem Luftwiderstandsbeiwert C_d berücksichtigt. Dieser muss meist experimentell bestimmt werden und kann für einen neuen Tennisball laut [BCL02, S.370] mit 0,55 angenommen werden. Die ebenfalls zu beachtende Dichte ρ des Mediums wird für Luft mit $1,21 \text{ kg/m}^3$ angenommen. Diese ist abhängig vom herrschenden Luftdruck und der Temperatur. Die Formel der resultierenden Kraft des Luftwiderstandes F_d (eng.: drag) ist in Gleichung 2.17 angegeben und zeigt stehts in die negative Richtung der Geschwindigkeit.

$$F_d = - \frac{C_d * A * \rho * v^2}{2} \quad (2.17)$$

Da diese Kraft nicht linear von der Geschwindigkeit abhängt können die einzelnen Richtungskomponenten nicht mehr getrennt voneinander berechnet werden.

2.2.3 Wurf in Luft mit Rotation

Durch Rotation eines runden Gegenstandes kommt zusätzlich noch der Magnus-Effekt zu tragen. Bei diesem ändert sich je nach Drehrichtung und Drehgeschwindigkeit der Luftdruck auf einer Seite, wodurch die Flugbahn zusätzlich beeinflusst wird. In Gleichung 2.20 ist die resultierende Kraft F_l durch den Magnus-Effekt angegeben wobei C_l als Auftriebskoeffizient von der Geschwindigkeit v und der Geschwindigkeit an der Oberfläche v_{spin} abhängt. v_{spin} wiederum ist von der Winkelgeschwindigkeit ω und dem Durchmesser des Balls d abhängig [GH04, S. 28]. Es wird angenommen, dass die Winkelgeschwindigkeit für die Dauer des Fluges konstant bleibt.

$$v_{spin} = \frac{d}{2} * |\omega \times \mathbf{v} / v| \quad (2.18)$$

$$C_l = \frac{1}{2 + \frac{v}{v_{spin}}} \quad (2.19)$$

$$F_l = \frac{C_l * A * \rho * v^2}{2} \quad (2.20)$$

Bei einer Drehung um die y-Achse, was dem Winkel θ entspricht, zeigt die Richtung der Kraft stets in die Kurve hinein. Während des Aufstieges hat sie eine Komponente in die negative z-Richtung und in die x-Richtung. Die Komponente in die x-Richtung verschwindet im Scheitelpunkt und zeigt danach in die negative x-Richtung. Dadurch wird die Flugkurve enger und die Flugweite reduziert. Bei einem Drall gegen die Richtung von θ zeigt die Magnuskraft stets aus der Kurve heraus. Dadurch erhöht sich der Scheitelpunkt. Die Reichweite erhöht sich allerdings nicht da der Drall zusätzlich den Luftwiderstandskoeffizienten beeinflusst. Nach der experimentel bestimmten Gleichung 2.21 aus [BCL02, S.371] erhöht sich dieser bei einem Tennisball für hohe Drehraten von 0,55 auf 0,84.

$$C_{d+spin} = C_d + \left(\frac{1}{22,5 + 4,2 * \left(\frac{v}{v_{spin}} \right)^{\frac{5}{2}}} \right)^{\frac{2}{5}} \quad (2.21)$$

Unter der zuvor getätigten Annahme, dass die Drehachse orthogonal zur Flugrichtung liegt, also eine Drehung um die y-Achse vorliegt, ergeben sich die Bewegungsgleichungen zu

$$m d_{vx}/dt = -F_d * \cos(\alpha) - F_l * \sin(\alpha) \quad (2.22)$$

$$m d_{vz}/dt = F_l * \cos(\alpha) - F_d * \sin(\alpha) - m * g \quad (2.23)$$

Diese Gleichungen können umgeformt werden zu

$$d_{vx}/dt = -\alpha * v * (C_{d+spin} * v_x + C_l * v_z) \quad (2.24)$$

$$d_{vz}/dt = \alpha * v * (C_l * v_x - C_{d+spin} * v_z) - g \quad (2.25)$$

mit dem Faktor $\alpha = \rho * \pi * d^2 / (8 * m)$ und $v = \sqrt{v_x^2 + v_z^2}$. Diese zwei Gleichungen können nicht mehr analytisch, sondern nur mehr numerisch gelöst werden. In [GH04] wird die Umwandlung in ein Differentialgleichungssystem erster Ordnung und dessen Lösung mit Hilfe eines Mathematikprogramms wie MATLAB oder MAPLE behandelt. Dabei werden die oben behandelten Gleichung verwendet und es gilt

$$\dot{x} = v_x \quad (2.26)$$

$$\dot{z} = v_z \quad (2.27)$$

$$\ddot{x} = d_{vx}/dt = -\alpha * v * (C_{d+spin} * v_x + C_l * v_z) \quad (2.28)$$

$$\ddot{z} = d_{vz}/dt = \alpha * v * (C_l * v_x - C_{d+spin} * v_z) - g \quad (2.29)$$

2.2.4 Simulation des Wurfes

In Matlab, einer Mathematiksoftware, wird die Funktion `ode45` verwendet, welche zum Lösen der Differentialgleichungen eine Runge-Kutta Methode der Ordnung vier und fünf implementiert. Als Startwerte werden die von der International Tennis Federation (ITF) in [ITF11, S.10] angegebenen Eigenschaften eines Tennisballs verwendet. Da in den Regeln jeweils ein Bereich angegeben ist, werden Werte innerhalb des Bereiches festgelegt. Für die Masse wird 57 g und für den Durchmesser 65 mm gewählt. Als Luftwiderstandsbeiwert wird, wie erwähnt 0,55 und als Luftdichte $\rho=1,21 \text{ kg/m}^3$ gewählt. Durch ihre filzige Oberfläche schwanken die aerodynamischen Eigenschaften eines Tennisballs aber von Modell zu Modell stark und der verwendete Luftwiderstandsbeiwert muss eventuell an andere Tennisbälle angepasst werden. Der optimale Abschusswinkel für die Reichweite von 3 m und 5 m wird iterativ in Matlab bestimmt und ist abhängig von der Abschussgeschwindigkeit. In Abbildung 2.2 ist der optimale Abschusswinkel α für einen Wurf in der Ebene, über die Startgeschwindigkeit v_0 aufgetragen. Für die Ermittlung der benötigten Abschussgeschwindigkeiten wird der optimale Winkel bei der benötigten Geschwindigkeit verwendet. Dies ist möglich da sich der optimale Winkel vor allem bei den hier interessanten langsamen Geschwindigkeiten nicht rasch ändert. Bei dem betrachteten Tennisball bewegt sich der optimale Abschusswinkel wie in Abbildung 2.2 zu sehen für $1 \text{ m/s} \leq v_0 \leq 20 \text{ m/s}$ im Bereich von 45° bis $41,5^\circ$.

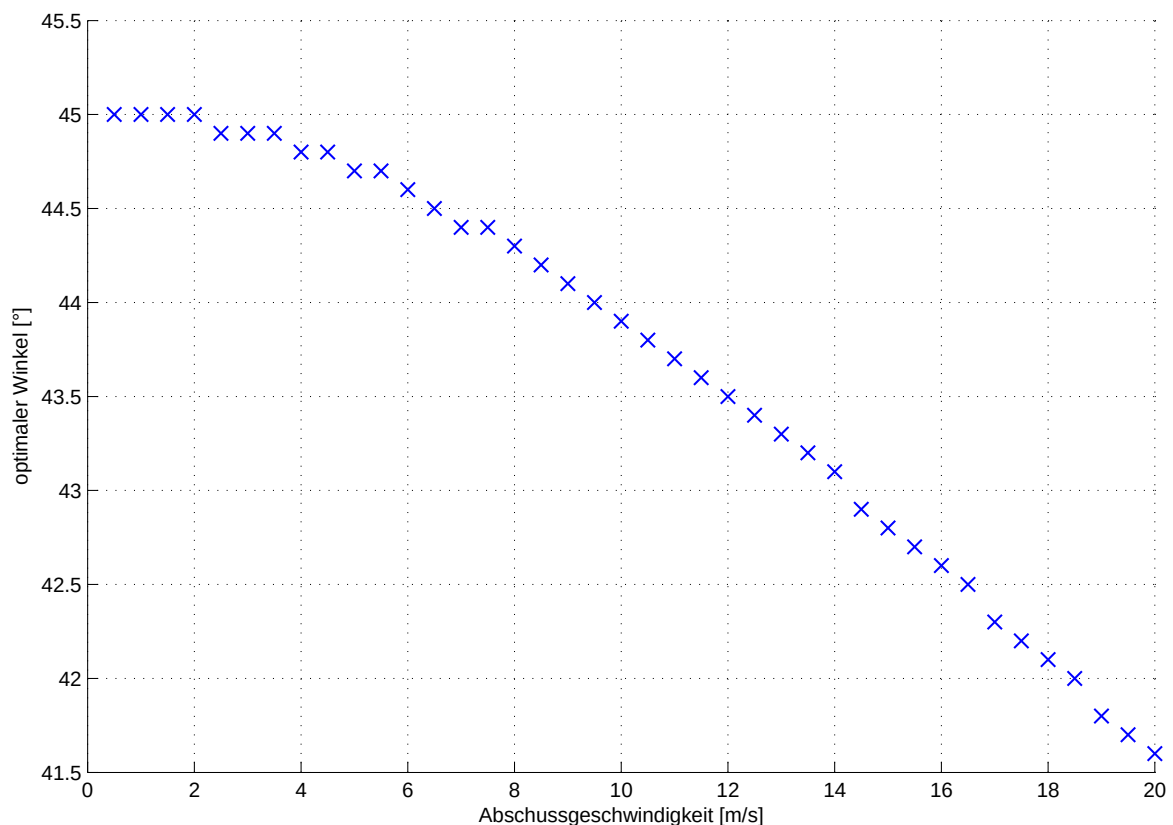


Abbildung 2.2: Optimaler Abschusswinkels abhängig von der Startgeschwindigkeit.

Mit dem ermittelten Winkel wird die Abschussgeschwindigkeit genauer berechnet. In Abbildung

2.3 sind die Flugbahnen für Würfe über 5 m eingetragen. Die minimal benötigte Geschwindigkeit um alle Ziele in dieser Entfernung zu erreichen wenn zusätzlich 1 m Höhenunterschied überwunden werden soll beträgt 8,07 m/s. Diese Geschwindigkeit soll bei dem Wurf durch den Roboterarm erreicht werden und die dafür benötigte Beschleunigung gemessen werden können. Genauere Betrachtungen dazu folgen in Unterkapitel 2.3. Um zusätzlich den Einfluss einer Rotation zu betrachten wird die Flugbahn für einen Abschuss mit $v_0=10$ m/s, einem Winkel $\alpha=45^\circ$ und einer Rotation von 200 1/min berechnet und die unterschiedlichen Flugweiten verglichen. Mit einem Wurf ohne Rotation wird eine Entfernung von 8,86 m, für einen Vorwärtsdrall eine Entfernung von 8,70 m und für eine Rückwärtsdrall eine Entfernung von 8,83 m erreicht. Die zuvor beschriebene Erhöhung des Luftwiderstandbeiwertes verkürzt bei beiden Fällen mit Drall die Reichweite des Wurfs. Bei einem Vorwärtsdrall umso stärker, da der Ball zusätzlich Abtrieb bekommt. Im Sport ist dies der bekannte Effekt bei einem mit „Topspin“ gespielten Ball. Auch der optimale Abschusswinkel ändert sich für Bälle mit Rotation. Für eine Drall in Richtung θ wird der optimale Winkel größer und für einen Drall in Gegenrichtung kleiner als bei einem Wurf ohne Drall.

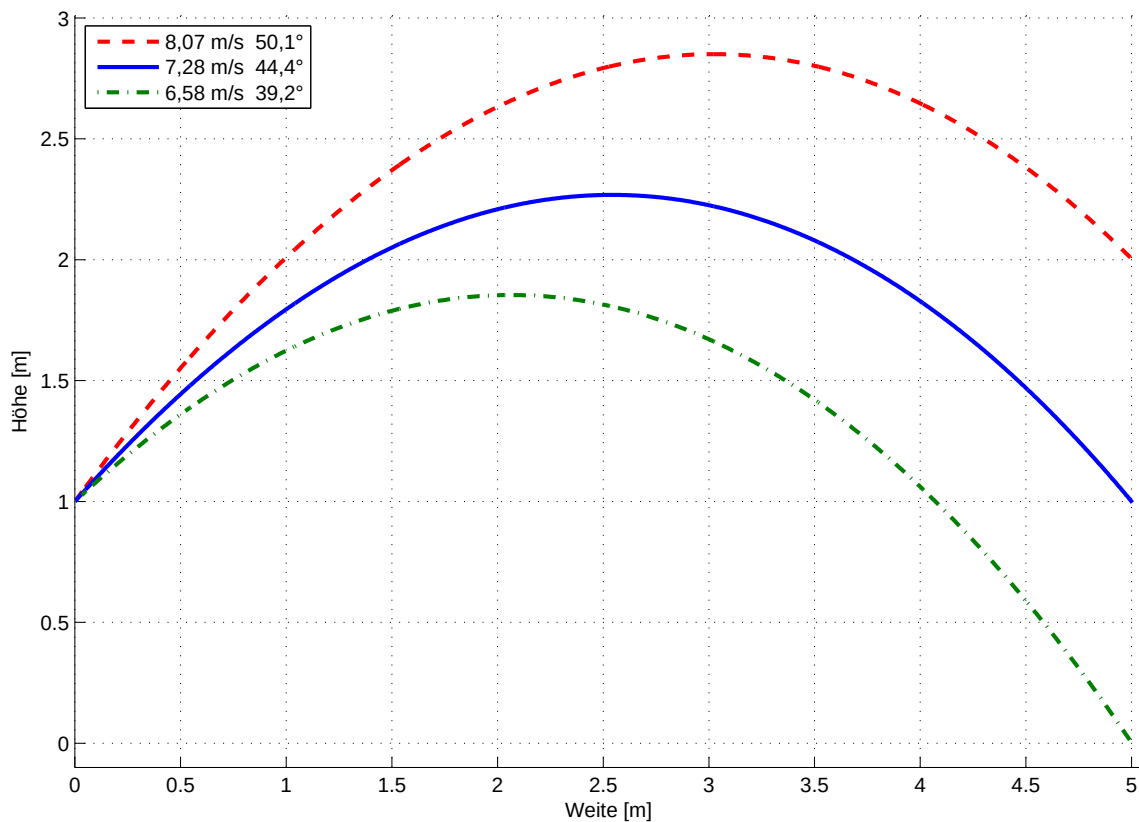


Abbildung 2.3: Flugbahnen mit optimalem Abschusswinkel ohne Rotation.

2.3 Roboterkinematik

Das in dieser Arbeit vorgestellte Messsystem wird vor auch zur Verwendung an Leichtbauroboterarmen (Modell LBR4+) der Firma KUKA entwickelt. Somit werden bei der Wahl des Messbereiches auch die Eigenschaften des Roboterarmes berücksichtigt. In [KUK10, S. 9] sind die Abmes-

sungen der einzelnen Komponenten des Roboterarmes angegeben. Mit Hilfe dieser Abmessungen und den gegebenen maximalen Drehmomenten der Achsservos können vereinfachte Berechnungen bezüglich der Geschwindigkeit und Beschleunigung angestellt werden. In der Beschleunigungssortechnik werden die gemessenen Werte bezogen auf die Erdbeschleunigung meist in g statt in m/s^2 angegeben. Um dem Rechnung zu tragen, eine bessere Vergleichbarkeit zu schaffen und trotzdem eine SI-Konformität zu bewahren, werden hier die Werte auf beide Arten angegeben, wobei die Umrechnung durch den Normwert der Fallbeschleunigung $1 g_n = 9,80665 m/s^2$ erfolgt. In Abbildung 2.4 ist eine schematische Darstellung des Roboterarmes angegeben. Um bei einem gerade Wurf die maximale Geschwindigkeit zu erreichen, werden die summierten Kräfte der Drehachsen A2, A3 und A5 benötigt. Zur besseren Berechenbarkeit werden für die Geometrien der Elemente zwischen den Drehachsen Zylinder angenommen welche um eine Achse an ihrem Rand gedreht werden.

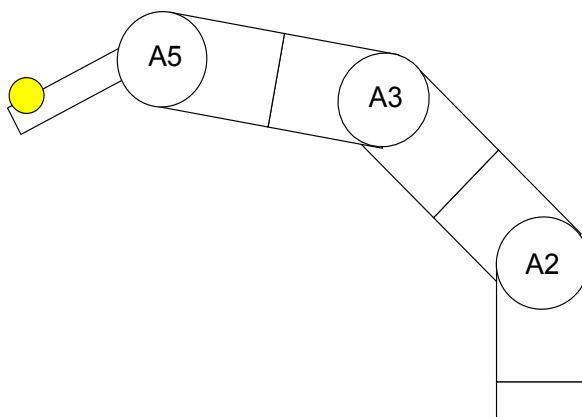


Abbildung 2.4: Schematische Darstellung des Roboterarmes der Firma KUKA mit Tennisball.

$$J_0 = J_{Zylinder} + m * l^2 \quad (2.30)$$

$$J_{Zylinder} = \frac{1}{16} * m * (d^2 + \frac{4}{3} * h^2) \quad (2.31)$$

Mit den Formeln 2.30 und 2.31 aus [Bög99, S. 300] kann man das Trägheitsmoment der einzelnen Abschnitte berechnen. Formel 2.31 gibt dabei das Trägheitsmoment eines Zylinders bei einer Drehung um eine Achse durch den Schwerpunkt und normal zur Zylinderachse an. $m * l^2$ gibt laut des Satz von Steiner den Anteil des Trägheitsmomentes bei einer Drehung um eine zur eigentlichen Achse parallelen Drehachsachse an. Mit der Formel $M = J * \alpha$ werden die maximalen Winkelbeschleunigungen der einzelnen Achsen berechnet. Die Beschleunigung des Endpunktes und somit des Tennisballs ergibt sich aus der Summe der Einzelbeschleunigungen. Mit der Annahme eines 50 cm langen und 2 kg schweren Wurfarmes am Ende des Roboters wird eine maximale Beschleunigung von $33,3 m/s^2$ berechnet. Dies würde somit beim Werfen in einem g -Wert von 3,396 resultieren. Die auftretenden Kräfte beim Fangen hängen stark von der Dämpfung des Tennisballs und von der Nachgiebigkeit der Fangvorrichtung ab. Bei einem Aufprall tritt eine negative Beschleunigung in Abhängigkeit von der Länge Δx der Verzögerungsstrecke auf. Die Beschleunigung wird mittels der Formel 2.32 berechnet. Bei den in Abbildung 2.3 dargestellten Würfeln besitzt der Wurf mit dem Ziel in 0 m Höhe die größte Endgeschwindigkeit. Für diesen Wurf wird

eine Endgeschwindigkeit v von 7,4 m/s ermittelt. Dies ergibt für einen angenommenen Bremsweg von 0,2 m eine negative Beschleunigung von 136,9 m/s² was einem g-Wert von 13,960 entspricht. Dieser Wert soll nach Möglichkeit noch im Messbereich der verwendeten Sensoren liegen.

$$a = \frac{v^2 - v_0^2}{2 * \Delta x} \quad (2.32)$$

3 State of the Art und Entwurf

Nachdem im vorherigen Kapitel auf die physikalischen Grundlagen des Projektes eingegangen wurde, kann in Folge der Entwurf des Systems und die Auswahl der Komponenten besprochen werden. Für den Entwurf des Systems werden zunächst einige ähnliche Arbeiten betrachtet. Von diesen ausgehend wird auf die technischen Grundlagen, der für das System benötigten Komponenten, eingegangen. Dabei wird zuerst die Technologie der Sensoren vorgestellt. Anschließend werden der Mikrocontroller, die seriellen Schnittstellen und die Technologien für die drahtlose Datenübertragung erläutert. Am Ende des Kapitels wird auf den erwarteten Energieverbrauch des Sensorsystems eingegangen.

3.1 State of the Art - Verwandte Arbeiten

Um zusätzlich zu den physikalischen Gegebenheiten die im vorherigen Kapitel erläutert wurden Eckpunkte für eine mögliche Realisierung zu erhalten, werden in Folge einige verwandte, vorausgehende Arbeiten betrachtet. Im Zuge dessen wird auf die Zusammenhänge und die Unterschiede zu dem hier besprochenen Projekt eingegangen. Es haben sich diverse Forschungsprojekte, in verschiedenen Forschungsgebieten mit den Messmöglichkeiten durch drahtlose Kraftmesssysteme auseinandergesetzt. In [GSL⁺06] wird ein Messsystem zur Aufnahme der Beschleunigungen beim Kugelstoßen vorgestellt. Dieses wird in einer, dem Sport entsprechenden, Kugel eingebaut und misst, in Kombination mit einem Hochgeschwindigkeits-Kamerasystem, die Kräfte und Bewegungen der Athleten. Mit dem Ziel das Training der Athleten zu unterstützen, soll daraus der Bewegungsablauf erkannt werden. Dafür wird zusätzlich ein Mustererkennungsalgorithmus eingesetzt, der die einzelnen Phasen des Kugelstoßens ermittelt. Das Projekt verzichtet auf die Integration von Drehratensensoren, da nur der Bewegungsablauf beim Kugelstoßen und nicht die Flugbahn von Interesse ist. Es zeigt einen möglichen Aufbau für die Sensoren, wobei das implementierte Messsystem, inklusive der Kugel, ein deutlich höheres Gesamtgewicht von 4,05 kg aufweist. Durch das höhere Gewicht sind beim Systementwurf mehr Freiheiten vorhanden. Ein weiterer Unterschied zu dem Messsystem im Tennisball ist die Übertragung der Messdaten. Sie erfolgt nicht drahtlos, sondern nach einigen Würfen über eine kabelgebundenen USB(Universal Serial Bus)-Schnittstelle. Um die Daten bis zur Übertragung zwischenspeichern, wird ein zusätzlicher Flash-Speicher integriert. Dieser ist für das hier entwickelte System nicht notwendig, da geplant ist, die Daten in jedem Messintervall, direkt nach der Messung, zu übermitteln. Der Ansatz der Weiterverarbeitung der Sensordaten durch ein künstliches neuronales Netzwerk kann für zukünftige Arbeiten und für die Entwicklung des Bewegungsablaufs der Roboterarme von Interesse sein.

In [XSLG07] wird ein ähnliches System, erweitert um Drehratensensoren, in einen Sportdiskus eingebaut. Damit sollen wiederum zusätzliche Informationen über den Bewegungsablauf der Sportler ermittelt werden. Zusätzlich zu den Sensoren ist in das System auch eine Funkschnittstelle integriert. Diese überträgt die Daten während der Messung an einen PC. Die verwendeten funktionalen Teile des Systems sind ähnlich den hier benötigten. Das System verwendet allerdings eine handelsübliche 9 V Batterie als Energieversorgung. Diese ist für das Messsystem im Tennisball wegen ihres Gewichtes und ihrer Größe nicht geeignet. Weiters werden weniger Sensoren verwendet wodurch auch eine geringere Datenrate für die Funkübertragung benötigt wird. Das in [XSLG07] dargestellte Benutzerinterface beinhaltet einige, auch hier benötigte, Funktionen und kann als Grundidee verwendet werden. Interessant ist der Ansatz die Daten trotz der direkten Übertragung, in einem Speicher im Empfangsmodul zu speichern und bei Bedarf an den PC zu übermitteln. Dies könnte als zusätzliche Option im System integriert werden um Probleme bei der Datenübertragung zum PC zu umgehen.

Im Gegensatz zum Sportbereich wird in [CMP⁺07] ein Ball vorgestellt, der zur Verhaltensanalyse von Kleinkindern verwendet werden soll. Zusätzlich zu den Drehratensensoren werden dabei ebenfalls Magnetfeldsensoren integriert. Die drei verschiedenen Sensoren werden dazu verwendet die Bewegung des Balls mit Hilfe eines Komplementärfilters zu ermitteln. Das System ist dem hier angestrebten im Aufbau sehr ähnlich, wenn sich auch die Anforderungen an den Messbereich und die Befestigung unterscheiden. Für das Projekt in [CMP⁺07] wird der benötigte Messbereich für die Beschleunigungssensoren mit $\pm 20 \text{ m/s}^2 \approx \pm 2 \text{ g}$ angenommen. Wie in Kapitel 2.3 berechnet wird für das hier vorgestellte System ein weit höherer Messbereich von $\pm 16 \text{ g}$ benötigt, um nach Möglichkeit, auch einen harten Aufprall messen zu können. Zusätzlich bietet die Montage in einem Tennisball eine zusätzliche Herausforderung gegenüber dem in [CMP⁺07] verwendeten harten Ball. Durch die ähnliche Größe des Balls, sieht man bereits gut welche Schritte für die Entwicklung eines Systems in dieser Größe notwendig und in welchen Bereichen Herausforderungen zu erwarten sind.

Eine sehr aktuelle Arbeit ist [Var11], bei der ein ähnlicher Systemaufbau zur Orientierungssteuerung in einer simulierten, dreidimensionalen Umgebung verwendet wird. Die in dieser Arbeit verwendeten Sensoren bieten den gewünschten Messbereich. Der Systemaufbau und die Auswertung verfolgen aber andere Ziele, da die Orientierung im Raum und nicht die Messung der auftretenden Kräfte im Vordergrund steht. Durch ihre Aktualität können die Erkenntnisse der Arbeit für einen Überblick über die vorhandene Sensortechnologie verwendet werden.

Ein wichtiges Thema bei der Verwendung von Beschleunigungssensoren ist die Filterung der Daten. Hilfreich dabei ist der Fakt, dass die Sensorwerte der drei verschiedenen Sensoren physikalisch verknüpft sind. Durch eine Zusammenführung der Sensordaten können die jeweiligen Fehlerquellen der Sensoren gegenseitig kompensiert werden. Für die dafür benötigte Schätzung des Zustandes wird häufig ein Kalman-Filter verwendet. Dieser arbeitet mit der Vorhersage der neuen Zustände und anschließender Korrektur durch die verschiedene Sensordaten. Für ein lineares Mess- und Systemmodell und unter der Annahme eines weißen, mittelwertfreien und normalverteilten Rauschens liefert ein Kalman-Filter die kleinste Summe der quadrierten Schätzfehler und somit ein optimales Ergebnis [Wen04, S. 130]. Für nicht lineare Systeme wird ein erweiterter Kalman-Filter benötigt, der nicht mehr die optimale Lösung liefern kann [Wen04, S. 146]. In [Var11, S. 107] wird stattdessen ein Komplementärfilter von S. Madgwick verwendet. Dieser bietet, laut [MHV11], bei den verwendeten Sensoren einige Vorteile gegenüber eines Kalman-Filters. Dabei sind die geringere benötigte Rechenleistung und die erhöhte Genauigkeit am bedeutendsten für das hier beschriebene System. Ebenfalls von Vorteil ist der Wegfall der Angabe der Richtung des Magnetfeldes, welche bei anderen Komplementärfiltern benötigt wird [MHV11]. Für die Orientierungsinformation wird bei diesem Filter auf Quaternionen zurückgegriffen. Dies

bietet die in Kapitel 2.1 vorgestellten Vorteile der einfachen Verarbeitung und des Wegfallens einer Singularität. Ausgehend von den gefundenen Projekten, wird in Folge der Aufbau des Systems entworfen, auf die einzelnen, benötigten Komponenten des Systems eingegangen und deren Grundlagen erläutert.

3.2 Systementwurf

Ausgehend von den, in Kapitel 1.2, gestellten Anforderungen und den soeben besprochenen Projekten, wurde ein Systemmodell entworfen. In Abbildung 3.1 ist der schematische Aufbau des Messsystems gegeben. Das hier entwickelte System besteht aus dem Sensorsystem im Ball, der Empfangsstation, der Funkkommunikation zwischen den beiden und der Auswertung am PC. Das Sensorsystem wird für den Einbau in einen Tennisball entwickelt. Es besteht aus den drei Sensoren, die über ein serielles Businterface angesprochen werden, einem Mikrocontroller und einem Funktransceiver. Weiters wird eine kleine und leichte Energieversorgung benötigt. Bei der Empfangsstation wird ebenfalls ein Funktransceiver und ein Mikrocontroller benötigt. Der Mikrocontroller hat die Funktion, die Daten, die über den Transceiver empfangen werden, an den PC weiter zu leiten. Die Empfangsstation wird zu diesem Zweck über eine USB-Schnittstelle angeschlossen. Diese bietet den Vorteil, dass sie an jedem handelsüblichen PC oder Laptop vorhanden ist und eine ausreichend hohe Datenübertragungsrate erlaubt. Weiters erlaubt die USB-Schnittstelle eine direkte Energieversorgung der Empfangsstation. Am Computer wird eine Software benötigt um die Messdaten aufzubereiten und auszuwerten.

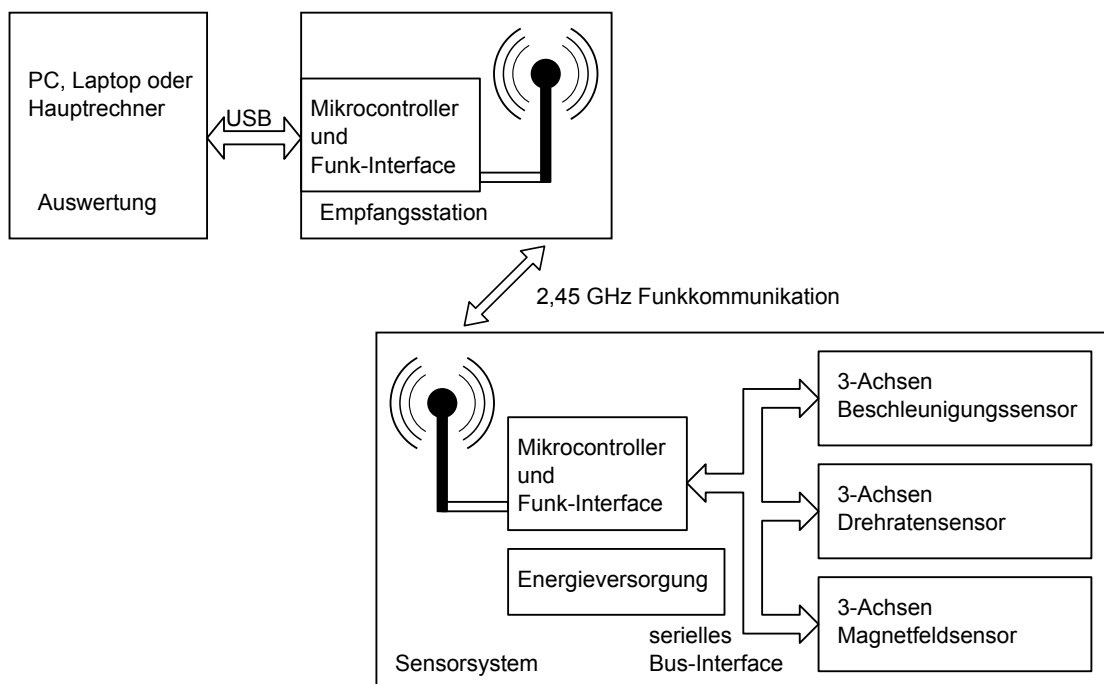


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung des Messsystems.

Für die beiden benötigten Mikrocontroller ist es von Vorteil, wenn sie ähnlich oder gleich sind, damit die Firmware teilweise wiederverwendet werden kann. Weiters erhöht sich der Entwicklungsaufwand beträchtlich, wenn zwei verschiedene Compiler benötigt werden, da jeder seine Eigenheiten besitzt, die bei der Programmierung beachtet werden müssen. Der PC soll entweder

die aufbereiteten Daten an den Hauptrechner in Abbildung 1.1 weiterleiten oder es die Empfangsstation wird direkt an diesen angeschlossen. Die Messdaten können in Folge dort verarbeitet werden.

3.3 Sensoren

Um ihre Umwelt erkennen und auf sie reagieren zu können benötigen elektronische Systeme Sensoren und Aktuatoren. Gerade in der Sensortechnik werden durch die stets fortschreitende Miniaturisierung und die daraus resultierenden fallenden Kosten immer neue Anwendungsgebiete erschlossen. Für Inertialsensoren sind die Automobilindustrie und die Industrie für Consumer Geräte (z. B. Mobiltelefone oder Navigationsgeräte) mit ihren Forderungen nach billigen Sensoren in großen Stückzahlen wichtige Triebfedern der Weiterentwicklung. Daraus resultiert, dass die meisten am Markt erhältlichen Inertialsensoren an die Anwendungsbereiche dieser Industriezweige angepasst sind. Beschleunigungssensoren, wie auch die in späterer Folge erwähnten Drehratensensoren, fallen unter den Oberbegriff „Mikroelektromechanische Sensorsysteme“ (MEMS). Dabei werden mechanische Systeme wie beispielsweise Schwingfedern zusammen mit Sensorelektronik direkt auf einem integrierten Schaltkreis (IC) hergestellt. Diese bietet gegenüber normalen mechanischen Systemen mehrere Vorteile:

- kleinere Bauformen
- kürzere Reaktionszeiten
- integrierte Selbsttests
- billigere Herstellung und Verarbeitung bei großen Stückzahlen

Weiters ist es von Vorteil, dass die mechanischen Strukturen direkt in Silizium realisiert werden. Dies ermöglicht die Verwendung von angepassten Prozessen aus der Halbleiterindustrie und bietet eine hohe Kompatibilität zu integrierten Schaltkreisstrukturen. Nachteilig sind die teilweise geringeren Auflösungen der Sensoren. Durch die, bei ihnen verwendeten kleinen Strukturen, wirken sich bereits kleinste Abweichungen in der Herstellung auf die Messergebnisse aus. Auch das Rauschen der Sensoren ist oft beträchtlich. In Folge werden Funktionsweisen von MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren erklärt. Abschließend werden noch Magnetfeldsensoren erläutert.

3.3.1 MEMS-Beschleunigungssensoren

Beschleunigungssensoren bestehen im Prinzip aus einer frei schwingfähigen Masse die an einer Feder befestigt ist. Eine Beschleunigung in eine Richtung führt zur Auslenkung des äußeren Sensorelements gegenüber der inneren Masse. Diese wird wegen ihrer Trägheit erst mit Verzögerung bewegt. Die Kraft die auf die Feder wirkt ist von der Position der Masse abhängig und beträgt $F_{Feder} = k * x$, wobei k die Federkonstante und x die Positionsänderung beschreibt. Gleichzeitig wirkt bei einer Beschleunigung a die Kraft $F_{Beschleunigung} = m * a$ auf die Masse m . Durch die Gleichung $F_{Feder} = F_{Beschleunigung}$, kann in einem Sensor in dem die Masse und die Federkonstante bekannt sind, durch eine Messung der Strecke x die Beschleunigung a ermittelt werden. Diese Strecke kann mittels piezoresistiver, piezoelektrischer, induktiver oder kapazitiver Verfahren gemessen werden [Glü05, S. 149]. In modernen MEMS-Beschleunigungssensoren haben sich

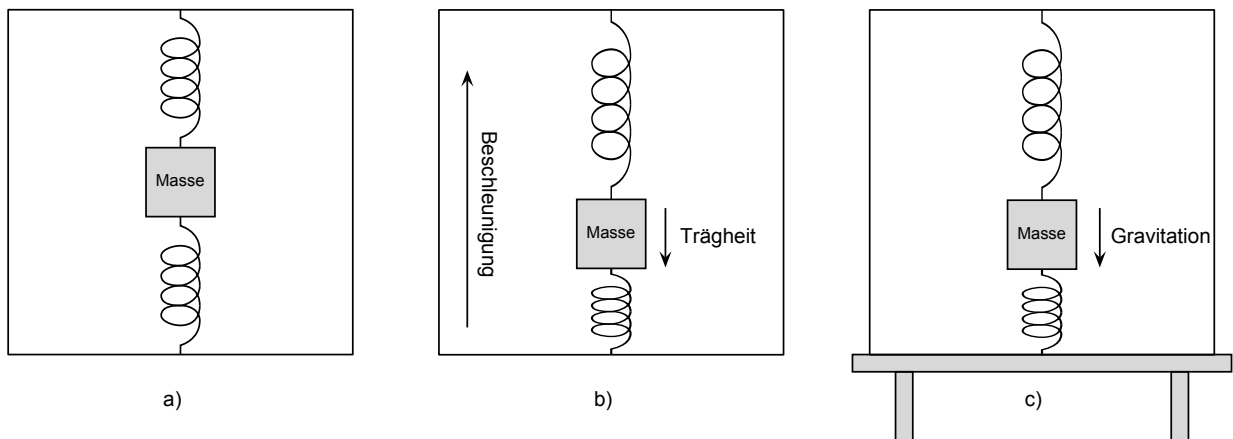


Abbildung 3.2: Schematischer Zustand des Beschleunigungssensors in a) Schwerelosigkeit, b) bei Beschleunigung nach oben, c) ruhend auf einem Tisch.

kammartige, ineinandergreifende Strukturen die mittels kapazitiver Messung ausgelesen werden, durchgesetzt. Eine Seite des Kammes ist fix mit der beweglichen Masse und die andere Seite mit dem umgebenden Sensor verbunden. Dadurch ändert sich die Kapazität der Struktur bei einer Wegänderung. Diese Kapazitätsänderung wird anschließend in einen Spannungswert umgewandelt. Zusätzlich bieten die meisten Sensoren integrierte Aktuatoren welche, mit Hilfe von elektrostatischen Kräften, zwecks Selbsttests eine definierte Verschiebung der Ruheposition hervorrufen können. Diese Funktion ist gerade in Airbagsensoren von großer Bedeutung, um die korrekte Funktionsweise der Sensoren bei Fahrtantritt überprüfen zu können.

