



TECHNISCHE UNIVERSITÄT WIEN

DIPLOMARBEIT

**AUFBAU EINES MESSSYSTEMS UND ENTWICKLUNG
EINES LENKWINKELSENSORS FÜR FAHRDYNAMISCHE
STUDIEN MIT MOTORRÄDERN**

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

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Horst Ecker
Institut für Mechanik und Mechatronik, E 325

eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Maschinenwesen und Betriebswissenschaften
von

Peter Daniel Schiff
Matrikelnummer: 0835134

Wien, 16. Juni 2014

.....

Peter Daniel Schiff,
Mitterberggasse 9/21
1180 Wien.

„Hiermit erkläre ich, dass ich diese Arbeit selbständig verfasst habe, dass ich die verwendeten Quellen und Hilfsmittel vollständig angegeben habe und dass ich die Stellen der Arbeit – einschließlich Tabellen, Karten und Abbildungen –, die anderen Werken oder dem Internet im Wortlaut oder dem Sinn nach entnommen sind, auf jeden Fall unter Angabe der Quelle als Entlehnung kenntlich gemacht habe.“

Wien, 13.06.2014

Vorwort

Ich möchte mich bei allen Personen bedanken, die mich bei der Verfassung dieser Diplomarbeit unterstützt haben. Zunächst möchte ich der KTM Sportmotorcycle AG für das zur Verfügung gestellte Messmotorrad danken. Weiters möchte ich mich bei Herrn DI Peter Saleh und vor allem bei Herrn DI Matthias Hahn vom Austrian Institute of Technology bedanken, die mich während der vergangenen Monate tatkräftig unterstützt haben und das VBox3iSL-Messsystem von RACELOGIC bereit gestellt haben. Ebenso möchte ich mich bei meinem Betreuer Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Horst Ecker bedanken, der mir trotz gesundheitlicher Probleme immer mit fachlichem Rat zur Seite gestanden ist. Daher habe ich mich von ihm sehr gut betreut gefühlt.

Ganz besonders möchte ich Herrn Ing. Neumann und Herrn Johann Schindele danken, die mich beide mit ausgezeichnetem Fachwissen und besonders mit ihrem technischen Können unterstützt haben. Ohne sie wäre die Durchführung der Diplomarbeit nicht möglich gewesen. Außerdem möchte ich Herrn Peter Unterkreuter für die Unterstützung beim Bau des Versuchsstandes danken.

Zuletzt danke ich Prof. Alberto Doria der Universität Padua für die anregenden Vorträge, Gespräche und Gedanken, die mir persönlich eine mögliche Entwicklungsrichtung des Projektes Messmotorrad gezeigt haben.

Abstract-Deutsch

Diese Diplomarbeit beschäftigt sich mit dem Aufbau eines Messsystems und der Entwicklung eines Lenkwinkelsensors für fahrdynamische Untersuchungen mit Motorrädern. Zu diesem Zweck wurde ein DGPS-System mit zwei GPS-Antennen und IMU-Integration angeschafft, um Rollwinkel, Gierwinkel, Geschwindigkeit, Beschleunigung und Position eines Motorrades zu messen. Außerdem wurde ein digitaler hoch auflösender magnetischer Encoder auf dem Motorrad angebracht, um den Lenkwinkel präzise bestimmen zu können. Die Kommunikation der beiden Messsysteme wurde mittels eines CAN-Bus hergestellt. Die Daten der beiden Systeme können digital gespeichert, oder in Echtzeit auf dem Computer dargestellt werden. Die Kombination der beiden Systeme ermöglicht die Messung aller oben genannten Größen während einer Testfahrt.

Abstract-English

This master thesis is concerned with the setup of a measurement system and the development of a steering angle sensor for investigations in the field of motorcycle dynamics. For this purpose a DGPS-System with two GPS-antennas and IMU-Integration was installed on a motorcycle. It allows to measure to measure roll, yaw, velocity, acceleration and position of the vehicle. Furthermore, a digital magnetic high resolution encoder was implemented on the motorcycle to accurately measure the steering angle. The data-communication of the two systems is established by means of a CAN-Bus. The data of both systems can be logged on a memory card, or can alternatively be monitored on a computer connectd to the system. The combination of the two systems allows the measurement of all mentioned dynamic vehicle parameters during a test ride.

Inhaltsverzeichnis

1	Beschreibung der Aufgabenstellung	1
2	GPS-System	4
2.1	Ermittlung der Pseudostrecke mittels Navstar GPS	4
2.2	Geschwindigkeitsermittlung mit dem Dopplereffekt	6
2.3	Integration von GPS und IMU	7
2.4	Differential GPS	9
2.5	Ermittlung der Schräglauf- und Sturzwinkel mithilfe von zwei GPS-Antennen	10
2.6	VBox 3i SL	13
2.7	Messgenauigkeit und Auflösung des VBox-Systems	15
3	Messung des Lenkwinkels	16
3.1	Problembeschreibung	16
3.2	Entscheidung für Sensor mit Hallarray der Firma austrianmicrosystems AG .	17
3.3	Platzierung des Sensors	17
3.4	Vermessung des Motorrades	19
3.5	Konstruktion der Magnetbandhalterung	20
3.6	Konstruktion der Sensorhalterung	21
4	Software Entwicklung	23
4.1	Problembeschreibung	23
4.2	Beschreibung Mikrocontroller	24
4.3	Beschreibung Discovery Board	25
4.4	Auswertung eines Encoder Signals	25
4.5	Messprinzip des AS5311	27
4.6	Auslösen des CAN-Interrupts mittels Timer2	31
4.7	Die Timer des STM32 im Encoder Interface Mode	33
4.8	Bestimmung der absoluten Index-Position	35
4.9	Hysterese des Sensors	39
4.10	Fehlermöglichkeiten bei der Messung	41
4.11	Deformationseffekt am Versuchsstand	41

4.12	Eigenschaften des Lenkwinkelmesssystems	42
5	CAN - Controller Area Network	43
5.1	OSI Schichtenmodell	44
5.2	Bustopologie des CAN	44
5.3	Busmedium	45
5.4	Signallevel	46
5.5	Verkabelung und verwendete Stecker in einem CAN-Netzwerk	47
5.6	Aufbau einer CAN-Nachricht	49
5.7	Bitweise Arbitrierung	51
5.8	CAN-Filter	54
5.9	Daten Transfer Synchronisation	55
5.10	Fehlermanagement	60
6	Ergebnisse	64
7	Zusammenfassung und Ausblick	67
	Literaturverzeichnis	68
	Abbildungsverzeichnis	71
	Anhang A	73
	Anhang B	122

1 Beschreibung der Aufgabenstellung

Die folgende Arbeit befasst sich mit der messtechnischen Erfassung kinematischer Größen eines Einspurfahrzeuges. Das Versuchsobjekt ist eine KTM 990 Supermoto, welches von KTM Sportmotorcycle AG zu Verfügung gestellt wurde. Das Motorrad ist in Abbildung 1 dargestellt.



Abbildung 1: KTM Supermoto 990

Diese Arbeit baut auf den Ergebnissen der voran gegangenen Diplomarbeit von Herrn DI Andreas Mußger auf. Herr DI Mußger hat den Grundstein für das Motorradprojekt an der Technischen Universität Wien gelegt und hat im ersten Entwurf ein mögliches Messsystem für das Versuchsmotorrad zusammengestellt. In seiner Arbeit stand jedoch ein System der Firma 2D Debus und Diebold Messsysteme GmbH im Vordergrund, welches bis jetzt noch nicht angeschafft wurde. Stattdessen wurde in Kooperation mit dem Austrian Institute of Technology eine VBox3iSL der Firma RACELOGIC (ein Datenlogger mit verschiedenen Schnittstellen) erworben, welche eine bessere Performance hinsichtlich GPS-Datenerfassung bietet. Dennoch soll das von Herrn DI Mußger ausgewählte System alsbald angeschafft werden. Schließlich sollen später bei jeder Messfahrt zwei Systeme am Motorrad mitgeführt werden, das 2D-System und die VBox mit den Zusatzmodulen des Forschungspartners Austrian Institute of Technology. Auf die Unabhängigkeit der beiden Systeme wurde in dieser Arbeit speziell Wert gelegt.

Um die Bewegung eines Motorrades abzubilden, stehen verschiedene Möglichkeiten zur

Verfügung. Im Rahmen des Projektes Messmotorrad an der Technische Universität Wien ist die Entscheidung zugunsten Differential GPS gefallen. Das ausgewählte System beinhaltet drei Antennen, welche auf dem Motorrad untergebracht werden müssen. Eine Antenne ist für die Kommunikation mit einer Basisstation vorgesehen und die beiden verbleibenden können GPS-Daten von Satelliten empfangen. Zusätzlich sind mehrere Peripheriemodule und ein Datenlogger Bestandteile des Systems. Es ist trivial diese Module und Antennen auf einem zweispurigen Fahrzeug anzubringen und zufriedenstellende Messergebnisse zu erzielen. Allerdings trifft man mit der Absicht das angeschaffte VBox-System an einem einspurigen Fahrzeug zu installieren auf Schwierigkeiten. Zunächst ist die Größe und das Gewicht des Messsystems ein Hindernis, da auf einem einspurigen Fahrzeug zunächst wenig Platz vorhanden ist. Die zwei zuvor erwähnten GPS-Antennen werden verwendet, um Roll- und Schwimmwinkel des Fahrzeuges zu bestimmen. Um die Genauigkeit der Bestimmung des Roll- und Schwimmwinkels zu erhöhen, sollen die Antennen möglichst weit voneinander entfernt platziert werden. Im Fall eines herkömmlichen PKWs können die Antennen mit Magneten auf dem Dach des Fahrzeuges befestigt werden, sodass das Abstandskriterium leicht erfüllt werden kann. Die Antennen mit einem ausreichenden Abstand zueinander auf einem Motorrad zu befestigen, gestaltet sich jedoch als Herausforderung. Eine wirtschaftliche und technisch einwandfreie Lösung für dieses Problem zu finden ist der erste Teil dieser Arbeit.

Der zweite Teil beschäftigt sich mit der Entwicklung eines Messsystems, welches den Lenkwinkel des Versuchsmotorrades sehr genau erfassen kann und mit dem Datenlogger des DGPS-Systems (der VBox3iSL) über Controller Area Network (CAN) kommunizieren kann. Der Lenkwinkel ist deshalb von großer Bedeutung, da er eine Eingangsgröße für das Mehrkörpersystem Motorrad ist. Diese Arbeit ermöglicht durch die Implementierung und Synthese von zwei Systemen die hinreichend genaue Bestimmung der wichtigsten kinematischen Größen des Systems Motorrad.

In Abbildung 2 ist das beschriebene Ziel der Diplomarbeit bildlich dargestellt. Zwischen Lenk- und Hauptrahmensystem soll der Lenkwinkelsensor platziert werden. Es soll eine Möglichkeit gefunden werden, das GPS-System mit drei Antennen auf dem Motorrad unterzubringen und der Lenkwinkelsensor soll mit dem GPS-System über CAN kommunizieren

können. Die dritte Antenne soll am Motorrad untergebracht werden um die Kommunikation mit der Basisstation zu ermöglichen.



Abbildung 2: Ziel der Diplomarbeit [17]

2 GPS-System

Um die Position, die Geschwindigkeit, die Beschleunigung, den Rollwinkel und den Schwimmwinkel des Motorrades zu bestimmen wird ein GPS-System der Firma RACELOGIC eingesetzt. Daher werden die nötigen Grundlagen der GPS-Navigation in den folgenden Unterkapiteln beschrieben. Da auch eine inertielle Messeinheit bestandteil des Vbox-Systems ist, wird eine Möglichkeit der Integration einer Beschleunigungsmessung in die GPS-Datenerfassung in Kapitel 2.3 gezeigt.

2.1 Ermittlung der Pseudostrecke mittels Navstar GPS

Eine der grundlegenden Techniken bei der Satellitenavigation ist die Ermittlung sogenannter Pseudostrecken. Diese Größen stellen nicht die wahre Entfernung eines Empfängers zu einem Sender dar, da sie lediglich dem Produkt der Geschwindigkeit und der Laufzeit des gesendeten Signals entsprechen. Das Problem hierbei sind die Uhren des Empfängers und des Senders, da mit zwei nicht synchronisierten Uhren keine richtigen Laufzeiten ermittelt werden können. Dennoch ist es anschaulich, zuerst ein fiktives Beispiel der Ermittlung einer Pseudostrecke in der Ebene zu betrachten.

Auf einer Ebene befindet sich ein Empfänger, dessen Position bestimmt werden soll. In unterschiedlichen Entfernungen zu dem Empfänger befinden sich drei Sender, die jede Minute ein akustisches Signal von sich geben. Stimmt die Uhr des Empfängers exakt mit den Uhren der Sender überein, kann der Empfänger die Zeit zwischen dem Beginn der Minute und dem Eintreffen eines Signals nutzen, um seine Position relativ zu den Sendern zu bestimmen. Die gemessene Verspätung kann in eine Strecke umgerechnet werden, die dem Radius eines Kreises um den Sender entspricht. Daher weiß der Empfänger, dass er sich auf einem Kreis um den Sender befindet. Da drei Kreise einen Schnittpunkt in der Ebene haben, ist die bestimmte Position des Empfängers eindeutig. Sind die Uhren jedoch mit Fehlern behaftet, kann nur mehr ein Gebiet und keine exakte Position des Empfängers bestimmt werden [15].

2.1.1 Koordinatensysteme

Um die Orbits von GPS-Satelliten zu festzulegen, ist es sinnvoll, ein kartesisches Koordinatensystem einzuführen, welches als Earth-Centered-Intertial (ECI) System bezeichnet wird.

Die x-y-Ebene liegt in der Äquatorebene und die z-Achse zeigt in Richtung Nordpol, wobei das Koordinatensystem nicht mit der Erde mit rotiert. Da sich die Masseeigenschaften der Erde aufgrund der Anziehungskräfte der Sonne und des Mondes ändern und die x-Achse des ECI durch den Massenmittelpunkt der Erde festgelegt ist, würde sich das ECI mit der Zeit verändern. Daher wurde das ECI um 1200 UTS (USNO) am 1. Jänner 2000 als J2000 festgelegt und gilt seither [15].

Um die Position eines Empfängers zu bestimmen, ist es komfortabler, ein mit der Erde rotierendes System zu wählen. Daher wurde das Earth-Centered-Earth-Fixed System (ECEF) eingeführt, dessen x- und y-Achse in Richtung des Nullmeridians bzw. 90°E zeigt. Um eine Position im ECEF, mit den Komponenten x_u , y_u und z_u in geographische Länge, Breite und Höhe umzurechnen, ist ein detailliertes Modell der Erde erforderlich, das World Geodetic System. Diese Repräsentation der Erde wurde im Jahre 1984 eingeführt und ist bis heute gültig [15].

2.1.2 PRN-Codes

Die Streckensignale der Satelliten sind PRN-Codes, welche die Trägerfrequenz des Signals binär phasenmodulieren. Das bedeutet, dass die zur Modulation verwendeten Codes lediglich zwischen zwei Zuständen, +1 und -1, hin und her schalten. Die Codes erscheinen zufällig, sind aber tatsächlich deterministisch. Es gibt zwei Arten von Codes, den C/A-Code, der für zivile Zwecke frei zugänglich ist, und den P-Code, welcher rein militärische Bedeutung hat. Der verschlüsselte P-Code wird als Y-Code bezeichnet. An dieser Stelle ist zu bemerken, dass die Auswertung des C/A-Codes ohne zusätzliche Hilfsmittel nur eine relativ ungenaue Positionsbestimmung ermöglicht. Hingegen ist die GPS-Datenerfassung mit P-Code sehr genau, aber dem amerikanischen Militär vorbehalten. Um eine GPS-Nachricht zu senden, wird diese dem PRN-Code aufmoduliert [15].

2.1.3 Positionsbestimmung

Betrachtet man lediglich die Abweichungen der Uhren als mögliche Fehlerquellen kann die Position eines Empfängers auf der Erde wie folgt bestimmt werden. \mathbf{r} , \mathbf{s} und \mathbf{u} sind die Vektoren vom Empfänger zum Satelliten, vom Mittelpunkt des ECEF zum Satelliten und

vom Mittelpunkt des ECEF zum Empfänger [15].

$$\mathbf{r} = \mathbf{s} - \mathbf{u} \quad (1)$$

Sendet der Satellit ein Signal zum Empfänger, hat sowohl der Sender auf seiner Umlaufbahn, als auch der Empfänger einen Uhrenfehler, t_s bzw. t_u . Da die Position durch die Multiplikation der Laufzeit des Signals mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit (Lichtgeschwindigkeit) berechnet wird, können dadurch nur Pseudostrecken ermittelt werden. Diese entsprechen nicht exakt den Koordinaten des Empfängers. Es ist jedoch möglich die Fehler weitgehend zu kompensieren. Erstens ist der Uhrenfehler des Satelliten vernachlässigbar klein, da das Controlsegment am Boden Korrekturdaten für die Satelliten bereit hält. Nun sind nur noch die drei Koordinaten des Empfängers und die Abweichung seiner Uhr unbekannt [15].