Durch die stetig besseren Herstellungsprozesse sind mittlerweile Sensoren erhältlich die Beschleunigungen in allen drei Raumrichtungen messen können. Weiters besteht der Trend immer mehr Funktionalitäten in das Sensorgehäuse zu integrieren. Gerade für den Consumer-Bereich werden häufig digitale Sensoren eingesetzt. Diese beinhalten neben den analogen Sensoren bereits Filter, Analog-Digital-Wandler und Elemente zur Konfiguration und Kommunikation über eine serielle Schnittstelle. Somit liefern die Sensoren direkt digitalisierte Werte der gemessenen Spannungen, wodurch externe Rauscheinflüsse stark reduziert werden können. Weiters sind in einigen modernen Sensoren ebenfalls zusätzliche Funktionen wie das Erkennen von freiem Fall durch das Fehlen der Gravitationsbeschleunigung oder von Aktivität über bestimmten Schwellwerten, integriert. Durch diese integrierten Funktionen kann die Rechenlast der Mikrocontroller reduziert werden. Die Erkennung des freien Falls wird häufig in Festplatten eingesetzt um bei einem Sturz den Lesekopf der Festplatte in eine sichere Warteposition zu bringen. Dies verringert die Wahrscheinlichkeit für einen mechanischen Defekt. Die Erkennung von Aktivität kann auch mittels einer Interrupt-Leitung an den Mikrocontroller gemeldet werden. Dadurch ist es möglich diesen nur bei Aktivität aus einem energiesparenden Modus in den Aktiven zu versetzen, um den Energieverbrauch des Systems zu reduzieren.

Die Funktionsweise eines Beschleunigungssensors wird in Abbildung 3.2 beispielhaft an drei verschiedenen Zuständen dargestellt. Im Teilbild a) ist der Sensor in der Schwerelosigkeit und es wird keine Beschleunigung gemessen. In Abbildung 3.2 b) wird der Sensor mit einer Beschleunigung von $9,80665 \text{ m/s}^2$, in die positive z-Richtung beschleunigt. Dabei wird auf dieser Achse ein Wert von $+1 \text{ g}$ gemessen, der durch die Trägheit der internen Masse erzeugt wird. In der dritten Abbildung liegt der Sensor ruhend auf einem Tisch. Die Erdbeschleunigung wirkt nach unten in die negative z-Richtung, wobei das Sensorgehäuse durch den Tisch eine gleich große Beschleunigung nach oben erfährt (Kräftegleichgewicht). Die innere Masse erfährt aber keine direkte Kraft durch

den Tisch und wird somit nach unten gezogen. Dadurch wird wieder eine Beschleunigung von $+1\text{ g}$ aufgenommen. Die Tatsache, dass die Erdbeschleunigung in die intuitiv falsche Richtung gemessen wird, muss bei der Implementierung beachtet werden. Weiters ist gut ersichtlich, dass der Sensor nicht zwischen einer dynamischen Beschleunigung und der statischen Erdbeschleunigung unterscheiden kann. Wie bereits erläutert, kann im ruhenden Zustand durch die Aufteilung der bekannten Erdbeschleunigung auf die Achsen die horizontale Lage des Sensors im Raum erkannt werden. Für die Ausrichtung sind allerdings weitere Informationen notwendig. Um Rotationen messen zu können werden ebenfalls weitere Sensoren benötigt. Diese werden in Folge vorgestellt.

3.3.2 Drehratensensoren

Rotationen sind für die Flugbahn eines Objektes von Bedeutung. Wie in Kapitel 2.2.3 erläutert, beeinflusst eine Drehung die Reichweite und den optimalen Abschusswinkel eines geworfenen Gegenstandes. Weiters erfolgt durch die Rotation eine schnelle Orientierungsänderung der internen Sensoren bezüglich des Raumes. Um die gemessenen Sensorwerte auf die Raumachsen umlegen zu können, muss die Lage des internen Koordinatensystems $\mathbf{B}$ bezüglich des Koordinatensystems $\mathbf{A}$ stets bekannt sein. Somit werden die Rotationen zur Erkennung einer schnellen Orientierungsänderung benötigt und müssen mittels eines Drehratensensors gemessen werden. Integrierte Drehratensensoren messen die, bei der Rotation auftretende, Corioliskraft. Diese tritt bei der Bewegung drehender Körper auf und steht stets senkrecht zur Rotationsachse. Frei drehbare Strukturen sind in MEMS-Sensoren nur sehr aufwendig herstellbar. Aus diesem Grund wird die Tatsache genützt, dass die Corioliskraft auch an vibrierenden Strukturen auftritt. Zu diesem Zweck werden spezielle Feder-Masse Konstruktionen verwendet und diese aktiv in Schwingung versetzt. Bei einer auftretenden Rotationsbewegung erzeugt die Corioliskraft einen zusätzlichen Schwingungsmodus, welcher wiederum kapazitiv erfasst werden kann. Um Störungen durch geradlinige Beschleunigungen entlang einer Achse gering zu halten, werden in der Regel symmetrische Strukturen verwendet. Eine häufige Bauform ist das „Tuning-Fork“-Gyroskop (deutsch: Stimmgabel). In Abbildung 3.3 ist der schematische Aufbau gegeben. Im linken Teil des Bildes sieht man woher die Bezeichnung stammt. Im rechten Teil des Bildes ist die Funktionsweise erläutert. Der Aufbau besteht aus zwei flexibel befestigten Massen, die in eine um 180° phasenverschobene Schwingung versetzt werden. Bei einer Rotation um die Messachse wird ein zusätzlicher Schwingungsmodus durch die Corioliskraft erzeugt. Dieser kann wiederum durch eine kapazitive Messung ermittelt werden. Bei einer Beschleunigung werden beide Massen gleichmäßig in eine Richtung ausgelenkt. Dies unterscheidet sich von den bei der Schwingung auftretenden Bewegungen und kann dadurch von der internen Messschaltung korrigiert werden. Durch die aktive Erzeugung von Schwingungen, benötigen Drehratensensoren im Betrieb deutlich mehr Energie als Beschleunigungssensoren.

Neben den MEMS-Drehratensensoren gibt es unter anderem noch optische Gyroskope. Diese basieren auf dem Sagnac-Effekt und weisen im Allgemeinen eine höhere Güte auf [Wen04, S.63]. Sie sind aber wegen ihrer Bauweise nicht für kleine, integrierte Anwendungen geeignet. MEMS-Gyroskope finden häufig Anwendung in Kameras zur Bildstabilisierung, bei Spielekonsolen (z. B. WiiMotion Plus von Nintendo) oder in Smartphones.

3.3.3 Magnetfeldsensoren

Magnetfeldsensoren messen die Kraft und Richtung des bei ihnen auftretenden Magnetfeldes. Die bekannteste Anwendung ist die Messung des Erdmagnetfeldes durch einen Kompass. Dieser

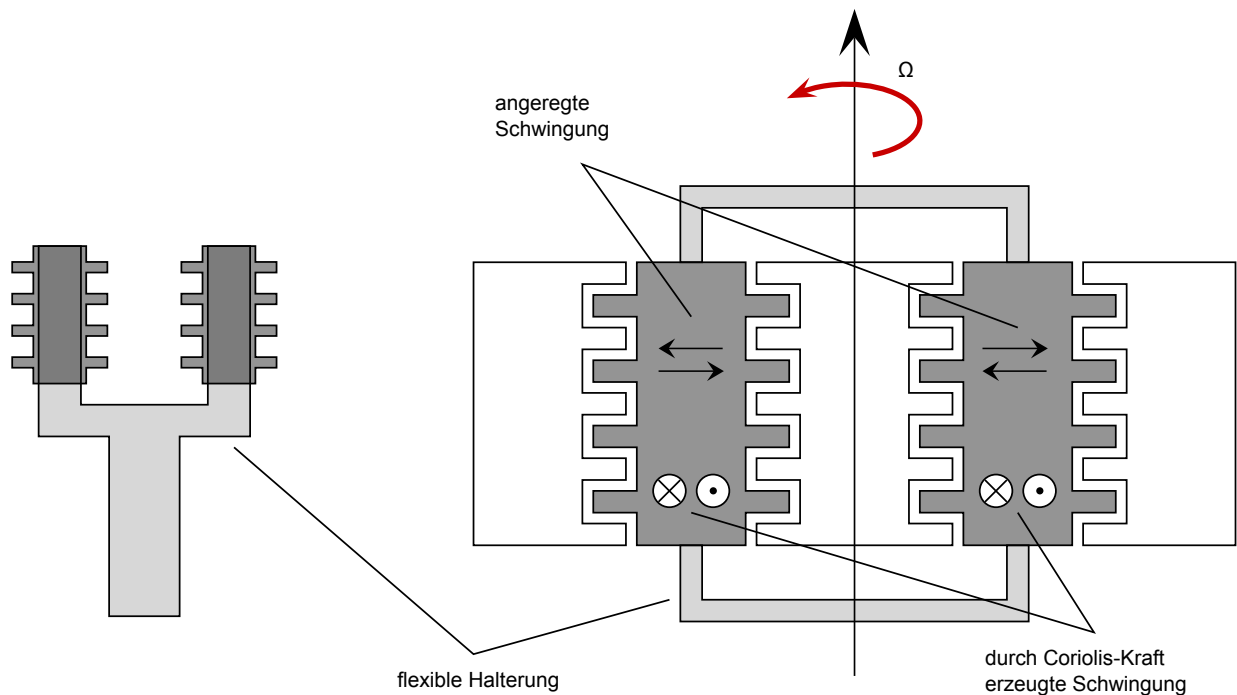


Abbildung 3.3: Schematischer Aufbau eines Tuning-Fork Gyroskops. Quelle: nach [Wen04, Abb. 3.11]

richtet sich nach der stärksten Komponente des Magnetfeldes aus. Moderne integrierte Magnetfeldsensoren können zusätzlich die Kraft des Magnetfeldes in allen drei Raumrichtungen messen. Wie in Kapitel 2.1 erklärt, kann dies dazu verwendet werden um die Ausrichtung des Sensorsystems bezüglich des Raumes zu ermitteln. Weiters bieten Magnetfeldsensoren die Möglichkeit den Drift von anderen Sensoren zu korrigieren, da das Erdmagnetfeld, im Gegensatz zur Gravitation, ungestört von Bewegungen des Sensors gemessen werden kann. Nachteilig ist die Anfälligkeit von Störungen durch externe ferromagnetische Gegenstände. Zusätzlich ist das Erdmagnetfeld von der Position auf der Erdoberfläche abhängig und ändert sich mit der Zeit. Beides muss in einer Kompassanwendung berücksichtigt werden. Falls das Magnetfeld nur zur Orientierung im Raum, aber nicht auf der Erdoberfläche benötigt wird, muss nur der Bezug zwischen dem Magnetfeld und dem Raum hergestellt werden.

Bei Störungen des Magnetfeldes unterscheidet man zwischen hartmagnetischen und weichmagnetischen Störungen. Hardmagnetische Störungen erzeugen einen konstanten Offset im Magnetfeld. Dieser Offset kann durch mehrere Messungen ermittelt und entfernt werden. Weichmagnetische Störungen erzeugen eine unregelmäßige Abweichung im Magnetfeld und sind schwerer zu kompensieren. Die Kompensierung einer Störung kann allerdings nur für Effekte erfolgen, die sich mit dem Sensor mitbewegen. Sie können durch andere Bauteile oder das Gehäuse der Schaltung erfolgen und müssen nach dem Einbau kompensiert werden. Externe Einflüsse treten meist nur sehr lokal auf und sind deswegen schwer zu erkennen und zu korrigieren.

Aktuelle Sensoren basieren auf dem Hall- oder dem Magnetowiderstandseffekt. Der Hall-Effekt tritt auf wenn ein stromdurchflossener Leiter, oder Halbleiter, normal zur Stromrichtung von einem Magnetfeld durchdrungen wird. Durch die, auf die bewegten Ladungsträger wirkende, Lorentzkraft kommt es zu einer Ablenkung aus ihrer Bahn. In Folge wird die Funktion in Halbleitern erklärt. In diesen werden die Elektronen und Löcher auf unterschiedliche Seiten abgelenkt, wodurch eine Separation der Ladungsträger erfolgt. An den zwei Seiten des Halbleiters akkumulieren sich die Ladungsträger bis eine, die Lorentzkraft ausgleichende, Hallspannung entstanden ist. Die-

se steht senkrecht zur Stromrichtung und zur Richtung des Magnetfeldes und kann über, in der Mitte angebrachte, Elektroden gemessen werden [Glü05, S. 108-109]. Hall-Sensorstrukturen lassen sich gut mit bereits etablierten Halbleiterverfahren herstellen, haben aber den Nachteil einer hohen Temperaturabhängigkeit. Diese kann durch integrierte Schaltungsmassnahmen reduziert werden. Häufig muss aber bei den verwendeten Materialien ein Kompromiss zwischen der Temperaturabhängigkeit und der Empfindlichkeit gemacht werden [4, S. 10].

Bei Sensoren die sich den Magnetowiderstandseffekt zu nutzen machen, wird die Änderung des Widerstandswertes eines ferromagnetischen Dünnschicht-Streifens, meist aus Permalloy (Nickel-Eisen), gemessen. In Abbildung 3.4 ist ein solcher Streifen dargestellt. Durch ein externes Magnetfeld ändert sich die Ausrichtung des internen Magnetfeldes. Dadurch erhöht sich der Widerstand des Streifens und der Strom, der in Längsrichtung fließt, nimmt ab. Zur Messung werden vier Widerstandsstreifen in einer Wheatstone-Brücke verbunden. Die Eigenschaften der Permalloy-Streifen hängen sehr stark von den eigenen Feldern, also von der Ausrichtung der magnetischen Domänen in den Streifen ab. Nur wenn die Domänen einheitlich angeordnet sind, lässt sich die Widerstandsänderung durch ein äußeres Magnetfeld vorhersagbar messen. Um eine korrekte Ausrichtung zu erreichen, muss um die Streifen ein starkes externes Magnetfeld erzeugt werden. Dies wird bei der Herstellung durchgeführt, kann aber zu einem späteren Zeitpunkt nach der Exposition in einem starken Magnetfeld wieder notwendig werden [4, S. 6]. Moderne Sensoren bieten bereits integrierte Elemente zur Magnetfelderzeugung, wodurch eine externe Schaltung dafür entfallen kann. Zusätzlich zu den oben genannten Effekten kann bei einem Sensor mit dem Magnetowiderstandseffekt noch eine Abweichung durch Unterschiede in den Brücken-Widerständen auftreten.

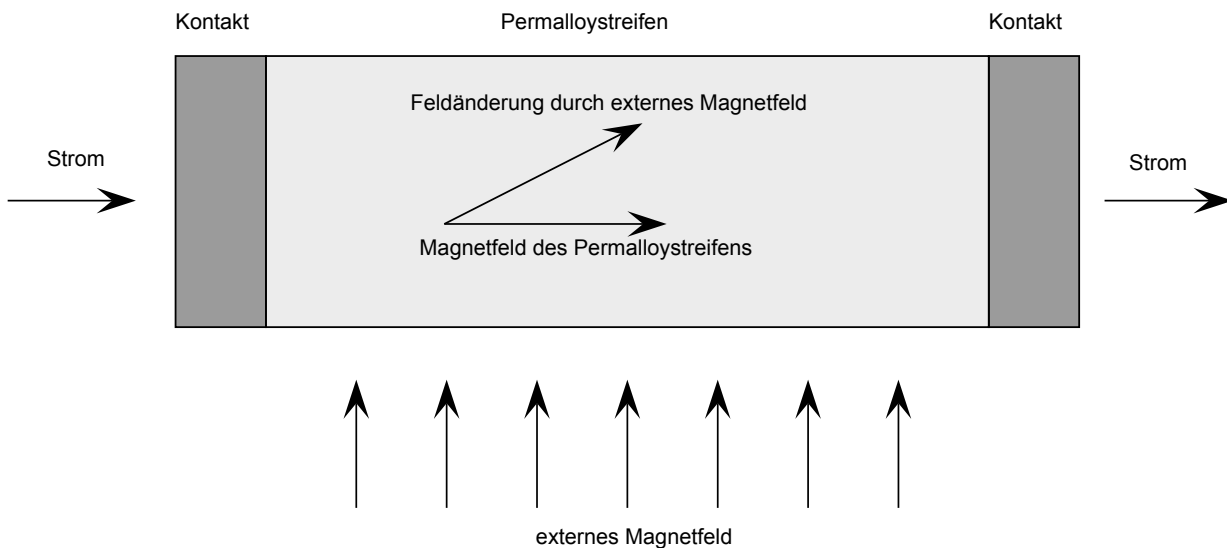


Abbildung 3.4: Funktionsweise eines magnetoresistiven Sensors. Quelle: nach [4, S. 5]

3.3.4 Anforderungen

Wie in Kapitel 2.3 erläutert werden die Anforderungen an das Messsystem stark an das vorgestellte Robotersystem angepasst. Für den Beschleunigungssensor ergibt sich somit ein maximaler Messbereich von 13,95 g. In der Praxis sind Sensoren mit umschaltbaren Messbereichen mit einem Maximum von 16 g, von verschiedenen Herstellern, erhältlich. Für die auftretenden Drehraten sind noch keine Erfahrungswerte vorhanden. Dreiaxige Sensoren sind bis zu einem Messbereich

von 2000 °/s erhältlich. Für den Magnetfeldsensor wird ein Sensor benötigt, der empfindlich genug für eine Messung des Erdmagnetfeldes ist. Dieses bewegt sich in unseren Breitengraden im Bereich von 43,8 μT [6] und liegt somit im Messbereich von erhältlichen magnetoresistiven Sensoren. Für alle Sensoren werden nach Möglichkeit ICs gesucht, welche die Messungen in allen drei Raumachsen durchführen können. Dies erleichtert die Implementierung durch einen geringeren Bauteileaufwand und durch die somit entfallende Korrektur der Achsen untereinander. Um während des kurzen Fluges des Balls viele Messwerte aufnehmen zu können, werden Sensoren mit einer hohen Messrate bevorzugt. Digitale Sensoren mit integrierten Analog-Digital-Wandlern und einer hohen Auflösung sind am Markt gut erhältlich und werden gegenüber analogen Sensoren bevorzugt. Für das hier entwickelte System werden mindestens drei Sensoren mit jeweils drei Achsen benötigt. Dabei ist der Schaltungsaufwand bei Sensoren mit einer seriellen Schnittstelle weit geringer, als bei analogen Sensoren. Weiters bietet eine serielle Schnittstelle die Möglichkeit weitere Sensoren über eine Schaltungserweiterungen zu verwenden, ohne die ursprüngliche Schaltung ändern zu müssen. Zusätzlich sind, um die Entwicklung zu beschleunigen und schnell erste Tests zu ermöglichen, Sensoren die auf Prototypen Boards erhältlich sind von Vorteil.

3.4 Drahtlose Datenübertragung

Ein wichtiger Punkt bei jedem drahtlosen Messsystem ist die Übermittlung der Daten. Einerseits ist eine verlässliche Übertragung der Daten gewünscht, andererseits sollte sie auch möglichst energiesparend sein. Bevor die Messdaten mittels einer drahtlosen Schnittstelle übertragen werden können, müssen sie erst aus den Sensoren ausgelesen werden. Diese Aufgabe übernimmt ein 8-Bit Mikrocontroller, der als Schnittstelle zwischen den Sensoren und der Funkverbindung dient. Die Sensoren sind dabei über eine drahtgebundene Schnittstelle, wie Serial Peripheral Interface (SPI) oder Inter-Integrated Circuit (I²C), an den Mikrocontroller, angebunden. In diesem Kapitel wird zuerst der Mikrocontroller und die seriellen Schnittstellen besprochen und anschließend ein Überblick über aktuelle Funktechnologien gegeben.

3.4.1 Mikrocontroller

Moderne Mikrocontroller existieren in einer unüberschaubaren Anzahl an Variationen. Es ist nahezu jede Kombination an Leistungsfähigkeit und bereits integrierten Funktionen vorhanden. Durch die geplante Verarbeitung der Daten am PC, sind die Geschwindigkeitsanforderungen an den Mikrocontroller, für dieses System gering. Um das Abholen der Daten zu beschleunigen und die Programmierung zu vereinfachen ist ein Mikrocontroller mit integrierten seriellen Schnittstellen vorteilhaft. Weiters sollen ein geringer Energieverbrauch und diverse Energiesparmodi zur Verfügung stehen. Um sich etwaige teure Lizenzen zu ersparen ist auch die Verfügbarkeit eines günstigen oder kostenlosen Compilers erstrebenswert. Da diese Anforderungen von sehr vielen am Markt erhältlichen Mikrocontrollern erfüllt werden, wird die Auswahl von der Funkschnittstelle abhängig gemacht. In Folge werden die beiden, zur Kommunikation mit Sensoren gebräuchlichsten seriellen Schnittstellen, SPI und I²C erläutert.

3.4.2 Inter-Integrated Circuit

Inter-Integrated Circuit (I²C) ist ein von Philips Semiconductors entwickelter, bidirektionaler, serieller Bus der ursprünglich mit einer Übertragungsrate von 100 kBit/s verwendet wurde und

sich zu einem de facto Standard für die Kommunikation zwischen zwei ICs etabliert hat. Im Jahr 1992 wurde ein „Fast Mode“ mit 400 kBit/s hinzugefügt. Mittlerweile wurde die Spezifikation um den „Fast-mode Plus“, mit maximal 1 MBit/s und den „High-speed mode“, mit einer Übertragungsrate von maximal 3,4 MBit/s erweitert [NXP07, S. 25]. Von den meisten Sensoren wird maximal der „Fast-Mode“ unterstützt. Viele Hersteller inkludieren eine I²C-Schnittstelle unter anderem Namen in ihre Bauteile. Häufig wird dabei die Bezeichnung „2-Wire Interface“ verwendet.

Der Bus ist für kurze Übertragungsstrecken, meist innerhalb einer Platine, ausgelegt und benötigt zwei Busleitungen. Er arbeitet als Master-Slave System wobei auch Konfigurationen mit mehreren Masters möglich sind, sofern die Geräte es unterstützen. Die Datenleitung (Serial Data Line - SDA) und die Taktleitung (Serial Clock Line - SCL) arbeiten beide mittels Open-Drain Technologie. Im Ruhezustand wird das Spannungsniveau der Leitungen durch Pull-Up Widerstände auf das Spannungsniveau der Spannungsversorgung gehoben. Wenn ein Gerät eine Leitung verwendet, senkt es das Spannungsniveau dieser Leitung, für jedes übertragene Bit, auf 0 V. In der Praxis werden Pull-Up Widerstände im Bereich von 1 k Ω bis 10 k Ω verwendet. Die benötigten Widerstandswerte hängen von der Kapazität der Leitung ab. Höhere Widerstandswerte verbrauchen zwar weniger Energie, da geringere Ströme über sie fließen, verlangsamen aber dadurch die Rückkehr der Leitungen auf den High-Pegel. Um die Leitungskapazität so gering wie möglich zu halten sind kurze Leitungen von Vorteil. Die Spezifikation des I²C-Busses schreibt eine maximale Leitungskapazität von 400 pF vor [NXP07, S. 26]. In Abbildung 3.5 ist der schematische Aufbau eines I²C-Bussystems, bestehend aus dem Mikrocontroller als Bus-Master, zwei Sensoren als Bus-Slaves und den Pull-Up Widerständen R_p , gegeben. Die Übertragung erfolgt byteweise, also in 8-Bit Blöcken, wobei pro Block noch ein neuntes Bit (Acknowledgment - ACK) als Bestätigung vom Empfänger gesendet wird.

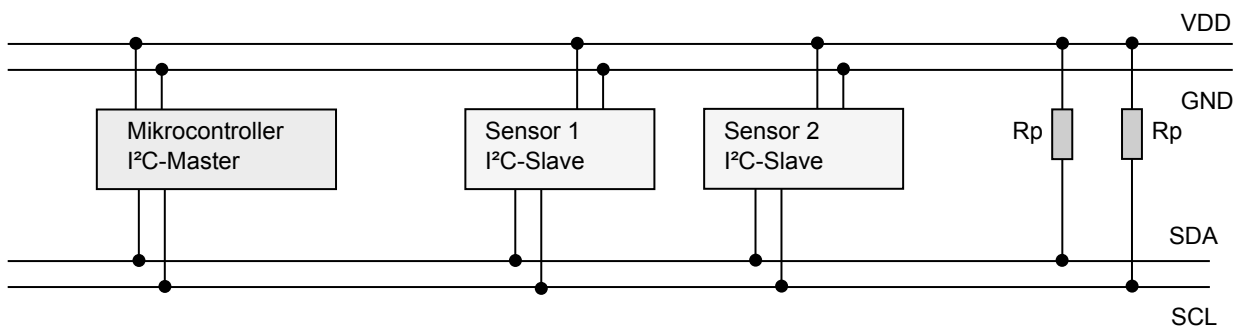


Abbildung 3.5: Schematischer Aufbau eines I²C Bussystems.

Alle Slaves am Bus benötigen eine, am Bus einmalige Adresse mit der sie angesprochen werden können. Die Adresse besteht aus sieben Bits welche vom Bauteil definiert werden und dem achten Bit welches angibt ob ein Register gelesen ('1') oder geschrieben ('0') werden soll. Bei vielen erhältlichen ICs können einige Bits der Adresse durch die Beschaltung spezieller Adresspins geändert werden. Dadurch ist der Betrieb mehrerer baugleicher Chips an einem Bus möglich. Theoretisch sind 128 Geräte an einem Bus möglich, durch die Reservierung einiger Adressen für spätere Erweiterungen sind es in der Praxis allerdings nur 112 mögliche Geräte. Um diese Beschränkung zu umgehen wurde zusätzlich ein 10 Bit Adressschema eingeführt welches aber nicht von allen Geräten unterstützt wird, aber gleichzeitig mit dem 7-Bit Schema an einem Bus betrieben werden kann. Bei diesem Bussystem gibt die gewählte Übertragungsrate nur den maximal möglichen Wert an. Die genaue Geschwindigkeit muss allerdings nicht eingehalten werden, da die Möglichkeit besteht, dass ein Slave durch Kontrolle der Taktleitung die Übertragung bremst.

Dies wird auch als „Clock Stretching“ bezeichnet und kann die tatsächliche Datenrate reduzieren. Durch die benötigte Adressierung und das Bestätigungsbit vermindert sich die maximale Menge an übertragenen Informationen weiter.

3.4.3 Serial Peripheral Interface

Das Serial Peripheral Interface (SPI) ist eine synchrone, serielle Verbindung. Sie wurde von Motorola entwickelt und erlaubte ursprünglich eine Datenübertragung bis zu 1 MBit/s [BH04, S.284]. Die Schnittstelle wird mittlerweile von einer großen Anzahl von integrierten Schaltkreisen verwendet und ist für die Verbindung auf einer Leiterplatte oder auf kurzen Strecken bis zu 15 m gedacht. Es bietet eine, auf Schieberegistern basierende, vollduplexe Datenübertragung mittels zwei Datenleitungen und einer Taktleitung. Über die Taktleitung gibt ein Master den Takt für die Register vor. Mittlerweile sind auch Chips mit Taktraten über 20 MHz und somit auch höheren Datenraten erhältlich. Die Rolle des Masters ist festgelegt, kann aber innerhalb der Anwendung auch dynamisch bestimmt werden [BH04, S.285]. Weiters wird eine Steuerleitung („Chip Select“ - CS) benötigt, die low-active arbeitet. Mit dieser wird die Adressierung der Slaves durchgeführt. Die beiden Datenleitungen sind die Ausgangs- und Eingangsleitung der Schieberegister. Sie werden auch als „Serial Data Out (SDO)“ und „Serial Data In (SDI)“ bezeichnet. Gebräuchlich ist auch die Benennung „Master in, Slave out (MISO)“ und „Master out, Slave in (MOSI)“. Die Taktleitung wird als „Serial Clock (SCL)“ bezeichnet. Durch den internen Aufbau mit Schieberegistern sind bei mehreren Slaves zwei grundsätzliche Anordnungen möglich. Die erste ist eine Busanordnung bei der alle ICs an den selben Datenleitungen liegen und jeweils mit einer eigenen Steuerleitung verbunden sind. Die zweite Anordnung ist eine Kaskadierung der Bausteine. Dabei wird die Ausgangsleitung des ersten Slaves mit dem Eingang des zweiten verbunden. Auf diese Weise lassen sich theoretisch beliebig viele Teilnehmer hintereinander ansprechen. Die Ausgangsleitung des letzten wird dann wieder zum Eingang des Masters geführt. Der Vorteil bei dieser Variante ist die gemeinsam genutzte Steuerleitung, die somit nur einmal vorhanden sein muss. Die Dateninformation wird bitweise übertragen und ist nicht auf bestimmte Wortlängen festgelegt. Da die Adressierung der ICs entfällt und auch keine Bestätigung der Daten gesendet wird ist kein Overhead vorhanden. Dies und die vollduplexe Verbindung ermöglichen weit höhere Übertragungsraten als der I²C-Bus. Nachteilig ist die erhöhte Anzahl der benötigten Leitungen, die aber vor allem bei Anwendungen mit vielen Bausteinen von Bedeutung ist.

3.4.4 Funkschnittstelle

Bei der Verwendung einer drahtlosen Datenübertragung ist eine grundsätzliche Entscheidung die Wahl des Frequenzbandes. In Europa kann man zwischen mehreren freien Bändern wählen, bei denen keine Lizenzen oder Genehmigungen der Telekommunikationsbehörde erforderlich sind. Die am häufigsten verwendeten Frequenzbereiche sind das Band von 433,05 MHz bis 434,79 MHz, das von 868 MHz bis 870 MHz und das von 2,4 GHz bis 2,5 GHz. Physikalisch bieten niedrigere Frequenzen höhere Reichweiten und bessere Durchdringung von Hindernissen, höhere Frequenzen dafür höhere Datenraten. Ein weiterer Punkt ist die Wahl zwischen standardisierten oder proprietären Technologien. Standardisierte haben den Vorteil, dass verschiedenste ICs und Module von verschiedenen Herstellern erhältlich sind, welche untereinander kommunizieren können. Ein Nachteil besteht darin, dass die Standards auf bestimmte Bereiche bzw. Anwendungen ausgelegt und für davon abweichenden Aufgaben oft nicht geeignet sind. Zusätzlich wird, durch die oft große Anzahl an Funktionalitäten, die Anwendung komplizierter und speicherplatzintensiver als

bei kleinen, auf ein Projekt zugeschnittenen, Protokollen. Deswegen sind für Projekte, bei denen die Interconnectivität keine Rolle spielt, häufig proprietäre Verfahren von Vorteil.

In Folge werden einige weit verbreitete Technologien vorgestellt. Dabei liegt der Fokus vor allem auf Technologien im 2,4 GHz Band, da diese für die kurzen Messstrecken und die hohe Datenrate im Projekt geeigneter sind.

ZigBee

ZigBee ist ein von der 2002 gegründeten ZigBee Alliance entwickelter Funkstandard für die Vernetzung von Sensoren und Aktuatoren. Für die unteren zwei Schichten des Open Systems Interconnection (OSI) Referenzmodelles, die physikalische und die Datenverbindungsschicht, wird der Standard IEEE 802.15.4 verwendet. Darauf aufbauend sind in Zigbee die Schichten drei (Netzwerk) und sieben (Anwendung) definiert [GK09, S. 203]. IEEE 802.15.4 ist für das 868 MHz Band in Europa, mit maximal 20 kBit/s und das 915 MHz Band in Amerika, mit maximal 40 kBit/s, definiert. Weltweit gilt noch das Band von 2,4 GHz bis 2,4825 GHz in dem eine maximale Bitrate von 250 kBit/s möglich ist. Die Reichweite der Geräte beträgt je nach Sendeleistung 10 m bis 1600 m [12]. Im 2,4 GHz Band werden 16 2 MHz breite Kanäle verwendet. Um Störungen zu vermeiden wird das „Direct Sequence Spread Spektrum“-Verfahren verwendet, bei dem die abzustrahlende Energie der Nutzdaten über eine größere Bandbreite verteilt wird. Zusätzlich kann, um Störquellen auszuweichen, das Routing über weniger gestörte Knoten erfolgen. ZigBee ist wegen seiner energiesparenden Übertragung und der hohen Zahl an theoretisch möglichen Teilnehmern (maximal 2^{16}), welche flexibel vernetzt sein können, in der Gebäudeautomation weit verbreitet.

Bluetooth

Bluetooth ist eine seit 1994 entwickelte Spezifikation für Funknetze über kleinere Entfernungen (Wireless Personal Area Networks, WPANs) im Frequenzband von 2,4 bis 2,485 GHz. 1998 wurde die erste Spezifikation mit der Versionsnummer 1.0 veröffentlicht [GK09, S. 189] und 2002 aus Version 1.1 der IEEE Standard 802.15.1 abgeleitet [5]. Seit dem wird die Bluetooth-Spezifikation von der „Bluetooth Special Interest Group“ stetig weiterentwickelt. Die letzte veröffentlichte Version ist aus dem Jahr 2010 und trägt die Versionsnummer 4.0 [1]. Zur leichteren Auswahl eines passenden Gerätes sind drei Klassen von Geräten definiert die jeweils eine andere Reichweite bzw. Sendeleistung repräsentieren. „Class 3“ Geräte haben eine Sendeleistung von 1 mW (Reichweite ca. 1 m), „Class 2“ eine Leistung bis 2,5 mW (Reichweite bis 10 m) und „Class 1“ bis 100 mW (Reichweite bis zu 100 m). Für Mobilgeräte werden meisten „Class 2“-Geräte verwendet. Bluetooth verwendet ein adaptives Frequenzsprungverfahren („Adaptive Frequency Hopping“), bei dem es zwischen den 79 Kanälen mit jeweils 1 MHz Bandbreite, mit bis zu 1600 Sprüngen/s wechselt, um eine hohe Störresistenz zu erreichen [2]. Es wurde als energiesparende Funklösung für Mobiltelefone entwickelt, aber es gibt erst mit Bluetooth Version 4.0 einen Protokollstapel der für besonders niedrigen Energieverbrauch und den Betrieb an einer Knopfzelle ausgelegt ist. Dabei wird die maximale Datenrate auf 1000 kBit/s beschränkt. Da diese Version relativ neu ist gibt es Mitte 2011 erst wenige ICs bzw. Module die diesen Modus unterstützen.

ANT

ANT ist ein drahtloses Protokoll das für eine möglichst energiesparende Anwendung im 2,4 GHz Band ausgelegt ist. Im Protokoll sind nur die OSI-Schichten zwei (Datenverbindung), drei (Netz-

werk) und vier (Transport) definiert wodurch es im Vergleich zu Zigbee oder Bluetooth weniger Speicherplatz im Host benötigt. Mit kompatiblen ICs ist eine maximale Datenrate von 1000 kBit/s definiert. Da ANT aber für Sensornetzwerke mit vielen Teilnehmern (maximal 2^{32}) aber wenig Datenübertragung ausgelegt ist, kann die Datenrate immer nur für kurze Zeitschlitze verwendet werden. Die tatsächliche Übertragungsrate liegt im "Burst-Mode" bei maximal 20 kBit/s. ANT wird im Sportbereich, zum Beispiel in Pulsmessgeräten, häufig eingesetzt.

Nordic Semiconductor

Neben ICs für Bluetooth und ANT bietet Nordic Semiconductor weitere im 2,4 GHz Band arbeitende Funkchips an, die untereinander kompatibel sind. Im Gegensatz zu den vorangegangenen Technologien ist dies eine proprietäre Lösung, bei der es nur ICs von einem Hersteller gibt. Die Funkchips sind zusätzlich mit integriertem 8051 Mikrocontroller, sowie mit oder ohne Universal Serial Bus (USB) Interface erhältlich. Durch die Integration dieser Funktionalitäten werden weniger Bauteile benötigt da der externe Mikrocontroller und ein zusätzlicher USB-Interface Chip entfallen können. Die neueste Generation ermöglicht Datenübertragungsraten von bis zu 2 MBit/s bei einem Stromverbrauch von unter 14 mA (bei 3 V). Bei der vollen Datenrate werden annähernd 2 MHz breite Kanäle verwendet. Im Bereich von 2,4 bis 2,4835 GHz gibt es 79 Kanäle. Der IC kann aber darüber hinaus noch Kanäle außerhalb des freigegebenen Bandes bis 2,525 GHz benutzen. In der Hardware integriert ist ein „Enhanced ShockBurst™“ Modul welches die Aufgaben der zweiten OSI-Schicht (Datenverbindung) übernimmt. Dies hilft, wie bei den anderen Technologien, bei der Entwicklung einer Anwendung, da die Kommunikation auf den vorhandenen Schichten aufgebaut werden kann.