Eine Pseudostrecke entspricht folgendem Ausdruck, wobei c für die Lichtgeschwindigkeit steht.

$$\rho_i = \sqrt{(x_i - x_u)^2 + (y_i - y_u)^2 + (z_i - z_u)^2} + c \cdot t_u \quad (2)$$

x_i ist der Vektor der Satellitenposition von Sender i und x_u entspricht den Koordinaten des Empfängers. t_u ist die Abweichung der Uhr des Empfängers. Gleichung (2) enthält daher vier Unbekannte. Ist es möglich die Pseudostrecke zu vier verschiedenen Satelliten zu berechnen, kann das Gleichungssystem nach den Unbekannten aufgelöst werden [15].

2.2 Geschwindigkeitsermittlung mit dem Dopplereffekt

Bessere GPS-Empfänger besitzen die Möglichkeit der Geschwindigkeitsbestimmung über die Messung der Dopplerverschiebung. Erreicht eine Nachricht einen Empfänger, reproduziert er das empfangene Signal mit den zugehörigen PRN-Codes und korreliert es kontinuierlich mit der eingehenden Nachricht [15]. Dies ist ein iterativer Prozess dessen Ergebnisse die Doppler- und die Phasenverschiebung sind [4]. Da die Frequenz mit der das Trägersignal moduliert ist ca. 1 MHz entspricht, treten hier Fehler bei der Ermittlung der Phasenverschiebung von $1\mu\text{m}$ auf. Es ist besser das Trägersignal direkt zu vergleichen, welches mit ca. 1.57 GHz eine viel höhere Frequenz besitzt. Dadurch können Fehler beim ermitteln der Doppler- und Phasenverschiebung klein gehalten werden.

$$f_R = f_T \cdot \left(1 \pm \frac{v_{radial}}{c}\right) \quad (3)$$

Gleichung (3) beschreibt den Zusammenhang zwischen der empfangenen und gesendeten Frequenz eines Empfängers und eines Satelliten. Relativistische Effekte sind an dieser Stelle nicht berücksichtigt [4]. f_T ist die vom Satelliten übertragene Frequenz, f_R ist die empfangene Frequenz, v_{radial} ist die relative Geschwindigkeit vom Satelliten zum Empfänger entlang des Einheitsvektors vom Sender zum Empfänger und c ist die Lichtgeschwindigkeit. Ob in obiger Gleichung addiert oder subtrahiert wird, hängt davon ab, ob sich der Empfänger dem Sender nähert, oder sich entfernt [4].

In Gleichung (4) ist v_{radial} definiert, wobei \mathbf{p}_s und \mathbf{p}_u die Ortsvektoren des Satelliten bzw. des Empfängers sind. \mathbf{v}_s und \mathbf{v}_u sind die Geschwindigkeiten des Satelliten bzw. des Empfängers [4].

$$v_{radial} = (\mathbf{v}_s - \mathbf{v}_u) \cdot \frac{\mathbf{p}_s - \mathbf{p}_u}{\|\mathbf{p}_s - \mathbf{p}_u\|} \quad (4)$$

$$\Delta f_R = f_R - f_T = \pm \frac{v_{radial}}{c} \cdot f_T = \pm \frac{v_{radial}}{\lambda_{f_T}} \quad (5)$$

Da die Wellenlänge λ_{f_T} gegeben ist, kann, sobald die Dopplerverschiebung bekannt ist, die Geschwindigkeit v_{radial} berechnet werden. Gleichung (5) kann auch integriert werden um die Position des Empfängers zu erhalten [4].

2.3 Integration von GPS und IMU

Satellitenavigation ist problematisch, falls der Empfang der Satelliten abbricht. Tatsächlich müssen, wie im vorangegangenen Kapitel, mindestens 4 Satelliten zur Lösung der Gleichungen vorhanden sein [15]. Falls mehrere Sender durch Gebäude oder andere Hindernisse verdeckt werden, bricht der Kontakt zum Empfänger ab und seine Position ist unbestimmt. Sobald der Kontakt erneut hergestellt ist, kann die Position bestimmt werden.

Beschleunigungsmesssysteme (Inertial Measurement Unit, IMU) messen die Beschleunigung in alle drei Raumrichtung bzw. die Drehraten um die Raumachsen. Durch Integration ist es möglich, von den Beschleunigungen auf die Geschwindigkeit und Bewegung der IMU zu

schließen. Die Messfehler, die bei einer Beschleunigungsmessung entstehen, wirken sich allerdings stark auf das Ergebnis der Integration aus. Diese Auswirkungen sind umso größer, je länger der Zeitraum, über den integriert wird, ist. Je präziser eine IMU arbeitet, desto teurer ist sie in der Anschaffung [30].

Daher liegt es nahe, die Messergebnisse einer IMU mit Satellitennavigation zu vereinen, um eine wirtschaftliche Lösung zu erhalten. Immer dann, wenn nicht genug Satelliten zur Lösung der Gleichungen für die Pseudostrecken vorhanden sind, wird auf die IMU-Messung zurück gegriffen [15].

Um die Messergebnisse einer IMU und eines GPS-Empfängers miteinander zu vereinen, verwendet man den Kalman Filter von Dr. R. E. Kalman. Dieser Filter kombiniert die statistischen mit den dynamischen Eigenschaften des Systems, um eine Schätzung des Systemzustandes zu machen [29].

Betrachtet wird eine Messung

$$y(t_n) = x + \epsilon_m(t_n) \quad (6)$$

in der y die Messgröße, x ein unbekannter Skalar (der z.B. den Blutdruck eines Patienten darstellen könnte) und ϵ Rauschen ist. ϵ besitzt den Mittelwert 0 und die Varianz σ_m^2 . Der Kalman Filter schätzt $\hat{x}(t_n^+)$, die momentan aktuelle Schätzung, mithilfe des aktuellen Messergebnisses $y(t_n)$ und dem vorher geschätzten Wert $\hat{x}(t_n^-)$ [15].

$$\hat{x}(t_n^+) = \hat{x}(t_n^-) + k(t_n)(y(t_n) - \hat{x}(t_n^-)) \quad (7)$$

Der Term $(y(t_n) - \hat{x}(t_n^-))$ wird als *Innovation* bezeichnet [30]. Wie viel davon in die neue Schätzung einfließt, wird von $k(t_n)$, der Kalman-Verstärkung, bestimmt. $k(t_n)$ ist in diesem Fall wie folgt definiert:

$$k(t_n) = \frac{\sigma_{\hat{x}}^2(t_n^-)}{\sigma_{\hat{x}}^2(t_n^-) + \sigma_m^2} \quad (8)$$

Diese Verstärkung wird mit jedem neuen Messwert aktualisiert. Tatsächlich beeinflusst ein neuer Messwert nicht nur den neu geschätzten Wert, sondern auch alle davor berechneten, was als *Glättung* bezeichnet wird [30]. In realen Systemen ist meistens kein Skalar, sondern

ein Vektor die gesuchte Größe. Im Fall von Satellitennavigation ist dies Geschwindigkeit und Position. Daher gehen obige Gleichungen in Matrixgleichungen über und die Verstärkung wird mithilfe der Kovarianzmatrix \mathbf{P} , mit Varianzen auf der Hauptdiagonalen und Kovarianzen auf den übrigen Elementen gebildet. Falls \mathbf{P} kleine Elemente aufweist, wird die *Innovation* stärker gewichtet [30].

In GPS-IMU-Messsystemen wird der Kalmanfilter verwendet, um den Fehler in dem Zustand und nicht den Zustand selbst abzuschätzen [15]. Daher wird der Zustandsfehlervektor, $\hat{\mathbf{x}}$, verwendet um den Ausgang des Navigationssystems zu korrigieren. Dieses Verfahren ist in Abbildung 3 dargestellt.

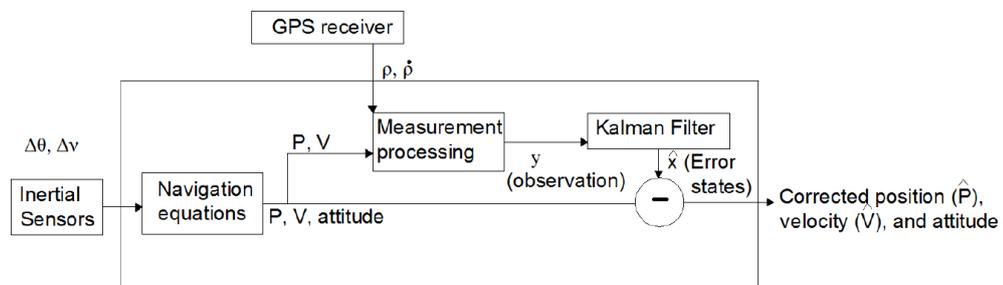


Abbildung 3: Verwendung des Kalmanfilters bei der GPS-IMU-Integration [15]

Im Blockschaltbild aus Abbildung 3 wird eine Drehrate und eine Geschwindigkeitsänderung eines beliebigen Körpers mit der IMU gemessen. Daraus können Geschwindigkeit, Position, und Drehwinkel berechnet werden. Die Pseudostrecken werden vom GPS-Empfänger ermittelt. Mit dem Kalmanfilter wird eine Abschätzung des Fehlers vorgenommen und mit diesem Ergebnis werden Position und Geschwindigkeit korrigiert [15].

2.4 Differential GPS

Die Übertragung von Signalen vom Satelliten zum Empfänger ist mit mehreren Fehlern behaftet. Diese können etwa Uhrenfehler oder z.B. Verzerrungen des Signals beim Durchtritt durch die Ionosphäre sein. Beim DGPS werden zwei Empfänger benötigt. Der eine, die Basisstation, ist fix an einer sehr gut vermessenen Position aufgestellt, während der andere frei beweglich sein kann. Dadurch, dass die Entfernung zwischen den beiden Empfängern

nicht sehr groß im Vergleich zu den Signalwegen ist, erfahren beide Empfänger die gleichen Fehler. Die Position der Basisstation ist jedoch genau bekannt und deshalb können Fehler, die lokal gültig sind, bei der Positionsbestimmung ermittelt werden. Nun können beide Empfänger über ein Radiosignal miteinander gekoppelt werden und die Fehlerinformation kann dem bewegten Objekt mitgeteilt werden. Dadurch kann der bewegte Empfänger seine Position und Geschwindigkeit stets korrigieren und erhält so eine nahezu fehlerfreie Messung. Die Messung ist tatsächlich nur nahezu fehlerfrei, da Mehrwegfehler durch diese Technik nicht ausgeglichen werden können, da sie in unmittelbarer Nähe der Empfänger entstehen und nur individuell gültig sind [15].

2.5 Ermittlung der Schräglauf- und Sturzwinkel mithilfe von zwei GPS-Antennen

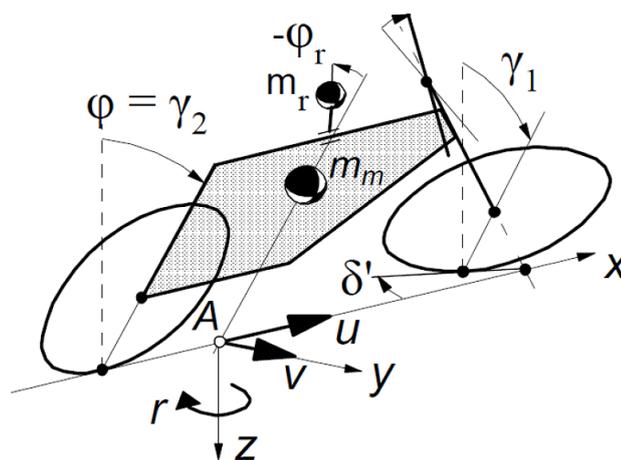


Abbildung 4: Modell eines Motorrads [21]

In Abbildung 4 ist ein Ersatzmodell eines Motorrads dargestellt. Der Lenkwinkel wird als δ , der Rollwinkel als φ und die Sturzwinkel der Räder als γ_1 und γ_2 bezeichnet. Die Symmetrieebene des Fahrzeuges schneidet die Bodenebene wodurch eine Schnittgerade entsteht. Der Punkt A ist eine Projektion des Massenmittelpunktes auf diese Schnittgerade und wird am Boden geführt. Im Punkt A sind die beiden Geschwindigkeitskomponenten u und v eingezeichnet. Der Gierwinkel wird mit ψ und die Gierrate mit r bezeichnet. Der Fahrer selbst besitzt einen Freiheitsgrad φ_r und kann daher seinen Oberkörper relativ zum Haupttrahmen bewegen [21].

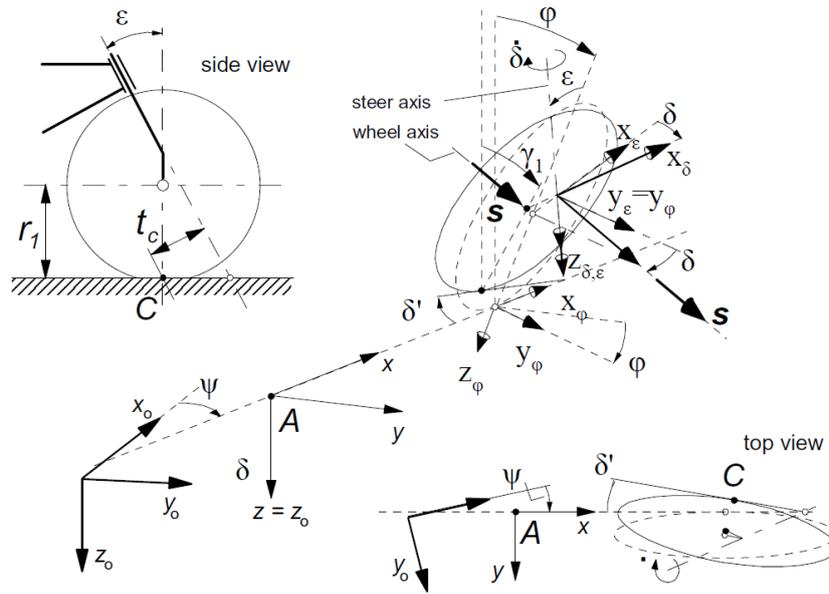


Abbildung 5: Vorderradmodell eines Motorrads [21]

In den folgenden Absätzen werden die Koordinatensysteme in Abbildung 5 betrachtet. Sie werden verwendet, um die Beschreibung der kinematischen Zusammenhänge eines Motorrads zu vereinfachen. Die Bewegung des Vorderrades ist, im Vergleich zu jener des Hinterrades, relativ kompliziert. Das Koordinatensystem x, y, z liegt fest im Punkt A und seine x -Achse zeigt in Richtung u . Da sich der Hauptrahmen um die Schnittgerade des Untergrundes mit der Symmetrieachse des Fahrzeuges drehen kann, befindet sich vorne am Motorrad ein Koordinatensystem, welches dieser Bewegung folgt und es wird als $x_\varphi, y_\varphi, z_\varphi$ bezeichnet [21].

Das $x_\epsilon, y_\epsilon, z_\epsilon$ Koordinatensystem befindet sich ebenfalls am Hauptrahmen, ist jedoch um den Winkel ϵ geneigt. Schließlich befindet sich das $x_\delta, y_\delta, z_\delta$ -Koordinatensystem im selben Ursprung wie das ϵ -KS, jedoch kann das δ -KS dem Lenkwinkel folgen. Zur Umrechnung von einem System in ein anderes, werden Transformationsmatrizen verwendet [21].

Die in Abbildung 6 eingezeichneten Schräglaufwinkel ergeben sich für die stationäre Kurvenfahrt, bei kleinem Lenkwinkel, zu

$$\alpha_1 = \delta' - (v + a_c \cdot r) / u, \quad (9)$$

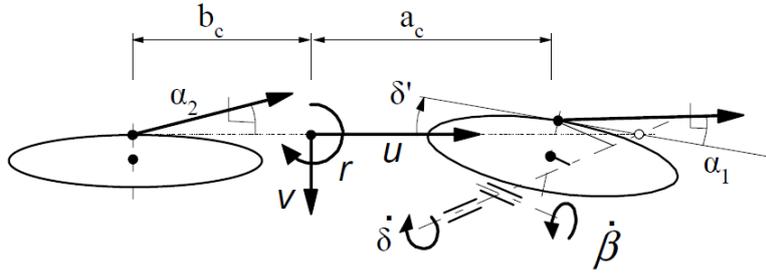


Abbildung 6: Veranschaulichung der Schräglaufwinkel [21]

und

$$\alpha_2 = -(v - b_c \cdot r) / u. \quad (10)$$

Im nicht-stationären Fall ergeben sich die Schräglaufwinkel zu

$$\alpha_1 = \delta \cos(\varepsilon) - \beta \sin(\varepsilon) - 1/u(v + a_c r - t_c \dot{\delta} - s_c \dot{\beta}), \quad (11)$$

und

$$\alpha_2 = -(v - b_c \cdot r) / u. \quad (12)$$

Die benötigten geometrischen Längen können den Abbildungen 4, 5 und 6 bzw. [21] entnommen werden. β entspricht dem Winkel um den sich der Vorbau gegenüber der Hauptrahmenseite, im Fall nicht-starrer Bindungen verdrehen kann [21]. s_c entspricht dem Normalabstand dieser Drehachse zum Aufstandspunkt des Vorderrades.

Die Sturzwinkel ergeben sich zu

$$\gamma_1 = \varphi + \delta \sin(\varepsilon) + \beta \cos(\varepsilon), \quad (13)$$

$$\gamma_2 = \varphi. \quad (14)$$

Falls die Sturzwinkel der Räder ermittelt werden, ist es möglich mit den berechneten Schräglaufwinkeln die Seitenkräfte und Momente, mithilfe eines geeigneten Reifenmodells, zu bestimmen [21].

Falls auf einem Motorrad zwei GPS-Antennen angebracht sind, können der Rollwinkel und die Gierrate direkt bestimmt werden. Somit ist es möglich, auch ohne eine IMU die Schräg-

lauf- und Sturzwinkel zu bestimmen. Der Abstand der Antennen zueinander ist entscheidend für die Genauigkeit der Messung und sollte nicht unter 0.5 m betragen. Auf einem zweispurigen Fahrzeug stellt dieser minimale Abstand kein Problem dar, auf einem Motorrad hingegen schon. Dennoch sind die Antennen die auf der KTM Supermoto platziert werden mit der gefundenen Lösung mindestens 80 cm voneinander entfernt. Ein noch größerer Abstand würde sich als unpraktisch beim Fahren erweisen, außer man würde die Antennen nicht seitlich vom Motorrad, sondern jeweils vorne und hinten anordnen. In diesem Fall könnte man nicht direkt den Rollwinkel, sondern nur den Nickwinkel bestimmen. Allerdings besteht auch die Möglichkeit die Gierrate und den Rollwinkel mithilfe der mitgelieferten IMU des VBox-Systems zu messen.

2.6 VBox 3i SL

Das vom Austrian Institute of Technology angeschaffte GPS-Messsystem stammt von der Firma RACELOGIC [22]. Es handelt sich hierbei um ein High Performance Messgerät, welches aus mehreren Modulen besteht. Das Herzstück des System ist die VBox, welche gleichzeitig der Datenlogger ist. Die externen Module, sind z.B. die IMU, eine Trägheitsmesseinheit welche Drehraten und Beschleunigungen im Raum misst, oder das CAN-Modul, welches den Zugriff auf den CAN-Bus eines Fahrzeuges erlaubt.

Die aufgezeichneten Daten können bequem auf einer Speicherkarte gesichert oder in Echtzeit am Computer betrachtet werden. Hierzu steht eine Auswertungssoftware namens VTools zur Verfügung, in der Diagramme oder Anzeigen erstellt werden können. Die gefahrenen Strecken können ebenfalls exportiert werden und in Google Earth visualisiert werden.

Die Abkürzung SL im Namen der VBox, steht für Slip Logger. Der Hintergrund ist, dass dieses System zwei GPS-Antennen verwendet, die beide gleichzeitig auf einem Fahrzeug angebracht werden. Dadurch können, wie im vorangegangenen Kapitel beschrieben, die Schräglauf- und Sturzwinkel der Räder bestimmt werden. Intern findet eine IMU-Integration in die GPS-Datenerfassung statt, wie in Kapitel 2.3 beschrieben. Dadurch können selbst Bereiche wo keine Satelliten sichtbar sind, wie zum Beispiel Tunnels oder enge Gassen, überbrückt werden. Die Messfrequenz der VBox kann auf 20 Hz, 50 Hz oder 100 Hz eingestellt werden. Aus diesem Grund wurde der Lenkwinkelsensor ebenfalls auf 100 Hz konfiguriert. Daher sind

innerhalb einer Sekunde 100 vollständige Messdatensätze vorhanden, welche ausgewertet werden können. Diese Datensätze können zur weiteren Verarbeitung in z.B. MATLAB importiert werden.

Teil der Aufgabe war es, das VBox-Messsystem auf dem Motorrad unterzubringen. Zu diesem Zweck wurden Seitenkoffer der Firma KTM Sportmotorcycle AG [17] angeschafft und mit Schaumstoff ausgekleidet. Der Schaumstoff verhindert die Beschädigung der VBox während der Fahrt. Außerdem können die beiden GPS-Antennen auf den Deckeln der Koffer bequem angebracht werden.

Für die IMU ist ein Platz nahe der Batterie vorgesehen, obwohl in anderen wissenschaftlichen Arbeiten meistens hierfür die Oberseite des Tanks gewählt wird. Wichtig ist hierbei zu erwähnen, dass die IMU möglichst nahe beim Schwerpunkt platziert werden soll und außerdem während der Fahrt möglichst horizontal gelagert werden muss. Dafür wurde eine selbst entwickelte Plattform hergestellt, die es ermöglicht, die IMU durch eine Feingewindeschraube horizontal auszurichten.

In Abbildung 7 ist das VBox-System in dem Seitenkoffer dargestellt. Man erkennt den Schaumstoff, der eine gefräste Spezialanfertigung des Schaumstoffhauses [24] in Wien für diese Anwendung ist. Die Taschen wurden so ausgeführt, dass die Module fest darin halten um Schäden während der Fahrt zu vermeiden.



Abbildung 7: GPS-Messsystem VBOX 3i SL

2.7 Messgenauigkeit und Auflösung des VBox-Systems

Aufgrund der Messung der Geschwindigkeit unter Ausnutzung des Dopplereffektes kann die VBox diese auf 0.1 km/h genau bestimmen, wobei die Auflösung 0.01 km/h beträgt. Die Absolute Positionsbestimmung wird mithilfe DGPS auf 40 cm (95 % Konfidenzniveau) genau bestimmt. Mit der IMU ist es möglich die Gierrate in 0.01° und die Beschleunigung in 0.001 g große Schritte aufzulösen. Der Bremsweg kann auf bis zu $\pm 2\text{cm}$ bestimmt werden. Allerdings ist zu bedenken, dass die genannten Werte aus dem Datenblatt der VBox, welches im Anhang angefügt ist, entnommen sind. Daher wird es in folgenden Arbeiten nötig sein, die erreichbaren Genauigkeiten zu verifizieren! Z.B kann die Genauigkeit der Bremswegbestimmung einfach durch Abmessung des tatsächlichen Weges bestimmt werden. Um die Roll- und Gierwinkelgenauigkeit des Systems zu überprüfen müssen Kipp- bzw. Drehtests durchgeführt werden, wobei die gesuchten Größen mittels einer zweiten Methode gemessen werden müssen. Zusätzlich wird es nötig sein, jeden Fahrdynamik Test mehrfach durchzuführen und die Standardabweichung der Ergebnisse zu ermitteln, um die Vergleichbarkeit der Messungen zu gewährleisten.

In Abbildung 8 ist das Messmotorrad mit den Antennen dargestellt, wobei das VBox-System im rechten Koffer untergebracht ist. Auf dem Bild sind drei Antennen zu erkennen, die beiden GPS-Antennen und die Radioantenne, welche eine Verbindung mit der Basisstation möglich macht.



Abbildung 8: Platzierung der Antennen

3 Messung des Lenkwinkels

3.1 Problembeschreibung

Die Bestimmung des Lenkwinkels des Versuchsmotorrades während der Fahrt stellt die zweite Teilaufgabe dieser Arbeit dar. Beobachtet man den tatsächlichen Einschlagwinkel des Lenkers eines Motorrades während der Fahrt, so fällt auf, dass dieser im allgemeinen sehr klein ist. Selbst bei scheinbar kurviger Fahrbahn ist der Fahrer selten dazu gezwungen den Lenker weiter als 5° auszuschnwenken. Vielmehr kann der Fahrer das Fahrzeug durch geeignete Rollwinkel dazu bringen, eine Kurve zu fahren. Daher ist es von besonderer Wichtigkeit, den Lenkwinkel sehr genau und mit hoher Auflösung zu bestimmen. Was ist jedoch mit Genauigkeit gemeint und was ist der Unterschied zur Auflösung? Die Genauigkeit gibt an wie stark der Messwert von dem wahren Wert abweicht. Auflösung ist das Vermögen eines Messgerätes, zwischen zwei geringfügig verschiedenen Messwerten reproduzierbar einen Unterschied zu erkennen. Demnach hat ein Drehgeber, welcher eine Auflösung von 2^N hat, die Möglichkeit eine Umdrehung in 2^N Schritte zu unterteilen. Würde daher die Bewegung des Drehgebers kleiner sein als $360^\circ / 2^N$, kann es passieren, dass diese Bewegung nicht wahrgenommen wird.

Weiters ist zu beachten, dass die Platzverhältnisse auf dem Messmotorrad sehr beschränkt sind und daher sehr platzsparend konstruiert werden muss. Außerdem ist der Sensor der Witterung ausgesetzt, weshalb er wasserdicht ausgeführt werden muss. Da die beiden Messsysteme von der Batterie des Motorrades gespeist werden, ist außerdem ein geringer Energieverbrauch des Sensors wünschenswert. Wie bereits erwähnt, soll es auch möglich sein die Daten über CAN-Bus an den Datenlogger des DGPS-Systems zu senden. Aus den gerade genannten Überlegungen ergeben sich folgende Kriterien, die an den Sensor gestellt werden.

Anforderungen an den Lenkwinkelsensor

1. Hohe Auflösung und Genauigkeit
2. Kleine Abmaße und passend für KTM Supermoto 990
3. CAN-Schnittstelle

3.2 Entscheidung für Sensor mit Hallarray der Firma austrianmicrosystems AG

Der ausgewählte Sensor, der den Anforderungen aus dem vorhergehenden Kapitel, in Kombination mit der selbst entwickelten Messeinrichtung, gerecht wird, ist der AS5311 der Firma Austrian Micro Systems. Es handelt sich hierbei um einen berührungslosen hoch auflösenden magnetischen Linearenkoder, welcher auch zur Messung von Drehwinkeln eingesetzt werden kann. Ein Multipol Magnetstreifen mit einer Polpaarbreite von 2 mm ist nötig, um die Bewegung zu messen. Der Magnetsensor bewegt sich hierbei in einem Abstand von 0.3 mm bis 0.6 mm entlang dem Magnetband. Der Ausgang des Magnetsensors kann entweder als serieller Bitstream, als PWM-Signal, oder als ABI-Encodersignal erfasst werden. Die Auflösung bei der Auswertung des ABI-Signals ist 2^{10} pro 2 mm Polpaar was $1.95\mu\text{m}$ pro Schritt und als Winkel 6.76 Winkelsekunden entspricht. Die Auflösung kann bei der Auswertung des Bitstreams um den Faktor 4 auf 2^{12} pro Polpaar gesteigert werden, darauf wurde aufgrund der Beschaltung der Platine verzichtet. Außerdem kann der ausgewählte Mikrocontroller die ABI-Signale sehr komfortabel mittels Timer, welcher im Encoder Interfacemode konfiguriert ist, verarbeiten.

Das Messprinzip beruht auf der Verwendung von Hallelementen, welche auf Standard CMOS Technologie basieren. Die horizontal angeordneten Hallelemente sind gegenüber einem Magnetfeld empfindlich, welches rechtwinkelig auf ihre Oberfläche steht. Das bedeutet, dass nur solche Magnetfelder einen Einfluss auf das Messsignal haben, welche vertikal zu der Oberfläche des Integrated Circuits stehen. Die ausführliche Beschreibung des Messprinzips ist in Kapitel 4.5 erläutert. Ein Auszug aus dem Datenblatt, welcher die Signalausgänge veranschaulicht, ist in Abbildung 9 dargestellt.

3.3 Platzierung des Sensors

Um den Lenkwinkel zu bestimmen, muss die Relativbewegung zwischen dem Haupttrahmensystem und dem Lenksystem gemessen werden. Daher muss ein Teil des Messsystems auf der Lenkseite und der andere Teil des Systems auf der Haupttrahmenseite positioniert werden. Das Magnetband, welches tatsächlich für die Bestimmung linearer Bewegung entwickelt ist, kann gekrümmt zur Erfassung einer Drehbewegung und in weiterer Folge für die Messung eines Winkels verwendet werden. Der Fehler wird umso geringer, je größer

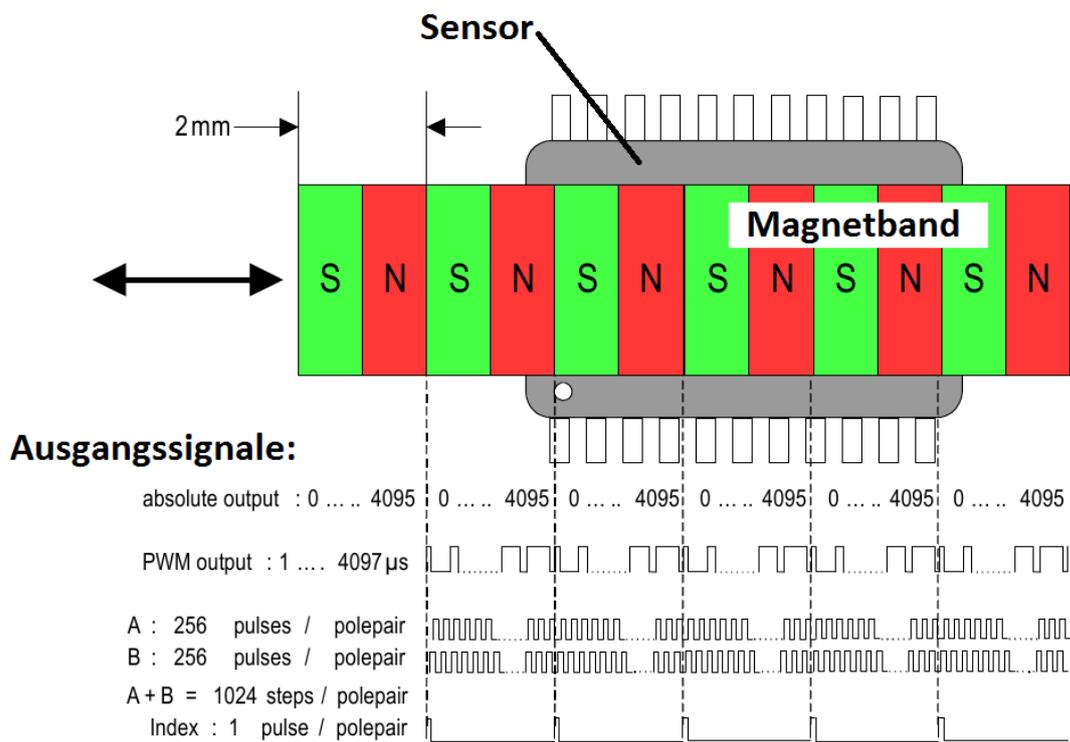


Abbildung 9: Ausgangssignale des AS5311 [2]

der Krümmungsradius des Magnetbandes ist. Da der Sensor einen Kabelanschluss besitzt, ist es von Vorteil, ihn und die Sensorhalterung auf der Haupttrahmenseite und das Magnetband und die Magnetbandhalterung auf der Lenkseite zu platzieren. Es bietet sich an, für die Positionierung der Magnetbandhalterung die flache Mutter, deren Drehachse mit der des Lenkers übereinstimmt und die auf Abbildung 10 gekennzeichnet ist, zu verwenden.

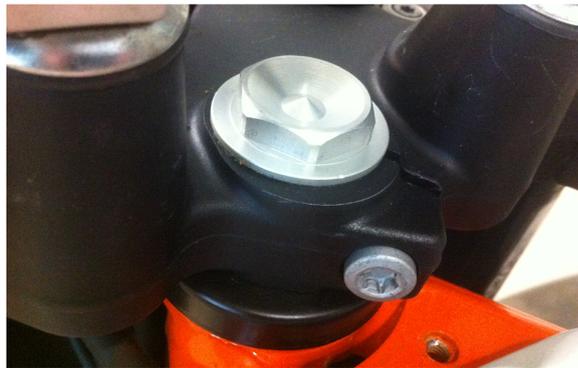


Abbildung 10: Mutter zur Positionierung

Betrachtet man die Gelenkverbindung der Lenkseite mit der Haupttrahmenseite, so sieht man, dass bei Annahme starrer Bindungen das Gelenk nur eine Drehung zulässt [21]. In Abbildung 10 ist zu erkennen, dass eine Ebene an der Haupttrahmenseite (oranges Blech mit Gewindebohrung) zu Verfügung steht, zu der die Drehachse annähernd normal ist. Daher muss auf dieser Ebene in geeigneter Höhe im vorgegebenen Abstand der Sensor platziert werden.

3.4 Vermessung des Motorrades

Eine Konstruktion an ein bestehendes System anzupassen, ist aufwändiger, als eine Konstruktion von neuem zu beginnen, da Maße und Formen nicht selbst gewählt werden können, sondern vom bestehenden System vorgegeben sind. Da keine Konstruktionszeichnungen, als Unterstützung für die Konstruktion der Sensorhalterung und der Magnetbandhalterung, zur Verfügung standen, musste das Motorrad selbst vermessen werden. Dazu wurden Fotos und Skizzen, des entsprechenden Bauraumes angefertigt und die benötigten Maße eingetragen. Anschließend wurde ein 3D-Modell des Motorrades im CAD-System CATIA erstellt.