3.5 Energieversorgung

Die Energieversorgung stellt einen wichtigen Punkt für das Messsystem dar. Im Gegensatz zur starken Miniaturisierung der integrierten Schaltkreise gab es bei der Energiedichte in Batterien und Akkumulatoren wesentlich geringere Verbesserungen. Aus diesem Grund stellt die Energieversorgung immer noch einen großen Anteil am Gesamtgewicht eines batteriebetriebenen Systems dar. Das hier entwickelte Messsystem benötigt einen möglichst leichten Energieträger, der die Energie für einige Messungen bereitstellt. Da das System auf eine direkte Übertragung zum Computer ausgelegt ist, besteht die Möglichkeit einen Energiespeicher zu verwenden der nur die Kapazität für einige Messungen bereitstellt, solange dieser in einem kurzen Zeitraum geladen werden kann.

Die erste Abschätzung des Energieverbrauches erfolgt anhand eines Minimalsystems bestehend aus drei Sensoren, einem Mikrocontroller und einer Funkschnittstelle. Um die Anforderungen des Projektes zu erfüllen ist es möglich, dass später eventuell andere oder zusätzliche Sensoren verwendet werden, wodurch sich Änderungen im Energieverbrauch ergeben können.

In Tabelle 3.1 ist eine Abschätzung der Stromaufnahme eines Minimalsystems angegeben. Diese gilt für eine angenommene Systemspannung von 3,3 V. Diese Spannung wurde gewählt, da die meisten erhältlichen Komponenten damit betrieben werden können. In der Tabelle ist gut erkennbar, dass der Drehratensensor eine deutlich höhere Stromaufnahme besitzt, als die anderen Sensoren, da er, wie im vorangegangenen Text erläutert, aktiv arbeitet. In der zweiten Spalte wird weiters die Stromaufnahme während des Stand-by Zustandes angegeben. Dieser kann zwischen den Messungen eingenommen werden. Die in der ersten Spalte angegebenen Stromwerte beziehen

Tabelle 3.1: Abschätzung der Stromaufnahme der Systemkomponenten bei 3,3 V.

Komponente	Stromaufnahme Betrieb	Stromaufnahme Stand-by
Funkübertragung incl. Mikrocontroller	20 mA	0,0005 mA
Beschleunigungssensor	0,145 mA	0,04 mA
Drehratensensor	6,5 mA	0,005 mA
Magnetfeldsensor	0,9 mA	0,11 mA
Summe	27,545 mA	0,1555 mA

sich auf die auftretenden Spitzenströme im System und sind im Mittel geringer. Ein Energieträger muss Ströme in der Höhe von 27,5 mA liefern können damit die Spannung nicht einbricht oder eine zusätzliche Pufferung wird notwendig.

4 Auswahl der Komponenten

Nach den theoretischen Überlegungen zu den benötigten Komponenten kann eine Auswahl getroffen werden. In diesem Kapitel wird die Auswahl der Komponenten erläutert und die Gründe für ihre Verwendung angegeben. Die Auswahl der Komponenten hängt von mehreren Faktoren ab. Als erstes müssen Komponenten gewählt werden, welche die an sie gestellten Anforderungen erfüllen. Weiters müssen die Komponenten verfügbar sein. Gerade die in der Automobilindustrie verwendeten Sensoren sind oft nur in sehr hohen Stückzahlen erhältlich. Zusätzlich ist es vorteilhaft auf Komponenten zurückzugreifen, für die es einerseits leicht handhabbare Entwicklungsboard gibt und andererseits gute Supportmöglichkeiten in der Form von Foren, Softwarebibliotheken oder Supportmitarbeitern des Herstellers existieren.

4.1 Sensoren

Der Markt der MEMS-Sensoren ist sehr stark wachsend und die Entwicklungssprünge in dieser relativ neuen Sparte sind enorm. Bei der Auswahl der Sensoren gilt es zu entscheiden ob man eher auf etablierte Sensoren für die es schon Bibliotheken gibt setzt oder neue Sensoren mit mehr integrierten Funktionen verwendet. Diese erfordern zwar neue Bibliotheken, ersparen aber durch die integrierten Zusatzfunktionalitäten oft eigene Softwarealgorithmen. Auch die Auflösung der Sensoren spielt eine wichtige Rolle. Die Hersteller in der Sensortechnik verwenden in ihren Datenblättern nicht immer SI-Einheiten sondern häufig andere Einheiten die in dem Anwendungsgebiet gebräuchlicher sind. Zur besseren Vergleichbarkeit werden in dieser Arbeit die Einheiten aus den Datenblättern den SI-Einheiten vorgezogen. Dabei wird bei Beschleunigungssensoren bezogen auf die Erdbeschleunigung der einheitenbehaftete Faktor g verwendet. Der Umrechnungsfaktor zu den SI-Einheiten beträgt $1\text{ g}=9,80665\text{ m/s}^2$. Bei Drehratensensoren ist die anschaulichere Einheit $^\circ/\text{s}$ üblich. Die Umrechnung erfolgt durch $1\text{ }^\circ/\text{s}=\pi/180\text{ rad/s}$. Bei Magnetfeldsensoren wird häufig die Einheit Gauß (Gs) aus dem cgs-System verwendet. Dabei erfolgt die Umrechnung durch $1\text{ Gs}=10^{-4}\text{ T}$.

4.1.1 Beschleunigungssensoren

Die Anforderungen von einem Messbereich bis 16 g, dreier Messachsen und einer digitalen Schnittstelle schränken die Auswahl der verfügbaren Sensoren stark ein. In Tabelle 4.1 auf Seite 30 wird eine Auswahl von vier Sensoren verglichen. Die Auflösung bezieht sich auf den maximalen

Messbereich. Bei allen Sensoren, außer dem ADXL345 von Analog Devices, steigt die Auflösung bei Verkleinerung des Messbereiches. Variable Messbereiche ermöglichen eine flexiblere Anwendung. Die Sensoren sind im Bezug auf den Messbereich, ihre Zusatzfunktionalitäten und die Auflösung sehr ähnlich. Eine Sonderrolle nimmt der MPU-6000 bzw. MPU-6050 von Invensense ein der sowohl einen Beschleunigungssensor als auch einen Drehratensensor in einem gemeinsamen Gehäuse bietet. Die beiden Varianten unterscheiden sich hauptsächlich durch die Möglichkeit beim MPU-6000 zusätzlich zu der I²C-Schnittstelle auch mittels SPI mit dem Sensor zu kommunizieren. Auch alle anderen hier vorgestellten Sensoren bieten beide Kommunikationsinterfaces. Zur Vereinfachung werden der MPU-6000 und der MPU-6050 in Folge zusammengefasst und als MPU-6000 bezeichnet. Alle, in Folge beschriebenen Funktionen sind für beide Sensorvarianten gültig. In dieser Tabelle wird nur auf den Beschleunigungssensor eingegangen. Der Drehratensensor des MPU-6000 wird im nächsten Unterpunkt behandelt. Der zusätzlich integrierte Drehratensensor in diesem IC ist ein großer Vorteil, da eine Ausrichtung der beiden Sensoren zu einander entfallen kann. Zusätzlich können dadurch beide Sensoren im Zentrum der Platine platziert werden. Zu Beginn der Arbeit war dieser Sensor allerdings im freien Handel noch nicht erhältlich und es wurden laut Hersteller nur Großkunden beliefert. Dadurch wurde für die erste Entwicklung die Verwendung eines anderen Beschleunigungssensors notwendig. Der LIS3DH von STMicroelectronics und der ADXL345 von Analog Devices haben zusätzlich noch einen integrierten „First In First Out“-Buffer durch den ein energiesparenderes Auslesen der Sensorwerte möglich ist. Da der Sensor von Analog Devices auch auf praktischen Prototypenboards verfügbar ist, wurde er für den ersten Prototypen ausgewählt. Mittlerweile ist der Sensor von Invensense ebenfalls erhältlich und wurde für die Weiterentwicklung des Messsystemes vorgesehen.

Tabelle 4.1: Vergleich einiger erhältlicher Beschleunigungssensoren. Quellen: Datenblätter der Hersteller

Hersteller	Name	Messbereiche	Auflösung	maximale Datenrate
Analog Devices	ADXL345	2 g, 4 g, 8 g, 16 g	3,9 mg/LSB	3,2 kHz
STMicroelectronic	LIS331HH	6 g, 12 g, 24 g	12 mg/LSB	1 kHz
STMicroelectronic	LIS3DH	2 g, 4 g, 8 g, 16 g	12 mg/LSB	5 kHz
Invensense	MPU-6000	2 g, 4 g, 8 g, 16 g	0,5 mg/LSB	1 kHz

4.1.2 Drehratensensoren

Die Anforderungen an den Messbereich des Drehratensensors sind zu Beginn des Projektes unbekannt. Gut erhältliche Sensoren mit drei Messachsen gibt es bis zu einem Messbereich von 2000 °/s. Dies entspricht 5,56 Umdrehungen pro Sekunde. Eine Auswahl ist in Tabelle 4.2 dargestellt, wobei sich die angegebene Auflösung auf den maximalen Messbereich von 2000 °/s bezieht. Für die ersten Test wurde ein Sensor in diesem Bereich angeschafft. Wie sich herausgestellt hat, ist der Messbereich für kurze Würfe ausreichend. Bei den geringen Beschleunigungen die bei diesen Würfeln für den Abwurf notwendig sind treten ebenfalls keine höheren Rotationsraten auf. Der ITG-3200 von Invensense bietet zwar keinen umschaltbaren Messbereich, wurde aber wegen der höheren möglichen Datenrate und der Verfügbarkeit auf einem gemeinsamen Prototypenboard mit ADXL345 gegenüber dem L3G4200D von STMicroelectronics bevorzugt. Der ITG-3200 bietet als digitales Interface nur die I²C-Schnittstelle. Auch dieser Sensor wird in späteren Entwicklungsschritten durch den MPU-6000 ersetzt, wobei auch die Ähnlichkeit der beiden Sensoren bezüglich ihrer Register von Vorteil ist.

Tabelle 4.2: Vergleich einiger erhältlicher Drehratensensoren. Quellen: Datenblätter der Hersteller

Hersteller	Name	Messbereiche	Auflösung	maximale Datenrate
STMicroelectronics	L3G4200D	250 °/s, 500 °/s, 2000 °/s	0,070 °/s/LSB	800 Hz
Invensense	ITG-3200	2000 °/s	0,070 °/s/LSB	8 kHz
Invensense	MPU-6000	250 °/s, 500 °/s, 1000 °/s, 2000 °/s	0,061 °/s/LSB	8 kHz

4.1.3 Magnetfeldsensoren

Der Magnetfeldsensor dient der Erkennung der Orientierung im Raum um damit den Drift des Drehratensensors zu korrigieren. Die Datenrate der erhältlichen Magnetfeldsensoren ist deutlich geringer als die der Beschleunigungs- und Drehratensensoren. In Tabelle 4.3 werden einige Magnetfeldsensoren verglichen. Die Auflösung bezieht sich dabei auf den Messbereich mit der, für das Erdmagnetfeld, besten Genauigkeit. Wie in Kapitel 2.1 erläutert, bewegt sich das Erdmagnetfeld in Mitteleuropa im Bereich von 43,8 μT also 0,438 Gs [6]. In der Spalte Messbereich wird der Bereich angegeben, der für die Messung des Erdmagnetfeldes am geeignetsten erscheint. Die Möglichkeit der Messbereichsumschaltung wird bei diesen Sensoren außer Acht gelassen, da der verwendete Messbereich nicht geändert werden muss. Alle hier vorgestellten Sensoren verfügen nur über die I²C-Schnittstelle zum Auslesen der Daten. Für den ersten Prototypen wurde der HMC5843 von Honeywell gewählt da dieser eine gut Auflösung besitzt und auf einem gemeinsamen Board mit dem zuvor gewählten ADXL345 und dem ITG-3200 erhältlich ist. Für die verbesserte Version wird der, zu Beginn noch nicht erhältliche HMC5883L in Betracht gezogen, der auch im Portfolio des Herstellers den HMC5843 ersetzt und bei geringeren Kosten eine bessere Performance liefert.

Tabelle 4.3: Vergleich einiger erhältlicher Magnetfeldsensoren. Quellen: Datenblätter der Hersteller

Hersteller	Name	Messbereiche	Auflösung	maximale Datenrate
Freescall	MAG3110	1000 μT	0,1 μT /LSB	80 Hz
Honeywell	HMC5843	70 μT	0,062 μT /LSB	50 Hz
Honeywell	HMC5883L	88 μT	0,073 μT /LSB	160 Hz
STMicroelectronics	LSM303DLH	130 μT	0,1 μT /LSB	75 Hz

4.2 Drahtlose Datenübertragung

Die Auswahl für das Interface für die drahtlose Datenübertragung stellt einen wichtigen Punkt in dem Projekt dar. Es soll eine möglichst hohe Datenrate verfügbar sein, um bei eventuellen Erweiterungen noch genügend Spielraum zu haben. Eine hohe Datenrate verringert auch den durchschnittlichen Energieverbrauch des Systems, da der Funktransceiver dann wieder schneller abgeschaltet werden kann. Zusätzlich darf der Energieverbrauch des Funktransceivers nicht zu hoch sein, da ansonsten der Geschwindigkeitsvorteil wieder verloren gehen würde. Um nicht eine Hochfrequenzschaltung für die Übertragung mit 2,45 GHz entwickeln zu müssen wird auf bestehende Module mit integrierter Antenne oder einem standardisierten Antennenanschluss zurückgegriffen. Diese sollte allerdings nicht zu groß sein. In Tabelle 4.4 werden mehrere erhältlicher Module verglichen. Die Stromaufnahme ist auf eine Spannung von 3,3 V bezogen. In dem Vergleich fehlt ein

ANT Modul, da die Datenübertragungsrate weit unter den anderen Modulen liegt und für das Projekt nicht geeignet ist. Eine Sonderstellung hat das Modul der Firma Dresden Elektronik, da der verwendete IC theoretisch eine Übertragungsrate von bis zu 2000 kBit/s bietet dafür aber ein eigenes Protokoll entwickelt werden müsste. Das eigentlich vorgegebene IEEE 802.15.4 ist nur für 250 kBit/s spezifiziert. Zukünftig wäre eventuell ein Modul mit Low-Power Bluetooth von Interesse, da dann die Entwicklung des Funkprotokolls und der Gegenstelle ebenfalls entfallen würde. Zum Zeitpunkt des Vergleiches war die Spezifikation aber noch so neu, dass zwar einige Entwicklungskits, aber keine kompletten Module erhältlich waren. Das Entwicklungskit von Texas Instruments für den CC2540 mit Low-Power Bluetooth weist außerdem noch eine höhere Stromaufnahme auf als die anderen Funkmodule.

Tabelle 4.4: Vergleich einiger Funkmodule im 2,4 GHz Band

Technologie	Hersteller Modul	maximale Datenrate	Stromaufnahme Senden/Empfangen	Abmessungen inkl. Antenne
Texas Instruments (proprietär)	Texas Instruments eZ430-CC2500	500 kBit/s	21,2 mA/18,8 mA	30 mm x 20 mm
ZigBee	Dresden Elektronik deRFmega128-22A00	250 kBit/s (2000 kBit/s)	18 mA/18 mA	30 mm x 23 mm
Nordic Semiconductor (proprietär)	RF-Digital RFD21732	2000 kBit/s	13,6 mA/15,8 mA	15 mm x 15 mm

Die Auswahl fiel auf einen nRF24LE1 von Nordic Semiconductor, da er einen geringen Energieverbrauch besitzt und es dafür in Form des RFD21732 von der Firma RFDigital kleine Module inklusive Antenne gibt. Der IC ist ein System on Chip und beinhaltet zusätzlich auch einen Mikrocontroller mit verbessertem 8051 Kern wodurch sich der Schaltungsaufwand und die Gesamtgröße reduziert. Der integrierte Mikrocontroller besitzt auch die gewünschten I²C- und SPI-Schnittstellen. Da die I²C-Schnittstelle der gemeinsame Nenner der gewählten Sensoren ist, wird diese verwendet. Die Entwicklung der Software für den Mikrocontroller wird vom Hersteller durch schnellen Support, bereitgestellte Bibliotheken und Beispielsoftware vereinfacht. In Form des nRF24LU1+ gibt es auch einen IC für die Gegenstelle der zusätzlich ein integriertes USB-Interface beinhaltet. Über dieses könnte eine schnelle Anbindung an den PC realisiert werden. Für die Empfangsstation wurde somit ein Board von Sparkfun Electronics gewählt. Dieses Board beinhaltet einen nRF24LU1+ von Nordic Semiconductors mit der, für den Betrieb notwendigen Beschaltung, eine USB-Schnittstelle und einen RP-SMA-Anschluss für eine Antenne. Sowohl der nRF24LU1+ als auch der nRF24LE1 IC beinhalten als Funktransceiver einen nRF24L01+. Da dieser auch ohne 8051-Mikrocontroller erhältlich ist, kann ein mit diesen ICs aufgebautes Funksystem auch an ein bestehendes System angebunden werden, indem der nRF24L01+ als Empfangsstation im bestehenden System integriert wird. Dadurch bietet die Verwendung eines solchen Funktransceivers eine flexible Möglichkeit der Systemerweiterung, trotz der proprietären Technologie.

4.3 Batterien und Akkumulatoren

Nachdem in Kapitel 3.5 eine ungefähre Verbrauchsabschätzung erfolgt ist, können Überlegungen bezüglich der Energieversorgung für das System angestellt werden. Eine wichtige Eigenschaft der

Batterien und Akkus ist ihre Energiedichte. Sie gibt das Verhältnis der enthaltenen Energie zu ihrem Gewicht an. Ein Zelle mit hoher Energiedichte bietet somit bei gleichem Energieinhalt einen enormen Gewichtsvorteil gegenüber einem mit geringer Energiedichte. Ein weiterer wichtiger Punkt ist die Spannung die der Energieträger zur Verfügung stellt. Falls sie von der, im System verwendeten Spannung abweicht, werden zusätzliche Bauteile wie Spannungsregler notwendig. Diese gilt es wegen des zusätzlichen Gewichtes und den bei der Spannungswandlung auftretenden Verlusten möglichst zu vermeiden. Zusätzlich kann die geregelte Spannung Störungen der Messung verursachen, die bei einer Versorgung ohne Spannungsregler nicht auftreten. Einen großen Einfluss auf das Design des Systems hat die Entscheidung ob Batterien oder ein wiederaufladbarer Energieträger, zum Beispiel Lithium-Polymer Akkumulatoren verwendet werden sollen. Hierfür ist entweder die Austauschbarkeit zu ermöglichen oder eine Möglichkeit zum Laden der Akkumulatoren muss geschaffen werden. In Tabelle 4.5 sind einige am Markt erhältliche Energieträger aufgelistet. Die Eigenschaften geben einen ungefähren Anhaltspunkt über die Technologien, können aber von Hersteller zu Hersteller variieren. Für die Zink-Luft Batterien wurden die Werte für zwei Stück in Serie angegeben da dies näher an der Systemspannung von 3,3 V liegt. Zusätzlich sind von jeder Technologie verschiedene Größen bzw. Kapazitäten erhältlich. Die berechnete Energiedichte wird auf die Nennspannung bezogen. Ein Spannungsabfall während des Betriebes wurde dabei nicht berücksichtigt.

Tabelle 4.5: Vergleich einiger am Markt erhältlicher Energieträger.

Energieträger	Nennspannung	Kapazität	Gewicht	Energiedichte	Aufladbar
Li-Ion Knopfzelle CR2032	3 V	230 mAh	3 g	230 mWh/g	Nein
Li-Ion Knopfzelle CR2450	3,7 V	110 mAh	6,4 g	35 mWh/g	Ja
Lithium-Polymer Akku	3,7 V	20 mAh	2,1 g	64 mWh/g	Ja
Doppelschicht-kondensator 1 F	5,5 V	1,53 mAh	1,6 g	1 mWh/g	Ja
Zwei Zink-Luft Batterien	2,6 V (2x1,3 V)	630 mAh	3,2 g (2x1,6 g)	506 mWh/g	Nein

Die Energieträger arbeiten mit verschiedenen Technologien die jeweils ihre Vor- und Nachteile haben. Die Zink-Luft Batterien haben zwar die höchste Energiedichte, sind aber laut Hersteller nur für einen maximalen Entladestrom von 16 mA ausgelegt. Weiters wird für die korrekte Funktionsweise eine Luftzufuhr benötigt, wodurch sie für die Verwendung in geschlossenen Systemen nicht geeignet sind und somit für dieses Projekt nicht in Frage kommen. Kondensatoren würden den Vorteil einer schnellen Ladefähigkeit bieten. Sie haben den Nachteil der zu geringen Kapazität. Moderne Hochkapazitätskondensatoren wie Doppelschichtkondensatoren und sogenannte Goldcaps bieten eine hohe Kapazität von 1 Farad oder mehr. Sie sind dafür nicht mehr für hohe Ströme, sondern als Backup-Energieversorgung für diverse ICs oder Speicher ausgelegt. Laut den Datenblättern diverser Hersteller sind sie für einen maximalen Entladestrom von 1 mA zugelassen. Wie weiter oben angeführt wird in diesem Projekt ein höherer Strom benötigt. Nach den Zink-Luft Batterien bieten Lithium-Ionen(Li-Ion) Batterien die höchste Energiedichte der verglichenen Energieträger. Beachten muss man dabei allerdings, dass die Kapazität bei höheren Dauerströmen über 15 mA und Stromspitzen um 30 mA abnimmt [10]. Dies kann durch einen zusätzlichen Kondensator ausgeglichen werden. Auch aufladbare Knopfzellen sind bereits

erhältlich. Sie ermöglichen einen etwas höheren Entladestrom. Ebenfalls für einen höhern Lade- und Entladestrom geeignet sind Lithium-Polymer Akkus. Sie haben zusätzlich den Vorteil in kleineren Kapazitäten erhältlich zu sein. Beim Laden und Entladen von Lithium-Ionen und Lithium-Polymer Akkus müssen, um Beschädigungen zu vermeiden, einige Vorkehrungen getroffen werden. Um sie aufzuladen wird zuerst ein konstanter Strom verwendet. Ab einer Spannung von 4,2 V wird auf eine konstante Spannung umgeschaltet. Beim Entladen darf hingegen eine Spannung von 2,75 V nicht unterschritten werden. Dies muss zusätzlich im Design berücksichtigt werden. Da die Lithium-Polymer Akkus in sehr kleinen Kapazitäten erhältlich sind werden sie in diesem Projekt verwendet.

Während der Entwicklung wird das System häufig auch ohne Energiesparfunktionen betrieben, wodurch ein höherer Energieverbrauch auftritt. Dabei bietet die Wiederaufladbarkeit einen großen Vorteil, da ansonsten bereits während der Entwicklung eine große Anzahl an Batterien verbraucht werden würde. Für die Verwendung des Akkumulators ist eine Ladeschaltung notwendig. Zu diesem Zweck wird ein „LiPo Charger Basic“-Board von SparkFun Electronics [9] verwendet, da dies eine Steckerverbindung für die ebenfalls dort erhältlichen Akkus bietet. Weiters liegt die Nennspannung von 3,7 V über der Systemspannung von 3,3 V. Um die benötigte Spannung zu erzeugen wird ein Spannungswandler benötigt. Damit die technologiebedingte Spannungsuntergrenze der Lithium-Polymer Akkus nicht unterschritten wird, wird eine Überwachung dieser Grenze ebenfalls benötigt. Für die Spannungswandlung und als Unterspannungsschutz wird ein „LiPower-Boost Converter“-Board von SparkFun Electronics [8] verwendet.

5 Implementierung

Nach der Spezifikation und Auswahl der Komponenten in den vorherigen Kapiteln wird in Folge die Implementierung des Messsystems erläutert. Dabei wird das System in mehrere funktionelle Einheiten aufgeteilt. Diese basieren auf dem schematischen Aufbau, der in Abbildung 3.1 dargestellt ist und sind die Empfangsstation, das Sensorsystem und die Funkkommunikation zwischen diesen beiden Teilen des Messsystems. Die Implementierung dieser drei Komponenten des Systems wird in diesem Kapitel erläutert. Die Kommunikation der Empfangsstation mit dem Computer wird mit dieser zusammen besprochen. Die Erläuterung über die Auswertung der Sensordaten und die dabei verwendete Software erfolgt im Kapitel 6. Nach der Information über die drei Systemkomponenten wird am Ende dieses Kapitels noch auf die benutzten Entwicklungswerkzeuge und deren verwendeten Einstellungen eingegangen.

5.1 Empfangsstation

Um die Kommunikation zu testen, wurde mit der Entwicklung der Empfangsstation begonnen. Diese wird an einen Computer angeschlossen und dient der Anbindung des Funkinterfaces an diesen. Alle Daten, die das Sensorsystem sendet, werden über die Empfangsstation an den Computer weitergeleitet. Dazu soll ein standardisiertes und weit verfügbares Interface, wie USB, verwendet werden. Durch die Verwendung zweier, an den Computer angeschlossenen, Empfangsstationen wurde die Entwicklung der Kommunikation beschleunigt.

5.1.1 8051 Mikrocontroller nRF24LU1+

Der verwendete Mikrocontroller der Empfangsstation, der nRF24LU1+ von Nordic Semiconductor, beinhaltet einen Funktransceiver und einen integrierten 8-Bit Mikrocontroller. Dieser besitzt einen verbesserten, auf dem 8051-Befehlssatz aufbauenden Kern, der um einige Peripheriekomponenten erweitert wurde. Gegenüber eines 8051 Mikrocontrollers werden Befehle im Schnitt 8-mal schneller ausgeführt [Nor10a, S. 119]. Der nRF24LU1+ verfügt über einige integrierte Hardwarekomponenten, die für das Projekt von Nutzen sind. Neben dem integrierten Funktransceiver der im Kapitel 5.3 behandelt wird, sind das vor allem die integrierte USB-Schnittstelle, die UART(Universal Asynchronous Receiver Transmitter)-Schnittstelle und der interne Flash-Speicher. Für die Entwicklung hilfreich ist es, dass der Hersteller Softwarebibliotheken für das

Ansprechen der Hardwarekomponenten zur Verfügung stellt. Diese Bibliotheken sind als „Hardware Abstraction Layer (HAL)“ im „nRFgo Software Development Kit (SDK)“ von Nordic Semiconductor [7] enthalten. Zusammen mit der ebenfalls enthaltenen Dokumentation beschleunigen sie, durch ihren höheren Abstraktionslevel, die Entwicklung der Software für den Mikrocontroller. Weiters beinhaltet dieses „Software Development Kit“ Beispiele für die Kommunikation zwischen zwei Funktransceivern und der Kommunikation über die USB-Schnittstelle.

Das gewählte Modul von Sparkfun Electronics verfügt weiters von Werk aus über einen USB-Bootloader. Mit Hilfe dieses Bootloaders ist es möglich den Mikrocontroller der Empfangsstation über den USB-Anschluss mit einer neuen Firmware zu bespielen. Dies bietet eine rasche und komfortable Möglichkeit der Firmwareübertragung. Vom Hersteller des ICs, Nordic Semiconductor, wird zum Bootloader eine Computer-Software angeboten, in der man eine Firmware-Datei laden und in den Mikrocontroller programmieren kann. Diese wird dann über die USB-Schnittstelle übertragen und vom Mikrocontroller selber in den integrierten Flash-Speicher geschrieben. Der Bootloader wird zu Beginn in den Arbeitsspeicher des Mikrocontrollers kopiert, damit er sich nicht während der Programmierung selbst überschreibt. Dies würde zu einem Programmfehler und in Folge zum Verlust des Bootloaders führen. Weiters führt ein Überschreiben des Bootloaders im Flash-Speicher ebenfalls zum Verlust der Programmierbarkeit über USB, da der Bootloader im Arbeitsspeicher durch das Trennen der Versorgungsspannung gelöscht wird. Dies ist im Laufe der Entwicklung einige Male geschehen, wodurch eine zusätzliche Programmierung über die SPI-Schnittstelle des ICs notwendig wurde. Auf diese wird im Kapitel 5.4.3 näher eingegangen. Um zwischen dem USB-Bootloader und der eigentlichen Kommunikationssoftware umschalten zu können, ist in der geschriebenen Software eine Möglichkeit integriert, beim Start, mittels Jumper oder Taster, den Modus wählen zu können. Dafür wird der Pin 05 beim Start abgefragt. Ohne Jumper wird dieser Pin von einem externen 4,7 k Ω Pull-Up Widerstand auf dem Spannungsniveau der Versorgungsspannung gehalten. Wenn der Jumper gesetzt wird oder ein entsprechender Taster gedrückt ist, erkennt der Mikrocontroller den „Low“-Pegel und springt im Flash-Speicher auf die Adresse „0x7800“. Dort ist der Bootloader hinterlegt und wird in Folge ausgeführt. Dies hat den Vorteil, dass der Bootloader nicht mit jeder Änderung der Anwendersoftware neu in den Flash-Speicher geschrieben werden muss. Zusätzlich kann die vom Hersteller zur Verfügung gestellte Firmware-Datei des Bootloaders verwendet werden, ohne dass der Bootloader mit dem eigenen Quellcode kompiliert werden muss. Falls der Bootloader nicht aktiviert wird, springt der Mikrocontroller zur eigentlichen Kommunikationssoftware.

Um von außen erkennen zu können in welchem Modus sich die Empfangsstation gerade befindet wird über einen Darlington Treiber eine gelbe Leuchtdiode angesteuert. Diese leuchtet entweder durchgehend wenn der Bootloader aktiv ist oder blinkt wenn die Anwendungssoftware läuft. Anhand der Blinkfrequenz kann auch auf die Auslastung des Mikrocontrollers geschlossen werden. Je ausgelasteter er ist, desto langsamer blinkt die Leuchtdiode, da der Zähler, der für die Blinkfrequenz verantwortlich ist im Leerlauf erhöht wird. Aus dieser Blinkfrequenz kann auch von außen auf die Kommunikation mit dem Sensorsystem rückgeschlossen werden. Wenn dieses mit einer höheren Frequenz Messdaten sendet, wird durch die Weiterleitung selbiger die Empfangsstation ausgelasteter und die Leuchtdiode blinkt deutlich langsamer.

5.1.2 Kommunikation mit dem Computer

Die Platine von Sparkfun Electronics ermöglicht mittels des vorhandenen USB-Anschlusses eine direkte Verbindung mit dem Computer. Zusätzlich ist die Kommunikation auch über die im Mikrocontroller integrierte UART-Einheit möglich. Die direkte Kommunikation mit dem Computer

über die integrierte USB-Schnittstelle erfordert einen erheblichen Mehraufwand in der Entwicklung, da sowohl auf der Mikrocontrollerseite als auch am Computer, in Form von Treibern, zwei zusammenspielende Komponenten benötigt werden. Weiters ist die USB-Spezifikation sehr umfangreich wodurch die Fehlersuche bei der Implementierung erschwert wird. Die erfolglose Entwicklung in diese Richtung wurde nach einiger Zeit abgebrochen. Da die Kommunikation auf diesem Weg nicht erfolgreich implementiert werden konnte, wurde sie alternativ mit Hilfe eines USB zu UART Wandlers, dem FT232RL von FTDI gelöst. Bei dieser Variante wurde die interne UART-Schnittstelle des Mikrocontrollers verwendet und es war nur ein geringer Implementierungsaufwand notwendig. Der Nachteil dieser Variante liegt in der, durch die UART-Schnittstelle bedingten, reduzierten Übertragungsrate. Mit den vom Hersteller FTDI erhältlichen Treibern verhält sich der USB-UART Chip gegenüber dem Computer wie eine serielle Schnittstelle. Mit dieser kann über ein Terminalprogramm wie Hyperterminal, welches mit Windows XP mitgeliefert wird, kommuniziert werden. Weiters kann auf diese virtuelle serielle Schnittstelle von diversen Programmen aus zugegriffen werden. Die verwendete virtuelle serielle Schnittstelle arbeitet mit einer Baudrate von 57600, 8 Datenbits, keinem Paritätsbit und einem Stopbit (57600 8-N-1). Die Software im nRF24LU1+ empfängt die Daten über das Funkinterface und sendet sie über die UART-Schnittstelle an den Computer weiter. Um das Ende eines Datenpaketes zu signalisieren wird dieses durch einen Zeilenvorschub (0x0A) und einen Zeilenumbruch (0x0D) abgeschlossen. Zusätzlich werden über UART empfangene Befehle an das Sensorsystem weitergeleitet. Dabei wird zwischen einzelnen Befehlen und Befehlen, die aus mehreren Bytes bestehen, unterschieden. Die verfügbaren einzelnen Befehle sind in Kapitel 5.2.8 in Tabelle 5.7 abgebildet. Um Befehle die aus mehreren Bytes bestehen übertragen zu können wird mit dem hexadezimalen Wert 0x01 (Beginn der Nachricht) die Befehlsaufnahme gestartet. Anschließend können bis zu vier Bytes als Befehl an die Empfangsstation übermittelt werden. Während dieser Zeit unterbricht diese den Empfang von Sensordaten. Mit dem hexadezimalen Wert 0x04 (Ende der Übertragung) wird die Befehlsaufnahme gestoppt und der gesamte Befehl wird an das Sensorsystem übermittelt. Auf diese Weise werden auch die Offsetwerte für die Korrektur der Messdaten des Sensorsystems übertragen. Dabei besteht ein Befehl aus einem Byte welches den Sensor definiert, einem Byte für die Sensorachse und zwei Byte für den Offsetwert. In Kapitel 5.2.8 wird dies ausführlicher erläutert.

5.1.3 Platine

Da die Empfangsstation außer dem Modul von Sparkfun Electronics wenige weitere Komponenten benötigt, wurde auf die Entwicklung eines Platinenlayouts verzichtet und die Komponenten wurden auf einer Lochrasterplatine zusammengelötet. Die Platine bietet neben dem Stecker für das Sparkfun-Board auch einen Programmierstecker um den Mikrocontroller in der Schaltung über SPI programmieren zu können. Weiters sind zwei zusätzliche Jumper vorhanden, mit denen die Quelle der Spannungsversorgung gewählt werden kann. Mit dem einem Jumper erfolgt die Versorgung des Mikrocontrollers durch die Spannung des USB-Anschlusses über die auch die Leuchtdioden versorgt werden und mit dem anderen Jumper durch die des Programmiergerätes. Weiters befindet sich ein Taster für den Reset des Mikrocontrollers und ein Taster für den Start des Bootloaders auf der Platine. Zusätzlich sind noch eine rote Leuchtdiode für die Anzeige der Spannungsversorgung und eine gelbe Leuchtdiode für die Anzeige des Modus des Mikrocontrollers aufgelötet. Da die Ausgänge des Mikrocontrollers nicht genügend Strom für den Betrieb der Leuchtdioden liefern können, werden beide über die Ausgänge eines ULN2068B Darlington Treiberbausteines der Firma STMicroelectronics angesteuert. Die beiden, für die UART-

Kommunikation benötigten, Leitungen werden an den FT232RL UART zu USB-Wandler angeschlossen. Dieser ist über die USB-Schnittstelle mit dem Computer verbunden.

5.2 Sensorsystem

Das Sensorsystem wird für die drahtlose Messung der Kräfte entwickelt. Zu Beginn wurde es auf einem kleinen Extrasteckbrett aufgebaut, um die Kommunikation mit den Sensoren über den I²C-Bus zu entwickeln. Um das Funkmodul von RFDigital mit einem Pinraster von 1,27 mm auf dem Pinraster des Steckbrettes mit 2,54 mm verwenden zu können, wurde eine kleine Adapterplatine entworfen, auf die das Modul gelötet wurde. Die gewählten Sensoren, der ADXL345 von Analog Devices, der ITG-3200 von InvenSense und der HMC5843 von Honeywell, wurden auf einem „9 Degrees of Freedom - Sensor Stick“ von SparkFun Electronics verwendet. Die Platine führt die I²C-Schnittstelle der Sensoren zu einer Stiftleiste mit 2,54 mm Pinabstand. Für den I²C-Bus wurden Pullup-Widerstände mit einem Wert von 4,7 k Ω integriert.