Abbildung 11 zeigt das 3D-Modell des Motorrades in CATIA. Nun konnte mit der Konstruktion der Sensorhalterung und der Magnetbandhalterung begonnen werden.

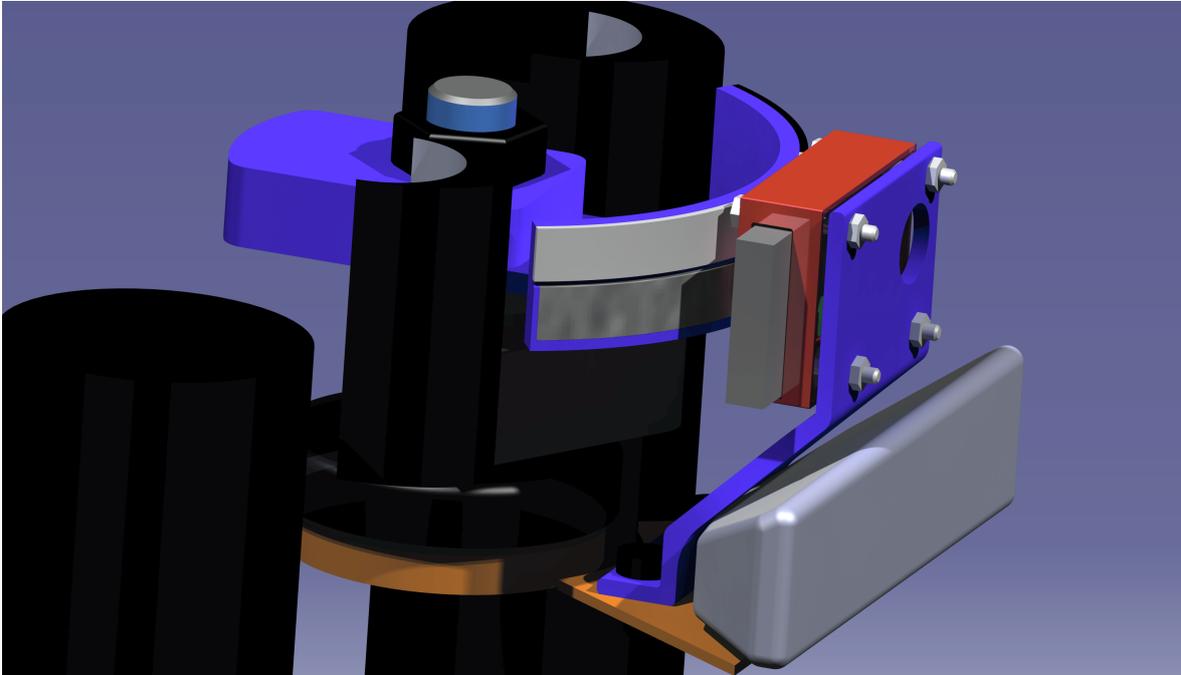


Abbildung 11: 3D Modell

3.5 Konstruktion der Magnetbandhalterung

Die Magnetbandhalterung muss die Aufnahme und richtige Positionierung des Magnetbandes ermöglichen. Sie soll außerdem einfach zu fertigen sein, ein geringes Gewicht aufweisen und der Massenmittelpunkt des Bauteils sollte über der Anbindung zum Motorrad sein, damit ein einfaches Kippen der Halterung nicht begünstigt wird. Außerdem sollte die Magnetbandhalterung witterungsbeständig, platzsparend und zentrierbar sein. In Abbildung 11 ist die fertige Konstruktion des Bauteils dargestellt. Das Magnetband ist dunkelgrau dargestellt und auf dem Bauteil verklebt (0.1 mm Klebespalt). Über dem Magnetstreifen besteht die Möglichkeit eine optische Marke anzubringen um eine Absolutposition bei der Messung zu Verfügung zu haben. Der optische Sensor wurde allerdings durch die Auswertung in der Software redundant. Wie bereits erwähnt, wird die Messung besser, je größer der Krümmungsradius des Magnetbandes ist. Deshalb wurde beim Design auf diese Eigenschaft geachtet und es wurde ein Krümmungsradius von 61 mm verwirklicht. Die Anbin-

dung der Magnetbandhalterung auf die Lenkseite wurde durch einen Adapter ermöglicht, welcher das Negativ der Mutterform aufweist und mit Wurmsschrauben an der Mutter kraftschlüssig befestigt werden kann. Der Adapter und die Halterung sind relativ zueinander drehbar, wodurch die Zentrierung des Magnetbandes ermöglicht wird. Durch die spezielle Form befindet sich der Massenmittelpunkt über der Mutter für die Anbindung.

3.6 Konstruktion der Sensorhalterung

Die Sensorhalterung ist im Prinzip ein Winkel, der die Platine mit dem Sensor und dem Mikrocontroller positioniert. Der Abstand zwischen Sensor und Magnetband soll laut Datenblatt zwischen 0.3 mm und 0.6 mm betragen. Da alle Maße per Hand abgemessen wurden und durch die Fertigung geringe Ungenauigkeiten entstehen, ist es nötig die Position des Sensors weitgehend flexibel zu gestalten. Daher wurden eigene Abstandshalterbleche, welche von oben in die Verschraubung geschoben werden können, gefertigt. Dadurch kann die Endposition genau eingestellt werden. Falls es nötig ist die Sensorhöhe zu verstellen, können zwischen die Basis des Winkels und die Aufnahmeplatte Abstandshalter eingefügt werden. Der CAN-Anschluss des Mikrocontrollers ist wasserdicht ausgeführt, was einen relativ großen Stecker bedingt. Daher ist eine Aufnahmebohrung an der Rückwand des Winkels verwirklicht worden. In Abbildung 11 und 12 ist der Winkel dargestellt. Die Platine selbst ist in einem eigens entworfenen Gehäuse platziert, welches wasserdicht abgeschlossen und an dem Winkel befestigt werden kann. Um die Platine vor Wasser zu schützen und dennoch den geforderten Abstand von 0.3 mm bis 0.6 mm einzuhalten, wurde im Bereich des Sensors die Außenwand aufgeschnitten. Rund um die Tasche wurde ein entsprechendes Gummiprofil auf die Platine, als Dichtung, aufgeklebt, und die Öffnung wurde von außen mit Harz verschlossen. Abbildung 12 zeigt den Entwurf.

In Abbildung 13 sind die fertigen Teile (bereits eloxiert) dargestellt. Als Größenvergleich wurde ein Schreibstift in das Bild gelegt.

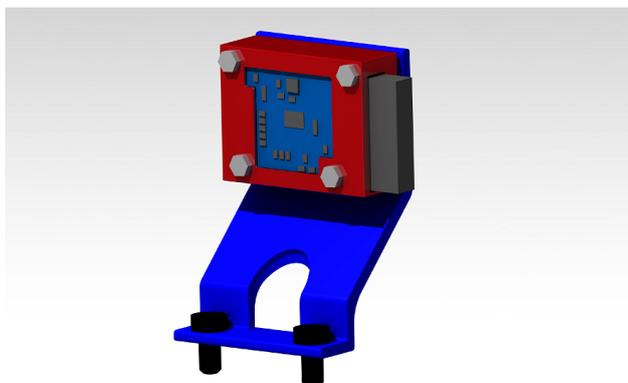


Abbildung 12: Sensorhalterung

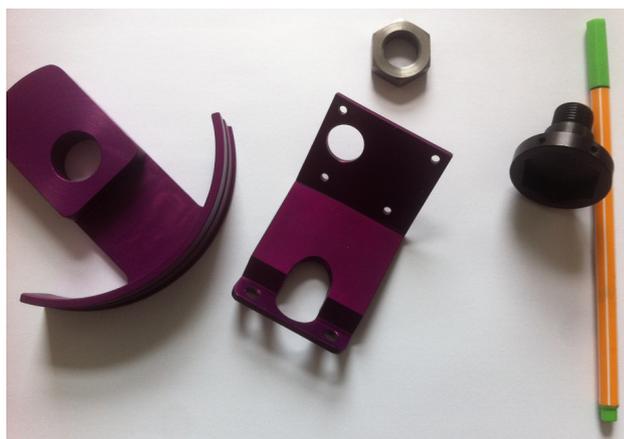


Abbildung 13: Teile

4 Software Entwicklung

4.1 Problembeschreibung

Um die Software für die Messung einer physikalischen Größe zu entwickeln, ist es zweckmäßig, sich nicht sofort mit dem eigentlichen Objekt, in diesem Fall dem Motorrad, zu beschäftigen, sondern einen Versuchsstand zu bauen, um externe Fehlerquellen so gut als möglich ausschließen zu können. Außerdem ist es von Vorteil, ein Problem schrittweise zu lösen, da das Bewältigen kleiner Teilaufgaben einfacher fällt und Fehler nach dem Ausschlussprinzip aufgedeckt werden können. Hierzu wurde von Herrn Ing. Neumann und Herrn Unterkreuter ein Prüfstand entwickelt, auf dem einfache Experimente mit dem Sensor durchgeführt werden können. Abbildung 14 zeigt den Versuchsstand. An dieser Stelle ist zu erwähnen, dass die Schaltpläne, aus platztechnischen Gründen, gesammelt im Anhang A zu finden sind.

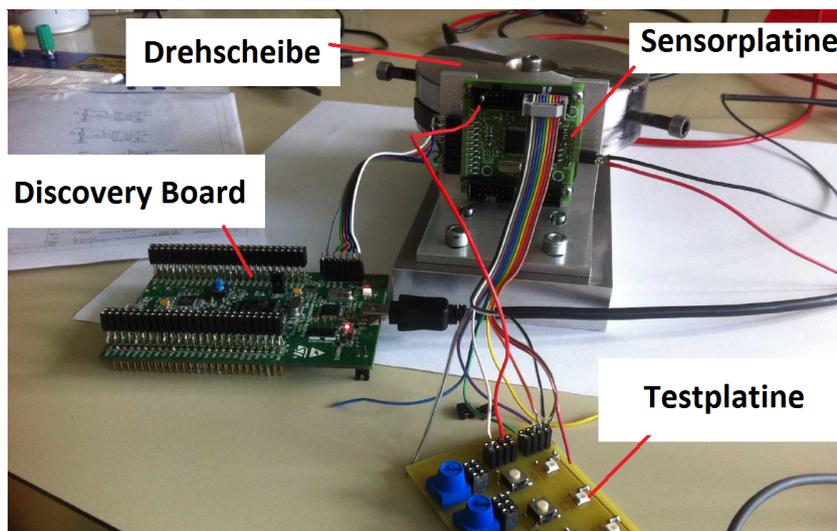


Abbildung 14: Discovery Board, Testplatine, Sensorplatine im Vordergrund und drehbar gelagerte Scheibe mit Magnetband im Hintergrund

Die Platine mit dem Sensor auf der Rückseite und dem Microcontroller und dem CAN-Treiber auf der Vorderseite ist auf einem Winkel angebracht der horizontal verschiebbar ist. Dadurch ist es möglich, den Sensor beliebig nahe an das Magnetband heran zu führen. Das Multipol-Magnetband ist auf einem Zylinder aufgebracht, welcher den gleichen Radius wie

die Magnetbandhalterung, die für den Einsatz am Motorrad gedacht ist, hat. Der Zylinder ist drehbar gelagert, um das Lenken auf dem Motorrad simulieren zu können, wobei zwei Stellschrauben den maximalen Ausschlag begrenzen. Im linken Bereich der Abbildung ist das Discovery board zu erkennen, welches für die Programmierung der Platine benötigt wird. Im vorderen Bereich ist eine von Herrn Ing. Neumann angefertigte Platine mit Tastern, LEDs und Potentiometern zum Testen der Funktionen des Versuchsstandes zu sehen.

Um einen Microcontroller programmieren zu können, muss von einem Computer auf die Platine des Microcontrollers zugegriffen werden. Hierfür dient der zwanzigpolige JTAG Stecker auf der linken Seite der Sensorplatine. JTAG steht für Joint Test Action Group und ist ein Protokoll zum Testen und Debuggen von ICs etc. Dennoch ist das Discovery Board mit einem ST-Link/V2 ausgestattet, der ein Debuggen und Programmieren des Discovery Boards erlaubt und einen SWD-Anschluss besitzt. Zusätzlich kann der sechspolige SWD Anschluss verwendet werden, um auf externe ICs zuzugreifen. SWD steht für Serial Wire Debugger und ist eine komfortable platzsparende alternative zu JTAG, da nur sechs anstatt zwanzig Pole benötigt werden. An dieser Stelle ist es wichtig zu erwähnen, dass Debugger keineswegs mit allen Entwicklungsumgebungen kompatibel sind bzw. ist es umständlich einen Debugger auf eine andere Entwicklungsumgebung zu konfigurieren. Daher wurde entschieden, in diesem Projekt bei dem ST-Link/V2 zu bleiben, da er mit der Freeware COOCOX IDE gut zusammenarbeitet. Alternativen gäbe es z.B. von Texas Instruments bzw. von Keil. Um die entwickelte Platine über den ST-Link/V2 Debugger zu programmieren musste daher ein Adapter von SWD auf JTAG erstellt werden. Dies ist ein einfacher Stecker und die Abbildung 15 zeigt die Belegung der Pins.

Falls eine neue Version der Platine nach der Arbeit folgt, sollte in Erwägung gezogen werden SWD anstatt JTAG, aufgrund von Platzeinsparungen, zu verwenden.

4.2 Beschreibung Mikrocontroller

Der verwendete Mikrocontroller ist ein Produkt der Firma ST mit einer 32-Bit ARM Cortex-M4 CPU. Diese Architektur ist für den Einsatz in Microcontrollern neu entwickelt und löst damit die bisherigen ARM7-basierten Controller ab. Den STM32 gibt es von ST in verschiedenen Varianten mit unterschiedlicher Peripherie.

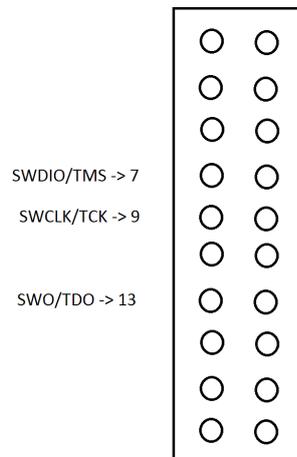


Abbildung 15: JTAG to SWD

4.3 Beschreibung Discovery Board

Das Discovery Board ist ein sehr nützliches Entwicklungsboard zum Einstieg in die Programmierung mit ARM Controllern und kann aufgrund seines günstigen Preises und seiner vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten empfohlen werden.

4.4 Auswertung eines Encoder Signals

Positionencoder werden verwendet, um die Position oder die Geschwindigkeit von bewegten Objekten zu bestimmen. Die Unterscheidung in Linear- und Drehencoder ist zweitrangig, da das Messprinzip das selbe ist [11].

In Abbildung 16 ist ein möglicher Drehgeber schematisch dargestellt. Hierbei handelt es sich um eine Scheibe, welche auf ihrem Rand abwechselnd lichtdurchlässig und lichtundurchlässig ist. Außerdem ist rechts oben in der Abbildung eine Lichtquelle und links oben ein lichtempfindlicher Sensor zu sehen. Sobald sich die Scheibe dreht sieht der Lichtsensor abwechselnd hell und dunkel und gibt ein entsprechendes Rechtecksignal aus. Dieses könnte bereits verwendet werden um Position und Geschwindigkeit zu messen. Allerdings ist es in dieser Anordnung nicht möglich den Drehsinn zu bestimmen. Daher wird ein zweites Paar Sensor/LED etwas versetzt zu der ursprünglichen Position angebracht.

In Abbildung 17 ist eine Anordnung von zwei LEDs und Sensoren ausgeführt, die derart po-

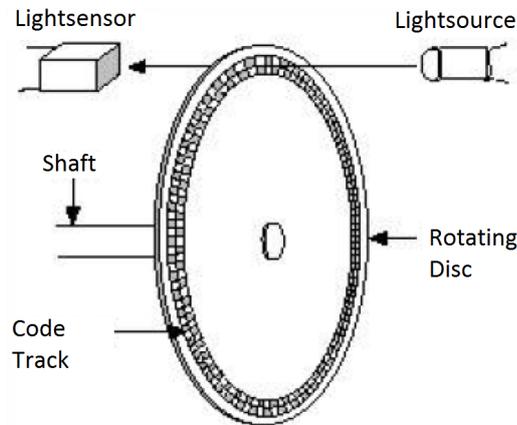


Abbildung 16: Schematische Darstellung eines Drehgebers [19]

sitioniert sind, dass die Phasendifferenz der Ausgangssignale 90° beträgt. Bewegt sich nun der Lochstreifen relativ zu den Sensoren/LEDs werden zwei Signale ausgegeben mit deren Hilfe der Drehsinn bestimmt werden kann. Im Teilbild (a) ist die Bewegung der Sensoren/LEDs nach rechts angedeutet. In dieser Situation eilt das Signal A dem Signal B vor und während der steigenden Flanke von A ist B auf LOW. Im Teilbild (b) ist die Bewegung der Sensoren/LEDs nach links angedeutet und B eilt A vor. Nun ist bei der steigenden Flanke von A das Signal B auf HIGH. Daher ist es möglich, die Dreh- oder allgemeiner Bewegungsrichtung zu bestimmen [11].

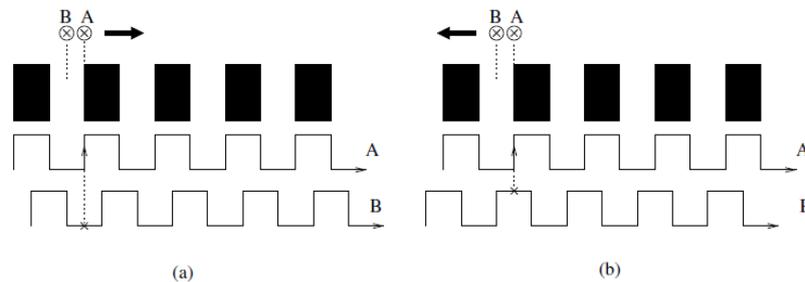


Abbildung 17: Bestimmung des Bewegungssinns eines Encoders [11]

Trotzdem der Drehsinn bestimmt werden kann, ist es nicht möglich die absolute Position nach dem Einschalten oder einem Reset zu erfassen. Daher gibt es Encoder die zusätzlich

einen Index, meistens einmal pro Umdrehung, ausgeben. Durch das Auswerten des A/B-Signals bis zum ersten Index kann auf die Startposition zurück gerechnet werden. Wird der Index mitgezählt, kann berechnet werden, wie viele Umdrehungen der Encoder bis zu einem beliebigen Zeitpunkt gemacht hat. Betrachtet man die beiden Signale A und B näher, so stellt man fest, dass es tatsächlich vier verschiedene Zustände gibt:

Die vier Zustände eines Encoder Signals

1. A auf HIGH, B auf HIGH
2. A auf LOW, B auf HIGH
3. A auf HIGH, B auf LOW
4. A auf LOW, B auf LOW

Dadurch ist die Auflösung vier mal so hoch wie die Diskretisierung der hell/dunkel Zustände. Das ist auch der Grund, warum Drehgeber, die nach diesem Prinzip arbeiten, Quadratur Encoder genannt werden. Der AS5311 gibt ebenfalls die Signale A, B und Index aus. Insgesamt sind es 256 Pulse des A und B Signals. Dadurch, dass die vier oben beschriebenen Zustände ausgenutzt werden können, ergibt sich eine Diskretisierung eines Polpaares von 1024 Zonen, wobei ein Polpaar 2 mm lang ist.

4.5 Messprinzip des AS5311

Im vorigen Kapitel wurde das Prinzip der Messung mittels Encoder erläutert. Als Beispiel wurde ein optisches Messverfahren herangezogen. In der Praxis stellen optische Encoder jedoch ein Problem dar, da sie durch Staub, Feuchtigkeit oder andere Verschmutzungen an Genauigkeit und Zuverlässigkeit verlieren. Die Messung der Position mittels mechanischem Kontakt, wie das oft bei Potentiometern der Fall ist, wird bei präzisen Anwendungen als problematisch angesehen. Dafür sind hauptsächlich zwei Gründe verantwortlich. Einerseits kann die Auflösung nur Bruchteile jener von optischen Sensoren betragen. Andererseits kann es zu unerwünschten Nebeneffekten, wie etwa dem Prellen bei mechanischen Kontakten oder Verschleiß kommen. Die dritte Möglichkeit, neben den bisher genannten, Encodersignale zu generieren, stellt die Verwendung magnetischer Sensoren dar. Bei herkömmlichen

magnetischen Drehgebern ist der kleinste diskrete Schritt allerdings auf 0.5 mm beschränkt. Beim AS5311 von Austrian Micro Systems wird die Möglichkeit der Interpolation ausgenutzt, um die Inkremente bis zu $1.95\mu\text{m}$ klein zu machen. In den folgenden Absätzen wird das Messverfahren beschrieben [13].

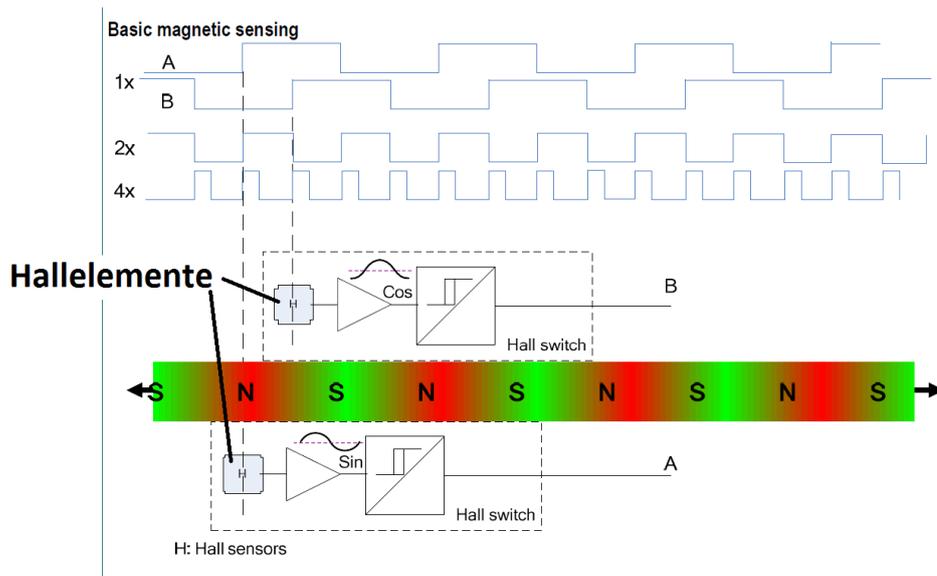


Abbildung 18: Messprinzip-1 [13]

In Abbildung 18 sind zwei Hallschalter dargestellt, die über ein magnetisiertes Multipolband gleiten. Die Hallelemente sind in hellgrau dargestellt und durch ein großes H gekennzeichnet. Die Hallschalter schalten als Reaktion auf das sich ändernde Magnetfeld und erzeugen so ein Rechtecksignal. Falls die Länge der Magnetpole bekannt ist, kann bestimmt werden, um welchen Abstand sich das Magnetband relativ zum Hallschalter bewegt hat. Die beiden Hallschalter sind derart positioniert, dass ihr Rechtecksignal 90° phasenverschoben ist. Daher ist es möglich, wie aus dem vorigen Kapitel bekannt, die Bewegungsrichtung zu bestimmen. Dennoch ist es mit dieser Methode nur möglich die kleinste mögliche Polpaarlänge (ca. 0.5 mm) weiter in 4 Zonen zu unterteilen.

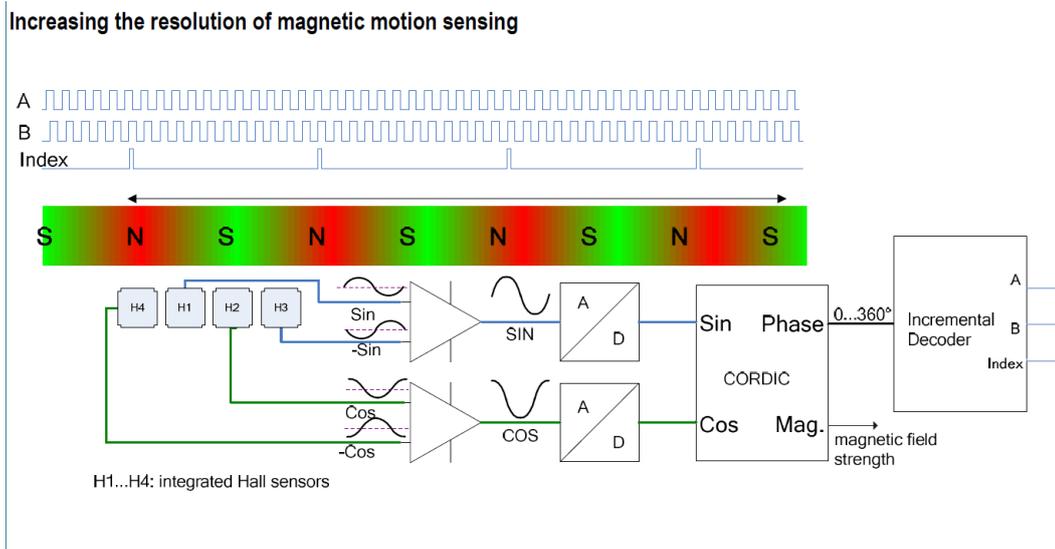


Abbildung 19: Messprinzip-2 [13]

Abhilfe schafft das in Abbildung 19 dargestellte Messprinzip. Um die Auflösung zu vergrößern bleibt nur noch die Möglichkeit der Interpolation. Das Rechtecksignal der Hallschalter ist für die weitere Signalverarbeitung ungünstig, weshalb lineare Hallsensoren verwendet werden. Lineare Hallsensoren liefern ein Ausgangssignal, welches proportional zu der Stärke des magnetischen Feldes ist, das im rechten Winkel zum Hallsensor steht. Da das Magnetfeld eines Multipolmagnetbandes sinusförmig ist, gibt ein Hallsensor der über das Magnetband gleitet sinusförmige Signale aus. Werden vier verschiedene Elemente, die einen Abstand einer halben Pollänge zueinander aufweisen, verwendet, erhält man vier harmonische Signale. Diese sind um 90° zueinander Phasenverschoben. Die vier Signale entsprechen einem Sinus-, einem Cosinus-, einem invertierten Sinus- und einem invertierten Cosinusverlauf. Kombiniert man jeweils das harmonische Signal mit dem invertierten Gegenstück, so erhält man ein weiteres Signal mit einer doppelt so großen Amplitude. Dies erfordert, dass ein Eingangssignal invertiert werden muss, was bedeutet, dass die Interferenz von externen Magnetfeldern invertiert wird. Dadurch ist es möglich, jede Interferenz, verursacht durch Magnetfelder in der Nähe des Sensors, auszulöschen. Die beiden sich ergebenden Signale können durch einen Analog-Digital-Converter und ein DSP in ein hochauflösendes digital-

les Signal mit Phase und Betrag umgewandelt werden [13].

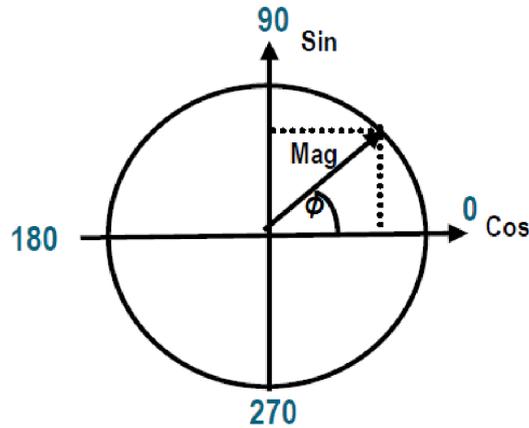


Abbildung 20: CORDIC [13]

Die Sensoren der Firma austriamicrosystems AG verwenden für die Weiterverarbeitung der harmonischen Signale ein System namens CORDIC, was für COordinate to Rotation DIGital Computer steht. Die differentiellen Sinus- und Cosinussignale werden von einem Analog-Digital-Wandler in ein digitales Signal übergeführt. Ein Zeiger am Einheitskreis kann durch Projektion in seinen vertikalen und horizontalen Anteil zerlegt werden. Am Einheitskreis entspricht die Komponente, welche auf die Abszisse projiziert wird, dem Cosinus des zwischen Zeiger und Koordinatenachse eingeschlossenen Winkels. Die vertikale Komponente entspricht dem Sinus. Daher kann ein Zeiger am Einheitskreis durch die beiden harmonischen Signale eindeutig definiert werden. Der eingeschlossene Winkel bestimmt die Position des Zeigers auch eindeutig und eine Umdrehung von 360° entspricht der Breite von einem Polpaar. Die Anzahl der diskreten Schritte innerhalb einer Umdrehung des Zeigers, wird Interpolationsfaktor genannt. Desto mehr Schritte vorhanden sind, umso höher ist die Auflösung des Sensors [13].

In Abbildung 21 ist das A/B/I Signal des AS5311 dargestellt. Innerhalb eines Polpaares, das

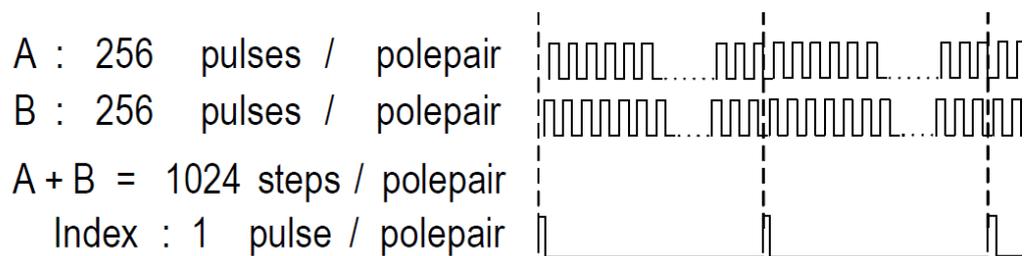


Abbildung 21: Quadratur [2]

eine Länge von 2 mm besitzt, sind $256 \cdot 4 = 1024$ diskrete Schritte möglich, das entspricht einer Auflösung von 2^{10} Bit. Der AS5311 kann auch zur Winkelmessung verwendet werden. Dazu muss das Magnetband gekrümmt am Sensor vorbei geführt werden. Kennt man den Ursprung des Krümmungsradius, kann der überstrichene Winkel berechnet werden. In dieser Arbeit beträgt der Radius 61 mm. Daher ist der kleinste Winkelschritt, der aufgelöst werden kann $2/1024/61 = 3.2^{-5}rad$.

4.6 Auslösen des CAN-Interrupts mittels Timer2

Da der Lenkwinkelsensor mit dem Datenlogger (VBox) über CAN kommunizieren soll, ist es nötig eine bestimmte Frequenz festzulegen mit der CAN-Nachrichten an die VBox gesendet werden. Um diese Aufgabe zu lösen, können sogenannte Timer verwendet werden. In den folgenden Absätzen wird erklärt was Timer sind und wie man sie verwendet.

Timer sind wichtige Instrumente in der Mikrocontroller Programmierung und stellen in ihrer einfachsten Form Zählregister dar. Hierbei zählt der Timer mit einem bestimmten Takt nach oben oder nach unten. Falls der Timer seinen maximalen Wert, der von der Bitbreite des Registers abhängt, erreicht, ist es möglich ein Interrupt auszuführen. Ein Interrupt ist eine Programmsequenz die ausgeführt wird, während das Hauptprogramm unterbrochen ist. Das Interrupt unterbricht sozusagen das Hauptprogramm. Sobald die Ausführung des Interrupts abgeschlossen ist, wird das Hauptprogramm fortgesetzt. Ein Prescaler oder Vorteiler wird verwendet, um die Laufzeit eines Timers und damit die Frequenz der Interrupts einzustellen [2].

Dieser Vorteiler ist selbst ein Zähler, der eine variable Länge besitzt, der mit der System-

Clock hochgezählt wird. Der Timer wird durch eines der Prescaler-Bits erhöht. Dadurch verlängert sich die Laufzeit des Timers. Wird z.B. der Vorteiler mit jeder steigenden Flanke der System-Clock hoch gezählt, so hat das LSB (Least Significant Bit) die doppelte Periode der System-Clock. Wird nun der Timer auf das LSB des Prescalers getriggert, wird er mit der halben System-Clock hoch gezählt. Wird der Timer mit den höherwertigen Bits getriggert, so halbiert sich seine Zählfrequenz umso öfter, je weiter das Triggerbit von dem LSB entfernt ist [2].

Im Projekt Messmotorrad wird z.B. der Timer 2 des STM32 F4 so eingestellt, dass die Frequenz des Interrupts mindestens 100 Hz beträgt. Während des Interrupts wird ein Flag gesetzt, welches dann in der Main-Schleife abgefragt wird. Ist das Flag gesetzt, wird eine CAN-Nachricht übermittelt.