Für die drahtlose Verwendung wurden noch ein Lithium-Polymer Akku mit einer Kapazität von 75 mAh und ein Spannungswandlermodul zum System hinzugefügt. Das von SparkFun Electronics entwickelte Modul basiert auf einem TPS61200 von Texas Instruments der zusätzlich zu der benötigten Step-Up/Step-Down Spannungswandlung noch einen Unterspannungsschutz für den Akku bietet. Dies ist für Lithium-Polymer-Akkus wichtig da sie nicht unter eine zellspezifische Spannung, meist um die 2,75 V, entladen werden dürfen. Bis zu dieser Spannung liefert der TPS61200 aus der variablen Spannung des Akkus eine konstante Ausgangsspannung. Diese kann über einen Spannungsteiler am Feedback-Pin des TPS61200 gewählt werden. Für das System wurde eine Ausgangsspannung von 3,3 V gewählt. Dafür werden für den Spannungsteiler auf dem Modul ein 1,2 M Ω und ein 220 k Ω Widerstand verwendet. Der Unterspannungsschutz wird ebenfalls über einen Spannungsteiler eingestellt. Bei dem verwendeten Modul wurde vom Hersteller ein Unterspannungsschutz von 2,6 V, mit einem 2 M Ω Widerstand und einem 220 k Ω Widerstand, eingestellt. Um die gewünschte Abschaltspannung auf 2,75 V zu erhöhen wurde der 2 M Ω für dieses Projekt durch einen 2,2 M Ω ersetzt. Die Spannung des 220 k Ω Widerstandes liegt dann am UVLO-Pin des ICs an und stellt in diesem Fall einen Unterspannungsschutz bei 2,75 V ein. Der TPS61200 liefert die volle Ausgangsleistung bereits ab einer Eingangsspannung von 0,5 V. Dadurch können in späteren Entwicklungen auch andere Energieträger verwendet werden. Die Widerstände des Spannungsteilers für den Unterspannungsschutzes müssten dazu geändert werden, damit der Spannungsbereich zwischen 2,75 V und 0,5 V ebenfalls verwendet werden kann. Zum Laden des Akkus wird ein weiteres Modul mit einem speziellen Lade-IC, einem MCP73831T von Microchip verwendet. Dies ist ein Laderegler der speziell für Lithium-Polymer Zellen ausgelegt ist. Der Ladestrom I_{REG} des ICs wird über einen Widerstand zwischen dem PROG-Pin (Pin 5) und Ground bestimmt. Mit der Formel 5.1, aus dem Datenblatt [Mic08, S. 15], kann der Wert dieses Widerstandes R_{PROG} bestimmt werden. Der maximale Ladestrom für den verwendeten Akku mit 75 mAh Kapazität liegt laut dessen Datenblatt bei 75 mA. Der berechnete Wert für den Widerstand würde also 13,3 k Ω betragen. Es wurde ein Widerstand von 15 k Ω verwendet wodurch ein maximaler Ladestrom von 67 mA entsteht. Dadurch wird der Akku beim Laden weniger belastet und es können auch Akkus mit einer Kapazität von 70 mAh verwendet werden. Um einen leeren Akku zu erkennen, wurde für die Entwicklung zusätzlich noch eine Leuchtdiode mit Vorwiderstand zum System hinzugefügt.

$$I_{REG} = \frac{1000 V}{R_{PROG}} \quad (5.1)$$

Das so erstellte Testsystem wurde für die Entwicklung der in Kapitel 5.2.8 erläuterten Kommunikationssoftware und der Softwarebibliotheken für das Auslesen der Sensoren verwendet. In Folge wird auf die verwendeten Komponenten im Detail eingegangen.

5.2.1 Beschleunigungssensor ADXL345

Die Ermittlung der Beschleunigungskräfte ist das Ziel des Sensorsystems, weswegen der Beschleunigungssensor der wichtigste Sensor im Messsystem ist. Im frühen Stadium des Projekts wurde ein ADXL345 von Analog Devices verwendet. Da der Sensor mit seinem kleinen Gehäuse (LGA 3 mm x 5 mm x 1 mm) aufwendig zu löten ist, wird durch die Verwendung einer Prototypenplatine die Entwicklung beschleunigt. Dabei ist sowohl der Sensor als auch die, für den Sensor benötigte externe Beschaltung, bereits auf einer Platine zusammengefasst.

Die Kommunikation mit dem Sensor erfolgt über den I²C-Bus mit einer maximalen Übertragungsgeschwindigkeit von 400 kBit/s. Der Sensor auf der Prototypenplatine besitzt die Adresse 0xA6 zum Schreiben der Register und die Adresse 0xA7 zum Lesen der Register. Die 7-Bit Adresse des Sensors auf dem Bus ist 0x53. Um mit dem ADXL345 Messungen durchführen zu können, muss er zuerst über den I²C-Bus konfiguriert werden. Dafür werden die benötigten Konfigurationen in die jeweiligen Register geschrieben. Für die Messungen wurde die in Tabelle 5.1 angegebene Konfiguration verwendet. Beim Konfigurieren werden zuerst die gewünschten Optionen geschrieben und anschließend wird der Sensor, mit dem Setzen des „Measurement“-Bits im „POWER_CTL“-Register, in den Messmodus gesetzt. Es wird der maximale Messbereich von 16 g und die höchst mögliche Auflösung verwendet. Dabei wandelt der interne Analog-Digital-Wandler die gemessene Spannung mit einer Auflösung von 13 Bit in einen digitalen Wert um. Dies bietet eine Empfindlichkeit von 3,9 mg/LSB (least significant bit). Somit entspricht das niederwertigste Bit des Messergebnisses einem Beschleunigungswert von 0,0382 m/s². Durch das vorhandene Rauschen, die Nichtlinearitäten und die gegenseitige Beeinflussung der Achsen ist eine Messung in dieser Genauigkeit in der Praxis allerdings nicht durchführbar.

Der Sensor verfügt über einen 32-stufigen „First In-First Out“-Buffer (FIFO-Buffer). Der Buffer kann so konfiguriert werden, dass er die letzten 32 Werte aller drei Achsen speichert. Wenn die Messwerte des Sensors abgefragt werden, übermittelt dieser jeweils die ältesten Messwerten im FIFO-Buffer. Es kann dabei zwischen vier verschiedenen Modi gewählt werden. Der „Trigger“-Modus und der „FIFO“-Modus nehmen die Daten so lange auf bis der Buffer voll ist. Im „Stream“-Modus werden die letzten 32 Werte gehalten und ältere jeweils überschrieben. Im „Bypass“-Modus wird der FIFO-Buffer deaktiviert. Durch die Aktivierung des internen FIFO-Buffers ist es möglich die Messung mit einer höheren Messrate erfolgen zu lassen, als das Auslesen der Daten geschieht. Es wurde im Mikrocontroller ein Ausleseintervall von 100 Hz verwendet während der Sensor mit einer Messrate von 1600 Hz verwendet wurde. Die im Buffer angesammelten Daten wurden in jedem Ausleseintervall komplett ausgelesen. Dies bietet den Vorteil, dass die höhere Messrate eine Mittelwertbildung über die Messdaten ermöglicht. Wie in [TF10] beschrieben wird, kann durch das hier verwendete sechzehnfache Oversampling der Messdaten und die anschließende Zusammenrechnung eine zwölfache Verbesserung des Signal-Rauschabstandes erreicht werden. Beim Verarbeiten der Messdaten im Mikrocontroller muss darauf geachtet werden, dass die Summe der Messwerte keinen Überlauf im verwendeten Datentyp erzeugt. Die, nach der Summenbildung erfolgende Division durch 16 darf weiters nicht als Schiebeoperation implementiert werden. Bei vorzeichenlosen Werten würde eine Schiebeoperation um vier Stellen nach rechts einer Division durch 16 entsprechen. Bei den hier benötigten vorzeichenbehafteten Werten und dem verwendeten Compiler ist dies nicht der Fall und würde zu falschen Ergebnissen führen. Die berechneten

Mittelwerte werden abschließend als Messwerte an die Empfangsstation übermittelt.

Die ersten Messwerte zeigen eine Abweichung vom Nullpunkt. Diese kann für die x- und y-Achse im Ruhezustand leicht erkannt werden, wenn der Sensor eben auf eine horizontale Fläche aufgelegt wird. Dabei darf auf der x- und y-Achse keine Beschleunigung gemessen werden. Auf der z-Achse soll, wie in Kapitel 3.3.1 erläutert, bei korrekter Kalibrierung ein Wert von +1 g aufgenommen werden. Da die eigentliche Beschleunigung bekannt ist, kann eine in horizontaler Ruhelage gemessene Abweichung ermittelt werden. Die ermittelten Werte können in Folge von den gemessenen abgezogen werden. Damit der Einfluss des Sensorrauschens auf die Offsetberechnung reduziert wird, kann über mehrere Messwerte in Ruhelage gemittelt werden. Dabei gilt es wieder die beiden zuvor genannten Punkte des Datentypbereiches und der Division zu beachten.

Für die z-Achse muss zu den ermittelten Offsetwerten der erwartete Wert der Erdbeschleunigung hinzugerechnet werden. Die berechneten Offsetwerte werden im Flash-Speicher des Mikrocontrollers gespeichert, damit sie auch bei einem Verlust der Versorgungsspannung nicht verloren gehen. Sie können dadurch bei jedem Start des Mikrocontrollers aus dem Flash-Speicher ausgelesen werden. Da die horizontale Ausrichtung des Sensors nach einem Einbau in den Tennisball nicht leicht ermittelbar ist und eine Abweichung zu Fehlern in der Kalibrierung führt, muss für die Kalibrierung nach dem Einbau eine angepasste Methode verwendet werden. Auf diese wird in Kapitel 6.1.4 genauer eingegangen. Weiters kann durch die einfache Kalibrierung ein Fehler in der Verstärkung der Sensorwerte nicht ermittelt werden. Eine Überprüfungsmöglichkeit, die in jeder Ruhelage verwendet werden kann, ist dass der Betrag der drei Beschleunigungswerte 1 g ergeben muss.

Tabelle 5.1: Verwendete Konfiguration für den ADXL345 von Analog Devices.

Registername	Registeradresse	Wert	Beschreibung
DATA_FORMAT	0x31	0x0B	Volle Auflösung, 16 g Messbereich
BW_RATE	0x2C	0x0E	1,6 kHz Messrate
FIFO_CTL	0x38	0x80	FIFO-Buffer im „Stream“-Modus
POWER_CTL	0x2D	0x08	Messung aktivieren

5.2.2 Magnetfeldsensor HMC5843

Wie in Kapitel 2.1 erläutert wird für die Bestimmung der Orientierung des Sensorsystems im Raum zusätzlich zum Beschleunigungssensor ein Magnetfeldsensor benötigt. Im frühen Stadium des Projektes wurde als Magnetfeldsensor ein HMC5843 von Honeywell verwendet. Dieser Sensor ist ebenfalls nur in einem kleinen Gehäuse (LCC 4 mm x 4 mm x 1,3 mm) verfügbar und wird auch auf einer Prototypenplatine verwendet. Er bietet eine magnetoresistive Messung in drei Raumachsen an. Weiters ist im IC eine Schaltung integriert die ein Magnetfeld erzeugen kann. Dies kann für das Löschen einer eventuell vorhandenen Magnetisierung der Messstreifen verwendet werden. Der Sensor wird ebenfalls über den I²C-Bus angesprochen und besitzt die 7-Bit Adresse 0x1E. Dies entspricht der Adresse 0x3C zum Lesen und der Adresse 0x3D zum Schreiben von Registern. In Tabelle 5.2 ist die verwendete Konfiguration des Sensors angegeben.

Es wird die maximale Datenrate des Sensors verwendet. Diese beträgt nur 50 Hz, wodurch schnellere Richtungsänderungen nicht erkannt werden können. Der Messbereich wird für die Messung des Erdmagnetfeldes auf die höchste Genauigkeit eingestellt. Der interne Analog-Digital-Wandler des HMC5843 arbeitet mit einer Auflösung von 12 Bit. Die Empfindlichkeit beträgt im verwendeten Messbereich 0,062 μ T/LSB.

Tabelle 5.2: Verwendete Konfiguration des HMC5843 von Honeywell.

Registername	Registeradresse	Wert	Beschreibung
CONF_A	0x00	0x18	50 Hz Datenrate
CONF_B	0x01	0x00	0,7 Gs Messbereich
MODE	0x02	0x00	kontinuierliche Messung

Der Sensor befindet sich nach dem Start im Ruhemodus und es wird keine Messung durchgeführt. Um die Messung zu starten, kann zwischen dem kontinuierlichen Modus und einer einzelnen Messung gewählt werden. Bei der einzelnen Messung geht der Sensor nach erfolgter Messung wieder in den energiesparenden Ruhemodus. Im kontinuierlichen Modus werden mit der eingestellten Messrate Messungen durchgeführt.

Im Gegensatz zum Beschleunigungssensor gibt es für den Magnetfeldsensor keine einfache Ruhelage in der eine erste Kalibrierung durchgeführt werden kann. Um einen Offset des Nullpunktes und einen Fehler in der Verstärkung erkennen zu können, werden die Messwerte von mehreren verschiedenen Orientierungen benötigt. Wenn genügend Messwerte aufgenommen worden sind kann durch die Unterschiede in den Maximal- und Minimalwerten auf die Offsets geschlossen werden. Weiters kann durch den Bereich zwischen maximalem und minimalem Wert auch die tatsächliche Verstärkung bestimmt werden.

Zur Evaluierung des Magnetfeldsensors und seiner Abweichungen wurde eine „3DScatter“ benannte Software verwendet, welche die Daten direkt auslesen und darstellen kann. Diese wurde im Original von Hon Bo Xuan geschrieben [3] und an die Eigenschaften des Projektes angepasst. In dieser werden die Sensorwerte des Magnetfeldsensors in einem dreidimensionalen, kartesischen Koordinatensystem dargestellt. Durch Drehung des Sensors können so mehrere Punkte für die Kalibrierung im Koordinatensystem aufgenommen werden. Wenn der Magnetfeldsensor richtig kalibriert wurde, ergeben die aufgenommenen Daten im dreidimensionalen Raum eine Kugel mit dem Mittelpunkt im Ursprung des Koordinatensystems.

In Abbildung 5.1 ist das verwendete Modell der Magnetfelddaten abgebildet. Um die Betrachtung der Daten zu erleichtern ermöglicht die Software ein Schwenken und Zoomen der Darstellung. Offsets stellen sich als Abweichung des Kugelmittelpunktes vom Koordinatenmittelpunkt dar. Zusätzlich wird die aktuell ermittelte Abweichung als Zahlenwert dargestellt. In der Abbildung wird beispielsweise ein Offset von -133, 69 und -31 angegeben. Eine Abweichung in der Verstärkung wird ebenfalls berechnet. Diese stellt sich als eine Deformation der Kugel zu einem Ellipsoid dar. Die Software ist in Processing geschrieben und bietet durch die direkte Ansicht der Daten ebenfalls eine gute Möglichkeit um Einflüsse von externen Störquellen zu untersuchen. Um die aktuellen Daten zu erkennen und somit die Position des Magnetfeldvektors herauszuheben können die neuesten Daten in einer anderen Farbe dargestellt werden.

5.2.3 Drehratensensor ITG-3200

Um, ausgehend von einer bekannten Orientierung in einer Ruhelage, die Orientierung während einer Bewegung erkennen zu können wird der Drehratensensor verwendet. Dieser erkennt eine Drehung und somit eine Änderung der Orientierung mit einer hohen Messrate. Für den Prototypen wurde für das Sensorsystem ein ITG-3200 von Invensense verwendet. Dieser Sensor ist in einem 4 mm x 4 mm x 0,9 mm großen QFN-Gehäuse erhältlich und wird ebenfalls auf einem Prototypenboard verwendet. Er bietet, wie die beiden zuvor vorgestellten Sensoren ein I²C-Interface mit einer Übertragungsrate von 400 kBit/s. Die Adresse für das Schreiben der Register über den

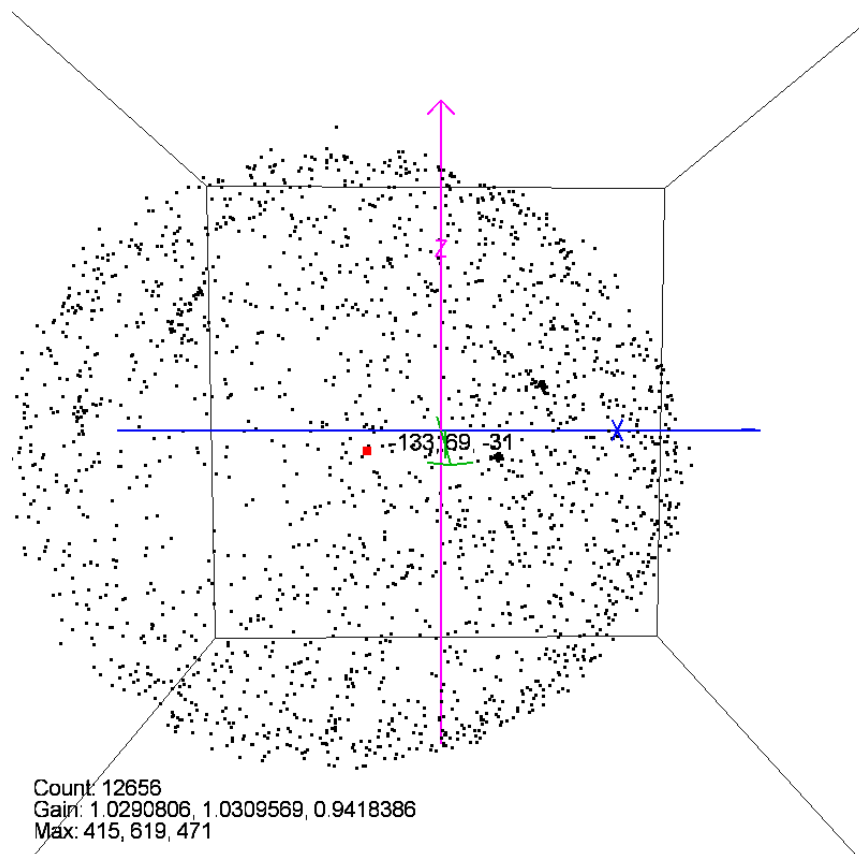


Abbildung 5.1: Screenshot der 3DScatter-Anwendung zur Betrachtung der Magnetfelddaten.

I²C-Bus ist 0xD0 und die für das Lesen 0xD1. In Tabelle 5.3 ist die verwendete Konfiguration für diesen Sensor angegeben.

Tabelle 5.3: Verwendete Konfiguration des ITG-3200 von Invensense.

Registername	Registeradresse	Wert	Beschreibung
DLPF_FS	0x16	0x1A	voller Messbereich, 1 kHz Messrate
PWR_MGM	0x3E	0x01	X-Achse als Taktgeber, „Sleep“-Bit löschen

Für den korrekten Betrieb ist das Umschalten auf den vollen Messbereich von 2000 °/s notwendig. Durch die interne ADC Auflösung von 16 Bit wird eine Empfindlichkeit von 0,0695 °/s/LSB erreicht. Die Messrate wird auf 1 kHz, statt 8 kHz, eingestellt und es wird der interne Tiefpassfilter auf 98 Hz konfiguriert. Beim Start des Sensors befindet sich dieser in einem energiesparenden Schlafmodus. Um ihn in den Messmodus zu bringen, muss das entsprechende „Sleep“-Bit gelöscht werden. Um eine erhöhte Stabilität des Taktes zu erreichen, wird weiters, der als Taktgeber verwendete Oszillator gewechselt. Im Datenblatt des Sensors [Inv10, S. 27] wird zu diesem Zweck eine Achse des Gyroskops als Taktreferenz empfohlen.

Da im Ruhezustand keine Drehungen auftreten, können Offsets des Sensors leicht erkannt und korrigiert werden. Schwieriger ist die Korrektur von fehlerhaften Verstärkungen. Für diese wäre eine drehende Plattform mit einer bekannten Umdrehungsrate notwendig. Durch die Verwendung aller drei Sensoren für die Ermittlung der Orientierung, können allerdings die bestehenden Fehler der Verstärkung auch durch die Messwerte der anderen Sensoren korrigiert werden. Zu diesem

Zweck kann ein Filter verwendet werden der die unterschiedlichen Messwerte zusammenführt. Der in diesem Projekt verwendete Filter wird im Kapitel 6.4 erläutert.

5.2.4 8051 Mikrocontroller nRF24LE1

Der nRF24LE1 von Nordic Semiconductor beinhaltet, wie der nRF24LU1+ der Empfangsstation, einen Funktransceiver und einen integrierten 8-Bit Mikrocontroller. Dieser besitzt ebenfalls einen verbesserten, auf dem 8051-Befehlssatz aufbauenden Kern.

Um die Verwendung des Funkinterface zu erleichtern, wurde der IC auf einem Modul von RFDigital verwendet. In Abbildung 5.2 ist das Modul auf dem selbst entwickelten Adapter zu sehen. Dieser wurde für die Benutzung des Moduls auf einem Steckbrett benötigt, da sich der Raster des Steckbrettes von dem des Moduls unterscheidet. Links unten auf dem Bild kann man zusätzlich die verwendete, weiße Keramikantenne des Moduls sehen. Der nRF24LE1 verfügt über einige wichtige, integrierte Hardwarekomponenten. Neben dem integrierten Funktransceiver der im Kapitel 5.3 behandelt wird, sind das vor allem die integrierte I²C-Schnittstelle, der interne Flash-Speicher und der 32,768 kHz Oszillator.

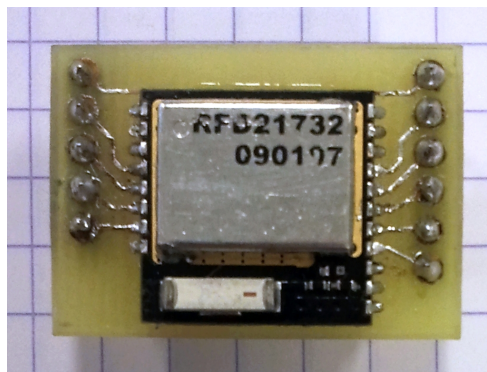


Abbildung 5.2: Modul von RFDigital auf der Adapterplatine für das 2,54 mm Raster.

Der Mikrocontroller bietet eine wählbare Taktrate und verwendet während des Betriebes einen externen 16 Mhz Schwingquarz-Oszillator zur Takterzeugung. Um den Start zu beschleunigen wird zu Beginn ein ungenauerer RC-Oszillator zur Taktgenerierung verwendet. Neben mehreren Timern besitzt der Mikrocontroller für die Erzeugung von längeren Zeitintervallen noch eine 16-Bit Echtzeituhr („Real time clock“ RTC). Diese arbeitet mit einem Takt von 32,768 kHz. Über zwei Register (RTC2CMP1 und RTC2CMP0) kann ein Vergleichswert für die Echtzeituhr gespeichert werden. Dafür wird im „Hardware Abstraction Layer“ (HAL) die Funktion `void hal_rtc_set_compare_value(uint16_t value)` verwendet. Wenn die Funktion über den Aufruf mit dem Parameter `HAL_RTC_COMPARE_MODE_0` aktiviert wird, wird bei jedem Erreichen des Wertes ein „TICK“-Interrupt ausgelöst und der Timerwert wieder auf 0 gesetzt. Mittels der Gleichung 5.2 aus dem Datenblatt [Nor10b, S. 97] kann der gewünschte Wert der 16-Bit Variable `value` bestimmt werden. Wenn ein Zeitwert nicht genau erreicht werden kann, wird der am nächsten liegende Wert für die Variable verwendet. Für ein gewünschtes Auftreten des Interrupts alle 10 ms wird ein Wert von 327 verwendet. Dabei entsteht eine Abweichung von 9,766 µs.

$$t_{\text{Interrupt}} = \frac{\text{value} + 1}{32768} [\text{s}] \quad (5.2)$$

Wenn der „TICK“-Interrupt ausgelöst wird, unterbricht der Mikrocontroller seine Programmausführung und springt den Programmcode der Interruptserviceroutine an. In dieser wird ein Zähler erhöht, der im Hauptprogramm abgefragt wird. Durch diesen Aufbau bleibt die Interruptroutine möglichst kurz und der Programmablauf wird nur für wenige Takte unterbrochen. Zusätzlich kann der „TICK“-Interrupt auch dazu verwendet werden um den Mikrocontroller aus einem energiesparenden Ruhemodus zu wecken. Im Hauptprogramm wird das Abfragen der Sensoren durch die Erhöhung des Zählers ausgelöst. Dadurch kann, durch Veränderung des Vergleichswerts `value`, der Zeitabstand zwischen zwei Interrupts, und somit auch zwischen zwei Abfragen geändert werden. Um das Auftreten eines Jitters, zwischen zwei Messungen, zu verhindern, wird darauf geachtet, dass das Hauptprogramm abgearbeitet wurde bevor ein erneuter Interrupt auftritt. Dies beschränkt die Messfrequenz auf ein Maximum von 1 kHz.

Der Mikrocontroller besitzt je einen, 64 kByte großen, separaten Adressbereich für Programme und Daten, einen Bereich von 256 Byte für interne Daten und einen Bereich von 128 Byte für die Register der Spezialfunktionen („Special Function Registers“ SFR) [Nor10b, S. 62]. Über diese Spezialregister erfolgt die Konfiguration und Steuerung der Peripheriekomponenten des Mikrocontrollers. In Abbildung 5.3 ist eine Übersicht über die Speicherbereiche und die vorhandenen Speicher gegeben. Der interne Speicher (IRAM) auf der rechten Seite wird in zwei Hälften geteilt. Der untere Teil des IRAM, von der Adresse 0x00 bis zur Adresse 0x7F ist direkt und indirekt adressierbar und enthält, unter anderem, die Arbeitsregister. Der obere Teil des IRAM ist nur indirekt adressierbar. Die SFR sind hingegen nur direkt adressierbar.

Der Speicher für die Software besteht aus einem 16 kByte großen Flash-Speicher. Dieser kann sowohl von einem externen Gerät über die SPI-Schnittstelle geschrieben werden, als auch vom Mikrocontroller selber. Diese besondere Funktion ist für die Verwendung eines Bootloaders notwendig. Der Datenbereich besteht im unteren Bereich aus zwei 512 Byte großen Blöcken von flüchtigem SRAM-Speicher („Static Random Access Memory“) und im oberen Adressbereich wird ein weiterer Flash-Speicher angesprochen. Dieser nicht-flüchtige Speicher besteht aus zwei 256 Byte großen Blöcken, die für eine erhöhte Anzahl von Schreibzyklen ausgelegt sind und zwei 512 Byte großen, regulären Blöcken. Der graue Bereich in der Abbildung ist im Speicher nicht vorhanden und ein Ansprechen dieser Adressen kann zu einem unvorhergesehen Verhalten des Mikrocontrollers führen.

Damit der Mikrocontroller in der Software erkennt ob eine Variable in den normalen Arbeitsregistern oder im Datenbereich gespeichert werden soll, muss für den Datenbereich das Schlüsselwort `xdata` verwendet werden. Mit diesem wird der Datenbereich angesprochen und die, dementsprechend benötigten Adressen werden verwendet. Dem Schlüsselwort `xdata` kommt bei der Programmierung eines 8051 Mikrocontrollers eine wichtige Bedeutung zu. Da der interne Arbeitsspeicher sehr begrenzt ist, muss bei der Programmierung jede größere Variable bzw. jedes Array mit mehreren Komponenten mittels diesem Schlüsselwort im Datenspeicherbereich angelegt werden. Falls der Platz im Programmspeicher überschritten wird, bricht der Linker mit einer Fehlermeldung ab.

Um Daten in den Flash-Datenbereich zu schreiben ist es notwendig den Flash-Block zuerst zu löschen. Dafür steht im HAL die Funktion `void hal_flash_page_erase(uint8_t pn)` zur Verfügung, wobei `pn` die Seitenzahl angibt. Der unterste Block dieses Flash-Speichers, mit der Adresse 0xFA00, hat die Seitenzahl 32 [Nor10b, S.71]. Jedes Byte des Flash-Speichers kann nach dem Löschen nur einmal geschrieben werden, bevor wieder ein erneutes Löschen notwendig wird. Während des Schreibens eines Bytes im Flash-Speicher wird die Abarbeitung des Programms im Mikrocontroller für 740 Taktzyklen gestoppt. Dies entspricht, bei einem Takt von 16 Mhz, der Dauer von 46 μ s. In dieser Zeit werden auch auftretende Interrupts nicht behandelt, was beim Programmwurf beachtet werden muss. Wenn eine Seite zuvor gelöscht werden muss,

wird zusätzlich eine Pause von bis zu 22,5 ms notwendig. Da das Löschen und Schreiben des Flash-Speichers länger dauert als die Verwendung des RAM-Speichers werden nur die Daten im Flash-Speicher abgelegt, die nach einem Spannungsverlust oder Neustart des Mikrocontrollers noch vorhanden sein sollen. In diesem Projekt werden die Offsetwerte der Sensoren auf diese Art gespeichert damit nicht bei jedem Neustart eine erneute Kalibrierung durchgeführt werden muss. Dabei ist es wichtig, den Flash-Bereich mit der erhöhten Lebensdauer zu verwenden. Für diesen wird, im Gegensatz zu dem normalen Flash-Speicher, der eine Haltbarkeit von mindestens 1000 Zyklen aufweist, eine Haltbarkeit von mindestens 20000 Schreib- und Löschzyklen angegeben. Bei häufiger Verwendung kommt es ansonsten schneller zu Ausfällen von Speicherzellen.

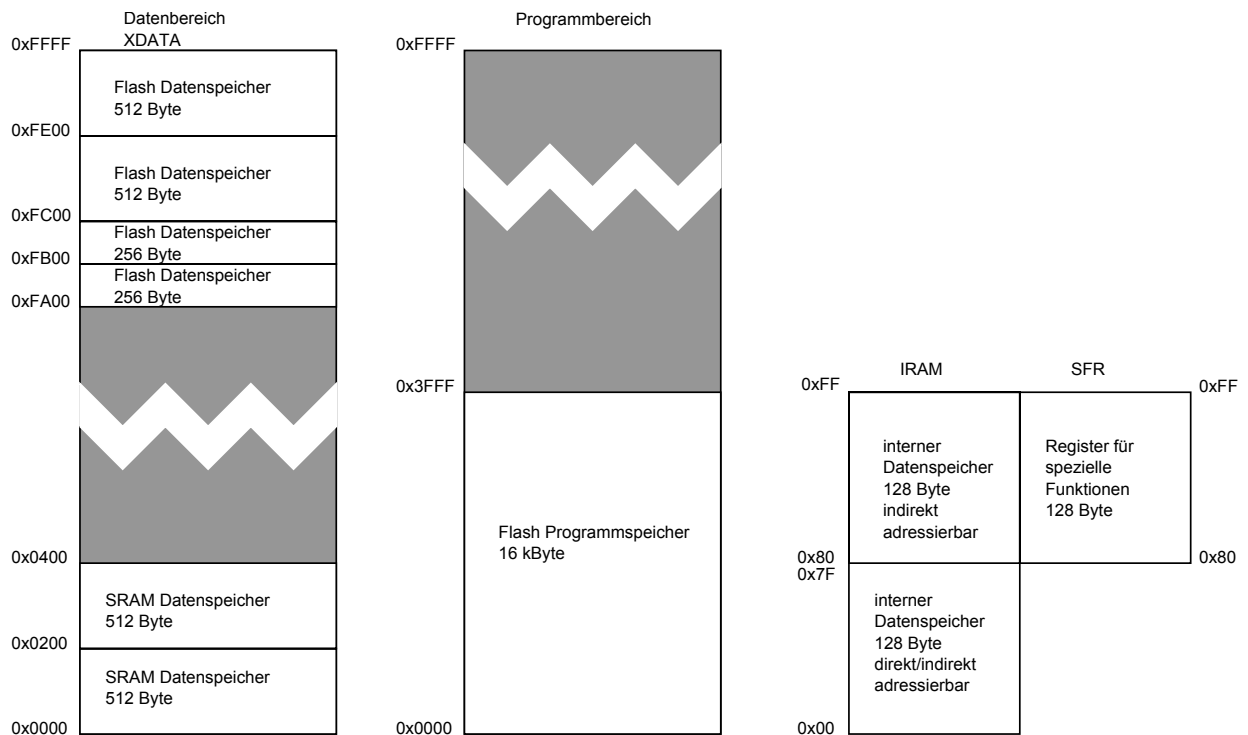


Abbildung 5.3: Übersicht über die Speicherbereiche des nRF24LE1.

Für die Verwendung des I²C-Busses gibt es eine eigene Hardwareeinheit im nRF24LE1. Diese wird zwar mit „Two-Wire Interface“ benannt, ist aber zu I²C kompatibel. Sie kann wieder mit Hilfe des HAL angesprochen werden. Die Schnittstelle kann sowohl im Master, als auch im Slave Modus verwendet werden. Für dieses Projekt wird sie als Master des Busses eingesetzt (`hal_w2_set_op_mode(HAL_W2_MASTER)`). Da alle verwendeten Sensoren eine Busgeschwindigkeit von 400 kBit/s unterstützen wird diese verwendet. Für die erfolgreiche Kommunikation auf dem Bus wird zusätzlich noch das Aktivieren des I²C-Interrupts benötigt.

Eine zusätzliche Herausforderung, die bei der Verwendung des I²C-Interfaces aufgetreten ist, war die Blockade des Busses durch einen Slave. Gerade zu Beginn des Projektes als die ersten Schaltungen nur auf dem Steckbrett aufgebaut wurden, konnte durch einen Verbindungsfehler der Bus in einen blockierten Zustand kommen. Dies geschieht wenn durch einen Übertragungsfehler oder durch einen Neustart des Mikrocontrollers der Slave die Leitung zur Übertragung noch besetzt hält und der Master wegen der besetzten Leitung den Takt abschaltet. Um dies aufzulösen wurde von Nordic Semiconductor in der Software zur „Application Note nAN-20 [Nor11]“ der HAL dahingehend erweitert, dass er auf eine Blockade überprüft. Falls diese erkannt wird, werden die I²C-Leitungen ohne das I²C-Modul direkt angesteuert. Durch mehrmaliges Aktivieren der Takt-

und Datenleitung schließt der entsprechende Slave seine Übertragung ab und der Bus befindet sich wieder in einem definierten Zustand. Um zu verhindern, dass ein defekter Sensor oder eine defekte Busleitung eines Sensors die gesamte Buskommunikation stört, wird zu Programmstart überprüft ob alle gewünschten Adressen am Bus erreichbar sind. Falls eine Adresse nicht erreichbar ist wird der entsprechende Sensor nicht mehr ausgelesen.

Mit den soeben vorgestellten Komponenten wurde ein Testsystem aufgebaut. Dies wurde für die Entwicklung der I²C-Kommunikation mit den Sensoren verwendet. Für weitere Tests wurde bereits ein stabilerer Prototyp benötigt. Aus diesem Grund und für die spätere Montage in einem Ball, wurde eine Platine für das Sensorsystem entwickelt.

5.2.5 Platine des Sensorsystems

Bei der Entwicklung der Platine wurden mehrere mögliche Benutzungsvarianten bedacht. Zu Beginn sollte sie weitere Tests mit dem verwendeten Prototypenboard ermöglichen. Für diesen Zweck war eine stabilere Befestigung des „9 Degrees of Freedom - Sensor Stick“ Boards, welches die drei Sensoren beinhaltet, notwendig. Weiters sollte die Platine mit alternativen Sensoren bestückt werden können. Zu diesem Zweck wurde eine Schaltung und ein Platinenlayout in Eagle v5.11 von Cadsoft entworfen. Die möglichen Komponenten des Sensorsystems sind:

- RFD21732 Funkmodul mit integriertem 8051 Mikrocontroller und Antenne
- „9 Degrees of Freedom - Sensor Stick“ von Sparkfun Electronics
- Spannungswandlerboard mit TPS61200
- Pull-Up Widerstände für den I²C-Bus
- Schalter zum Trennen der Energieversorgung
- LED samt Widerstand für die Anzeige der Versorgungsspannung
- Stecker für den Lithium-Polymer Akku
- Pins für das Laden des Akkus
- Stiftleiste für die Programmierung des Mikrocontrollers

Während der Entwicklung des Sensorsystems wurde auch die Verbesserung durch neuere Sensoren einbezogen. Diese waren zum Zeitpunkt der Platinenentwicklung noch nicht erhältlich, wurden aber als alternative Bestückung ebenfalls auf der Platine vorgesehen:

- MPU-6000 von Invensense, statt ADXL345 und ITG-3200
- ein HMC5883L statt dem HMC5843 direk auf der Platine mit Anschluss an den MPU-6000

Mit Hilfe der empfohlenen Schaltungen aus den Datenblättern der Komponenten wurde ein Schaltplan erstellt. Dieser ist im Anhang in Abbildung 2 abgebildet. Aus dem Schaltplan wurde ein Platinenlayout entwickelt. In Hinsicht auf die Verwendung in einem Ball wurde eine runde Platine mit 48 mm Durchmesser als Grundlage verwendet. In Abbildung 5.4 ist ein Foto der fertigen Leiterplatte zu sehen. Auf der linken Seite des Bildes ist die Vorderseite der Platine, mit den Pads

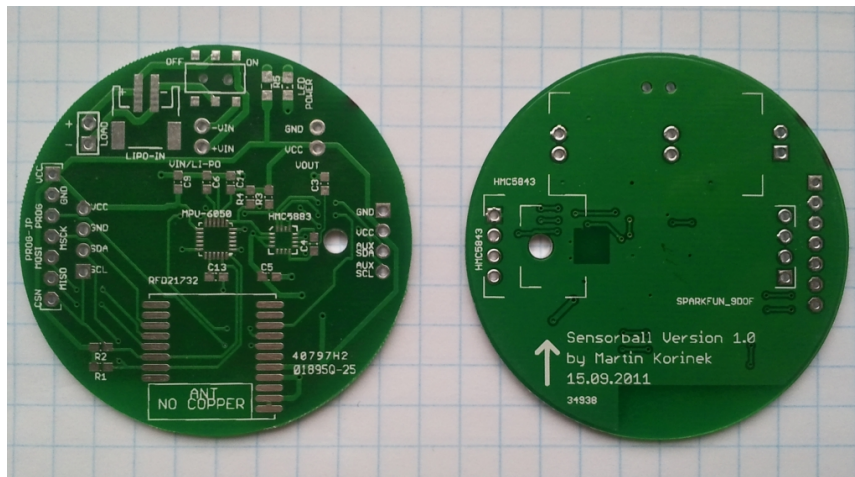


Abbildung 5.4: Vorder- und Rückseite der entwickelten Platine.

für die Bestückung, mit Surface Mount Device (SMD)-Komponenten zu sehen. Auf der rechten Seite ist die Rückseite, mit dem fast durchgängigen Masse-Layer abgebildet. Die quadratische Lücke links von der Mitte und die Lücke unter dem Datum sind die Ausnehmungen des Masse-Layers, die für den Magnetfeldsensor HMC5883L und die Antenne benötigt werden. Die Boards von Sparkfun Electronics werden auf dieser Seite montiert und ihre Position ist mit den weißen Umrandungen gekennzeichnet.

Mit der erstellten Platine wurde ein Prototyp des Sensorsystem aufgebaut. Dabei wurde das Modul von RFDigital ohne den zuvor verwendeten Adapter aufgelötet. Als Energieversorgung wurde ein 75 mAh Lithium-Polymer Akku verwendet. Die Bestückung der Pull-Up Widerstände und der LED konnte bei dieser Variante weggelassen werden, da beides bereits auf dem verwendeten „9 Degrees of Freedom - Sensor Stick“ Board integriert ist. Das somit erstellte Sensorsystem wurde für die ersten Testwürfe verwendet. Zu diesem Zwecke wurde das System in einen Schaumstofftennisball eingebaut. Die Oberfläche des Schaumstoffballs ist glatter als die eines Tennisballs mit Filz. Dadurch ist ein geringerer Luftwiderstand vorhanden, wodurch sich der Ball in den Flugeigenschaften von einem normalen Tennisball mit Filz unterscheidet. Weiters kann es durch die

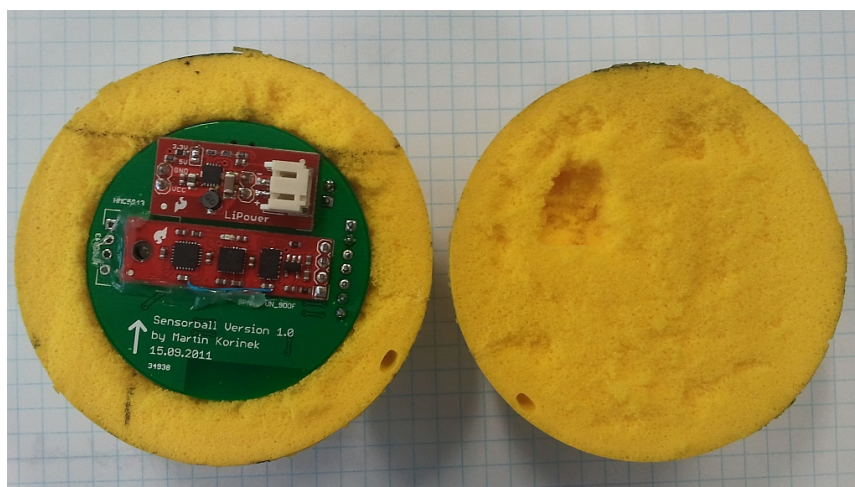


Abbildung 5.5: Einbau des Sensorsystems in einen Schaumstoffball.

glattere Oberfläche bei bestimmten Wurfmaschinen die auf Tennisbälle ausgelegt sind zu Problemen kommen. Der Vorteil des Schaumstoffballs liegt darin, dass er nicht hohl sondern aufgefüllt ist. Dies erleichtert eine Befestigung des Sensorsystems im Ball. Der Schaumstoffball mit dem integrierten Sensorsystem ist in Abbildung 5.5 zu sehen. Der verwendete Akku befindet sich bei diesem Bild unterhalb der Platine.

Die ersten Testwürfe bestanden aus, mit der Hand durchgeführten, Würfen senkrecht in die Luft. Dabei wurden die Messdaten alle 20 ms ausgelesen und über die Empfangsstation an den Computer übermittelt. In Abbildung 5.6 ist der Betrag der gemessenen Beschleunigungswerte zweier Würfe zu sehen. Das Diagramm ist in mehrere Abschnitte geteilt. Im ersten Abschnitt liegt der Ball auf einem Tisch und nimmt nur die Erdbeschleunigung auf. Im zweiten Abschnitt wird der Ball in die Hand genommen und es erfolgt der erste Wurf. Dieser wurde mit einer geringen Rotation des Balls durchgeführt. Während des Fluges ist der Sensor im Ball in nahezu schwerelosem Zustand und es wird keine Erdbeschleunigung gemessen. Am Ende des Abschnittes wird der Ball wieder gefangen. Im dritten Abschnitt erfolgt der zweite Wurf bei dem der Ball in eine Rotation versetzt wird. Im Gegensatz zum ersten Wurf wird dadurch während des Fluges eine Beschleunigung gemessen. Dies tritt wegen der, durch die Rotation des Balls erzeugte, Zentrifugalkraft auf, da der Beschleunigungssensor nicht in der Mitte der Platine und somit nicht in der Mitte des Balls befestigt ist. Die gemessenen Beschleunigungskräfte sind somit von der Montageposition und der Drehrichtung abhängig. Wenn eine Drehung um eine Achse durch den Beschleunigungssensor erfolgt, hat diese nur geringen Einfluss auf den Sensor. In der Grafik ist zu sehen, dass der gemessene Betrag der Beschleunigung bei der Rotation den gemessenen Wert der Erdbeschleunigung im Ruhezustand übertrifft. Um diese störende Abweichung zu korrigieren wird eine verbesserte Version des Sensorsystems benötigt. Im letzten Abschnitt wird der Ball auf den Tisch

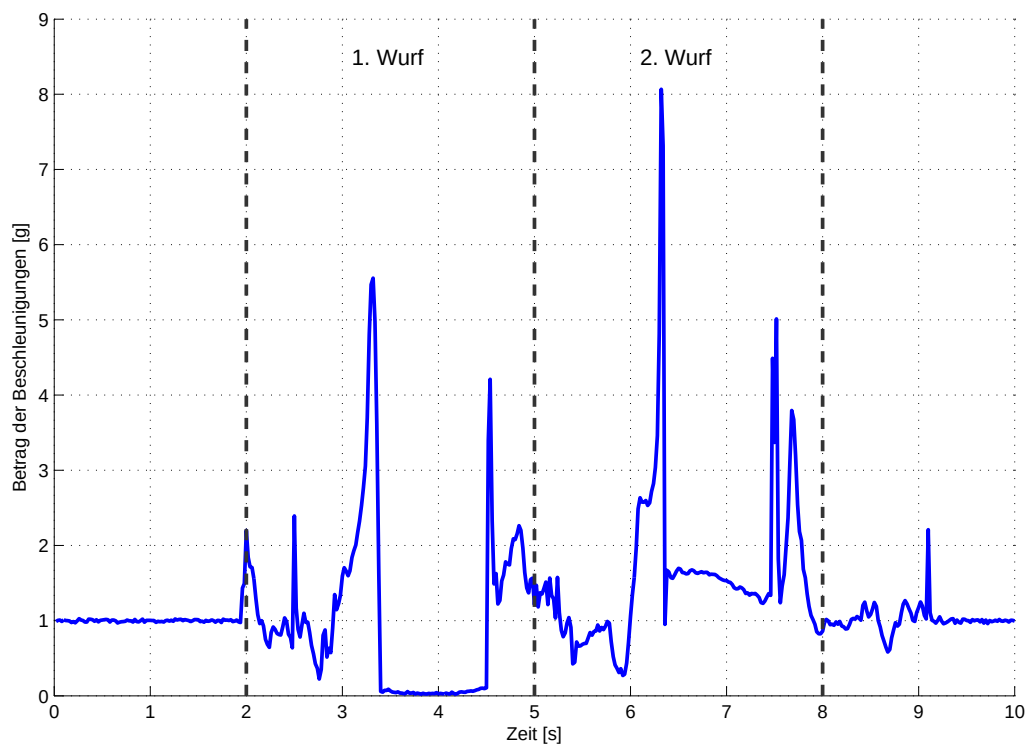


Abbildung 5.6: Testwürfe, ohne und mit Rotation.

zurück gelegt, wodurch zuerst eine kurze Beschleunigungsspitze erfolgt und sich die Messwerte anschließend wieder auf die Erdbeschleunigung reduzieren.

Im Laufe der Entwicklung und der Tests des Sensorsystems auf der Platine wurden die alternativen Sensoren erhältlich. Da der MPU-6000 den Beschleunigungs- und Drehratensensor in einem Gehäuse vereint, entfällt das Problem mit den Offsets durch die Montageposition. Weiters kann der verbesserte Magnetfeldsensor direkt von dem MPU-6000 angesprochen werden. Durch die Bauweise der beiden Sensoren und die geplante, direkte Montage auf der Platine, wurde ein aufwendigeres Lötverfahren, in einem Lötoven, notwendig. Zu diesem Zweck wurde mit Hilfe einer Schablone der SMD-Kontakte, auf der Platine, das notwendige Lötzinn, als Paste, aufgetragen. Nach der Positionierung der Bauelemente auf der Platine wurde diese in einem Dampfphasenlötoven erhitzt und somit gelötet. Da nicht sicher ist ob das RFD21732-Funkmodul wegen seiner Metallabschirmung für diesen Lötoven geeignet ist, wurde dieses mit der Hand verlötet. Zusätzlich wurden noch Stiftheisten für die Programmierung des Mikrocontrollers hinzugefügt. Anschließend wurde die Platine auf Kurzschlüsse überprüft und in Betrieb genommen. Für die neuen Sensoren wurde eine Änderung der Software des Mikrocontrollers notwendig. In Folge wird auf die neuen Sensoren eingegangen.

5.2.6 Kombiniertes Sensor MPU-6000

Der MPU-6000 von Invensense ist ein moderner „System on Chip“-Sensor-IC. Er wird unter dem Namen „Motion Processing Unit“[™] vermarktet und ist erst seit dem 4. Quartal 2011 am freien Markt erhältlich. Neben einem Beschleunigungssensor und einem Drehratensensor enthält er noch umfangreiche Komponenten zur Verarbeitung der Sensordaten in einem kleinen Gehäuse (QFN 4,0 mm x 4,0 mm x 0,9 mm). Die Eigenschaft des ICs, die besonders beworben wird, ist eine integrierte Fusion der Sensordaten durch einen „Digital Motion Processor“. Zu diesem Zweck kann, über ein zusätzliches I²C-Interface, ein Magnetfeldsensor, an einem zweiten Bus als Slave an den MPU-6000 angeschlossen werden. Der MPU-6000 kann anschließend die Sensordaten des Magnetfeldsensors als I²C-Master einlesen und sie zur Verfügung stellen. Weiters können die Daten für den internen Orientierungsalgorithmus verwendet werden. Die Sensorfusion bietet eine direkte Ausgabe der berechneten Orientierung in Form von Quaternionen oder Euler-Winkeln. Dadurch kann eine externe Berechnung dieser Informationen eingespart werden. Diese Funktionalitäten sind bereits im Sensor integriert, aber für den Anwender nur in Verwendung mit einem speziellen Mikrocontroller möglich. Da die Register des Sensors, die für die Konfiguration notwendig sind, noch nicht dokumentiert wurden, kann diese Funktion auf dem hier verwendeten Mikrocontroller noch nicht implementiert werden. Die Schaltung des Sensorsystem ist so ausgelegt, dass nach einer Veröffentlichung der Dokumentation eine Nutzung dieser Funktionen erfolgen kann.

Der MPU-6000 wird ebenfalls über die I²C-Schnittstelle angesprochen. In Tabelle 5.4 ist die verwendete Konfiguration des Sensors angegeben. Der Sensor ist vom selben Hersteller, wie der ITG-3200 und einige Merkmale des Drehratensensors finden sich auch im MPU-6000 wieder. Wie der ITG-3200, ist der MPU-6000 unter den Adressen 0xD0 und 0xD1 am I²C-Bus erreichbar. Als Taktquelle des ICs kann ebenfalls wieder eine Achse des Gyroskopes verwendet werden. Der Messbereich des Gyroskopes wurde auf 2000 °/s eingestellt. Dies gibt mit dem internen 16-Bit Analog-Digital-Wandler eine Genauigkeit von 0,061 °/s/LSB.

Der Beschleunigungssensor wurde im Bereich von 16 g verwendet. Laut neueren Informationen des Herstellers kann es allerdings in den ersten Versionen des ICs zu Fehlern kommen. Weiters wurde die Auflösung in diesen Sensorvarianten gegenüber dem ursprünglichen Datenblatt halbiert. Diese Versionen wurden als „Engineering Samples“ (ES) gekennzeichnet. Die verfügbare

Genauigkeit beträgt dabei 1 mg.

Da die Konfiguration des internen I²C-Masters ebenfalls noch nicht hinreichend dokumentiert wurde, wird der Magnetfeldsensor über den Bus direkt angesprochen. Dazu muss im MPU-6000 der Bypass des I²C-Busses aktiviert werden, wodurch der I²C-Bus des Magnetfeldsensors auf den I²C-Bus des Mikrocontrollers durchgeschaltet wird. Für die Konfiguration des HMC5883L ist es somit notwendig, dass zuerst die Freischaltung des Busses im MPU-6000 erfolgt.

Tabelle 5.4: Verwendete Konfiguration des MPU-6000 von Invensense.

Registername	Registeradresse	Wert	Beschreibung
PWR_MGMT_1	0x6B	0x01	X-Achse des Gyroscopes als Taktquelle
GYRO_CONFIG	0x1B	0x18	2000 °/s Messbereich des Drehratensensors
ACCEL_CONFIG	0x1C	0x18	16 g Messbereich des Beschleunigungssensors
USER_CTRL	0x6A	0x00	Deaktivierung des I ² C-Masters
INT_PIN_CFG	0x37	0x02	Aktivierung des I ² C-Bypass

5.2.7 Magnetfeldsensor HMC5883L

Der HMC5883L von Honeywell ist ein dreiachsiger Magnetfeldsensor. Er löst den HMC5843 im Portfolio des Herstellers ab und ist in einem noch kleineren Gehäuse (LCC 3,0 mm x 3,0 mm x 0,9 mm) als der Vorgänger erhältlich. Er arbeitet nach dem gleichen magnetoresistiven Funktionsprinzip wie der HMC5843 und bietet einen ähnlichen internen Aufbau der Register. Gegenüber seinem Vorgänger wurde die maximale Ausleserate von 50 Hz auf 160 Hz erhöht. Der Sensor wird ebenfalls über den I²C-Bus angesprochen. Er besitzt auf diesem die gleiche 7-Bit Adresse 0x1E. In Tabelle 5.5 sind die, für diesen Sensor verwendeten, Konfigurationsparameter angegeben.

Wie zuvor erläutert ist es notwendig, dass vor der Konfiguration des Magnetfeldsensors der I²C-Bus, auf dem der Sensor liegt, mit dem Bus am Mikrocontroller, durch den MPU-6000 verbunden wird. Der HMC5883L bietet zusätzlich zur erhöhten Messrate die Funktion mehrere Messungen zu einem Ausgangswert zu mitteln. Diese Funktion wird mit acht Messwerten verwendet. Die Messfrequenz wird auf 75 Hz konfiguriert. Diese gilt allerdings nur für den kontinuierlichen Messmodus. Um eine noch schnellere Messung zu ermöglichen und auf die maximale Datenrate von 160 Hz zu kommen, wird die Verwendung von einzelnen Messungen benötigt. Dafür muss jede Messung durch das Schreiben des Modusregisters „HMC5883_MODE“ (0x02) mit dem Wert 0x01 gestartet werden. Da eine Messung eine Zeit von ungefähr 6 ms benötigt, werden die Sensorwerte verzögert geliefert. Die neue Messung wird direkt nach dem Auslesen der Sensorwerte gestartet, damit im nächsten Messintervall die aktuellen Sensorwerte zur Verfügung stehen. Der Messbereich des Sensors wird auf 1,3 Gs (130 µT) eingestellt, da mit dem kleineren Bereich von 0,88 Gs (88 µT) bei diesem Sensor öfter Überschreitungen des Messbereiches erfolgt sind. Diese werden durch den Sensor mit dem Messwert -4096 angezeigt. Mit dem eingestellten Messbereich hat der Sensor eine Sensitivität von 0,092 µT/LSB. Dies ist geringfügig schlechter als die Sensitivität von 0,062 µT des Vorgängers.

Tabelle 5.5: Verwendete Konfiguration des HMC5883L von Honeywell.

Registername	Registeradresse	Wert	Beschreibung
CONF_A	0x00	0x78	Mittelwert über acht Werte
CONF_B	0x01	0x20	1,3 Gs (130 µT) Messbereich

Nach jeder erfolgten Messung geht der Sensor wieder in einen energiesparenden Ruhemodus in dem er laut Datenblatt [Hon11] einen Stromverbrauch von $2\text{ }\mu\text{A}$ bei $2,5\text{ V}$ aufweist. Dies ist gegenüber dem Stromverbrauch des Vorgängers eine Reduzierung um den Faktor 55.

5.2.8 Software

Unter Verwendung des „Enhanced ShockBurst™“-Moduls kann mit Hilfe der vorhandenen Softwarebibliotheken eine rasche Implementierung einer Kommunikationssoftware erfolgen. Die Software bietet eine bidirektionale Funkkommunikation zwischen dem Empfänger und dem Sensorsystem. Vom Sensorsystem zur Empfangsstation werden die Messdaten gesendet und in die Gegenrichtung können Befehle zur Steuerung des Sensorsystems geschickt werden. Damit kann eine Kalibrierung der Sensoren auf Wunsch oder von einem übergeordneten System, wie zum Beispiel einer Software zur Kontrolle der Roboterarme, ausgelöst erfolgen. Durch die entwickelte Struktur wird weiters die Implementierung zusätzlicher Befehle erleichtert. Die gesendeten Messdaten bestehen aus den zehn vorzeichenbehafteten 16-Bit Integer-Werten der Sensoren und einem Zählerwert. Neben den Werten des Beschleunigungs-, Drehraten- und Magnetfeldsensors wird noch der Wert eines Temperatursensors übertragen, der im Drehratensensor ebenfalls integriert ist. Der 8-Bit Zählerwert wird im Sensorsystem für jedes gesendete Paket erhöht. Dadurch kann eine schnelle Überprüfung auf fehlende Pakete erfolgen. In der Software des Sensorsystems kann für jedes Paket zusätzlich noch der Timer-Wert, seit dem letzten gesendeten Paket und ein Zählerwert, für die Anzahl der aufgetretenen Interrupts, aktiviert werden. Diese beiden Werte sind für die Entwicklung und Optimierung der Software des Sensorsystems hilfreich. Sie zeigen die benötigte Rechenzeit für die durchgeführten Tätigkeiten des Mikrocontrollers an. Für das Auslesen der zwei Sensor-ICs über den I²C-Bus und einer Offsetkorrektur wird eine Zeit von ungefähr $0,95\text{ ms}$ benötigt. Somit wäre im Sensorsystem mit dem derzeitigen Aufbau eine Messfrequenz von 1 kHz möglich. Da der UART-Anschluss des Empfängers an den Computer eine so hohe Datenrate nicht zulässt, wird die maximale Messfrequenz auf 200 Hz beschränkt.

In Tabelle 5.6 ist die Aufteilung der Sensordaten innerhalb eines Paketes zu sehen. Die Integer-Werte sind jeweils vorzeichenbehaftet und werden für die Übertragung auf jeweils zwei 8-Bit Werte zerlegt. Zur Auswertung am Computer müssen sie wieder zusammengefügt werden.

Tabelle 5.6: Aufteilung der Sensordaten bei der Übertragung.

Messwert	Beschleunigung			Temp.	Magnetfeld			Drehrate			Zähler
16-Bit Werte	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Achsen	x	y	z		x	y	z	x	y	z	

Zur drahtlosen Steuerung des Sensorsystems wurde eine Möglichkeit zur Befehlsübertragung implementiert. Die Befehle werden in der Bestätigung einer Nachricht übermittelt und sind somit nur verfügbar, wenn das Sensorsystem zuerst eine Nachricht gesendet hat. Dies bietet mehrere Vorteile:

- Das Sensorsystem muss nur für den Empfang der Nachrichtenbestätigung in den Empfangsmodus wechseln und dies wird durch den Funktransceiver automatisch erledigt. Dadurch kann der durchschnittliche Energieverbrauch gesenkt werden, da das Sensorsystem nie darauf warten muss, ob ein Befehl gesendet wird.

- Die Empfangsstation muss einen Befehl nur einmal in die Ausgangsregister des Funktransceivers schreiben, da dieser weder durch Inaktivität des Sensorsystems, noch durch eine Kollision mit dem Sensorsystem verloren gehen kann.
- Die Belegung des Frequenzbandes wird beim Aufwecken des Sensorsystems aus dem Ruhezustand reduziert, da der Befehl nur ein einziges Mal übertragen werden muss.
- Es entfällt die Implementierung eines Verfahrens zur Kollisionsverhinderung zwischen dem Sensorsystem und der Empfangsstation.

Im Messbetrieb werden Befehle durch die kontinuierlich gesendeten Messdaten rasch an das Sensorsystem übertragen. Im Ruhemodus können mehrere Sekunden vergehen, bis das Sensorsystem eine Nachricht schickt.

Es gibt Befehle, die aus einem Byte bestehen und keine zusätzlichen Daten enthalten und Befehle die aus vier Bytes bestehen, wobei zusätzliche Daten mitgesendet werden können. Wenn ein Befehl vom Sensorsystem empfangen wurde, wird dieser vor dem Auslesen der Sensoren behandelt, da angenommen werden kann, dass die Sensordaten während der Befehlsübermittlung nicht von Interesse sind. In Tabelle 5.7 ist eine Übersicht über die implementierten Befehle abgebildet. Der Befehl **SLEEP** versetzt das Sensorsystem in einen energiesparenden Ruhezustand. In diesem werden keine Messungen durchgeführt und die Sensoren befinden sich im Energiesparmodus. Der Mikrocontroller des Sensorsystems wird durch einen Interrupt des RTC-Timers jede Sekunde aufgeweckt und sendet ein Paket an die Empfangsstation. In diesem Ruhezustand befindet sich das Sensorsystem auch beim Start. Die Zeit zwischen zwei gesendeten Paketen kann durch den **POSTSCALER**-Befehl auf eine oder fünf Sekunden eingestellt werden. Durch das Beantworten des Paketes mit dem **WAKEUP**-Befehl kann das Sensorsystem wieder in den normalen Betriebsmodus versetzt werden. Andere Befehle werden während des Ruhezustandes nicht beachtet.

Im normalen Betriebsmodus kann mit den anderen Befehlen zwischen den verfügbaren Messraten umgeschaltet werden. Da der Magnetfeldsensor nur mit einer maximale Messrate von 160 Hz abgelesen werden kann, wird dieser bei einer Systemmessrate von 200 Hz nur bei jedem zweiten Mal angesprochen. Die Ausleserate des MPU-6000 wird zusätzlich über das **SMPLRT_DIV**-Register angepasst. Die eigentliche Sensorrate wird über den, in diesem Register eingestellten Wert reduziert und kann so an die gewünschte Messrate angepasst werden.

Tabelle 5.7: Befehle zur Kontrolle des Messsystems.

Befehl	Wert (hexadezimal)	Beschreibung
SLEEP	16 (0x10)	Ruhezustand starten
WAKEUP	17 (0x11)	Ruhezustand beenden
POSTSCALER1	18 (0x12)	Nachricht im Ruhezustand jede Sekunde
POSTSCALER5	19 (0x13)	Nachricht im Ruhezustand jede 5. Sekunde
10HZ	20 (0x14)	10 Hz Messrate
100HZ	21 (0x15)	100 Hz Messrate
200HZ	22 (0x16)	200 Hz Messrate
FLASH_WRITE	31 (0x1F)	Offsetwerte in den Flash-Speicher schreiben
MPU_OFF_SET	50 (0x32)	Schreiben eines Offsetwertes des MPU-6000
MPU_OFF_GET	61 (0x3D)	Ermittlung der Offsets des Drehratensensors
HMC_OFF_SET	70 (0x46)	Schreiben eines Offsetwertes des HMC5883L

Mit dem Befehl **MPU_OFF_SET** oder **HMC_OFF_SET** wird das Schreiben eines Offsetwertes, eines

Messwertes des entsprechenden Sensors ausgelöst und ein vier Byte langer Befehl signalisiert. Dieser hat den in Tabelle 5.8 angegebenen Aufbau. Nach dem Startbyte folgt ein Byte über das die gewünschte Achse bestimmt wird. Dabei werden die Achsen des Magnetfeldsensors mit Werten von 10 (x-Achse) bis 12 (z-Achse) ausgewählt. Für den MPU-6000 erfolgt die Auswahl über Werte von 10 (x-Achse des Beschleunigungssensors) bis 15 (z-Achse des Drehratensensors). Die Offsetwerte für die Messdaten des Drehratensensors können über den Befehl MPU_OFF_GET auch im Mikrocontroller ermittelt werden. Dies sollte zu Beginn einer Kalibrierung durchgeführt werden, da dabei zuerst alle gespeicherten Offsetwerte gelöscht werden. Bei der Übertragung der Werte sind die letzten beiden Bytes der vorzeichenbehaftete Offsetwert. Dieser muss für die Funkübertragung auf zwei Bytes aufgeteilt werden und wird im Mikrocontroller wieder zusammengefügt. Dieser Wert wird in Folge von allen Sensordaten der entsprechenden Achse vor der Übertragung abgezogen. Nach dem Übertragen eines Offsetwertes können alle vorhandenen Offsetwerte mit dem Befehl FLASH_WRITE in den Flash-Speicher geschrieben werden. Dieser wird bei jedem Neustart des Mikrocontrollers wieder ausgelesen um die entsprechenden Offsetwerte zu verwenden.

Tabelle 5.8: Aufteilung eines Befehls mit vier Bytes.

Byte	0	1	2	3
Bedeutung	Sensor	Sensorachse	Offsetwert	
mögliche Werte	50 oder 70	10 bis 15	höherwertiges Byte	niederwertiges Byte

5.2.9 Mechanischer Aufbau

Ein wichtiger Punkt für das Sensorsystem ist der Einbau in einen Ball. Das System ist zwar so entworfen, dass es auch in andere Objekte integriert werden kann, aber für den hier geplanten Einsatzzweck ist eine Integration in einen Tennisball notwendig. Ein Tennisball hat laut der Spezifikation der „International Tennis Federation“ [ITF11, S. 10] einen Durchmesser zwischen 6,54 und 7,30 cm und eine Masse zwischen 56,0 und 59,4 g. Die im Handel erhältlichen Bälle unterscheiden sich allerdings meist nur durch eine unterschiedlich dicke Filzschicht. Neben den klassischen hohlen Tennisbällen gibt es noch Trainingsbälle, die nur aus Schaumstoff bestehen. In einen solchen wurde das Sensorsystem für die ersten Tests in Kapitel 5.2.5 eingebaut. Dieser bietet einen einfachen Einbau, da nur der Schaumstoff so entfernt werden muss, dass das Sensorsystem Platz findet. Nachteilig ist, dass durch die unterschiedliche Oberfläche ein geringerer Luftwiderstand des Balls erwartet werden kann. Bei einem normalen Tennisball erzeugt der Filz auf der Oberfläche einen erhöhten Luftwiderstand und ändert somit die Flugeigenschaften. Besonders bei hohen Geschwindigkeiten wird der Ball dadurch abgebremst. Durch den hohlen Aufbau eines normalen Tennisballs wird die Befestigung in diesem erschwert. Weiters wird die Dämpfung eines Tennisballs dadurch erreicht, dass sich der gesamte Ball bei einem Aufprall stark verformt. Die Kunststoffschicht an sich weist nur eine geringe Dämpfung auf, da sie sich kaum komprimieren lässt. Dies ist allerdings für den Einbau einer Platine ungeeignet, da diese dann bei jedem Aufprall fast ungedämpft aufschlagen würde. Eine Schaumstoffschicht hingegen kann leichter komprimiert werden, wodurch eine Dämpfung der Platine entsteht und die Kraft beim Aufprall reduziert wird. Dies ist auch notwendig um Beschädigungen an dem Sensorsystem und an der Fangvorrichtung zu vermeiden. Weiters ist wichtig, dass ein Material verwendet wird bei dem eine Verformung keine irreversiblen Veränderungen der Materialeigenschaften verursacht, da sich ansonst die Eigenschaften mit jedem härteren Aufprall ändern. Dies schließt die Verwendung

von Styropor oder Polyurethane-Hartschaum aus.

Um das Problem der glatten Oberfläche eines Schaumstoffballs zu umgehen wurde ein solcher mit dem Filz eines Tennisballs kombiniert. Zu diesem Zweck wurde ein Tennisball zerschnitten und der Filz von den beiden Hälften abgezogen. Ein leichteres Ablösen wurde durch zusätzliches Zerteilen der Kunststoffteile erreicht. Durch die vernähte Struktur des Tennisballfilzes war es möglich diesen ohne größere Beschädigungen vom Kunststoff des Tennisballs zu trennen. Lediglich die geklebten Nähte des Filzes wiesen nach dem Ablösen auf der Innenseite einige Kunststoffreste auf, die vorsichtig entfernt werden mussten. Der lose Tennisballfilz wurde im Anschluss mit Hilfe eines Sprühklebers der Firma Tesa an die zwei Hälften eines Schaumstoffballs mit 62 mm Durchmesser geklebt. Dabei ist zu beachten, dass der Kleber für die Verwendung mit Schaumstoff geeignet ist und auch im trockenen Zustand flexibel bleibt. Ein harter Kleber würde mit der Zeit bei den Würfeln seine Haftkraft verlieren.

Die Platine des Sensorsystems kann auf mehrere Arten in dem Schaumstoffball befestigt werden. In Abbildung 5.5 ist die erste Realisierung dargestellt. Dabei wird in den beiden Hälften jeweils eine runde Ausnehmung für die Platine ausgeschnitten. Diese Variante hat in der Praxis allerdings den Nachteil gezeigt, dass die Platine bei einem Aufprall leicht über die Kante der Vertiefung rutschen kann. Dabei erfolgt wieder ein härterer Aufprall und die Messwerte verändert sich. Um diesen Effekt zu reduzieren wurde die Platine in Folge vertikal in den beiden Hälften versenkt. Dazu sind die beiden Hälften jeweils mit einem Schlitz versehen. Diese Schlitz sind an die Form des Sensorsystems angepasst und weisen Ausnehmungen für den Akku und das Funkmodul auf. Die Stiftleisten für die Programmierung und die verwendete LED sind nur bei der Entwicklung von Nutzen und wurden für den Einbau von der Platine entfernt. Die Stiftleisten würden beim Einbau stören und die LED hat einen erheblichen negativen Einfluss auf den Energieverbrauch. Die Kabel des verwendeten Akkus sind in dieser Variante direkt an der Platine angelötet. Dadurch kommt der Stecker entfernt werden und es besteht eine robustere Verbindung als mit diesem. Durch die horizontale Befestigung kann die Platine nicht zwischen den beiden Schaumstoffhälften hindurchrutschen. Zusätzlich halten die beiden Hälften bei diesem Aufbau besser auf der Platine, wodurch das gesamte Sensorsystem stabiler wird. In Abbildung 5.7 ist der verwendete Aufbau des Balls ersichtlich. Für das Laden des Akkus wurde am Rand der Platine eine Stiftleiste angebracht, die zusätzlich über einen Verpolungsschutz verfügt. Über diese kann der integrierte Lithium-Polymere-Akku geladen werden, ohne dass die Platine wieder ausgebaut werden muss. Dies ist in der Abbildung auf der rechten Seite zu sehen.

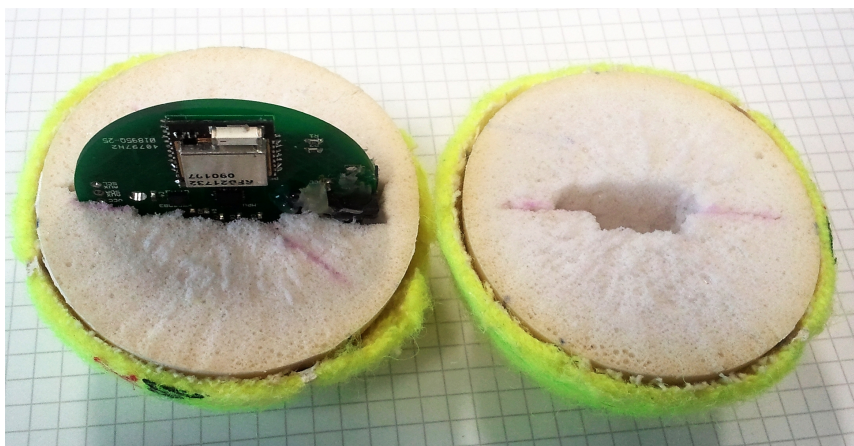


Abbildung 5.7: Schaumstoffball mit Tennisballfilz und integrierter Sensorsystemplatine.

Die beiden Ballhälften sind mit einem Kunststofffaden vernäht. Dadurch wird eine feste Verbindung des Balls erreicht, die trotzdem leicht und flexibel ist. Für das Laden des Akkus wurde ein kleiner Abschnitt freigelassen, in dem das Kabel des Ladereglers an die Stiftleiste angesteckt werden kann. Durch die Verwendung des Schaumstoffballs wurde der Ball im Gesamten leichter als ein Tennisball. Um näher am Gewicht eines Tennisballs zu sein, wurde statt dem zuvor verwendeten 75 mAh Akku auf einen etwas schwereren 100 mAh Akku gewechselt. Das System inklusive Platine und Akku wiegt 48 g. Dadurch ergeben sich leicht reduzierte Flugweiten gegenüber eines normalen Tennisballs. Die Oberflächeneigenschaften sind durch das Filz hingegen ähnlich geblieben. Eine Verbesserung des Systems könnte noch durch die Verwendung eines festeren Schaumstoffballs mit höherem Gewicht erreicht werden. Dieser muss allerdings ebenfalls einen Durchmesser von 62 mm besitzen, damit er mit einem Tennisballfilz überzogen werden kann. In Kapitel 6.3 wird gezeigt, dass der verwendete Einbau durch seine Größe und Eigenschaften geeignet ist, um von einer Wurfmachine, die für Tennisbälle entwickelt wurde, geworfen zu werden und diese anhand der Messdaten zu analysieren.

5.3 Funkübertragung

Der nRF24LE1 und der nRF24LU1+ von Nordic Semiconductor sind beides integrierte Schaltkreise die in einem Gehäuse einen Mikrocontroller und einen Funktransceiver beinhalten. Dieser Funktransceiver, welcher auch im nRF24L01+ ohne Mikrocontroller enthalten ist, arbeitet im ISM Frequenzband von 2,4-2,4835 GHz mit einer „Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK)“-Modulation. Die Kommunikation zwischen dem Mikrocontroller und dem Transceiver erfolgt über eine interne SPI-Schnittstelle. Dabei kann der Mikrocontroller auf die Register des Transceivers zugreifen und ihn somit steuern. Die Ausgangsleistung des Sendeparts kann zwischen 0, -6, -12 oder -18 dBm gewählt werden. Bei der höchsten Ausgangsleistung beträgt der Stromverbrauch, bei einer Spannung von 3 V, beim Senden laut Datenblatt 11,1 mA [Nor10b, S.16]. Der integrierte Empfänger hat bei der höchsten Datenrate von 2 MBit/s einen Stromverbrauch von 13,3 mA. Weiters kann der Transceiver in mehrere energiesparende Bereitschaftsmodi versetzt werden. Außerhalb dieser arbeitet er entweder im Sende- oder Empfangsmodus, wobei das Umschalten zwischen den zwei Modi maximal 130 µs dauert. Zusätzlich ist im Transceiver eine Protokoll-Einheit integriert welche einige Aufgaben im Datenlink-Layer übernimmt. Diese wird in Folge erläutert.

5.3.1 „Enhanced ShockBurst™“

Die, in die Hardware der verwendeten ICs von Nordic Semiconductor integrierte, „Enhanced ShockBurst™“ Protokoll-Einheit ist ein paketbasierendes Interface im Datenlink-Layer [Nor10b, S.22]. Dieses Interface baut auf einem „ShockBurst™“ genannten Interface auf. Dieses ist für das Abarbeiten der Pakete, das Timing und den Empfang zuständig und wird durch das „Enhanced ShockBurst™“ um zusätzliche Funktionen erweitert. Diese zusätzlichen Funktionen umfassen eine automatische Bestätigung der empfangenen Pakete und eine automatische Wiederholung des Paketversandes falls keine Bestätigung für ein Paket empfangen wird. Dadurch wird eine eigene Entwicklung dieser Protokollelemente überflüssig. Dies verkürzt einerseits die Entwicklungsdauer und reduziert andererseits den Rechenaufwand im Mikrocontroller, da diese Funktionalitäten in einem eigenen Hardwareelement erledigt werden. Die Wartezeit zwischen der Paketwiederholung und die maximale Anzahl der Wiederholungen, kann von der Software aus konfiguriert werden.