4.7 Die Timer des STM32 im Encoder Interface Mode

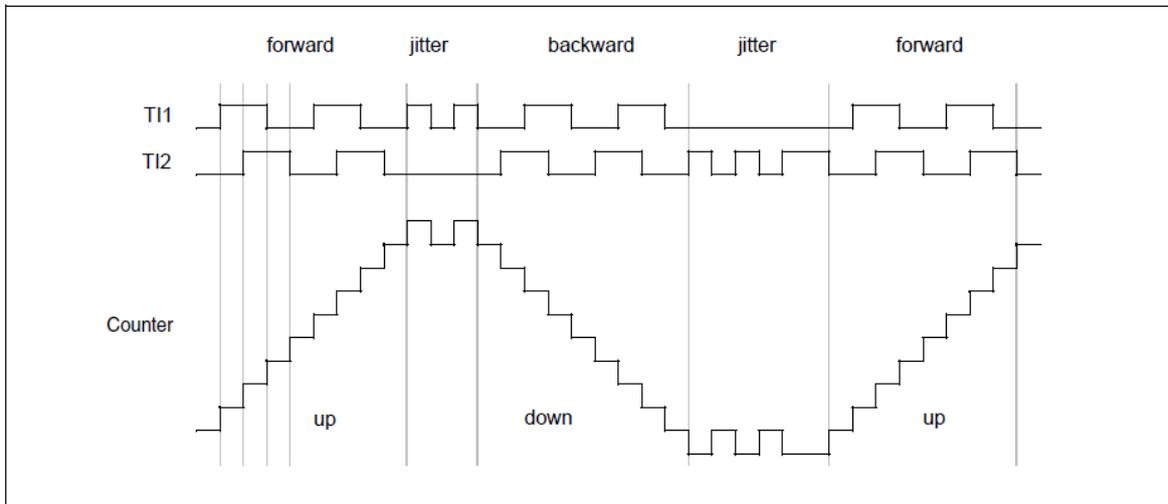


Abbildung 22: Timer des STM32 im Encoder Interface [25]

Einige Timer des STM32F4 (verwendeter Mikrocontroller) können im Encoder Interface Modus konfiguriert werden. Hierbei müssen die Signale A und B als Eingänge TI1 und TI2 übergeben werden. Der Index Puls kann als Ereignis für einen externen Interrupt verwendet werden [26]. Dieser Interrupt wird in der Softwareauswertung für das hinauf und hinunter zählen der Polpaare verwendet. In Abbildung 22 sind die Signale A/B/I und das Zählverhalten des Timers dargestellt. Im Grunde entspricht die Auswertung dem in Kapitel 4.4 beschriebenen Prinzip, daher wird an dieser Stelle nicht weiter darauf eingegangen.

In Abbildung 23 sind die Signale TI1, TI2, der Counter und das DIR Bit angezeigt und veranschaulichen wie sich der Timer bei wechselnder Drehrichtung verhält. Das DIR Bit ist von großer Bedeutung und spielt bei der Auswertung eine wichtige Rolle. Der Counter kann in drei verschiedenen Modi betrieben werden [26].

4.8 Bestimmung der absoluten Index-Position

In Abbildung 24 ist eine Skizze der Messeinrichtung dargestellt. Diese besteht aus einer drehbar gelagerten Scheibe an der das Magnetband angeklebt ist und einem Sensor. Der Sensor muss einen Abstand zwischen 0.6 mm und 0.3 mm von dem Magnetband besitzen um optimale Messergebnisse zu erzielen. Die Software wurde derart gestaltet, dass eine Drehung der Scheibe nach rechts einen positiven Winkelausschlag anzeigt, um mit der mathematischen Konvention konform zu sein. Die Länge eines Polpaares beträgt im Falle des verwendeten Magnetbandes 2 mm.

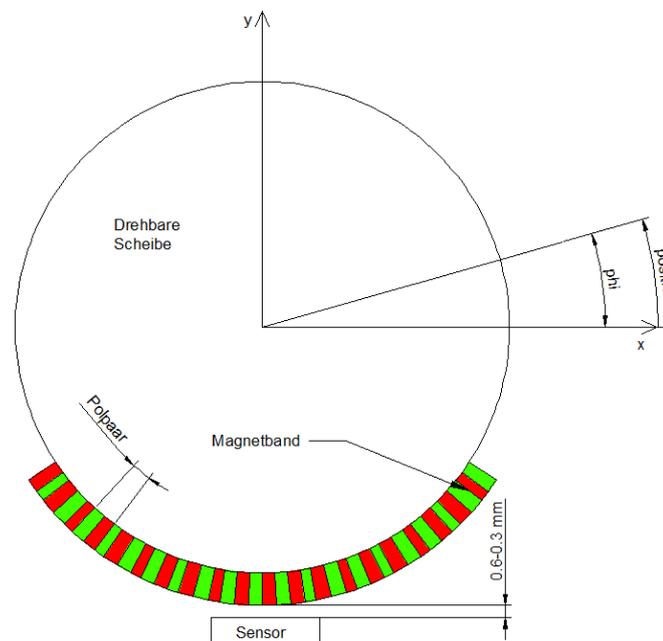


Abbildung 24: Schematische Darstellung der Messvorrichtung

Das erhaltene Positionssignal ist in Form eines PWM-Signals, eines digitalen Bitstreams am SPI-Interface oder als A/B/I-Signal vorhanden. Da am Institut für Mechanik und Mechatronik der TU Wien bereits Erfahrungen mit der Auswertung des A/B/I-Signals vorhanden waren, wurde dieses zur Positionsbestimmung verwendet. Immer wenn der Sensor das Ende eines Polpaares überstreicht, wird ein Index-Puls ausgegeben. Die Problematik besteht nun darin, dass die Messeinrichtung in einer beliebigen Position eingeschalten werden kann

und es dennoch möglich sein soll, den Lenkwinkel richtig zu bestimmen. Legt man das gekrümmte Magnetband auf eine Fläche und betrachtet es von vorne entspricht das der Abbildung 25. Aus dieser Perspektive erfasst der Sensor das Magnetband.

Folgende Variablen wurden definiert und sind in Abbildung 25 dargestellt:

1. *count* - Zählt die Index-Pulse
2. *index_max* - Maximaler Wert von *count*
3. *index_min*
4. $span = index_max - index_min$
5. *pos_ind* - korrigierte Position des Index am Magnetband

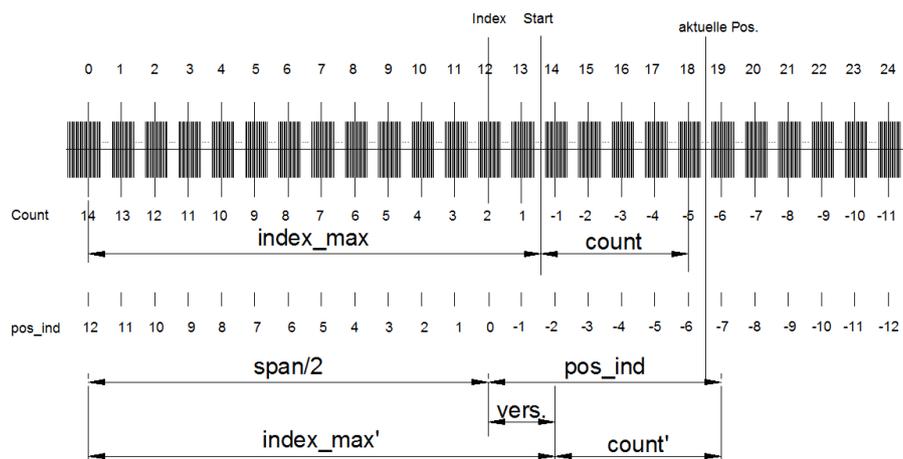


Abbildung 25: Bestimmung der Index-Position-Ungerade Anzahl

Wird die Messung gestartet, sind alle Variablen auf dem Wert 0. Sobald das Magnetband in eine beliebige Richtung über den Sensor streicht, wird die Variable *count* der Richtung entsprechend hinauf oder hinunter gezählt. Zwischen den Werten -1 und 1 ist *count* 0. Lenkt man maximal nach links und nach rechts aus, sind die Variablen *index_max* und *index_min* bekannt, da Sie dem niedrigsten und höchsten Wert von *count* entsprechen. Ab diesem Zeitpunkt ist auch die Variable *span* bekannt, da sie aus den beiden vorher erwähnten Variablen

berechnet wird. Das Ziel ist es einen Index zu erhalten, der exakt in der Mitte des Magnetbandes 0 ist. Steht der Sensor zwischen zwei Indizes, ist immer der rechte für die Berechnung entscheidend. Betrachtet man die Werte der Variablen auf der *pos_ind*-Skala (die Unterste) kann die Variable *count* wie folgt auf *pos_ind* umgerechnet werden:

$$pos_ind = count + \left(\frac{span}{2} - index_max\right). \quad (15)$$

Beispiel

In Abbildung 25 wird die Messeinrichtung eingeschaltet während sich der Sensor auf der *pos_ind* Skala zwischen den Werten -1 und -2 befindet. Dreht man das Magnetband weiter in die allgemeine Position an der *count* den Wert -5 enthält soll *pos_ind* tatsächlich auf -7 gesetzt werden. *span* ergibt sich aus

$$span = index_max - index_min = 14 - (-11) = 25. \quad (16)$$

Da *span* als *uint8_t* (ein Integer Datentyp, der 8 Bit breit ist) definiert ist können nur ganzzahlige Werte zwischen 0 und 255 (8 Bit) ohne Vorzeichen (*unsigned*) gespeichert werden. Betrachtet man die Division $\frac{span}{2}$, die in der Software als Bitshift ($span = span \gg 1$) ausgeführt ist, folgt das Ergebnis aufgrund des Datentyps Integer zu $\frac{span}{2} = 12$ und nicht $\frac{span}{2} = 12.5$.

Wird nun in Gleichung (15) eingesetzt erhält man

$$pos_ind = count + \left(\frac{span}{2} - index_max\right) = -5 + (12 - 14) = -7. \quad (17)$$

Da immer der rechte Index relativ zu der Position des Sensors relevant ist, steht nun *pos_ind* auf dem gewünschten Wert.

Das vorige Beispiel entspricht einem verwendeten Magnetband, welches eine ungerade Anzahl an Index-Pulsen generiert. Zwar kann man beim Zuschneiden und Verkleben des Magnetbandes darauf achten, dass man im Arbeitsbereich des Sensors eine ungerade Anzahl an Pulsen erhält, jedoch ist das Fehlerpotential hoch. Daher sollte die Software die richtige Position unabhängig von der Anzahl der Polpaare bestimmen können. In Abbildung 26 ist ein entsprechendes Magnetband mit einer geraden Anzahl an Pulsen und einer ungera-

den Zahl an Polpaaren dargestellt. Hier ist nun die 0 Position zwischen $pos_ind = 0$ und $pos_ind = 1$. Beträgt der Winkel tatsächlich 0, würde die Software dennoch einen positiven Drehwinkel von $\frac{1}{61}rad$ anzeigen. Daher muss abgefragt werden, ob $span$ einen ungeraden Wert enthält. Dies wird in der Software mittels $if(span\%2)$ durchgeführt. Ist das der Fall, wird nichts ausgeführt. Enthält jedoch $span$ einen geraden Wert wird ein offset-Wert von $\frac{1}{61}rad$ vom Ergebnis abgezogen.

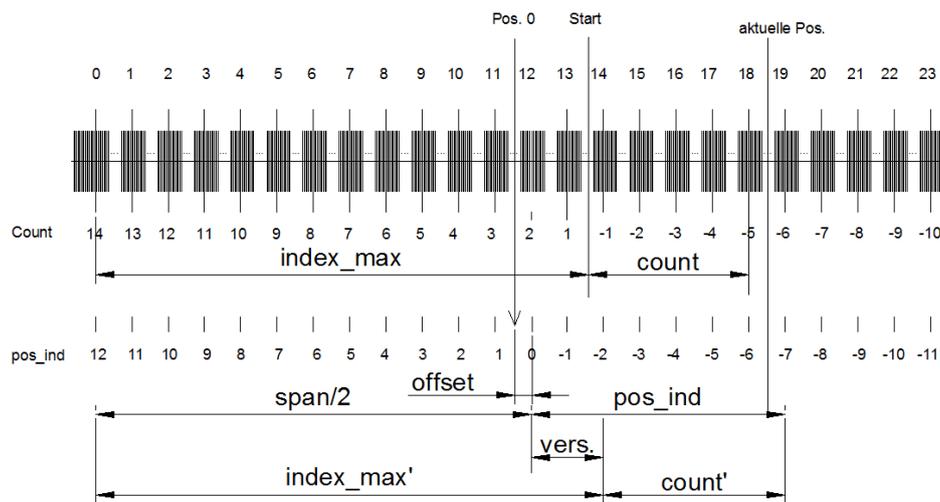


Abbildung 26: Bestimmung der Index-Position-Gerade Anzahl

Um zu zeigen, dass die Gleichung (15) auch bei gerader Anzahl von Pulsen gilt, wird das Beispiel aus Abbildung 27 betrachtet.

$$span = index_max - index_min = 7 - (-17) = 24 \quad (18)$$

Wird nun in Gleichung (15) eingesetzt erhält man

$$pos_ind = count + \left(\frac{span}{2} - index_max\right) = 0 + (12 - 7) = 5. \quad (19)$$

Da immer der rechte Index relativ zu der Position des Sensors relevant ist, steht nun pos_ind abermals auf dem gewünschten Wert.

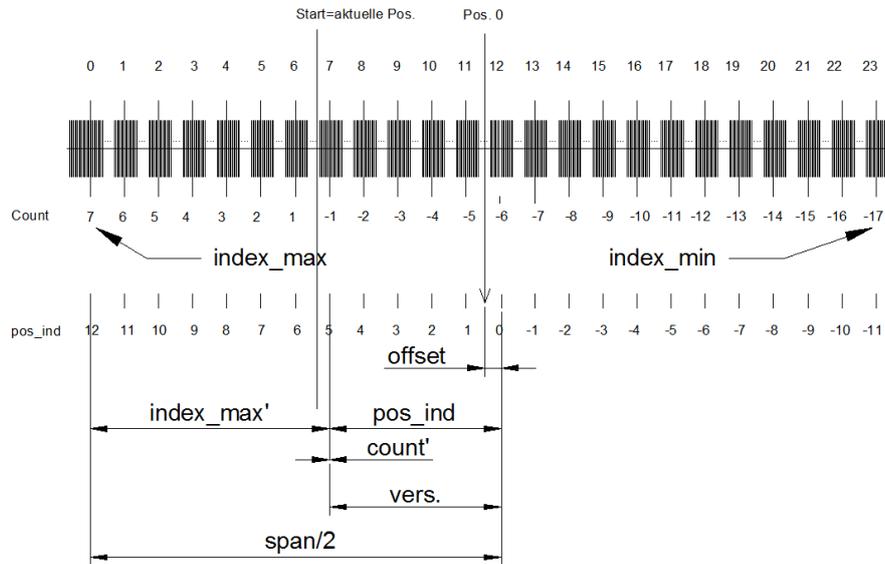


Abbildung 27: Bestimmung der Index-Position-Start mit positivem Winkel

In diesem Kapitel wurde gezeigt, wie der richtige Index für die Berechnung der Position bestimmt wird und dass die Gleichung (15) auch bei verschiedenen Szenarien noch gilt.

4.9 Hysterese des Sensors

Die Ermittlung der richtigen Indexposition wurde im vorhergehenden Kapitel erläutert. Da der Sensor weitere Zählerstände ausgibt um die 2 mm in 1024 Schritte aufzulösen (feine Skala), muss noch eine Möglichkeit beschrieben werden um diese Signale richtig auszuwerten. Zuvor soll jedoch eine, für diese Aufgabe wichtige Eigenschaft des Sensors erläutert werden.

Jede Position wird in Form von Pulsen wiedergegeben. Da es möglich ist, dass der Sensor während der Fahrt um einen Puls pendelt, ist dem digitalen Ausgangssignal künstlich eine Hysterese hinzugefügt worden. In Abbildung 28 sind zwei Treppenzüge dargestellt, wobei der rote einer Bewegung nach links und der blaue einer Drehung nach rechts entspricht.

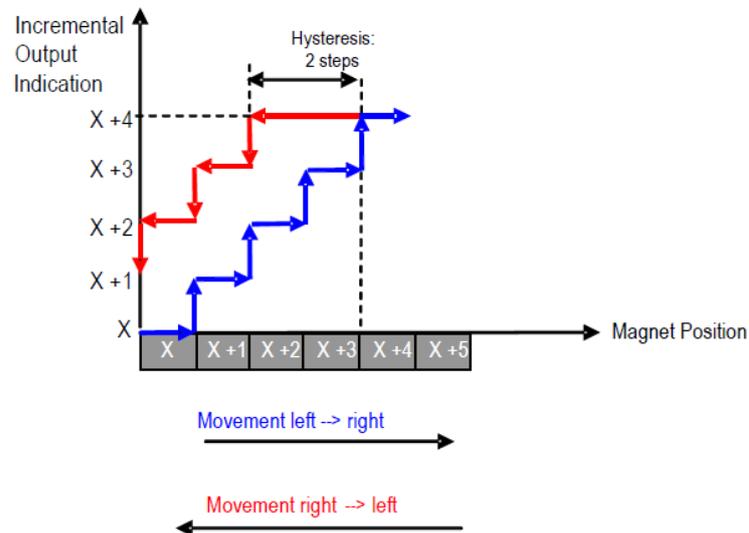


Abbildung 28: Hysterese [2]

Als x , $x+1$, $x+2$ etc. werden die Zählerpulse bezeichnet. Der Einfachheit halber ist in der folgenden Erläuterung $x=334$ und $x+4=338$. Würde der Zähler in einer Ausgangsposition auf 338 stehen, würde sich der Wert beim Zurückfahren nicht ändern und für zwei Schritte auf 338 verweilen. Warum diese Eigenschaft problematisch ist, wird in den folgenden Absätzen erklärt.