Die Paketlänge für die Nutzdaten kann zwischen 1-32 Byte variabel eingestellt werden. Weiters bietet die „Enhanced ShockBurst™“ Protokoll-Engine die Möglichkeit mit der automatischen Bestätigung Nutzdaten zu senden. Dadurch muss das Sensorsystem nur auf die Bestätigung warten und nicht zwischen dem Sende- und Empfangsmodus umschalten. Über diesen Weg wird der Ablauf des Programms im Messsystem beschleunigt und der Energieverbrauch reduziert. Trotzdem besteht die Möglichkeit Befehle an das Sensorsystem zu übermitteln. Ein Nachteil dieser Methode ist, dass die Befehle nur übermittelt werden wenn zuerst ein Datenpaket vom Sensorsystem empfangen wurde.

Die Adresslänge kann zwischen drei und fünf Bytes gewählt werden. Weiters ist es möglich zu bestimmen ob die Prüfsumme die Länge von einem oder zwei Bytes besitzt. Die maximale Übertragungsrate liegt bei 2 MBit/s [Nor10b, S. 21]. Durch die, für das Protokoll benötigten zusätzlichen Informationen reduziert sich die tatsächliche Übertragungsrate abhängig von der verwendeten Konfiguration.

5.3.2 Konfiguration des Funkinterfaces

Das Funkinterface wird beim Start der Mikrocontroller konfiguriert. Auf beiden Seiten der Funkverbindung müssen die gleichen Übertragungsparameter eingestellt sein, damit eine Verbindung erfolgreich zustande kommt. Die Konfiguration wurde so gewählt, dass ein Paket den in 5.9 abgebildeten Aufbau besitzt. Es wurden Adressen mit der Länge von fünf Bytes gewählt um die Paketfehlerrate zu reduzieren. Auf beiden Seiten wurde die Adresse 0xE7E7E7E7 verwendet. Diese Adresse wird vom Hersteller in der Grundkonfiguration eingestellt und bietet mehrere Übergänge von '0' auf '1', ohne zu rasch zu wechseln. Dies wird vom Hersteller auch für eigens gewählte Adressen empfohlen um eine geringe Paketfehlerrate zu gewährleisten. Die Prüfsumme wurde mit einem Byte gewählt, da dies für eine korrekte Übertragung ausreichend ist. Dies führt zu einem Overhead von acht Byte und einem Bit wodurch die, so maximale mögliche, Datenübertragungsrate 1,68 MBit/s beträgt. Für eine höhere Empfindlichkeit des Empfängers kann die Übertragungsrate auf 1 MBit/s oder 250 kBit/s reduziert werden. Dabei erhöht sich allerdings die Übertragungsdauer jedes Paketes wodurch sich auch der Energieverbrauch erhöhen würde. Weiter steigt die Wahrscheinlichkeit für eine Kollision wenn die Übertragung der Daten einen längeren Zeitraum in Anspruch nimmt.

Der Energieverbrauch könnte weiter reduziert werden wenn die Ausgangsleistung des Senders niedriger konfiguriert wird. Dies ist, wie bereits erläutert, in vier Schritten mit je 6 dBm Reduktion möglich. Um die qualitativen Unterschiede im Empfang zwischen den einzelnen Sendeleistungen feststellen zu können, wären weitere Messungen notwendig. Zugunsten einer schnelleren Entwicklung wurde auf diese verzichtet und im Messbetrieb die maximale Sendeleistung von 0 dBm eingestellt. Für den Ruhemodus wird die Sendeleistung auf die niedrigste Stufe reduziert. Es stehen im verwendeten Frequenzband 79 Kanäle zur Verfügung. Damit eine Kommunikation stattfinden kann müssen beide Seiten der Funkverbindung auf den selben Kanal konfiguriert werden. In diesem Projekt wird der, in der Software des Herstellers als Standard definierte, Kanal 2 verwendet. Falls es in diesem Kanal zu übermäßigen Störungen kommt, muss in der Software der beiden Mikrocontroller ein alternativer Kanal eingestellt werden. Da der Kanal durch die Firmware bestimmt wird, ist auch ein Wechsel während des Betriebs möglich. Dazu muss allerdings ein Verfahren implementiert werden, damit Störungen erkannt werden und sich die beiden Kommunikationspartner wieder auf einen neuen gemeinsamen Kanal einigen.

Tabelle 5.9: Aufbau eines „Enhanced ShockBurst™“-Paketes. Quelle: [Nor10b, S. 23]

Präambel	Adresse	Paketkontrollfeld	Daten	Prüfsumme
1 Byte	5 Bytes	9 Bit	32 Bytes	1 Byte

5.4 Entwicklungswerkzeuge

Nachdem die Komponenten des Messsystems besprochen wurden, wird in diesem Kapitel auf die verwendeten Werkzeuge, die für die Softwareentwicklung notwendig waren, eingegangen. Begonnen wird mit den Einstellungen des verwendeten Compilers. Weiters war ein Gerät zur Übertragung der Software auf die Mikrocontroller notwendig. Zusätzlich zum Programmiergerät wurde auch eine Software, um dieses anzusprechen, benötigt, welche hier ebenfalls vorgestellt wird.

5.4.1 Small Device C Compiler - SDCC

Nordic Semiconductor, der Hersteller der verwendeten Mikrocontroller, stellt Softwarebibliotheken und Beispielprojekte für seine ICs in Form des nRFG SDK (Software Development Kit) zur Verfügung. Diese sind in C geschrieben und auf den C51 Compiler von Keil oder die IAR Embedded Workbench zugeschnitten. Die frei erhältlichen Lizenzen beider Programme sind auf einen Programmcode von 4 KByte beschränkt. Da im Zuge des Projektes ein größerer Programmcode entstand, wurde die Entwicklung auf den Small Device C Compiler (SDCC) umgestellt. Dieser ANSI-C Compiler ist eine frei verfügbare Open-Source Software welche diverse Mikrocontrollerplattformen unterstützt. Für dieses Projekt wird er in der Version 3.0.0 verwendet. SDCC beinhaltet auch einen Open-Source Assembler und einen Open-Source Linker.

Um die Entwicklung übersichtlicher zu gestalten, kann der Compiler in die Eclipse Entwicklungsumgebung integriert werden. Danach sind die hilfreichen Features, wie das Autovervollständigen von Befehlen oder direktes Anspringen von Definitionen im Code, für die weitere Softwareentwicklung verfügbar. Weiters ist die übersichtliche Projektverwaltung für umfangreiche Softwareprojekte hilfreich. Durch die Verwendung des SDCC wurden Änderungen in den vorhandenen Softwarebibliotheken des Herstellers nötig. Dabei ist ein Umformatieren der im Sourcecode für den Compiler vorhandenen Befehle notwendig. Dazu wurde für die Befehle die den Speicherbereich des Mikrocontrollers angeben ein doppelter Underline „__“ (z. B. __xdata) vorangestellt.

Um den Compiler in Verbindung mit der Entwicklungsumgebung nützen zu können, müssen die Einstellungen für den Compiler und Linker in Eclipse eingegeben werden. Diese findet man unter: „Project → Properties → C/C++ Build → Settings“. Sie werden von Eclipse beim Aufruf der Programme als Kommandozeilenparameter übergeben. Beim Compiler wurde im Unterpunkt „Memory Options“ als Speichermodell „Small (–model-small)“ gewählt. Dies ist das grundlegende Speichermodell bei dem alle Variablen im internen Arbeitsspeicher abgelegt werden, solange sie nicht mit __xdata zur Verwendung im externen Ram deklariert werden. Bei der alternativen Option „Large (–model-large)“ wird jede Variable im externen Speicher abgelegt solange sie nicht anders deklariert wurde. Dies führt allerdings zu Kompatibilitätsproblemen mit Bibliotheken die mit dem „Small“-Modell kompiliert wurden. Aus diesem Grund kommt das „Large“-Modell in diesem Projekt nicht zum Einsatz.

Die Optionen für das Überprüfen der Speichergröße sind in der verwendeten Eclipse-Implementierung des SDCC an falscher Stelle inkludiert, da die Größe des verwendeten Speichers erst durch den Linker am Ende des Kompilierungsvorgangs überprüft werden kann. Bei der Verwendung der

angegebenen Felder werden die Befehle vom Compiler ohne Warnung ignoriert. Bei den Optionen für den Linker sind unter „Miscellaneous“ die Befehle als „Linker flags (-l)“ eingetragen.

In Tabelle 5.10 sind die verwendeten Kommandos für beide Chips angegeben. Neben den Größenangaben die nur eine Sicherheitsfunktion bieten, ist vor allem der Ort des externen Ram beim nrf24LU1+ wichtig, da dort angelegte Variablen ansonst nicht korrekt funktionieren. Zusätzlich zu den Befehlen werden noch die Verzeichnisse des Compilers welche die mikrocontrollerspezifischen Bibliotheken enthalten benötigt. Dazu werden unter den SDCC Compiler Optionen unter „Directories“ die „Include paths (-I)“ auf den Pfad „\include“ und den Pfad „\include\mcs51“ gesetzt. Für den Linker wird unter der Option „Libraries“ der „Library search path (-L)“ der Pfad „\lib\nrf24le“ inkludiert. Die Pfadangaben beziehen sich jeweils auf das Hauptverzeichnis des SDCC.

Tabelle 5.10: Verwendete Optionen für den Linker.

Chip	Optionen für den Linker
nRF24LE1	--xram-loc 0x0000 --iram-size 256 --xram-size 1024 --code-size 16384
nRF24LU1+	--xram-loc 0x8000 --iram-size 256 --xram-size 2048 --code-size 32768

5.4.2 Bus Pirate

Der „Bus Pirate“ ist ein multifunktionales Open-Source Gerät mit USB-Anschluss. Mit diesem kann vom Computer aus auf diverse Schnittstellen, wie zum Beispiel SPI oder I²C, zugegriffen werden. Es wurde von der Firma Dangerous Prototypes entwickelt und ist von diversen Distributoren verfügbar. Das Design basiert auf einem PIC-Microcontroller der Firma Microchip und einem USB zu UART Wandler der Firma FTDI. Sowohl der Sourcecode der Software als auch die Schaltungsdesigns sind frei verfügbar.

Der Bus Pirate kann in zwei verschiedenen Modi betrieben werden. Der standardmäßige Modus ist der „User Terminal Mode“. In diesem wird der Bus Pirate über die Kommandozeile eines seriellen Terminals bedient. Mittels eines Menüs kann zwischen diversen Schnittstellen ausgewählt werden, zu denen eine Verbindung aufgebaut wird. Im Zuge dieses Projektes wurde dieses Gerät für die ersten Tests der Sensoren über die I²C-Schnittstelle und für die Programmierung der Mikrocontroller über das SPI-Interface verwendet. Zusätzlich zum „User Terminal Mode“, besteht ein sogenannter „RAW“-Modus, in dem der „Bus Pirate“ über Bitbefehle gesteuert werden kann. Da die Umwandlung in einen für Menschen lesbaren Text entfällt, kann die Kommunikation bedeutend schneller ablaufen. Dieser Modus empfiehlt sich für die Steuerung aus einer Software heraus, da auch das Auslesen mittels eines Programms vereinfacht wird.

5.4.3 Programmierung mittels SPI

Die Programmierung der Mikrocontroller erfolgt über ein SPI-Programmierinterface. Dabei agiert der Mikrocontroller als Slave am SPI-Bus und der interne Flash-Speicher kann direkt über ein 8-Bit Befehlsregister kontrolliert werden. Um den Mikrocontroller im Betrieb in den SPI-Slave Modus zu versetzen, muss der PROG-Pin extern auf logisch '1' gesetzt werden und anschließend ein Reset durch das Setzen des RESET-Pins auf logisch '0' ausgelöst werden. Wenn der RESET-Pin wieder auf logisch '1' geschalten wird, startet der Mikrocontroller im Slave-Modus und die für die Kommunikation benötigten Pins werden entsprechend konfiguriert. Alternativ kann der Neustart auch durch das kurzzeitige Deaktivieren der Versorgungsspannung ausgelöst werden.

Für eine vollständige Kontrolle über den Programmiervorgang sind sieben Leitungen erforderlich. Neben den vier Leitungen für den SPI-Bus (MISO, MOSI, SCL, CS), werden eine für den PROG-Pin und zwei für die Versorgungsspannung benötigt. Sowohl der nRF24LE1 als auch der nRF24LU1+ lassen sich auf die gleiche Art programmieren. Die jeweils benötigten Anschluss-Pins hängen auch vom verwendeten Gehäuse ab und müssen den Datenblättern [Nor10b, S. 136] und [Nor10a, S. 117] entnommen werden. In Tabelle 5.11 ist die Verbindung der Anschlüsse des „Bus Pirate“ mit den Pins des Mikrocontroller angegeben. Bei der Verwendung des „Bus Pirate“ ist es hilfreich ein farbiges, 10-poliges Kabel zu verwenden, da dann die Zuordnung der Anschlüsse anhand der Kabelfarbe vorgenommen werden kann. Als Anhaltspunkt wird diese ebenfalls hier angegeben. Die Farben beziehen sich auf die Belegung eines Kabels der Firma Seeed Studio.

Tabelle 5.11: Zusammenhang der Pins für die Programmierung über SPI.

Mikrocontroller Pinbezeichnung	Buspirate Pinbezeichnung	Buspirate Pinnummer	Kabelfarbe
VCC	+3,3 V	2	Rot
GND	GND	1	Braun
PROG	AUX	6	Blau
MSCK	CLK	5	Lila
MOSI	MOSI	8	Grau
MISO	MISO	10	Schwarz
CSN	CS	9	Weiß

Der Flash-Speicher des Gerätes besteht aus dem Hauptblock und einer 512-Byte großen Infopage. Im Bereich der Infopage wird die Konfiguration der Chips gespeichert. Dort kann eine Hardwaredebug-Schnittstelle aktiviert oder ein gewisser Speicherbereich als geschützt markiert werden. Im nRF24LE1 sind dort zusätzlich einige Parameter für die Funkschnittstelle gespeichert, welche bei der Herstellung geschrieben wurden und nicht verändert werden dürfen. Sie variieren von Chip zu Chip. Falls Änderungen an der Infopage notwendig sind, müssen diese Parameter zuerst ausgelesen und später wieder zurückgeschrieben werden.

Wie in Kapitel 5.2.4 erläutert muss jede Flashzelle zuerst gelöscht werden bevor sie geschrieben werden kann, wobei mindestens eine ganze Seite gelöscht werden muss. Mittels eines zusätzlichen Befehls kann auch das Löschen des gesamten Hauptblockes gestartet werden. Anschließend kann der Flash-Speicher wieder beschrieben werden. Sowohl das Löschen, als auch das Schreiben des Speichers muss erst durch das Setzen des „Write Enable (WEN)“-Bit im „Flash Status Register (FSR)“ durch den „Write Enable (WREN)“-Befehl ermöglicht werden. Danach kann durch den „PROGRAM“-Befehl und die Angabe einer Startadresse mit der Programmierung begonnen werden. Es können beim nRF24LU1+ bis zu 256 Bytes geschrieben werden, ohne den Befehl erneut übermittelt zu müssen. Beim nRF24LE1 sind es bis zu 1024 Bytes. Dies beschleunigt den Programmiervorgang. Nach 256 bzw. 1024 geschriebenen Bytes muss die Programmierung erneut mit dem „WREN“- und dem „PROGRAM“-Befehl gestartet werden. Nach der Programmierung wird der Speicher mit dem „READ“-Befehl ausgelesen und mit dem ursprünglichen Programm verglichen. Wenn alle Bytes im Flash-Speicher mit dem Programm übereinstimmen, war die Programmierung erfolgreich. Da die Mikrocontroller in der Lage sind ihren eigenen Flash-Speicher zu beschreiben, gibt es auch die Möglichkeit die Programmierung mittels eines Bootloaders durchzuführen. Dies kann sowohl über die integrierte USB-Schnittstelle des nRF24LU1+ als auch über das Funkinterface des nRF24LE1 erfolgen. Zu beiden Möglichkeiten existieren Beispielprojekte der Firma Nordic Semiconductor.

Tabelle 5.12: Aufbau eines Data Records im Intel-HEX Format. Quelle: [Int88]

Startcode	Länge	Adresse	Art des Records	Daten	Prüfsumme
'.'	1 Byte	2 Bytes	„0x00“	n Bytes	1 Byte

5.4.4 Programmierinterface mit Processing

Um den Programmiervorgang schneller und einfacher zu gestalten wurde eine Software geschrieben, welche die Kommunikation mit dem Bus Pirate übernimmt und über diesen den Programmiervorgang steuert. Die Software wurde in Processing, Version 1.5.1, geschrieben, welches eine auf Java basierende Programmiersprache und Entwicklungsumgebung ist. In Abbildung 5.8 sieht man das erstellte Benutzerinterface. Da die beiden Mikrocontroller unterschiedlich große Flash-Speicher haben und sich auch in der Anzahl der blockweise schreibbaren Bytes unterscheiden, kann zwischen den beiden umgeschaltet werden. Dabei wird die jeweilige Konfiguration aus einer XML(Extensible Markup Language)-Datei ausgelesen. Mit Hilfe dieser Datei können später auch Befehle für andere Mikrocontroller schneller implementiert werden.

In der Mitte des Benutzerinterfaces befindet sich die Auswahlmöglichkeit für die gewünschte Firmware-Datei. Diese Datei enthält die Ausgabe des Compilers im Intel-HEX Format. Das Intel-HEX Format ist ein Dateiformat zur Speicherung binärer Dateien und ist in [Int88] spezifiziert. Es ist ASCII(American Standard Code for Information Interchange)-codiert und die enthaltenen Datensätze haben den in Tabelle 5.12 angegebenen Aufbau. Sie werden im Original „Records“ genannt und belegen jeweils eine Zeile der Datei. Der Startcode ist immer '.' und die Länge bezieht sich auf die Anzahl der Datenbytes. Beim verwendeten Compiler beinhaltet ein Datensatz maximal 16 Bytes. Die Adresse, im Original als „Offset“ bezeichnet, muss nicht auf den Anfang einer Seite im Speicher zeigen. Im Intel-HEX Format sind verschiedene Typen von Records definiert. Für die Mikrocontrollerprogrammierung werden aber nur der „Data Record“ mit der Nummer „0x00“ und der „End of File Record“ mit der Nummer „0x01“ benötigt. Die Prüfsumme am Ende wird über alle Felder, außer dem der Prüfsumme und dem des Startcodes, gerechnet. Die Felder werden byteweise addiert und anschließend wird das Zweierkomplement gebildet. Die Summe über alle Felder außer dem Startcode muss somit 0 ergeben, wenn der Datensatz gültig ist.

Zur Übertragung auf den Mikrocontroller muss jeder Datensatz dekodiert und die Binärdaten an die entsprechende Adresse geschrieben werden. Um die blockweise Übertragung zu ermöglichen, wird im entwickelten Programm zuerst die komplette Binärdatei dekodiert und in einem Array zwischengespeichert. Anschließend werden die Daten an den Mikrocontroller übertragen. Dafür wird der RAW-Modus des Bus Pirate verwendet, da dieser gegenüber dem normalen Modus eine schnellere Kommunikation zulässt.

Da die Programmierung des USB-Bootloader häufig gebraucht wird, wurde dafür eine eigene Schaltfläche erstellt. Bei dieser wird die Binärdatei, des vom Hersteller gelieferten Bootloaders, einprogrammiert. Durch eine zusätzliche Abfrage in der Software wird verhindert, dass der Bootloader in den nRF24LE1 programmiert werden kann, da er dort wegen des unterschiedlichen Aufbaus der Mikrocontroller nutzlos wäre. Zusätzlich gibt es noch die Funktion die ersten 32 Byte der Infopage auszulesen. Dadurch kann zum Einen die SPI-Verbindung zum Mikrocontroller getestet werden und zum Anderen können die wichtigen Parameter sicherheitshalber händisch notiert werden. Der Button zum Speichern der Infopage ist noch ohne Funktion, da zusätzlich noch ein Mechanismus nötig wäre, mit dem die jeweilige Infopage einem einzelnen IC zugewiesen wird.

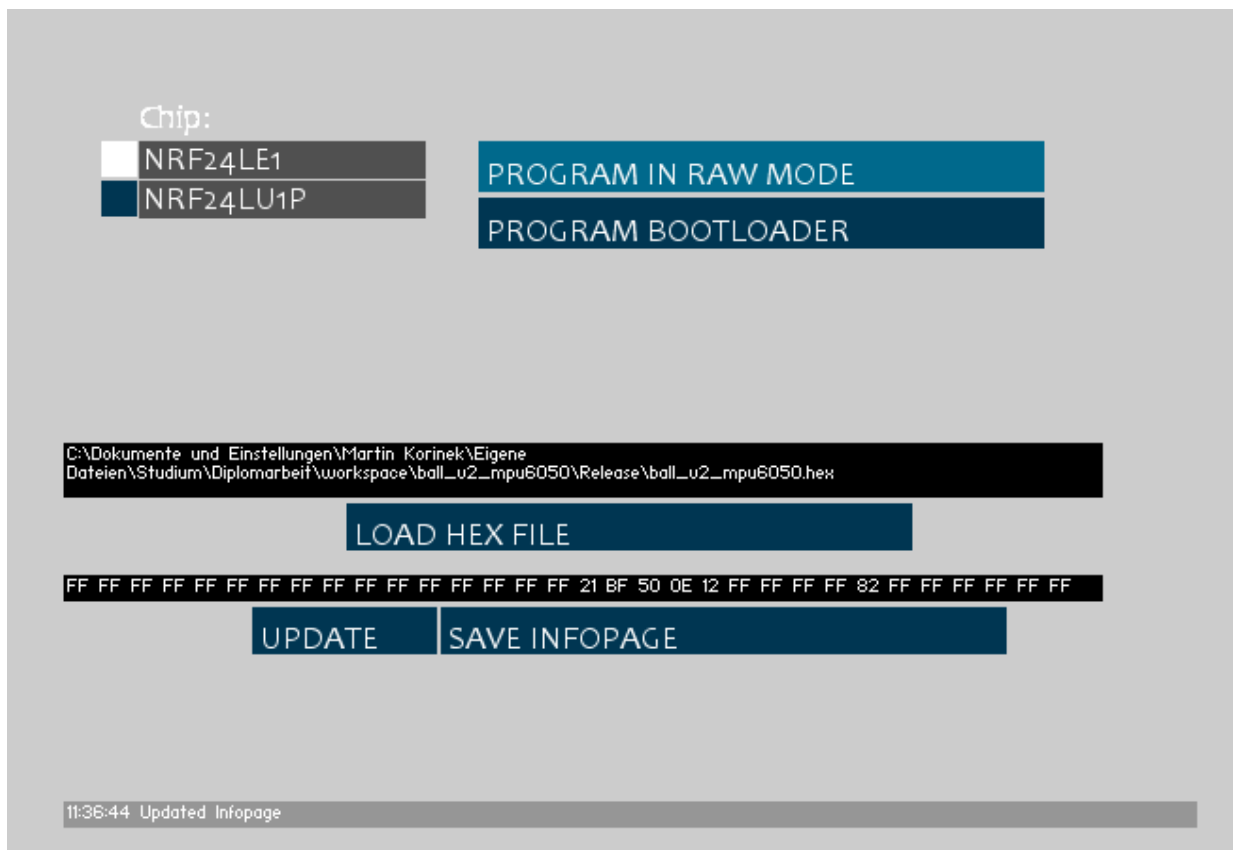


Abbildung 5.8: Benutzerinterface der Programmierungsumgebung.

6 Auswertung

In diesem Kapitel wird die Auswertung der Messdaten erläutert und die dazu verwendete Software vorgestellt. Dabei wird auch gezeigt, dass der Aufbau mit den neuen Sensoren Vorteile gegenüber dem alten System bietet. Zusätzlich werden die Eigenschaften der Sensoren anhand der gemessenen Daten erläutert. Um seine Nutzbarkeit darzustellen, wurde das im Ball eingebaute Sensorsystem einem praktischen Test auf einer Wurfmaschine unterworfen. Die Ergebnisse dieses Tests bieten die Grundlage für eine Diskussion über das Sensorsystem.

6.1 Sensoren

Das Sensorsystem verwendet in der Endversion drei verschiedene Sensoren, die sich in zwei integrierten Schaltkreisen befinden. Die Sensoren weisen durch ihre unterschiedliche Funktionsweise verschiedene Eigenschaften bezüglich ihrer Genauigkeit und ihres Rauschverhaltens auf. Diese sollen in Folge untersucht werden. Dabei werden der Beschleunigungs- und der Drehratensensor des MPU-6000 getrennt behandelt. Mit der Untersuchung des Beschleunigungssensors werden auch die verbesserten Eigenschaften des neuen Sensorsystems erläutert.

6.1.1 MPU-6000 Beschleunigungssensor

Der große Vorteil des MPU-6000 liegt in der Integration des Beschleunigungs- und Drehratensensors in einem Gehäuse. Dies vermeidet die ansonst auftretenden Abweichungen, die durch unterschiedlichen Befestigungspositionen hervorgerufen werden. Dadurch reduziert sich auch der in Kapitel 5.2.5 erläuterte Fehler, der durch solche Abweichungen verursacht wurde. In Abbildung 6.1 ist, wie schon zuvor in Abbildung 5.6, der aufgenommene Betrag der Beschleunigungen, von zwei senkrecht in die Luft durchgeführten Würfeln dargestellt. Erneut wurde der Ball beim ersten Wurf mit minimalem Drall und beim zweiten Wurf mit starkem Drall geworfen. Um vergleichbare Werte zu bekommen, wurde ebenfalls ein Messbereich von 8 g verwendet und die Abbildung auf denselben Wertebereich eingestellt. Dabei ist zu sehen, dass die beiden Würfe mit einer ähnlichen Beschleunigungscharakteristik, wie beim ersten Mal, durchgeführt wurden. Im Gegensatz zur ersten Messung ist bei dieser eine weit geringere Beschleunigung in der Flugphase des zweiten Wurfes aufgetreten. Dadurch kann man erkennen, dass durch die Zusammenführung der Sensoren der Einfluss einer Rotation auf die Beschleunigungswerte effektiv reduziert werden kann. Höher, als bei den ersten Würfeln sind dagegen, die beim Fangen aufgetretenen Beschleunigungswerte.

Dies wird einerseits durch den weichen Schaumstoffball des neuen Sensorsystems und andererseits durch eine Überschreitung des Messbereiches verursacht. Diese kann bei der verwendeten Version (MPU-6000ES) des MPU-6000 auftreten und sollte in aktuell am Markt erhältlichen Varianten nicht mehr vorhanden sein.

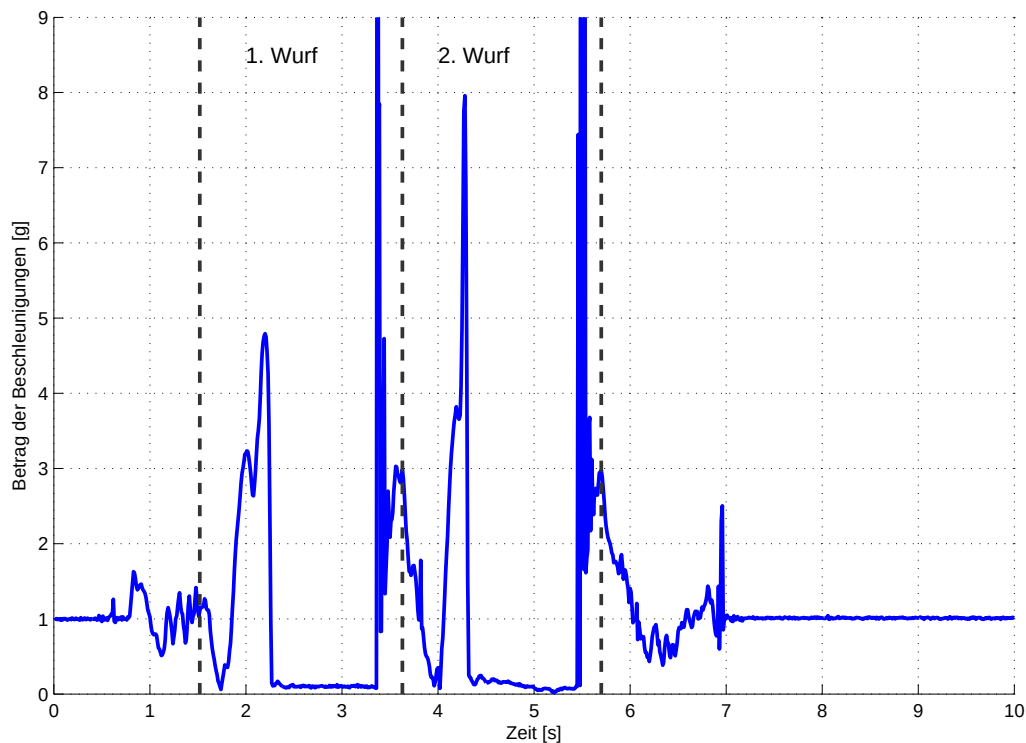


Abbildung 6.1: Betrag der Beschleunigung über zwei Würfe.

Um das Rauschverhalten des Sensors zu überprüfen, wurden mit einem eingestellten Messbereich von 8 g, in Ruhelage, auf jeder Achse für 100 s, Messwerte aufgenommen und die Standardabweichung über diese ermittelt. In Tabelle 6.1 sind die Daten aller drei Achsen bei einer Messung mit 100 Hz und mit 200 Hz angegeben. Um eine mögliche Verbesserung des Rauschverhaltens zu testen, wurde zusätzlich eine Messung implementiert, bei der jeweils zwei Messwerte zu einem Wert gemittelt werden. Dafür wurde der Sensor mit der doppelten Frequenz vom Mikrocontroller abgefragt. Nach der Mittelung wurden wiederum alle 5 ms die ermittelten Messwerte übertragen. In der Tabelle ist zu sehen, dass sich die Standardabweichung zwischen der Messung mit 100 Hz und der Messung mit 200 Hz effektiv nicht verändert. Weiters kann man erkennen, dass die Abfrage mit einer Messfrequenz von 400 Hz und anschließendem Bilden des Mittelwertes die Standardabweichung auf allen Achsen verringert.

Zu beachten sind die schlechteren Werte auf der z-Achse des Sensors gegenüber den Werten auf den anderen beiden Achsen. Dieser Effekt ist unabhängig von der Orientierung und tritt technologiebedingt auf. Er resultiert aus dem unterschiedlichen Aufbau der z-Achse gegenüber den beiden horizontalen Achsen und kann, laut diversen Datenblättern, auch bei Sensoren anderer Hersteller festgestellt werden. Laut dem Datenblatt des Sensors, soll sich der Unterschied zwischen den Achsen bei den jetzt in Produktion befindlichen Sensoren gegenüber den verwendeten „Engineering Samples“ verbessert haben und geringer sein, als hier gemessen wurde.

Tabelle 6.1: Standardabweichung des Beschleunigungssensors bei einer Messung über 100 s.

	Standardabweichung					
	x-Achse		y-Achse		z-Achse	
Modus	[g]	LSB	[g]	LSB	[g]	LSB
Übertragung mit 100 Hz	0,0059	6,03	0,0058	5,92	0,0101	10,33
Übertragung mit 200 Hz	0,0058	5,90	0,0059	5,99	0,0101	10,38
Übertragung mit 200 Hz und Mittelung zweier Messungen	0,0040	4,14	0,0041	4,23	0,0072	7,36

6.1.2 MPU-6000 Drehratensensor

Der Drehratensensor des MPU-6000 bietet einen Messbereich bis $2000^\circ/\text{s}$ auf allen drei Raumachsen. Für die Ermittlung des Rauschverhaltens wurde wiederum die Standardabweichung in allen drei Achsen aufgenommen. Dies wurde bei den gleichen Messungen wie beim Beschleunigungssensor durchgeführt. In Tabelle 6.2 sind die ermittelten Werte zu sehen. Dabei kann man erkennen, dass beim Drehratensensor zwischen den einzelnen Achsen nur geringfügige Unterschiede auftreten. Weiters ist die Standardabweichung gegenüber dem Messbereich sehr gering. Diese geringe Standardabweichung kann zusätzlich durch die Mittelwertbildung verbessert werden.

Tabelle 6.2: Standardabweichung des Drehratensensors bei einer Messung über 100 s.

	Standardabweichung					
	x-Achse		y-Achse		z-Achse	
Modus	[°/s]	LSB	[°/s]	LSB	[°/s]	LSB
Übertragung mit 100 Hz	0,0835	1,37	0,0972	1,59	0,0858	1,47
Übertragung mit 200 Hz	0,0834	1,37	0,0952	1,56	0,0846	1,39
Übertragung mit 200 Hz und Mittelung zweier Messungen	0,0633	1,04	0,0701	1,15	0,0635	1,04

Bei der Aufnahme der beiden in Abbildung 6.1 dargestellten Würfe wurde ersichtlich, dass die Grenze des Messbereiches bei einer starken Rotation erreicht werden. Diese starken Rotationen sollten bei einem maschinell durchgeführten Wurf vermieden werden, da sie auch Abweichungen in der Flugbahn verursachen können. Falls höhere Drehraten gemessen werden sollen, muss ein alternativer Aufbau, als in diesem Projekt verwendet wurde, erfolgen.

6.1.3 Magnetfeldsensor HMC5883L

Der verwendete Magnetfeldsensor HMC5883L bietet eine maximale Ausleserate von 160 Hz. Aus diesem Grund wurde die Messung der Standardabweichung nur im 100 Hz-Modus des Sensorsystems durchgeführt. Die ermittelten Werte sind in Tabelle 6.3 angegeben. Bei der Auswertung der Messdaten wurde beobachtet, dass der Sensor auf der z-Achse über den gemessenen Zeitraum von 100 s niederfrequenten Schwankungen unterliegt. Um zu klären ob diese Störung durch einen äußeren Einfluss verursacht wird oder ihren Ursprung innerhalb des Sensorsystems hat, wurde eine erneute Messung mit einer veränderten Orientierung des Sensorsystems durchgeführt. Dabei trat die Störung auf einer anderen Achse auf. Dadurch konnte erkannt werden, dass die Störung ihren Ursprung außerhalb des Sensorsystems hat. Weiters fiel auf, dass die y-Achse eine erhöhte Standardabweichung aufweist. Dies konnte unabhängig von der Orientierung ermittelt werden.

Ob dies auf den Magnetfeldsensor zurückzuführen ist oder die verwendete Schaltung des Sensorsystems als Ursache hat, konnte nicht festgestellt werden. Allgemein kann man aus den Messungen erkennen, dass der Sensor ebenfalls über eine geringe Standardabweichung verfügt. Durch den geringeren Auflösungsbereich von 12 Bit des Analog-Digital-Wandlers des Magnetfeldsensors, ist die Standardabweichung, bezogen auf den gesamten Messbereich, höher, als beim Drehratensensor. Weiters hat die Auswertung der Messung gezeigt, dass das Erdmagnetfeld lokal häufig von diversen anderen Magnetfeldern überlagert wird und dadurch die Genauigkeit der Messung leidet.

Tabelle 6.3: Standardabweichung des Magnetfeldsensors bei einer Messung über 100 s.

	Standardabweichung					
	x-Achse		y-Achse		z-Achse	
Modus	[nT]	LSB	[nT]	LSB	[nT]	LSB
Übertragung mit 100 Hz	108	1,17	193	2,11	145	1,58

6.1.4 Kalibrierung der Sensoren

Für die korrekte Funktionsweise des Sensorsystems ist die Kalibrierung der Sensoren ein wichtiger Faktor. Es hat sich gezeigt, dass die Messdaten der Sensoren im Auslieferungszustand teilweise beträchtliche Abweichungen vom Nullpunkt aufweisen. Diese Abweichungen können bei den einzelnen Sensoren auf unterschiedliche Weise erkannt werden.

Beim Drehratensensor sollen in der Ruhelage keine Sensorwerte auftreten. Somit können die Offsets der Messdaten dieses Sensors durch die Abweichungen, die in der Ruhelage auftreten, erkannt werden. Um den Fehler, den ein vorhandenes Rauschen verursachen könnte zu reduzieren, wird über mehrere Werte gemittelt. Die so ermittelten Werte können in Folge von den gemessenen Werten abgezogen werden. Sowohl die Erkennung der Offsets der Messwerte des Drehratensensors, als auch die Korrektur selbiger erfolgt für den Drehratensensor im Mikrocontroller des Sensorsystems. Wie in Kapitel 5.2.8 beschrieben kann dies über den Befehl `MPU_OFF_GET` vom Benutzer gestartet werden.

Beim Beschleunigungssensor ist die Erkennung der Offsets der Messwerte nicht so trivial lösbar. Eine einfache Möglichkeit für die Offsets der x- und y-Achse ist gegeben, wenn der Sensor horizontal ausgerichtet liegt. Dies ist bei einzelnen Platinen leicht herzustellen, bei dem Sensorsystem, welches im Ball eingebaut ist, allerdings nicht mehr praktikabel, da eine horizontale Ausrichtung schwer und nur ungenau festzustellen ist. Stattdessen wird dafür eine Mehrpunkt-Kalibrierung verwendet. Dabei wird mit dem bekannten Wert der Fallbeschleunigung gearbeitet und dieser in möglichst vielen verschiedenen Ruhelagen aufgenommen. Wichtig ist, dass sich der Sensor in einer Ruhelage befindet, da bei einer Bewegung die Erdbeschleunigung durch die zusätzlich auftretenden Beschleunigungswerte verfälscht werden würde. Durch die Aufnahme der Fallbeschleunigung in mehreren verschiedenen Orientierungen können die Offsets erkannt werden. Dabei hat sich eine Aufnahme von mindestens 32 verschiedenen Ausrichtungen als vorteilhaft erwiesen. Die Offsets der Messwerte liegen im Mittelpunkt zwischen dem kleinsten und dem größten Wert auf jeder Achse und können somit durch die Formel 6.1 bestimmt werden. Der maximale Wert muss 1 g betragen und der minimale dementsprechend -1 g. Weiters muss in jeder Ruhelage der Betrag der Beschleunigungswerte über alle drei Achsen ebenfalls 1 g betragen. Dies bietet eine robuste Erkennung über den Kalibrierungszustand des Beschleunigungssensors.

Für die Kalibrierung des Magnetfeldsensors können auch Werte verwendet werden, die nicht in

einer Ruhelage aufgenommen wurden. Dafür ist zu beachten, dass bei der Aufnahme der Werte möglichst keine lokalen Störungen des Erdmagnetfelds vorhanden sind. Besondere Auswirkungen haben auch künstliche Magnetfelder, die zum Beispiel bei Computerfestplatten oder Permanentmagneten auftreten. Auch hohe Ströme, die beispielsweise bei der Ansteuerung von Motoren notwendig sind, verursachen Störungen im Magnetfeld, die es bei der Kalibrierung zu vermeiden gilt. Da sich das Erdmagnetfeld mit der Zeit ändert und auch ortsabhängig ist, kann bei dem Magnetfeldsensor, nicht wie bei dem Beschleunigungssensor, mit den absoluten Werten für die Kalibrierung gearbeitet werden. Allerdings kann wiederum der Umstand, dass der Betrag über alle drei Achsen, in jeder Lage, konstant sein muss zur Erkennung eines Kalibrierungsfehlers verwendet werden. Die Offsets der Messwerte werden wieder durch Gleichung 6.1 ermittelt.

$$a_{\text{Abweichung}} = \frac{a_{\text{max}} + a_{\text{min}}}{2} \quad (6.1)$$

Um in der Kalibrierung flexibel zu sein und die spätere Implementierung alternativer Algorithmen zu erleichtern, wird diese am Computer durchgeführt. Die ermittelten Werte der Offsets werden nach der Kalibrierung an das Sensorsystem übertragen und dort zur Korrektur in die Messwerte eingerechnet. Für eine spätere Verwendung werden sie zusätzlich im Flashspeicher abgelegt. Dadurch wird bei einem Neustart des Systems keine erneute Berechnung notwendig. Die Kalibrierung könnte durch die Implementierung spezieller Algorithmen weiter verbessert werden. Dadurch wäre eine Reduktion der für die Kalibrierung benötigten Messpunkte möglich und es könnten auch eventuell auftretende Abweichungen in der Verstärkung korrigiert werden.

6.2 Grafisches Benutzerinterface in Matlab

Zur intuitiven Steuerung des Messsystems wurde innerhalb des Mathematikprogramms Matlab (Version R2011b) ein grafisches Benutzerinterface erstellt. Dieses bietet eine Anzeige der gemessenen Daten und eine direkte Möglichkeit zur Auswahl des gewünschten Betriebsmodus des Sensorsystems. Durch die Verwendung von Matlab wird die Steuerung des Messsystems exemplarisch dargestellt. Dies bietet auch einen Anhaltspunkt für die Einbindung in andere Programme. In Abbildung 6.2 ist eine Übersicht über das Benutzerinterface dargestellt. Auf der linken Seite können die Messdaten dargestellt werden. Die Geschwindigkeit der Darstellung ist von der Rechenleistung des Computersystems abhängig. Auf einem Laptop mit einem „Intel Core 2 Duo T7700“-Prozessor mit einer Taktrate von 2,4 GHz und 3 GByte Arbeitsspeicher erfolgt nur die Darstellung bei einer Messrate von 10 Hz ohne ersichtliche Verzögerung. Bei höheren Messfrequenzen ergab sich durch die Menge der anfallenden Messpunkte eine deutliche Verzögerung der Darstellung.

Neben der Ansicht der Daten sind auf der rechten Seite Schaltflächen zur Steuerung vorhanden. Zu Beginn muss eine Verbindung zur seriellen Schnittstelle erstellt werden. Zu diesem Zweck wählt man bei einem Betrieb unter Windows die gewünschte serielle Schnittstelle im Drop-Down Menü aus. Nach dem Öffnen der Schnittstelle ist eine Verbindung zwischen der Empfangsstation und dem Programm hergestellt. In Folge kann das Sensorsystem aus dem Energiesparmodus aufgeweckt werden. Da zum Zweck eines geringeren Energieverbrauchs die Interruptintervalle des Systems auf fünf Sekunden eingestellt wurden, dauert es bis zu zehn Sekunden bis sich das System im Messmodus befindet. Nach dem ersten Interrupt des Sensorsystems wird der Aufweckbefehl übertragen. Dieser wird anschließend nach dem zweiten Interrupt vom Sensorsystem ausgeführt.

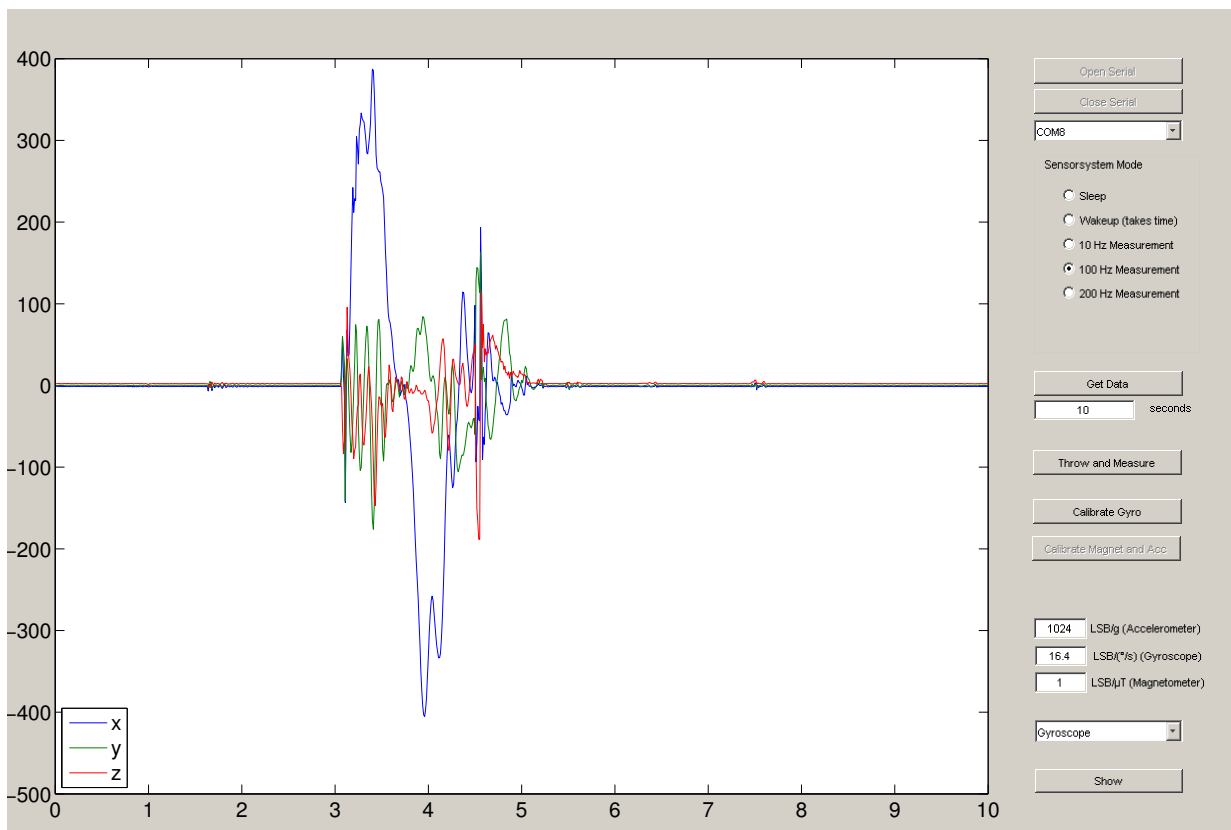


Abbildung 6.2: Grafisches Benutzerinterface in Matlab.

Falls nach zehn Sekunden noch keine Daten vom Sensorsystem empfangen werden, wird ein Kommunikationsfehler angenommen. Dieser kann durch einen leeren Akku des Sensorsystems, einen schlechten Empfang oder durch eine blockierte serielle Schnittstelle des Empfangssystems verursacht werden. Da das Sensorsystem im Ruhemodus die Sendeleistung reduziert und die Funkkommunikation somit nur über eine geringere Reichweite verfügbar ist, kann es notwendig sein das Sensorsystem zum Aufwecken näher an die Empfangsstation zu bringen. Wenn die Leuchtdiode der Empfangsstation nicht mehr blinkt, bedeutet das eine Blockade selbiger. Falls dies der Fall ist muss ein Reset der Empfangsstation durchgeführt werden.

Nach dem erfolgreichen Start des Sensorsystems können Daten empfangen und angezeigt werden. Zu diesem Zweck kann eine Messdauer eingestellt und mit einem Klick auf „Get Data“ eine Messung entsprechender Dauer gestartet werden. Dabei ist zu beachten, dass das Sensorsystem im aktiven Betrieb fortwährend Daten sendet und über die Messdauer nur die Länge der Aufzeichnung bestimmt wird. Je nach ausgewähltem Sensor werden die Daten im Fenster links angezeigt. Die Ansicht der Daten kann sowohl während der Messung als auch im Nachhinein gewechselt werden. Durch einen Wechsel der Ansicht wird nur die Darstellung, aber nicht die Aufzeichnung verändert. Diese erfolgt stets für alle drei Sensoren in alle drei Raumrichtungen.

Die Kalibrierung der Sensoren wird durch einen Druck auf die Schaltfläche „Calibrate Gyro“ gestartet. Dabei werden die alten Offsets der Messwerte der drei Sensoren gelöscht und das Sensorsystem nimmt die neuen Werte für die Ruhelage des Gyroskopes auf. Anschließend muss für die Kalibrierung der beiden anderen Sensoren eine Messung aufgenommen werden. Diese sollte mit einer Messrate von 100 Hz über eine Dauer von mindestens 60 s erfolgen. Während der Messung soll das System in möglichst viele verschiedene Orientierungen gebracht werden. In jeder neuen

Orientierung muss das System für einen Moment ruhend gelagert werden, um die Messwerte in der Ruhelage für den Beschleunigungssensor aufnehmen zu können. Nachdem die Orientierung in mehreren Punkten aufgenommen wurde, kann mit der „Calibrate Magnet and Acc“-Schaltfläche die Kalibrierung des Magnetfeld- und des Beschleunigungssensors durchgeführt werden. Je mehr verschiedene Punkte in Ruhelage aufgenommen wurden desto genauer funktioniert die Offsetkorrektur. Die Aufnahme der Punkte kann durch einen Kalibrierungsalgorithmus für einen Roboterarm erfolgen oder per Hand durchgeführt werden. Bei der händischen Aufnahme der Messpunkte muss der Ball des Sensorsystems für jeden Punkt abgelegt werden. Dazu eignet sich besonders ein Ring mit 4 cm bis 5 cm Durchmesser, der eben aufgelegt ist oder eine Ausnehmung in einer Platte, damit ein Wegrollen des Balls verhindert wird. Nach der Kalibrierung werden die ermittelten Offsets an das Sensorsystem übertragen und dort im Flash-Speicher abgelegt. Von allen weiteren Messwerten wird der Offset direkt im Sensorsystem abgezogen.

Für die in Abschnitt 6.3 durchgeführten Messungen wurde noch eine Steuerung einer Wurfmaschine implementiert. Für diese und die Messung der damit durchgeführten Würfe wurde das Benutzerinterface um die „Throw and Measure“-Schaltfläche erweitert. Die Durchführung der Messungen auf der Wurfmaschine wird im nächsten Abschnitt erläutert.

Beim Beenden der Anwendung wird zuerst das Sensorsystem durch den SLEEP-Befehl in den Ruhemodus versetzt und anschließend die serielle Schnittstelle getrennt. Durch die Eigenschaften der seriellen Schnittstelle unter dem Betriebssystem Windows kann es bei unkorrektem Schließen der Schnittstelle zu einer Blockade kommen. Dies erfordert zur Auflösung einen Neustart von Matlab. Weiters führt es zu Problemen wenn die Schnittstelle geöffnet werden soll, während das Sensorsystem in rascher Abfolge Messdaten sendet. Falls sich das System nicht im Ruhemodus befindet kann durch einen Reset der Empfangsstation die Übertragung so lange unterbrochen werden, bis die serielle Schnittstelle geöffnet wurde. Durch den verwendeten USB-zu-UART Wandler ist das Öffnen der Schnittstelle unabhängig vom Zustand des Mikrocontrollers der Empfangsstation.

6.3 Verwendung

Um die Verwendungstauglichkeit des Messsystems ermitteln zu können, wurde das Sensorsystem mit einer Wurfmaschine getestet. Um den Testaufbau einfacher zu gestalten und da die Wurfbewegung mit den Roboterarmen noch nicht implementiert war, wurden nicht diese, sondern eine einfachere lineare Wurfmaschine verwendet. Im Anhang in Abbildung 4 ist diese dargestellt und ihre Entwicklung wird in [SS11] beschrieben. Sie bietet eine einstellbare Abwurfgeschwindigkeit, welche über zwei Lichtschranken der Firma Festo gemessen werden kann. Der Abwurfwinkel wird durch die Montage der Wurfmaschine auf Aluminiumträgern eingestellt. Hier wurde ein Winkel von 40° verwendet, wodurch Würfe im gesamten Geschwindigkeitsbereich der Wurfmaschine, ohne Kontakt mit der Zimmerdecke möglich wurden. Die Steuerung der Wurfmaschine erfolgt durch ein Multifunktions-Datenerfassungsmodul von National Instruments. Um die Messungen der einzelnen Würfe vergleichen zu können, wurden alle Würfe mit einer Geschwindigkeit von 5,43 m/s durchgeführt. Gefangen wurde der Ball mit dem Sensorsystem per Hand. Dabei wurde versucht den Ball möglichst sanft zu fangen, um direkt Werte für ein sanftes Fangen aufnehmen zu können.

Die Wurfmaschine besteht aus einem Transportschlitten, der durch gespannte Federn beschleunigt wird. Dieser wird in der Abschussposition von einem Elektromagneten gehalten. Der Magnet erzeugt im Betrieb ein starkes Magnetfeld, welches das Erdmagnetfeld überlagert. Aus diesem Grund erfolgt die Kalibrierung des Sensorsystems außerhalb der Wurfmaschine. Die Steuerung der Wurfmaschine und die Aufnahme der Messdaten erfolgt durch die erstellte Matlab-

Benutzerumgebung. Mit dem „Throw and Measure“-Button des Benutzerinterfaces wird die Messung gestartet. Zu Beginn erfolgt das Löschen des Pufferspeichers der seriellen Schnittstelle. Anschließend wird ein Nachrichtenfenster angezeigt. Dieses fragt nach der Bereitschaft der Maschine. Falls es noch nicht erfolgt ist, kann jetzt der Schlitten zurück gezogen werden und der Sensorball in diesen eingelegt werden. Durch das Anklicken der „Yes“-Schaltfläche wird mit der Aufnahme der Sensordaten gestartet. Um die Ruhelage ebenfalls messen zu können, wird erst nach einer Sekunde, durch den Befehl `putvalue(handles.machine,0)`, der Haltemagnet der Wurfmaschine deaktiviert und somit der Wurf ausgelöst. Die Daten werden dabei vom Sensorsystem mit einer Messfrequenz von 200 Hz gemessen und an die Empfangsstation übertragen. Nach dem Flug werden alle Daten aus dem Pufferspeicher der seriellen Schnittstelle ausgelesen und angezeigt. Um mit dem Datenstrom synchron zu sein, werden die ersten Bytes bis zu einem erkannten Zeilenvorschub und Zeilenumbruch (0x0A 0x0D) entfernt. Somit ist die Zuordnung der einzelnen, empfangenen Werte möglich. Am Ende der Funktion wird der Magnet durch `putvalue(handles.machine,1)` wieder aktiviert und die Wurfmaschine kann erneut bereit gemacht werden. Auf diese Art wurden mehrere Würfe durchgeführt und jeweils die gemessenen Beschleunigungswerte verglichen.

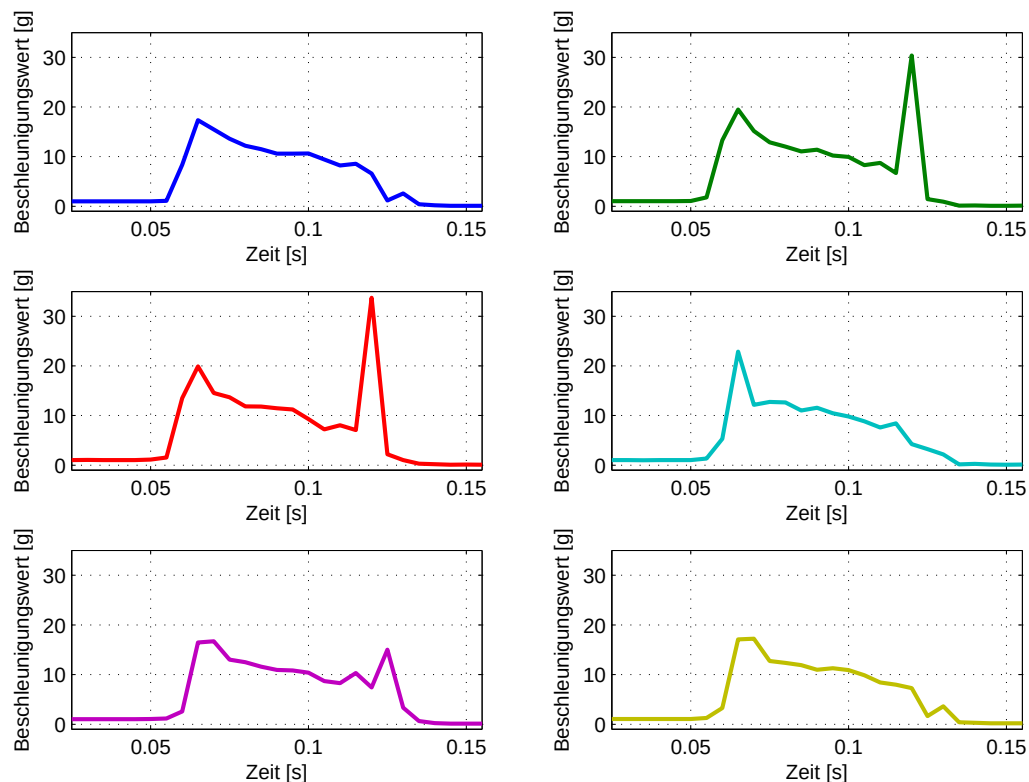


Abbildung 6.3: Vergleich der Beträge der Beschleunigungen von sechs Abwürfen.

In Abbildung 6.3 sieht man einen Vergleich der bei sechs Abwürfen gemessenen Beschleunigungswerte. Dabei wurde der Betrag der Beschleunigungen abgebildet, um von der Richtung der Beschleunigungen und somit auch von der Orientierung des Balls unabhängig zu sein. Um eine bessere Vergleichbarkeit zu ermöglichen, wurden die Graphen so verschoben, dass die Anfangszeitpunkte des Wurfvorgangs zusammenfallen. In der Abbildung ist ersichtlich, dass für mehrere Würfe der Verlauf der Beschleunigungswerte ähnlich erfolgt und der Wurfvorgang anhand dieser

analysiert werden kann. Bei den Würfeln die in der Abbildung dargestellt sind, sieht man zuerst den rasanten Anstieg der Beschleunigung. Dieser erfolgt nach dem Lösen der Magnethalterung, wenn der Transportschlitten den Ball erfasst hat. Je fester der Ball bereits in den Transportschlitten gedrückt wurde, desto geringer ist der Aufprall. Anschließend fällt die Beschleunigung ab. Dies ist durch die verwendete Konstruktion der Wurfmachine zu erklären. Da zur Beschleunigung gespannte Federn verwendet werden, reduziert sich der Beschleunigungswert je weniger die Feder noch gespannt ist. Die Gesamtgeschwindigkeit des Transportschlittens und des Balls, nimmt während des Beschleunigungsvorgangs zu. Die Unregelmäßigkeit des Beschleunigungsvorgangs kann von Verschmutzungen der Führungsschiene, einem Streifen des Transportschlittens an der Seite der Führungsschiene oder einer Ungleichmäßigkeit der Seile des Transportschlittens herrühren. Auch ein Einfluss des Sensorballs auf die Messung kommt in Frage.

Besonders zu beachten ist der kurzfristige Anstieg der Kurven am Ende des Beschleunigungsvorgangs. Bei der Verwendung des Betrages der Beschleunigungen ist zu berücksichtigen, dass der Wert nur mit der tatsächlichen Beschleunigung vergleichbar ist, wenn diese nur in eine Richtung erfolgt. Der Vergleich mit den tatsächlichen Beschleunigungswerten eines Wurfes ist in Abbildung 6.4 zu sehen. Dabei kann man erkennen, dass der Betrag nur für den Beginn des Beschleunigungsvorgangs der tatsächlichen Beschleunigung entspricht. Der Anstieg des Betrages am Ende des Vorgangs erfolgte dagegen durch ein Abbremsen des Sensorsystems. Dies ist durch die drei Beschleunigungswerte ersichtlich, die jeweils ihr Vorzeichen ändern. Somit ist zu erkennen, dass der Ball am Ende abgebremst wird und somit der Beschleunigungsvorgang an Effizienz verliert. Die Abbremsung erfolgt stärker, je mehr Kraft notwendig ist, den Ball aus dem Transportschlitten zu lösen. Die so ermittelten Daten könnten in Folge für eine Optimierung der Wurfmachine verwendet werden.

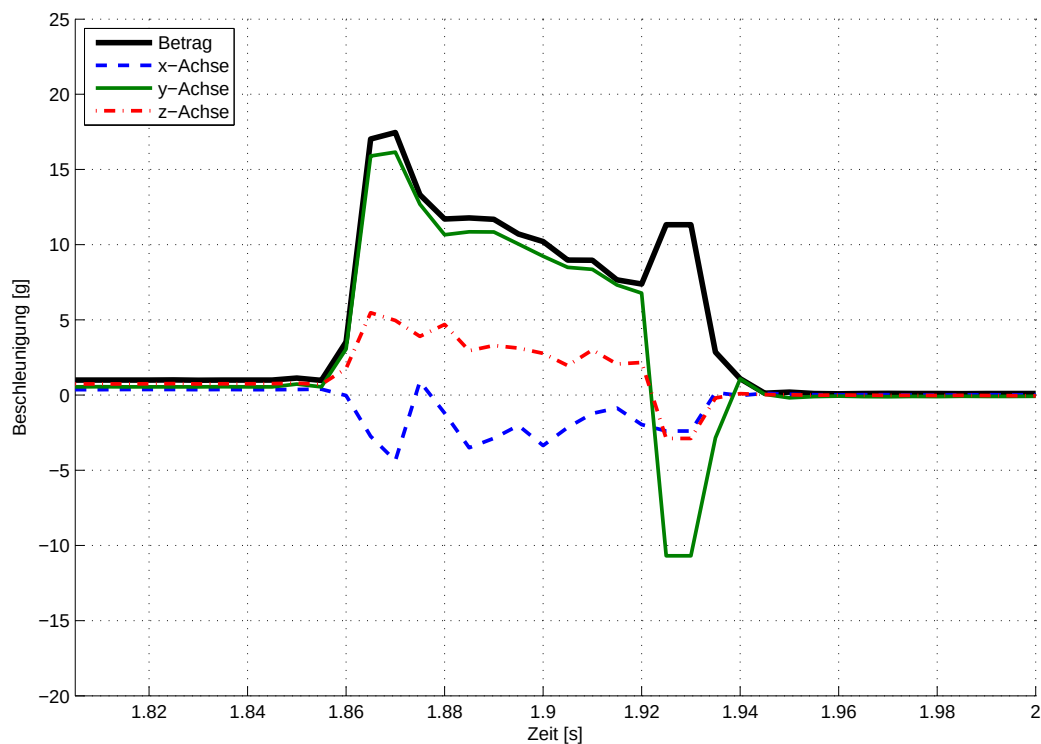


Abbildung 6.4: Vergleich des Betrages mit den tatsächlichen Beschleunigungswerten.

Mangels einer Ballfangmaschine wurden die Bälle mit der Hand gefangen. Dabei wurde ersichtlich, dass beim manuellen Fangen sehr hohe Beschleunigungswerte auftreten. Durch den leichten Aufbau des Sensorsystems und den weichen Schaumstoffball verliert dieses beim ersten Kontakt mit der Hand einen Großteil seiner kinetischen Kraft und wird ruckartig stark abgebremst. Somit war es nicht möglich Werte für ein sanftes Fangen des maschinell geworfenen Balls aufzunehmen. Bei den aufgenommenen Daten in Abbildung 6.4 besteht kein Zusammenhang zwischen den angegebenen Richtungen der Achsen und der tatsächlichen Wurfrichtung. Die Werte der Achsen werden anders aufgenommen je nachdem wie der Ball in die Wurfmaschine eingelegt wurde. Um dies zu beheben und die tatsächliche Wurfrichtung zu ermitteln, wird ein Algorithmus zur Orientierungserkennung benötigt. Ein solcher wird in Folge vorgestellt.

6.4 Fusion der Messdaten

Um die gemessenen Beschleunigungswerte in das Koordinatensystem des umgebenden Raumes umzurechnen wird, wie in Kapitel 2.1 erläutert, die Orientierung des Sensorsystems im Raum benötigt. Um diese zu erhalten, muss eine Fusion der verschiedenen Sensordaten erfolgen. Dabei ist ein Filter der die Daten zusammenführt und dadurch den Fehlereinfluss reduziert von Vorteil. In dieser Arbeit wird zu diesem Zweck ein Filter von S. Magdwick verwendet der in [MHV11] vorgestellt wird. Dieser Filter ist von der Webseite des Entwicklers unter [11] auch in einer Variante für Matlab erhältlich, welche für dieses Projekt Anwendung fand.

Der Filter verwendet zur Berechnung und Darstellung der Orientierung Quaternionen. Diese bieten die, in Kapitel 2.1, erläuterten Vorteile. Ausgehend von den gemessenen Werten der Drehraten wird die Änderungsrate der Orientierung bestimmt. Über diese kann über die numerische Integration aus Gleichung 2.12 die neue Orientierung berechnet werden. Als Startwert wird ein Einheitsquaternion verwendet. Alternativ kann auch eine geschätzte Ausgangsorientierung in Quaternionenform verwendet werden. Von der Genauigkeit dieses Startwertes hängt es ab, wie schnell die erste korrekte Orientierung ermittelt wird. Bei einem frei gewählten Startwert kann es mehrere Sekunden dauern bis diese erreicht ist. Aus diesem Grund ist es empfehlenswert zu Beginn der Messung die Sensordaten, für mehrere Sekunden, in einer Ruheposition aufzunehmen. Um eventuelle Fehler in den gemessenen Drehraten korrigieren zu können und einen Bezug zur Umgebung zu haben, werden vor der Integration die Werte des Beschleunigungs- und des Magnetfeldsensors eingerechnet. Über eine Jakobimatrix wird, aus den Werten der beiden Sensoren und aus der vorherigen Orientierung, der Fehler der Orientierung ermittelt. Dieser wird mit einem Faktor β multipliziert und von der erwarteten Änderung der Orientierung abgezogen. Der Faktor β ist der einzige veränderbare Parameter des Filteralgorithmus und ist ein Maß für die Größe des Fehlers der Drehraten. Zusätzlich wird im Filter eine vorhandene Verzerrung des Magnetfeldes korrigiert, wobei auch die Angabe einer Referenzrichtung für das Erdmagnetfeld entfällt. In [MHV11] wird der implementierte Filter mit einem kommerziellen Kalman-Filter verglichen. Dabei wird gezeigt, dass der Filter selbst bei einer Reduktion der Messrate um eine Größenordnung und bei geringerem Rechenaufwand eine vergleichbare Genauigkeit bietet.

In Abbildung 6.5 ist der zuvor dargestellte Abwurf erneut angegeben. Für diese Abbildung wurden die Beschleunigungswerte mittels des Filters in die korrekten Ausrichtungen rotiert. Dabei ist zu sehen, dass der Betrag der Beschleunigung unverändert bleibt, da nur die Orientierung aber nicht die Stärke der Beschleunigungswerte verändert wurde. Weiters ist zu sehen, dass in der Ruhephase vor dem Wurf nur mehr auf der z-Achse der Wert der Erdbeschleunigung gemessen wird. Während des Abwurfvorgangs findet die Beschleunigung hauptsächlich in die positive z-Richtung des Raumes (nach oben) und in die y-Richtung statt. Um die x-y-Ebene des Raumes

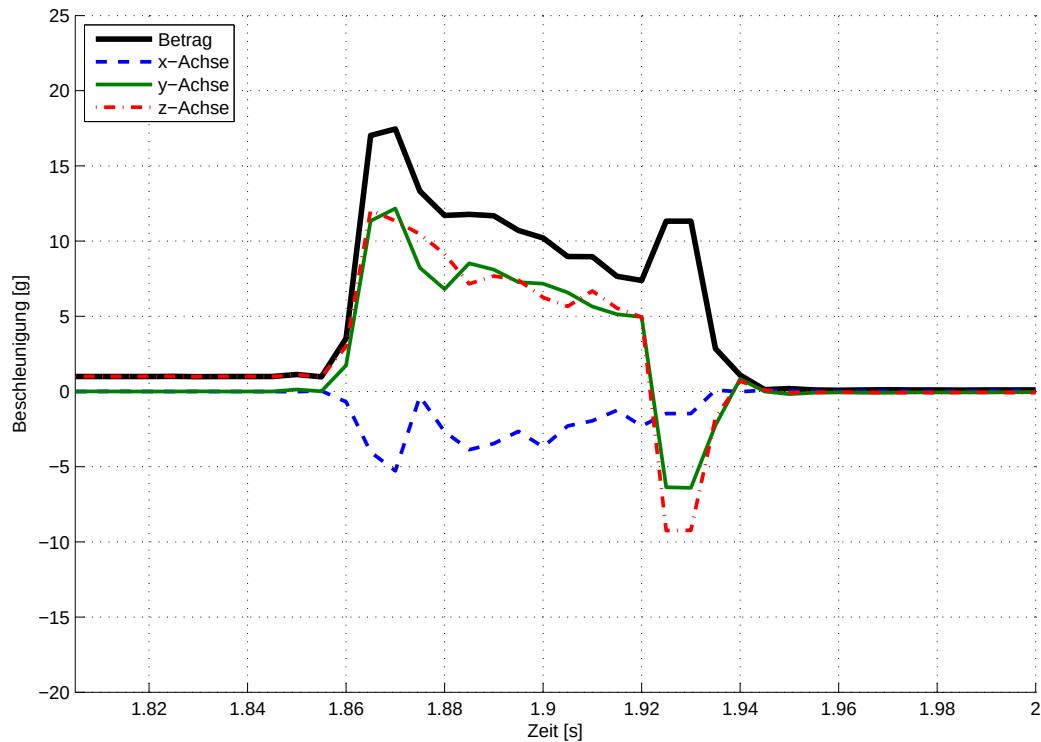


Abbildung 6.5: In das Koordinatensystem des Raumes rotierte Beschleunigungswerte.

in die Richtung der Wurfmaschine zu drehen, wäre noch eine zusätzliche Rotation um ein Quaternion notwendig. Dieses würde die Orientierung des Raumes, beziehungsweise der Wurfmaschine bezüglich des Erdmagnetfeldes angeben.

6.5 Energieverbrauch

Um den Energieverbrauch und die damit verbundene erwartete Betriebszeit zu ermitteln, wurde der Strom, der dem Akku im Betrieb entnommen wird, in mehreren Betriebsmodi gemessen. Dafür wurde ein geladener Akku mit einer Spannung von 3,75 V verwendet. Der Stromverbrauch wurde mit einem 34410A Tischmultimeter von Agilent zwischen Akku und Spannungswandler gemessen. Zur Aufzeichnung der Messdaten wurde das Multimeter mittels der integrierten Netzwerkschnittstelle am Laptop angeschlossen und die Messung durchgeführt. Dazu bietet das Multimeter ein Webinterface, auf dem alle Einstellungen vorgenommen und die Messergebnisse abgefragt werden können. Der Messbereich wurde auf 100 mA fix eingestellt, da eine automatische Messbereichsauswahl die Messung verzögert und die Stromspitzen beim Senden der Daten über den Bereich von 10 mA hinausgehen. In Tabelle 6.4 sind die gemessenen mittleren Werte eingetragen. Die angegebenen Werte für die Leistung des Systems wurden aus den gemessenen Strom- und Spannungswerten berechnet.

Im Ruhemodus wird vom Timer des Mikrocontrollers jede Sekunde ein Interrupt erzeugt. Dies ist die maximal mögliche Dauer die zwischen zwei Interrupts des Timers liegen können. Um den Energieverbrauch weiter zu reduzieren kann über eine Compilervariable eingestellt werden, dass nur bei jedem n-ten Interrupt eine Nachricht an die Empfangsstation gesendet wird. Dies hat den

Tabelle 6.4: Energiemessung verschiedener Betriebsmodi des Sensorsystems.

Modus	Spannung	Strom	Leistung
Messung mit 200 Hz	3,75 V	10,80 mA	40,5 mW
Messung mit 100 Hz	3,75 V	9,24 mA	34,7 mW
Ruhemodus, Nachricht jede Sekunde	3,75 V	0,11 mA	0,41 mW
Ruhemodus, Nachricht jede 5. Sekunde	3,75 V	0,09 mA	0,34 mW

Nachteil, dass die Dauer für eine Reaktivierung aus dem Ruhemodus steigt. In der Tabelle 6.4 wird in den letzten beiden Zeilen ein Vergleich zwischen der benötigten Energie bei einer Nachricht jede Sekunde oder jede fünfte Sekunde angegeben. Bei beiden wurde die Ausgangsleistung des Funktransceivers von 0 dBm auf -18 dBm reduziert. Durch einen Vergleich der ersten mit der letzten Zeile der Tabelle ist ersichtlich, dass durch diese Energiesparmaßnahmen der durchschnittliche Energieverbrauch während des Ruhemodus auf ein Hundertstel des normalen Verbrauchs reduziert werden kann.

Die Messungen des Stromverbrauches zeigen, dass der Verbrauch unter dem in Kapitel 3.5 angenommenen liegt. Da die Messungen der Sensoren und das Senden der Sensordaten hintereinander erfolgt reduziert sich der, für das System benötigte, Spitzenstrom. Im Ruhemodus ist der Energieverbrauch ebenfalls geringer als die getätigte Annahme, da die verbesserten Sensoren im Ruhezustand weniger Strom benötigen. Der HMC5883L weist beispielsweise im Ruhezustand einen Stromverbrauch von 2 μ A auf. Dies ist eine starke Reduzierung gegenüber den 110 μ A die der HCM5483 im selben Zustand benötigt.

Mit den gemessenen Werten kann für einen 100 mAh Lithium-Polymer Akku eine Anwendungsdauer von über neun Stunden angenommen werden. Dies sollte somit alle an einem Tag notwendigen Messungen ermöglichen. Im Ruhemodus sollte eine Verwendung des Systems nach über 40 Tagen noch möglich sein. Beide Werte sind von der Qualität des verwendeten Akkus und den äußeren Einflüssen wie der Temperatur abhängig und stellen nur theoretisch ermittelte Werte dar. Diese Angaben wurden keiner praktischen Überprüfung unterzogen. Das Laden des Akkumulators erfolgt mit einem maximalen Strom von 67 mA, wodurch die Ladedauer unter zwei Stunden liegt.

7 Zusammenfassung und Ausblick

In Folge werden eine Zusammenfassung über die Arbeit und einige Optimierungsmöglichkeiten gegeben. Dabei wird auch auf die aufgetretenen Herausforderungen eingegangen und ein abschließendes Resümee über die im Projektverlauf getroffenen Entscheidungen gezogen. Weiters wird mit einem Ausblick über weitere mögliche Anwendungsgebiete des entwickelten Systems die Arbeit abgeschlossen.