Einschalten

Beim Einschalten der Sensorik, tritt das Problem auf, dass die Position des Sensors unbekannt ist und daher der Zähler auf 0 steht auch wenn der Sensor zwischen zwei Polpaaren steht. Richtigerweise sollte der Zähler von der rechten Seite eines Polpaarandes von 0 beginnend bis zum linken Rand auf 1023 hinauf zählen. Daher muss der Zähler beim Auftreten eines Pulses auf 0 gesetzt werden. Deshalb muss während des externen Interrupts, welches durch eine steigende Flanke am PIN PB0 ausgelöst wird, der aktuelle Zählerstand gespeichert und fortwährend von dem aktuellen Wert abgezogen werden.

Bei dieser Anwendung verursacht die Hysterese Probleme, da der Zählerstand zwei Schritte lang nicht mit dem aktuellen Wert übereinstimmt. Dieses Problem wurde in der Software durch eine entsprechende Korrektur des Zählerstandes, während des Interrupts, gelöst.

4.10 Fehlermöglichkeiten bei der Messung

Bei der Verklebung des Magnetbandes kann ein Fehler auftreten, sodass das Magnetband nicht exakt in der Mitte auf der Magnetbandhalterung positioniert ist. Nach sorgfältigem Arbeiten, sollte der Fehler dennoch nicht größer als eine Polpaarlänge sein. Das bedeutet, dass das Magnetband um ein paar Zähler auf der feinen Skala (Schritte der Größe $2/1024$) verschoben ist. Dieser Fehler wird jedoch in der Software berücksichtigt, da der Offset vermessen und in einer Variable gespeichert wird. Der Offset wird verwendet um den Winkel zu korrigieren. Eine Voraussetzung für die einwandfreie Funktion der Messvorrichtung ist, dass die Lenkeinschläge rechts und links gleich sein müssen. Da an der Motorrad Stellschrauben zum Einstellen des Einschlags vorhanden sind, stellt diese Voraussetzung kein Problem dar. Man steht allerdings vor der Herausforderung die Schrauben gleich tief in die dafür vorgesehenen Gewinde hinein zu drehen. Dieses Problem kann durch einfache Abstandshülsen (einfache Drehteile), welche die Einschraubtiefe der Schrauben regulieren, gelöst werden. Dazu steckt man die Verbindungselemente durch die Abstandshalter und klemmt sie durch Verschrauben fest. Dadurch, dass beide Abstandshalter die gleiche Länge besitzen, ist in weiterer Folge auch der Lenkeinschlag auf beide Seiten gleich und die oben genannte Voraussetzung ist erfüllt. Da die Magnetbandhalterung drehbar gelagert ist, muss sie auch korrekt positioniert werden. Dies geschieht ebenfalls durch Abstandslehren, die nahezu beliebig exakt gefertigt werden können. Dadurch kann diese Fehlerquelle ebenfalls nahezu ausgeschlossen werden. Die eben genannten Schritte entsprechen der Justierung des Messsystems. Zusätzlich sollte die Messeinrichtung auch noch kalibriert werden, indem man das Motorrad entlang einer geraden Schiene führt und den Lenkwinkel misst. Durch Berechnung des Mittelwertes der Messung kann ein dennoch vorhandener geringer Messfehler ermittelt und in der Auswertung berücksichtigt werden.

4.11 Deformationseffekt am Versuchsstand

Beim Testen an dem Versuchsstand wurde festgestellt, dass der Sensor nach einem bestimmten Ereignis fehlerhaft misst. Wird die Scheibe heftig und ruckartig gedreht um eine hohe Lenkgeschwindigkeit zu simulieren, kann es passieren, dass die linke Stellschraube gegen die Sensorhalterung schlägt. Das kann dazu führen, dass sich der Versuchsstand elastisch verformt, sodass ein weiterer Indexpuls auf dem Magnetband erkannt wird. Da der richtige

Messwert von der Anzahl der Pulse ohne Verformung abhängig ist, erhält man ein falsches Ergebnis. Betrachtet man die feine Skala (Schritte der Größe $2/1024$ mm), wenn die linke Stellschraube die Sensorhalterung berührt, stellt man fest, dass der entsprechende Zähler auf 927 steht. Daher fehlen lediglich $1023-927=96$ Zählerwerte bis zum nächsten Polpaarpuls. Der zugehörige Winkel der zu einer derartigen Verformung nötig ist, ergibt sich zu: $\frac{2}{1024} \cdot \frac{96}{61} = 0.0031 \text{ rad}$ was 0.1803° entspricht. Falls die Anzahl der Polpaarpulse falsch ist, wird der Winkel nicht mehr richtig gemessen. Für Testfahrten mit dem Motorrad hat dieser Effekt allerdings keine Bedeutung, da ein heftiger maximaler Lenkeinschlag mit hoher Wahrscheinlichkeit zu einem Sturz führt. Falls aber noch Versuche am Laborteststand durchgeführt werden, ist es von Vorteil diese Fehlerquelle zu kennen.

4.12 Eigenschaften des Lenkwinkelmesssystems

Das entwickelte Lenkwinkelmesssystem besteht aus einem Multipolmagnetband, einer Vorrichtung um das Magnetband und den Sensor auf dem Motorrad zu platzieren, einem Sensor (AS5311) und einem Microcontroller (STM32F4).

Das Messsystem ist in der Lage, den Lenkwinkel des Messmotorrades in 3.2^{-5} rad große Schritte aufzulösen. Die Auflösung innerhalb von 2 mm beträgt daher 2^{10} . Die Genauigkeit hängt von der anschließenden Justierung am Motorrad ab. Die Platine benötigt eine Versorgungsspannung von 5 V. Die Messeinrichtung ist gegen Wasser geschützt, da der Stecker wasserdicht ausgeführt ist und die Platine mit Harz versiegelt wird. Der Sensor sendet CAN-Nachrichten mit einem 32 Bit langen Datenframe, welcher das Bitmuster einer float-Variablen enthält und bereits dem Winkelwert in rad entspricht. Die Sendefrequenz wird über den Timer2 eingestellt und ist standardmäßig auf 100 Hz gesetzt. Die Baudrate kann in der Software geändert werden und ist standardmäßig auf 500 kbit/s eingestellt. Durch das ausgeklügelte Messprinzip des AS5311 ist die Störung durch externe Magnetfelder nahezu ausgeschlossen.

5 CAN - Controller Area Network

In einem mechatronischen System gibt es verschiedene Komponenten. Diese können zum Beispiel Sensoren, welche einen Ist-Zustand aufnehmen, oder Aktoren, die einen bestimmten Soll-Zustand einstellen, sein. Zusätzlich muss es eine Steuereinheit, welche den Soll-Zustand abhängig von der jeweiligen Situation vorgibt, geben. In einem Automobil ist diese Steuereinheit das Steuergerät. Mögliche Sensoren könnten z.B. Drehzahlsensoren, welche die Drehzahlen der Räder aufnehmen, sein und Aktoren könnten etwa Bestandteile eines aktiven Fahrwerks sein, um das Fahrwerk optimal an die derzeit herrschende fahrdynamische Situation anzupassen. Nun gibt es die Möglichkeit an dem Steuergerät für jede Komponente des Systems einen Anschluss vorzusehen. Die Nachteile dieser Realisierung werden bei einem großen System offensichtlich. Einerseits, steigt die verbaute Kabellänge mit jedem Knoten, abhängig von der Entfernung zum Steuergerät, sehr stark an und zweitens muss die Steuereinheit mit jedem zusätzlichen Anschluss größer gebaut werden. Bis in die 1980er Jahre, wurden mechatronische Systeme jedoch in der beschriebenen Art realisiert. Aufgrund steigender Teilnehmerzahlen z.B. im Automobil wurden in den 1980er Jahren die Feldbusysteme entwickelt [33].

In einem Feldbussystem erfolgt die Verbindung der Knoten mit dem Steuergerät nicht parallel, sondern nach vier verschiedenen Topologien, deren Namensgebung selbsterklärend ist.

Feldbustopologien

1. Baumtopologie
2. Bustopologie
3. Sterntopologie
4. Ringtopologie

Hervorzuheben ist die Bustopologie, da der CAN-Bus, welcher in dieser Arbeit benutzt wird, diese Topologie besitzt.

5.1 OSI Schichtenmodell

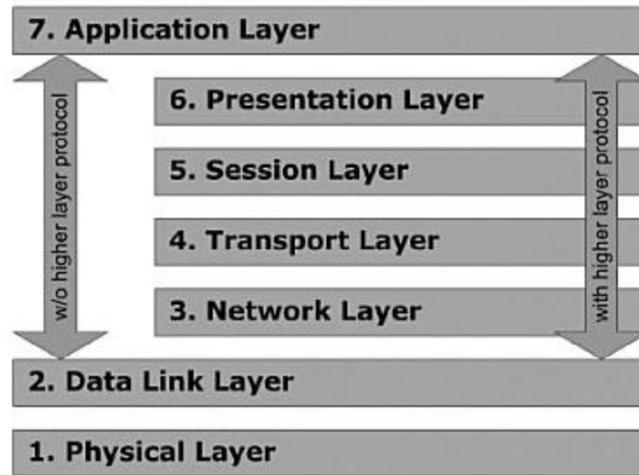


Abbildung 29: Schichtenmodell der Feldbusse [33]

An dieser Stelle ist es zweckmäßig kurz das OSI Schichtenmodell zu erwähnen. In einem Feldbussystem müssen Daten übertragen werden. Alle Teilnehmer des Netzwerkes müssen sich an eine zuvor festgelegte Vereinbarung, auch Protokolle genannt, wie die Übertragung von Datenpaketen stattzufinden hat, halten, da ansonsten keine fehlerfreie Kommunikation gewährleistet werden kann. Um die Vereinbarung der Arten der Datenpaketeübertragung zu standardisieren, wurde das Open System Interconnection (OSI) Reference Model eingeführt. Dieses Modell unterteilt den Feldbus in 7 Schichten, welche als Teilprobleme der Datenübertragung aufgefasst werden können. In Abbildung 29 ist das 7-Schichtenmodell dargestellt. Für den CAN-Bus sind nur die Schichten 1 und 2 definiert. Der CAN Data Link Layer ist in der Bosch CAN Spezifikation 2.0 definiert und der Physical Layer ist in der ISO 11898-2 definiert. Die folgenden Abschnitte geben einen Überblick über den Physical Layer des CAN [33].

5.2 Bustopologie des CAN

Abbildung 30 zeigt ein einfaches CAN-Netzwerk. Alle Knoten sind durch zwei Kabel, welche als CAN-Low und CAN-High bezeichnet werden, verbunden. Um Reflexionen der Signale auf dem Bus zu unterbinden, sind am Ende des Busses Abschlusswiderstände ange-

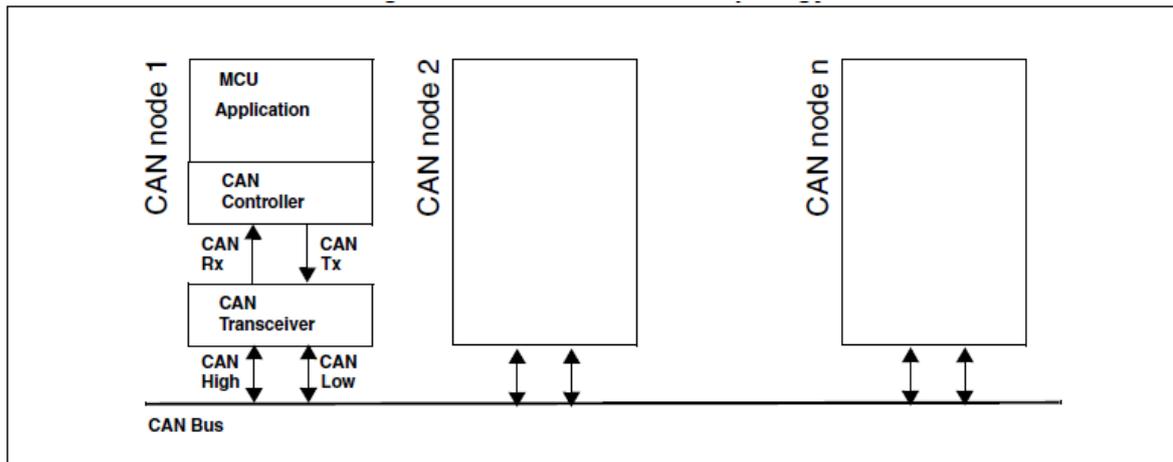


Abbildung 30: Grundsätzlicher Aufbau CAN-Netzwerk [25]

bracht, welche das elektrische Signal absorbieren. Nach der ISO 11898-2 sollten diese Abschlusswiderstände in einem Bereich von 100 bis 130 Ohm liegen und sind typischerweise als 120 Ohm Bausteine ausgeführt. Je kleiner die Abschlusswiderstände sind, desto kleiner ist die maximal mögliche Anzahl an Knoten in dem CAN-Netzwerk [33]. Es ist zweckmäßig die Widerstände tatsächlich an den Enden der beiden Leitungen anzubringen und nicht in einen Knoten zu integrieren, da bei der Entfernung des Knotens der Abschlusswiderstand auch entfernt würde. Die Länge der Leitungen sollte so kurz wie möglich gehalten sein, wobei die maximale Buslänge abhängig von der Baudrate ist. Die Baudrate mit der Einheit T^{-1} ist als die Übertragungszeit pro Symbol definiert und sollte nicht mit der Datenübertragungsrate oder Bitrate verwechselt werden, welche die Menge der übertragenen Daten je Zeiteinheit angibt.

5.3 Busmedium

In einem CAN-Netzwerk müssen zwei verschiedene logische Zustände unterstützt werden, rezessiv und dominant. Dominant ist beim CAN-Bus ein Spannungslevel von 0 V und rezessiv entspricht einem Level von 5 V. Ein CAN-Controller besitzt einen TTL Ausgang und verwendet einen zusätzlichen CAN-Treiber, oder auch Transceiver genannt, um den Standard CAN Spannungslevel bereit zu stellen. Der dominante Zustand überschreibt stets den rezessiven Zustand. Sobald ein Knoten des Busses einen dominanten Zustand auf den Bus

legt, ist das gesamte Spannungsniveau dominant. Man kann sich die Beschaltung des Busses am einfachsten als logische UND-Verknüpfung vorstellen. Lediglich wenn alle Knoten des Busses einen rezessiven Zustand auf die Leitungen legen wollen ist das Spannungsniveau des Busses rezessiv. An dieser Stelle ist es wichtig heraus zu streichen, dass die Niveaus 0 V und 5 V nicht dem Spannungsniveau auf dem Bus entsprechen. Diese werden vom Treiber eingestellt [33].

5.4 Signallevel

Wie bereits beschrieben, wird noch zusätzlich ein CAN-Treiber benötigt, um CAN-Nachrichten auf die Leitungen zu bringen. Der CAN-Controller sendet aus seinem Ausgang Signale mit 0 V oder 5 V (oder 3.3 V, je nach Modell des CAN-Controllers) zum CAN-Treiber. Im folgenden werden nur 5 V CAN-Controller betrachtet. Der CAN-Treiber ist direkt mit den Datenleitungen verbunden. Auf den Leitungen liegen die Spannungslevel zwischen 1.5 V und 3.5 V, wobei diese Niveaus, während dem dominanten Zustand, CAN-Low und CAN-High entsprechen. In Abbildung 31 sind die Spannungen während einem dominanten und einem rezessiven Zustand dargestellt. Auf der Abszisse ist die Zeit und auf der Ordinate der Buszustand in Volt aufgetragen.

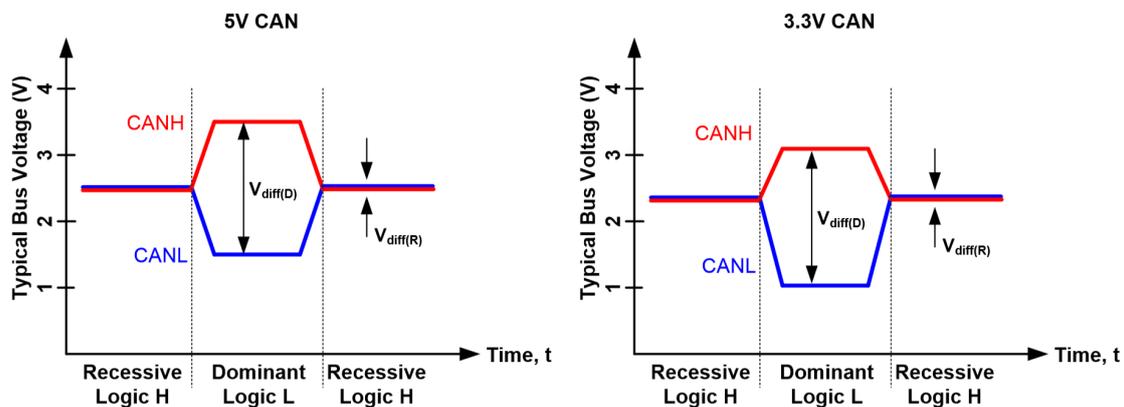


Abbildung 31: Spannungslevel am CAN-Bus [6]

Abbildung 32 zeigt einen CAN-Transceiver schematisch. Soll ein rezessives Bit übertragen werden sperren die beiden Transistoren. Das bedingt, dass CAN High und CAN Low den selben Spannungspegel haben. Wird ein dominantes Bit gesendet schalten die Transistoren

und es stellt sich eine Differenz der Pegel zwischen CAN High und CAN Low von ca. 2 V ein [5].