7.1 Zusammenfassung

In Zuge dieser Arbeit wurde ein Messsystem für die beim Werfen und Fangen von Objekten auftretenden Kräfte entwickelt. Es besteht aus einem drahtlosen Sensorsystem, welches in einem Ball integriert ist und einer Empfangsstation, welche die Daten an einen Computer übermittelt. Zwischen den beiden besteht eine Funkverbindung mit der, mit einer maximalen Übertragungsrate von 1,68 MBit/s, Informationen übermittelt werden können. Das erstellte Sensorsystem nimmt über einen Beschleunigungssensor die auftretenden Beschleunigungen mit einer Abtastrate von 200 Hz, in allen drei Raumrichtungen, auf und übermittelt sie an die Empfangsstation. Zusätzlich werden die Daten eines Drehraten- und eines Magnetfeldsensors übertragen. Mit Hilfe dieser weiteren Sensordaten ist ein Rückschluss auf die tatsächliche Richtung der aufgenommenen Beschleunigungswerte möglich. Die Daten werden ohne Zwischenspeicherung übermittelt und sind kurz nach der Messung am Computer verfügbar.

Die Empfangsstation ist mit dem Computer über einen UART zu USB Wandler verbunden und kann an jedem PC mit einer üblichen USB-Schnittstelle betrieben werden. Sie ermöglicht neben dem Empfang der Sensordaten die Steuerung des Sensorsystems über eine Reihe von Befehlen. Über diese Kommandos ist es unter anderem möglich den Betriebsmodus des Sensorsystems zu wechseln. Dabei kann zwischen verschiedenen Messfrequenzen und einem Ruhemodus gewählt werden. Im aktiven Betriebsmodus mit einer Messfrequenz von 200 Hz liegt der durchschnittliche Energieverbrauch des Sensorsystems bei 40,5 mW. Mit dem verwendeten 100 mAh Lithium-Polymer Akku ist es möglich über mehrere Stunden Messungen aufzunehmen. Im energiesparenden Ruhemodus sinkt der durchschnittliche Energieverbrauch auf 0,34 mW.

Falls bei den Messdaten der Sensoren Abweichungen vom Nullpunkt vorhanden sind, können diese über eine Mehrpunk-Kalibrierung ermittelt werden. Nach der Erkennung der Offsets werden sie an das Sensorsystem übertragen und können in Folge vom Mikrocontroller in die Messwerte eingerechnet werden. Auf diesem Weg wird einerseits eine flexible Möglichkeit zur Erkennung der Abweichungen angeboten und andererseits fällt am Computer kein zusätzlicher Rechenaufwand

im Messbetrieb an.

Mit dem hier entwickelten System ist es möglich maschinell durchgeführte Wurf- und Fangvorgänge qualitativ zu bewerten. Dies hilft bei der Entwicklung entsprechender Algorithmen für den „Wurftransport“-Ansatz und ist ein weiterer Schritt zur Realisierung. Die Evaluierung wurde anhand einer Wurfmachine erläutert und zeigt den Nutzen des Systems zur Beurteilung von Wurf- und Fangvorgängen.

7.2 Herausforderungen und Optimierungsmöglichkeiten

Wie in Kapitel 6.3 erläutert wurde, erlaubt das entwickelte Messsystem die Messung und Auswertung von maschinell durchgeführten Würfen. Somit wurden die an das System gestellten Anforderungen erfüllt. Um das System über diese Anforderungen hinaus zu verbessern wurden im Laufe der Entwicklung mehrere Erweiterungsmöglichkeiten ersichtlich.

Ein Punkt der die Leistungsfähigkeit des Messsystems erhöhen würde, wäre die Kommunikation über den direkten USB-Anschluss der Empfangsstation. Dies würde den, im derzeitigen System bestehenden Flaschenhals der UART-Übertragung entfernen und würde eine höhere Messfrequenz als die verwendeten 200 Hz ermöglichen. Dadurch könnten die Sensoren bis zu ihrer maximalen Geschwindigkeit verwendet werden. Bei dem verwendeten Beschleunigungssensor wäre auf diesem Weg eine Messfrequenz von bis zu 1 kHz möglich. Diese Funktionalität wurde in der Hardwareauswahl bereits berücksichtigt, für die Implementierung ist allerdings ein erhöhter Entwicklungsaufwand notwendig, der nur unter dem Einsatz von Hardwaredebugwerkzeugen für den Mikrocontroller empfohlen werden kann. Ohne die Verwendung der Hardwaredebugschnittstelle ist die Implementierung der USB-Funktionalität wegen ihrer Komplexität sehr zeitintensiv. Weiters müsste für eine korrekte Implementierung ein USB-Treiber für das jeweilige Betriebssystem geschrieben werden. Alternativ zur USB-Kommunikation könnte die Empfangsstation um einen zusätzlichen Speicher erweitert werden. Dieser könnte als Zwischenspeicher für die anfallenden Messdaten eines Wurfs dienen. Nach dem Wurf könnten dann alle Messdaten verzögert über die bestehende UART-Verbindung übertragen werden. Weiters könnte über die USB-Schnittstelle auch ein Bootloader für das Sensorsystem implementiert werden. Dies würde ein drahtloses Softwareupdate des Sensorsystems ermöglichen. Es gibt dazu in Form der „nAN-18 Application Note“ ein Beispielprojekt der Firma Nordic Semiconductor, welches für einen anderen Compiler, als den hier verwendeten, ausgelegt ist und zusätzlich die korrekte Implementierung der USB-Schnittstelle in der Empfangsstation benötigen würde.

Die verwendete Hardware ermöglicht eine Systemerweiterung durch den Einsatz mehrerer Sensorsysteme. Der verwendete Funktransceiver bietet bereits die Möglichkeit die Daten von bis zu sechs Sendestationen zu empfangen. Über eine Erweiterung des Funkprotokolls wäre auch der parallele Betrieb von mehr als sechs Sensorsystemen möglich. Alternativ zur verwendeten Empfangsstation mit dem nRF24LU1+ wäre auch die Anbindung des kompatiblen Funktransceivers nRF24L01+ an einen leistungsfähigeren Mikrocontroller möglich. Dafür wird der Funktransceiver über eine SPI-Schnittstelle angeschlossen und ermöglicht so die Integration des erstellten drahtlosen Sensorsystems in diverse bestehende oder zukünftige Anwendungen.

Eine Möglichkeit das Messverhalten des Sensorsystems zu verändern, wäre die Verwendung eines härteren Schaumstoffballs. Dieser würde das Gesamtgewicht näher an das Gewicht eines handelsüblichen Tennisballs bringen und auch das Aufprallverhalten wäre diesem ähnlicher. Dabei liegt die Herausforderung darin einen Schaumstoffball in der richtigen Härte und Größe zu finden, da eine Abweichung von dem verwendeten Durchmesser von 62 mm die Aufbringung des Tennisballfilzes erschwert und den Einsatz in für Tennisbälle entwickelte Maschinen verhindert.

Im Laufe der Entwicklung wurden einige Optimierungsmöglichkeiten der gewählten Implementierung erkennbar. Durch die Festlegung auf Mikrocontroller mit integriertem Funktransceiver wurde die Wahl der Entwicklungswerkzeuge stark eingeschränkt. Durch eine Implementierung mit einem nRF24L01+ Funktransceiver und einem externen Mikrocontroller hätte die Möglichkeit bestanden, bereits bekannte und vorhandene Entwicklungswerkzeuge einzusetzen. Dies hätte gegenüber der gewählten Lösung einen Zeitvorteil bei der Entwicklung gebracht. Weiters hat sich gezeigt, dass die Softwareentwicklung für Mikrocontroller ohne eine Möglichkeit des Debuggens aufwendig ist und komplexere Implementierungen, wie zum Beispiel die eines USB-Stacks, sehr schwierig werden.

Hingegen sehr bewährt hat sich die Wahl der Funkkommunikation. Diese war mit Hilfe der vorhandenen Dokumentation schnell implementiert und lieferte mit ihrer hohen Datenrate, dem geringen Energieverbrauch und ihren Zusatzfunktionen gute Ergebnisse. Weiters ist der Support des Herstellers Nordic Semiconductors hervorzuheben, der im Laufe des Projektes mehrere Male rasche Hilfe bot. Dem Gegenüber steht der Support des Herstellers InvenSense, des verwendeten MPU-6000. Dieser Sensor hat mit dem integrierten Orientierungsalgorithmus eine herausragende Zusatzfunktion integriert. Diese kann allerdings mangels frei verfügbarer Dokumentation über alle integrierten Register nicht genutzt werden. Auch der unvorhergesehene Erhalt unfertiger Sensorversionen, welche die im Datenblatt angegebenen Spezifikationen nicht erfüllen, stellte eine zusätzliche Herausforderung in der Implementierung des Sensorsystems dar. Falls das Sensorsystem einer größeren Weiterentwicklung unterworfen wird, wäre eine Zusage aller benötigten Informationen seitens des Herstellers erstrebenswert.

7.3 Ausblick

Systeme mit den verwendeten Sensoren werden bereits erfolgreich in der Analyse von kinematischen Bewegungen bei Menschen oder für unbemannte Flugdrohnen verwendet. Vom Entwickler des verwendeten Fusions-Filters Sebastian Madgwick existieren einige Videos, welche die mögliche Genauigkeit bei der Bewegungsanalyse demonstrieren. Dabei ist zu sehen, dass durch die Sensoren sogar die Form einer verwendeten Wendeltreppe aus den Bewegungsdaten der Sensoren berechnet werden kann. Bei den unbemannten Flugdrohnen ist der Zweig der Multikopter, also Fluggeräte mit drei oder mehr vertikal arbeitenden Rotoren stark im Wachsen und das erstellte Sensorsystem könnte auch als Grundlage für solche verwendet werden. Flugdrohnen finden in immer mehr Anwendungen ihren Einsatz und werden bereits zur Fotografie aus der Luft verwendet. Weiters existieren Forschungsprojekte wo mehrere Multikopter für den Warentransport eingesetzt werden. Der hier vorgeschlagene Einsatz eines solchen Systems zur Messung von Wurfvorgängen und zur Evaluierung von Wurfmaschinen ist hingegen neuartig und die Möglichkeit wurde anhand dieses Projektes demonstriert. Das Messsystem dient als weiterer Aspekt bei der Entwicklung des Transportes von Gegenständen durch Werfen und Fangen und kann im Zuge dessen noch optimiert werden.

Durch die Verwendung des I²C-Busses ist es möglich weitere Sensoren an das Sensorsystem anzuschließen, um zusätzliche Messdaten aufnehmen zu können. Dies wäre ohne Änderung am Layout auch über den Weg einer Zusatzplatine möglich, da die benötigten Anschlüsse auf der Platine bereits verfügbar sind.

Bereits jetzt bietet Sensorsystem mit seinen modernen Sensoren eine gute Grundlage für weitere Entwicklungen. Durch ihre geringe Größe ist es möglich, die Platine anstatt in einen Ball, in andere Gegenstände einzubauen. Dadurch könnten auch die aerodynamischen Eigenschaften von verschiedenen Objekten, wie beispielsweise Quader oder Zylinder ermittelt werden. Diese Daten

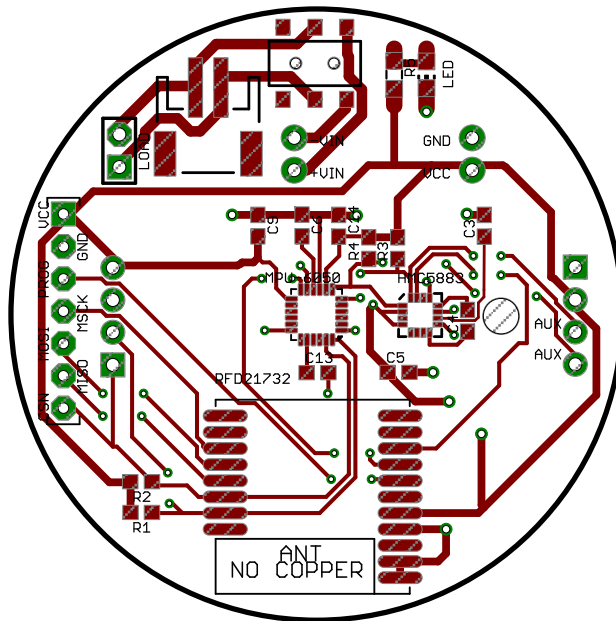
könnten in Folge in die Erstellung von Prognosemodellen für die Flugbahnen einfließen. Durch verbesserte Kalibrierungs- und Filterungsalgorithmen ist es auch denkbar, dass die Information über die Flugbahn und den Landepunkt eines Wurfobjektes nur mit Hilfe der Sensordaten ermittelt werden. Dadurch könnten die bisher verwendeten Kameras eingespart werden, wodurch eine drastische Reduktion der Gesamtkosten eines solchen Systems erfolgen würde. Weiters wäre damit die Möglichkeit gegeben Wurfsysteme auf engerem Raum und ohne Einsicht auf die komplette Flugbahn zu realisieren. Güter, die sich nicht für die Bestückung mit einem Sensorsystem eignen, könnten für den Wurf alternativ in entsprechende Transportcontainer, ähnlich einer Rohrpost verpackt werden.

Durch die fallenden Kosten der Sensoren ist es in Zukunft auch denkbar, dass immer mehr Gegenstände für diverse Anwendungen mit einem solchen Sensorsystem ausgestattet werden. Ein Messsystem, wie das in dieser Arbeit vorgestellte könnte auch in aktuellen Produktionsanlagen zur Messung der auftretenden Kräfte verwendet werden und somit auch bei der Weiterentwicklung traditioneller Transportanlagen von Nutzen sein. Auch die Analyse von Lagerhallen und den auftretenden Wegen die alle Güter in einer solchen zurücklegen ist ein möglicher Einsatzbereich.

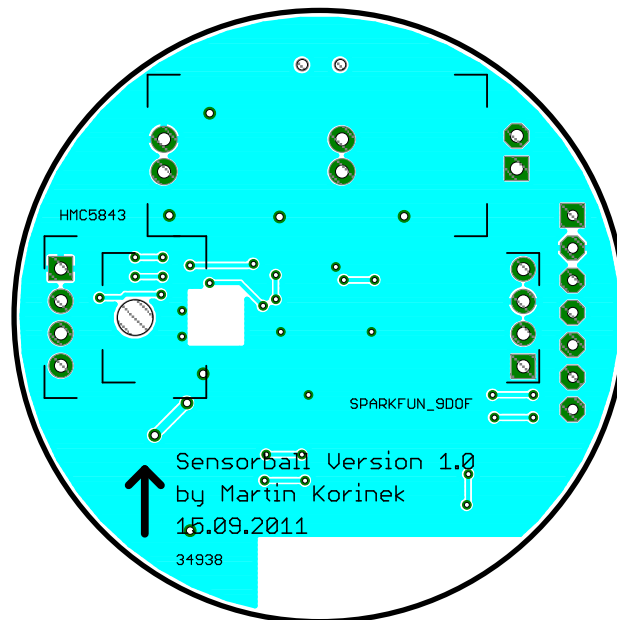
Anhang

Im diesem Anhang werden noch zusätzliche Informationen zum erstellten Projekt geboten.

- Layout der entwickelten Platine: Abbildung [1](#) auf Seite [79](#).
- Schaltplan des Sensorsystems: Abbildung [2](#) auf Seite [80](#).
- Messdaten aller drei Sensoren eines Wurfes auf der Wurfmaschine: Abbildung [3](#) auf Seite [81](#).
- Foto der in Kapitel [6.3](#) verwendeten Wurfmaschine.



(a) Top-Layer



(b) Bottom-Layer (gespiegelt)

Abbildung 1: Layout der Platine des Sensorsystems, vergrößert abgebildet.

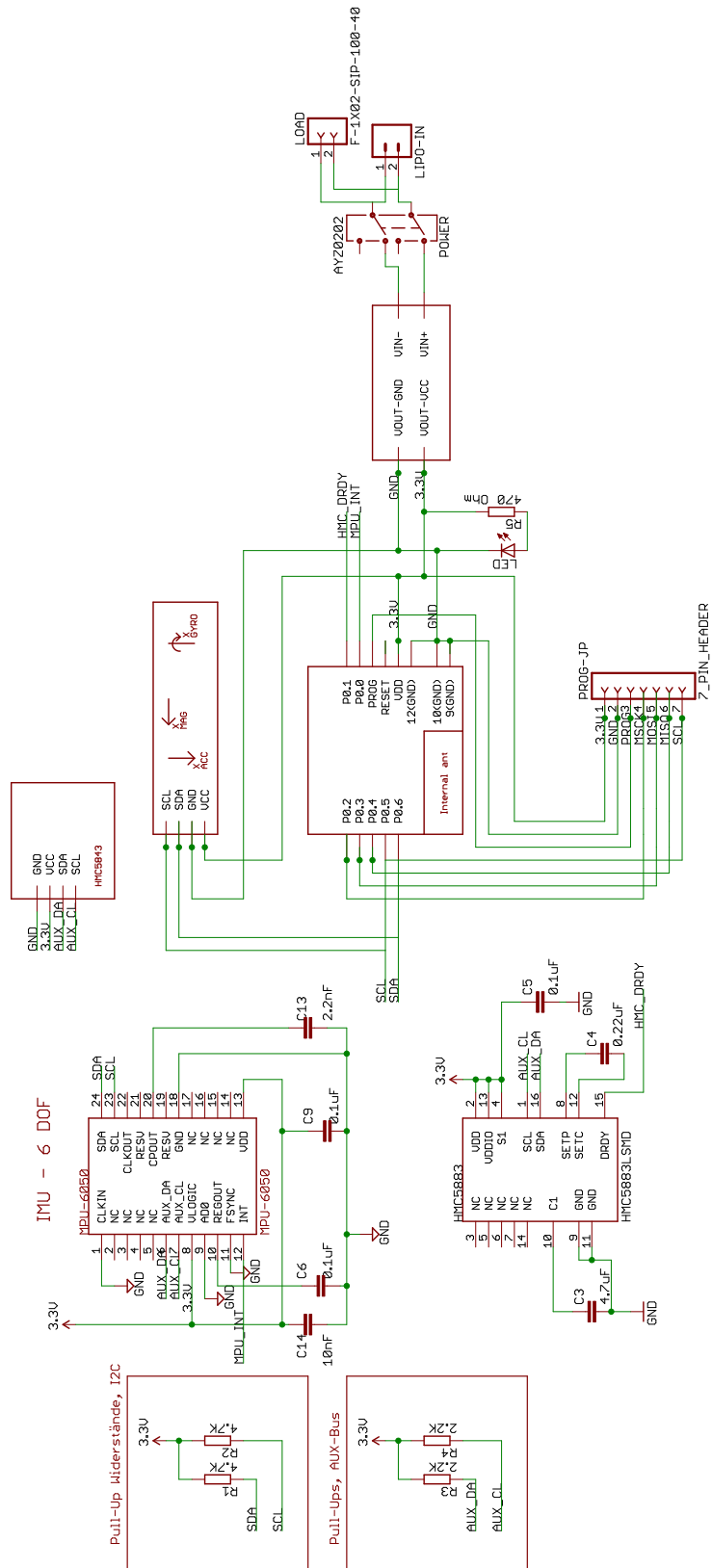
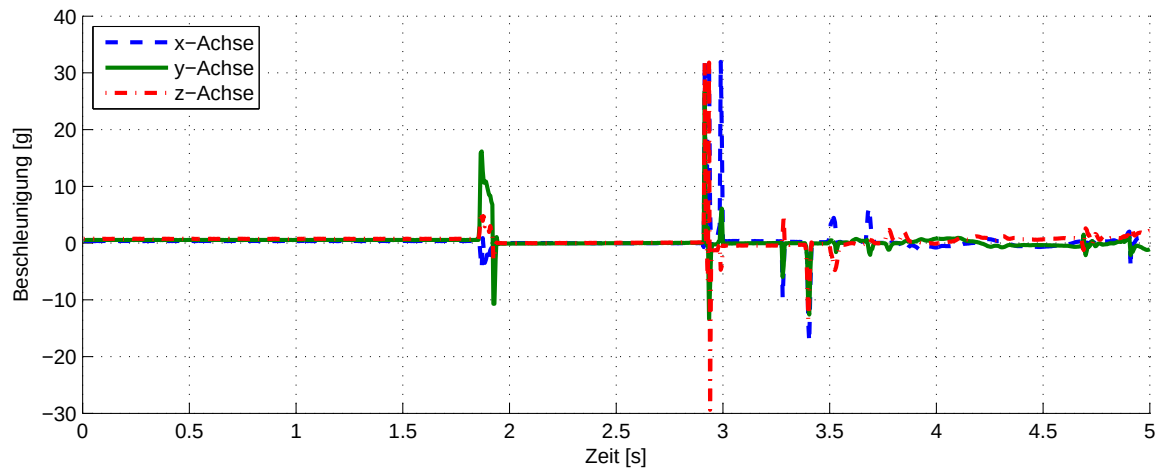
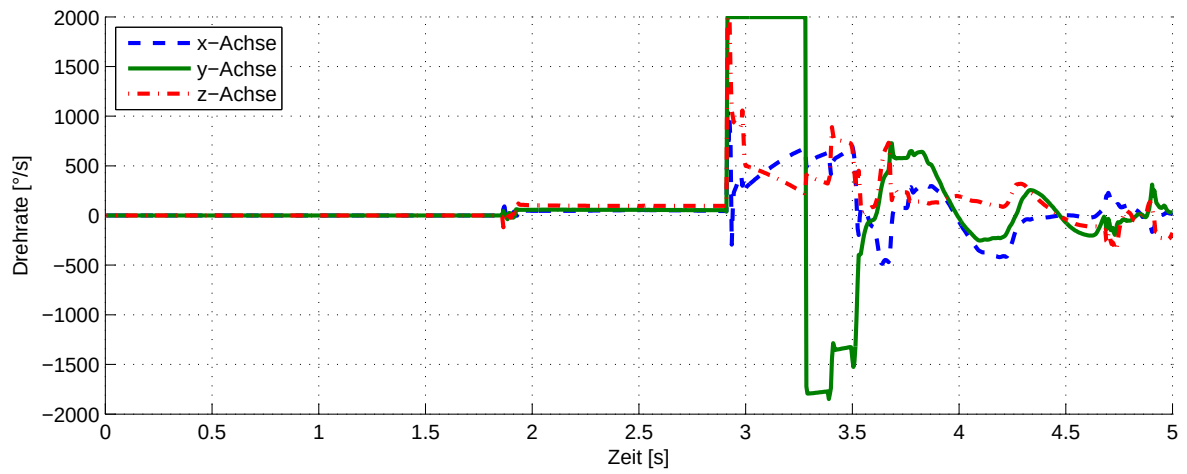


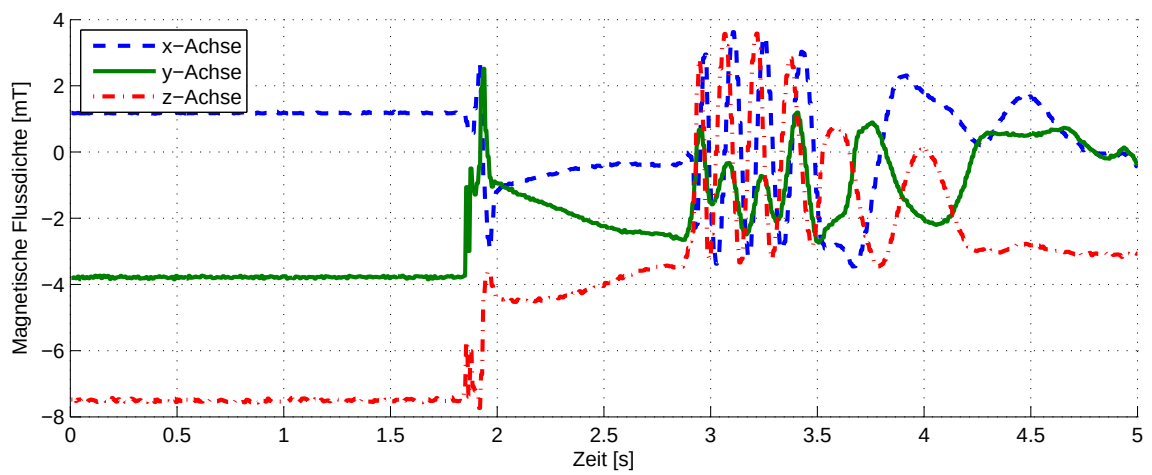
Abbildung 2: Schaltplan des Sensorsystems.



(a) Beschleunigungssensor



(b) Drehratensensor



(c) Magnetfeldsensor

Abbildung 3: Sensorwerte alle drei Sensoren bei einem Wurf.

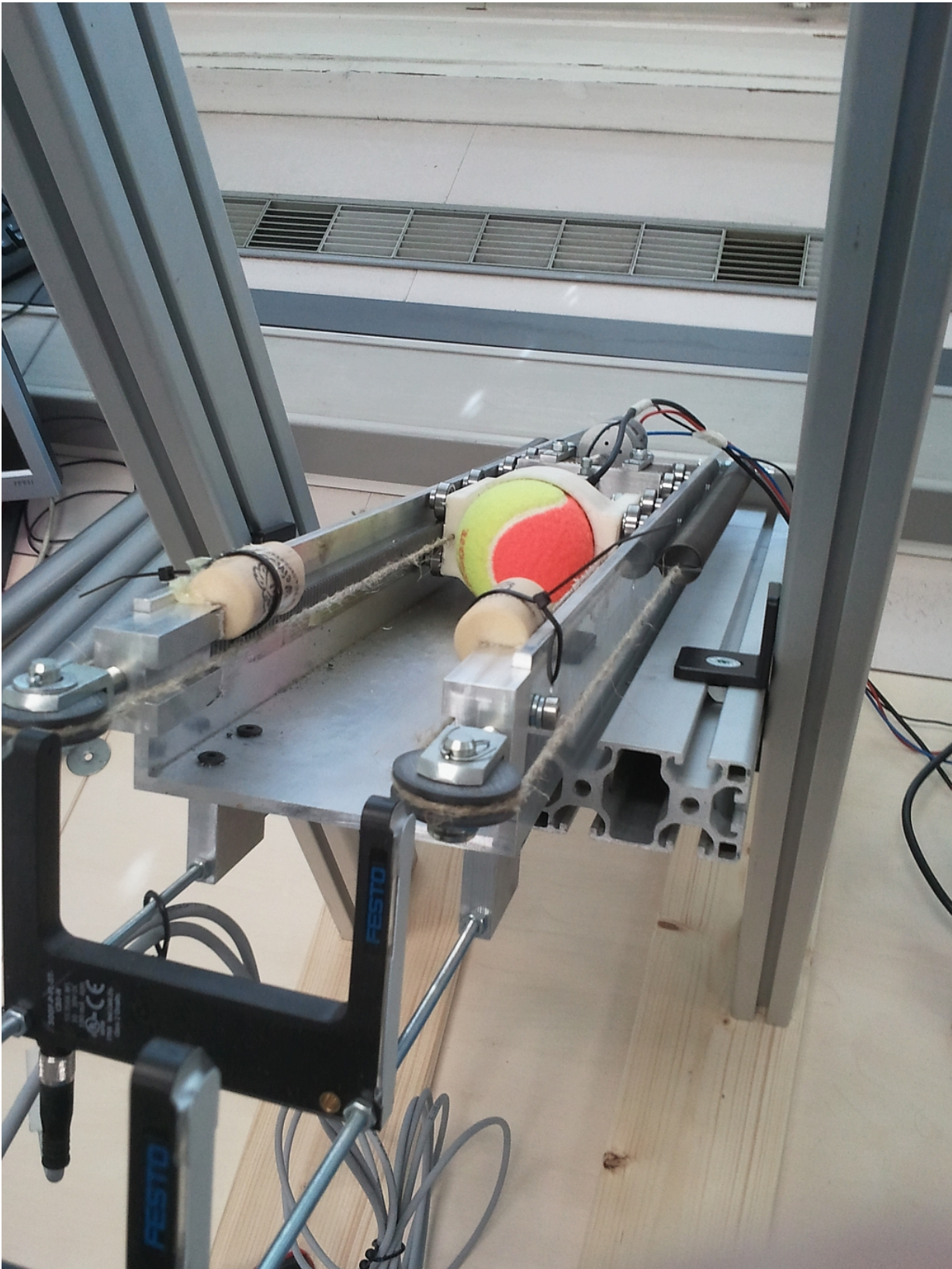


Abbildung 4: Übersicht über die in Kapitel 6.3 verwendete Wurfmaschine.

Wissenschaftliche Literatur

- [AWS04] ALAM, F. ; WATKINS, S. ; SUBIC, A.: The Aerodynamic Forces on a Series of Tennis Balls. In: *15th Australasian Fluid Mechanics Conferences*, 13.-17. Dezember 2004
- [BCL02] BRODY, H. ; CROSS, R. ; LINDSEY, C.: *The physics and technology of tennis*. [Pbk. ed.]. Racquet Tech Pub., 2002. – ISBN 9780972275903
- [Bög99] BÖGE, Alfred: *Das Techniker-Handbuch: Grundlagen und Anwendungen der Maschinenbau-Technik*. 15. Auflage. Vieweg Verlag, 1999. – ISBN 9783528340537
- [BH04] BEIERLEIN, Thomas ; HAGENBRUCH, Olaf: *Taschenbuch Mikroprozessortechnik*. 3. Auflage. Carl Hanser Verlag, 2004. – ISBN 3446220720
- [CMP⁺07] CAMPOLO, D. ; MAINI, E. S. ; PATENÈ, F. ; LASCHI, C. ; DARIO, P. ; KELLER, F. ; GUGLIEMELLI, E.: Design of a Sensorized Ball for Ecological Behavioral Analysis of Infants. In: *Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 10.-14. April 2007, S. 1529–1534
- [FMMK09] FRANK, H. ; MITTNACHT, A. ; MOSCHINSKY, T. ; KUPZOG, F.: 1-DOF-robot for fast and accurate throwing of objects. In: *IEEE Conference on Emerging Technologies Factory Automation, 2009.*, 22.-25. Sept. 2009, S. 1–7
- [FWWH⁺06] FRANK, H. ; WELLERDICK-WOJATASIK, N. ; HAGEBEUKER, B. ; NOVAK, G. ; MAHLKNECHT, S.: Throwing Objects - A bio-inspired Approach for the Transportation of Parts. In: *Processings of the 2006 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, 17.-20. Dezember 2006, S. 91–96
- [GH04] GANDER, Walter ; HŘEBÍČEK, Jiří: *Solving Problems in Scientific Computing Using Maple and MATLAB*. 4. Auflage. Springer-Verlag, 2004. – ISBN 3540617930
- [GK09] GESSLER, Ralf ; KRAUSE, Thomas: *Wireless-Netzwerke für den Nahbereich*. 1. Auflage. Vieweg+Teuber, 2009. – ISBN 9783834802477
- [Glü05] GLÜCK, Markus: *MEMS in der Mikrosystemtechnik*. 1. Auflage. B. G. Teubner Verlag, 2005. – ISBN 3519005204
- [GSL⁺06] GAO, Zhen ; SONG, Qunjun ; LIU, Ming ; LEI, Jianhe ; YU, Yong ; GE, YunJian: Research on a Throwing Multidimensional Force Sensing System for Advanced Training of Shot-Put Athletes. In: *Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Information Acquisition*, 20.-23. August 2006, S. 376–381
- [Hon11] HONEYWELL: 3-Axis Digital Compass IC HMC5883L. (Version D, März 2011)
- [Int88] INTEL CORPORATION: Hexadezimal Object File Format Spezifikation. (Revision A, 06. Jänner 1988)
- [Inv10] INVENSENSE INC.: ITG-3200 Product Specification. (Version 1.4, 30. März 2010)
- [ITF11] ITF, INTERNATIONAL TENNIS FEDERATION: ITF Approved Tennis Balls, Classified Surfaces & Recognised Courts 2011. (Gültig: 2011)

- [KUK10] KUKA ROBOTER GMBH: Leichtbauroboter 4+, Spezifikation. (Stand: 16. April 2010)
- [MHV11] MADGWICK, Sebastian O. H. ; HARRISON, Andrew J. L. ; VAIDYANATHAN, Ravi: Estimation of IMU and MARG orientation using a gradient descent algorithm. In: *2011 IEEE International Conference on Rehabilitation Robotics*, 29.Juni bis 1.Juli 2011
- [Mic08] MICROCHIP TECHNOLOGY INC.: MCP73831/2; Miniature Single-Cell, Fully Integrated Li-Ion, Li-Polymer Charge Management Controllers. (Revision E, September 2008)
- [Nor10a] NORDIC SEMICONDUCTOR: nRF24LU1+, Single Chip 2.4 GHz Transceiver with USB Microcontroller and Flash Memory, Product Specification. (Version 1.1, April 2010)
- [Nor10b] NORDIC SEMICONDUCTOR: nRF24LE1, Ultra-low Power Wireless System On-Chip Solution, Product Specification. (Version 1.6, August 2010)
- [Nor11] NORDIC SEMICONDUCTOR: Non-volatile storage, Using external, non-volatile memory with the nRF24LE1. (Version 1.0, Jänner 2011)
- [NXP07] NXP SEMICONDUCTORS: I²C-bus specification and user manual. (Version 3, 19. Juni 2007)
- [Pon09] PONGRATZ, Martin: Object Touchdown Position Prediction, Diplomarbeit am Institut für Computertechnik der Technischen Universität Wien. (19. Dezember 2009)
- [SS11] SCHÖNAUER, Wolfgang ; SCHODL, Johannes: Lineare Wurfmaschine, Bachelorarbeit am Institut für Computertechnik der Technischen Universität Wien. (18. Oktober 2011)
- [Öst03] ÖSTERREICHISCHES NORMUNGsinstitut: ÖNORM A 6434, Kinematik - Größen und Einheiten. (Ausgabe: 01. November 2003)
- [TF10] TSUZUKI, Tomoaki ; FISHER, Christopher: Oversampling Technique to Improve ADXL345 Output Resolution, Analog Devices AN-1063 Application Note. (Version 0, 2010)
- [Var11] VARESANO, Fabio: Using Arduino for Tangible Human Computer Interaction, Diplomarbeit an der Università degli Studi di Torino. (08. April 2011)
- [Wen04] WENDEL, Jan: *Integrierte Navigationssysteme*. 2. Auflage. Oldenbourg Verlag, 2004. – ISBN 9783486704396
- [XSLG07] XIE, Shuangwei ; SONG, Qunjun ; LIU, Ming ; GE, YunJian: Research on a Throwing Information Acquiring System for Discus-Throw Athletes. In: *Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, 15.-18. Dezember 2007, S. 394–398

Internet Referenzen

- [1] Bluetooth Special Interest Group. *Adopted Bluetooth Core Specifications*, Stand: Mai 2011. <https://www.bluetooth.org/Technical/Specifications/adopted.htm>.
- [2] Bluetooth Special Interest Group. *Bluetooth Basics*, Stand: Mai 2011. <http://www.bluetooth.com/Pages/Basics.aspx>.
- [3] Hon Bo Xuan. *digital-ahrs, AHRS using only digital sensors, 3DScatter v1.0 for Processing*, Stand: August 2011. http://code.google.com/p/digital-ahrs/downloads/detail?name=_3DScatter.pde.
- [4] Honeywell, SSEC and Nonvolatile Electronics, Inc. *A New Perspective on Magnetic Field Sensing*, Stand: Dezember 2011. http://www51.honeywell.com/aero/common/documents/myaerospacecatalog-documents/Defense_Brochures-documents/Magnetic_Literature_Technical_Article-documents/A_New_Perspective_on_Magnetic_Field_Sensing.pdf.
- [5] IEEE 802.15. *IEEE 802.15 WPAN Task Group 1 (TG1)*, Stand: Juni 2011. <http://www.ieee802.org/15/pub/TG1.html>.
- [6] National Geophysical Data Center - National Oceanic and Atmospheric Administration. *NOAA's Geophysical Data Center - Geomagnetic Online Calculator*, Stand: Dezember 2011. <http://http://ngdc.noaa.gov/geomagmodels/IGRFWMM.jsp>.
- [7] Nordic Semiconductor. *nRFgo SDK, Software Development Kit for Nordic nRF24L Series 2.4GHz RF SoCs*, Stand: September 2011. <http://www.nordicsemi.com/eng/Products/2.4GHz-RF/nRFgo-SDK>.
- [8] SparkFun Electronics. *LiPower - Boost Converter*, Stand: Juni 2011. <http://www.sparkfun.com/products/10255>.
- [9] SparkFun Electronics. *Power Cell - LiPo Charger/Booster*, Stand: Juni 2011. <http://www.sparkfun.com/products/10300>.
- [10] Texas Instruments. *Coin cells and peak current draw, White Paper SWRA349*, Stand: Dezember 2011. <http://www.ti.com/lit/wp/swra349/swra349.pdf>.
- [11] x-io Technologies Limited. *Publications, Open Source IMU and AHRS algorithms*, Stand: Dezember 2011. <http://www.x-io.co.uk/node/8>.
- [12] ZigBee Alliance. *ZigBee, about technology, standards*, Stand: Juni 2011. <http://www.zigbee.org/About/AboutTechnology/Standards.aspx>.