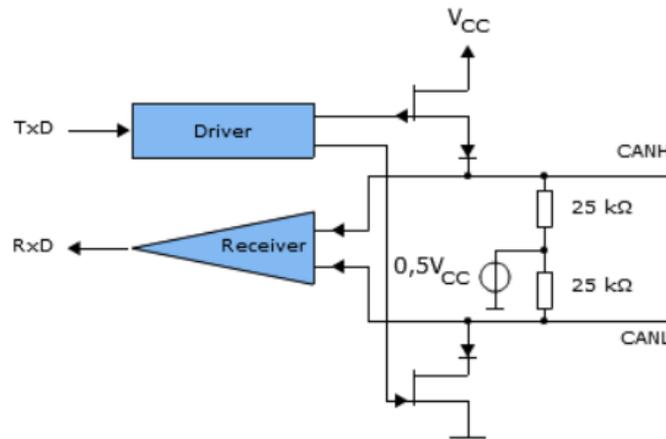


Abbildung 32: Schematische Darstellung eines CAN-Transceivers [5]

Erwartungsgemäß erfolgt die Übertragung der Daten differentiell, sodass Störungen durch die Umgebung keinen Einfluss auf die Informationsübertragung haben. Es ist daher die Differenz der Spannungspegel von Wichtigkeit und nicht die absoluten Werte. In Abbildung 33 ist die Funktion des Treibers noch einmal anschaulich erklärt. Während der TTL Ausgang des Controllers auf 0 V ist, beträgt die Spannungsdifferenz zwischen CAN-High und CAN-Low etwa 2 V.

5.5 Verkabelung und verwendete Stecker in einem CAN-Netzwerk

Die Verbindung wird durch zwei verdrehte Kabel hergestellt, wobei zusätzlich noch ein masseführendes Kabel mitgeführt werden kann. Es reicht hierbei die Leitungen so zu verdrehen, dass ca. eine Verdrehung pro Zoll entsteht [33]. Durch die Verdrehung wird die gegenseitige Beeinflussung von elektrischen Leitern reduziert. Deshalb ist diese Maßnahme eine wirksame Methode zur Reduktion induktiv eingekoppelter Störungen. Die zwei Leitungen werden deshalb benötigt, weil die Information differentiell übertragen wird und so Störungen, keinen Einfluss auf die Informationsübertragung haben. Als Stecker werden standardmäßig 9-polige D-Sub Stecker eingesetzt. Tatsächlich ist die Verwendung von zwei Leitungen ausrei-

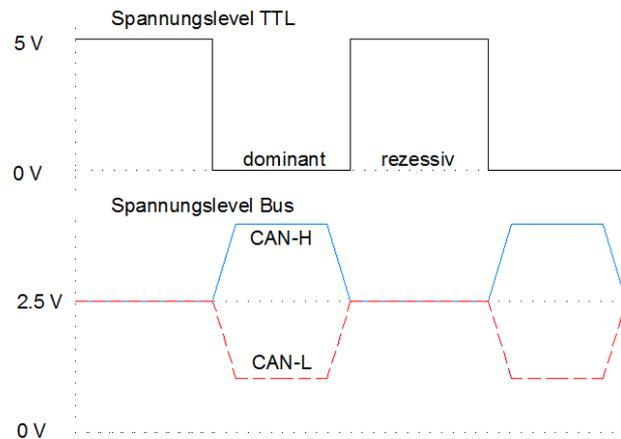


Abbildung 33: Funktion Treiber

chend. Dennoch wird manchmal ein CAN-Ground Signal oder eine zusätzliche Schirmung mitgeführt. Die Abschlusswiderstände können bequem an die Stecker angelötet werden wie in Abbildung 34 ersichtlich.

Standard Steckerbelegung CAN

1. 2 - CAN-Low
2. 3 - CAN-Ground
3. 7 - CAN-High



Abbildung 34: Verdrehtes Kabel mit Abschlusswiderständen [16]

5.6 Aufbau einer CAN-Nachricht

In einem CAN-Netzwerk erfolgt die Übertragung der Daten in Form von sogenannten Frames. Es gibt vier unterschiedliche Frames, von denen zwei vom Programmierer beeinflussbar sind. Die vier CAN Frames lauten Datenframe, Remote Frame, Error Frame und Overload Frame. Der Daten Frame wird verwendet, um Daten zu senden. Der Remote Frame ist die Anfrage zum Senden von Daten. Der Error Frame wird vom CAN-Controller generiert, wenn ein Fehler von einem der CAN-Knoten entdeckt wird. Der Overload Frame kann eine Verzögerung an alle Knoten senden und kann währenddessen nicht empfangen. Error- und Overload Frame können vom Programmierer nicht beeinflusst werden. Es ist in dem Fall der CAN-Controller, der diese beiden Frames erzeugt [33].

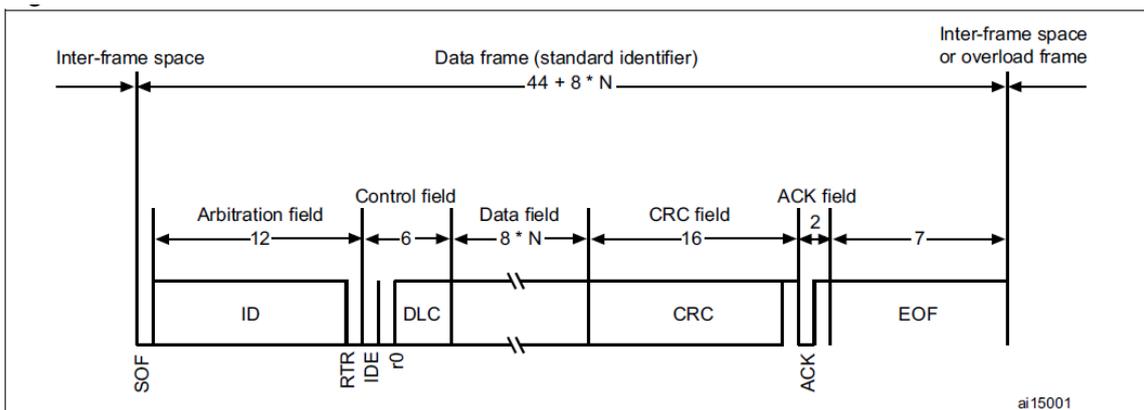


Abbildung 35: Grundsätzlicher Aufbau einer CAN-Nachricht [25]

Der Aufbau eines Datenframes ist in Abbildung 35 dargestellt. Zuerst steht der Identifier im Arbitrationsfeld, der abhängig vom Format entweder 11 Bit (CAN 2.0 A) oder 29 Bit (CAN 2.0 B) lang ist. Der Identifier wird für den Arbitrierungsprozess, der bestimmt welche CAN - Nachricht bevorzugt Buszugang erhält, und das Filtern verwendet. Im Arbitrationsfeld steht auch noch das Remote Bit. Dieses Bit wird immer dominant übertragen, sodass sichergestellt wird, dass Frames mit Daten immer Vorrang gegenüber Datenanfragen, den Remoteframes, haben. Im Kontrollfeld wird dem Empfänger der Nachricht mitgeteilt wie viele Datenbytes zu erwarten sind, wobei maximal acht Bytes gesendet werden können. In den Nachrichten des Formats CAN 2.0A ist im Gegensatz zum Format CAN 2.0B noch ein Identifier Extension Bit (IDE) enthalten. Dieses wird immer rezessiv gesendet um CAN 2.0A Nachrichten eine höhere Priorität als CAN 2.0B Nachrichten zu geben [33].

Im Datenfeld stehen schließlich die Daten, welche übertragen werden sollen. Es können wie bereits erwähnt maximal acht Byte gesendet werden. Tatsächlich ist es möglich auch keine Datenbytes zu senden. Diese Art von Nachricht hat den Zweck die Teilnehmer des Busses zu synchronisieren. Anschließend an das Datenfeld kommt das CRC Feld, was für Cyclic Redundancy Check steht. Es handelt sich hierbei um ein Sicherungsfeld, welches zur Erkennung fehlerhafter Nachrichten übertragen wird. Im CRC Feld steht die über die davor übertragenen Bits gebildete Prüfsumme. Falls die Prüfsumme nicht mit den gesendeten Bits übereinstimmt, ist beim Senden ein Fehler aufgetreten [33].

Im Acknowledgement Feld (ACK) steht das Acknowledgement Bit. Falls die Übertragung fehlerfrei ist, wird der Erhalt vom empfangenden Teilnehmer bestätigt. Am Schluss einer CAN-Nachricht steht das End of Frame Feld, welches sieben aufeinander folgende rezessive Bits enthält. Auf das End of Frame Feld folgt die Intermission, welche nochmal drei rezessive Bits darstellt [33].

5.7 Bitweise Arbitrierung

Die Problematik der Feldbusse ist, dass sich mehrere Teilnehmer des Netzwerkes ein Kommunikationsmedium teilen müssen. Bei Systemen mit einer großen Anzahl an Knoten und einer noch größeren Zahl an Nachrichten ist es nur eine Frage der Zeit bis zwei Teilnehmer den Bus gleichzeitig verwenden möchten, um etwas zu senden. Daher sind die Buszugriffsverfahren von enormer Bedeutung.

Kontrollierter Buszugriff

Grundsätzlich kann man die Buszugriffsverfahren in kontrollierte und zufällige Verfahren einteilen. Beim kontrollierten Zugriff wird jedem Teilnehmer unabhängig davon, ob Bedarf besteht oder nicht ein Zeitfenster zugesprochen, während dessen er eine Nachricht senden darf.

Zufälliger Buszugriff

Bei den zufälligen Verfahren muss man zusätzlich zwischen zerstörungsfreiem und nicht-zerstörungsfreiem Zugriff unterscheiden. Beim nicht-zerstörungsfreien Buszugriff wird der Bus zuerst abgetastet und es wird überprüft ob ein anderer Teilnehmer sendet. Falls das der Fall ist, wird der Sendevorgang abgebrochen und nach einer kurzen Zeit wird erneut versucht die Nachricht zu senden.

Beim zerstörungsfreien Zugriff wird eine Prioritätsprüfung durchgeführt, bei der entschieden wird, welche Nachricht zuerst auf den Bus gelangen darf. Sobald die Prioritätsprüfung (Arbitrierung) vollzogen wurde startet, nachdem der Bus frei ist, abermals eine Arbitrierung. Das CAN Protokoll ist so aufgebaut, dass keine Nachricht zerstört wird und zählt damit zu den zerstörungsfreien Buszugriffsverfahren.

Wie bereits erwähnt verwendet CAN die bitweise Arbitrierung als Prioritätsprüfung. Das besondere am CAN-Protokoll ist, dass es nachrichtenorientiert ist und daher ein Knoten seine Nachricht an alle Teilnehmer sendet. Die Teilnehmer selektieren die Nachricht durch ihre speziellen Filter. Anstelle einer Zieladresse besitzen die Nachrichten eine Nachrichtennummer (= Identifier). Dieser Identifier (ID) ist das Aushängeschild der CAN-Nachricht, wobei

ein niedriger ID eine höhere Priorität gegenüber einem hohen ID besitzt. Je nachdem ob 11 Bit oder 29 Bit lange Identifier verwendet werden, können 2^{11} oder 2^{29} verschiedene Nachrichten in einem Netzwerk existieren.

5.7.1 Prinzip

Der Aufbau eines CAN-Frame ist im Kapitel 5.6 erklärt. Das Arbitrierungsfeld besteht aus dem Identifier und dem RTR-Bit, was für **R**emote **T**ransmission **R**equest steht [33].

Nachrichten mit hoher Priorität werden in kurzer Zeit Zugang zum Bus erhalten, auch wenn er stark frequentiert ist. Eine wichtige Eigenschaft des Arbitrierungsverfahrens ist, dass es immer gleich lang dauert bis entschieden wird, ob eine Nachricht jetzt oder später gesendet wird. Diese Zeitdauer ist natürlich davon abhängig ob der ID 11 oder 29 Bit aufweist.

Beispiel

Wir betrachten als Beispiel drei CAN-Knoten A, B und C, die alle drei gleichzeitig auf den Bus zugreifen wollen und Nachrichten mit den Identifiern 11001011111, 11001111111 und 11001010001 zu senden versuchen.

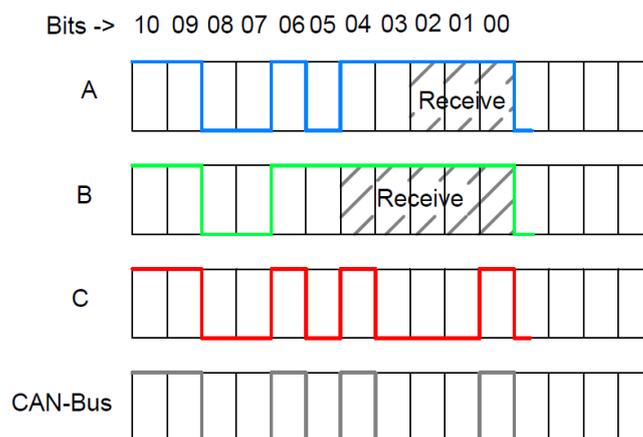


Abbildung 36: Schema der Busarbitrierung

Bis Bit 6 sind die IDs von allen Knoten gleich, daher verliert bis dahin keiner von ihnen die Prioritätsprüfung. Das jeweils fünfte Bit von Knoten A und C sind low und daher dominant

gegenüber dem rezessiven Bit des Teilnehmers B. Deshalb schaltet Knoten B nach dem fünften Bit in Receiving Mode und hört nur noch zu. Bit 4 von A und C sind jeweils rezessiv, daher beeinflussen sie sich nicht. Bit 3 wird von A rezessiv gesendet und von C dominant, daher überschreibt C das Bit von Knoten A, da die Teilnehmer des Busses über eine logische UND-Verknüpfung miteinander gekoppelt sind. Nun setzt sich Knoten A, da er die Arbitrierung verloren hat, ebenfalls in den Receiving Mode und hört ebenfalls nur mehr zu. Ab diesem Zeitpunkt ist lediglich nur mehr C bestrebt seine Nachricht zu senden. Betrachtet man den Wert des Identifiers von C, so stellt man fest, dass er niedriger ist als der ID von A und B. Nur deshalb konnte sich C beim Senden der Nachricht durchsetzen.

Die Regeln der bitweisen Arbitrierung lauten daher wie folgt.

Regeln der Bitarbitrierung

1. Ein dominantes (low) Bit überschreibt ein rezessives (high) Bit.
2. Der Spannungslevel am Bus ist dominant, sobald ein Knoten ein dominantes Bit setzt.
3. Die Nachricht mit dem niedrigsten Identifier gewinnt den Zugang zum Bus.
4. Die anderen Knoten begeben sich in den Receive-Mode und hören zu.
5. Knoten die verlieren starten unmittelbar, sobald der Bus frei ist, nochmals eine Arbitrierung.

5.8 CAN-Filter

In einem CAN-Netzwerk senden und empfangen alle Knoten. Ob eine Nachricht für einen Knoten relevant ist wird durch das Filtern bestimmt. Nur wenn eine Nachricht als lesenswert deklariert ist, wird sie verarbeitet. Es gibt drei wichtige Register für den Filterprozess. Diese sind der Identifier, der Filter und die Maske. Der Identifier ist ein, entweder 11 oder 29 Bit langes Wort, welches quasi das Aushängeschild einer CAN-Nachricht ist. Da jede Nachricht einen Identifier besitzt, brauchen die Knoten keine eigene Nummer. Um Probleme zu vermeiden, dürfen nicht zwei gleiche Identifier in einem CAN-Netzwerk vorkommen. Mit Hilfe des Filters kann festgelegt werden, dass eine Nachricht empfangen werden soll. Hätte man nur den Filter zu Verfügung, könnte ein Knoten nur eine Nachricht empfangen, daher gibt es auch noch die Filtermaske. In der Filtermaske werden jene Bits auf eins gesetzt, die mit dem Identifier der ankommenden Nachricht verglichen werden sollen. Die Bits die auf low gesetzt sind, werden nicht verglichen. Dadurch ist es möglich eine Gruppe von Nachrichten zu empfangen und nicht nur eine einzige.

Beispiel

Möchte man zum Beispiel nur Frames mit der ID 0x00001567 empfangen, dann muss der Filter auf 0x00001567 und die Maske auf 0x1FFFFFFF gesetzt werden. Möchte man jedoch alle Nachrichten mit den IDs von 0x00001560 bis 0x0000156F verarbeiten, dann muss die Maske auf 0x1FFFFFF0 gesetzt werden. Hier wird der erste Eintrag nicht verglichen und somit ist dieser Wert für den Vergleich irrelevant.

5.9 Daten Transfer Synchronisation

Da in einem CAN-Netzwerk sehr viele verschiedene Knoten mit unterschiedlichen internen Oszillatoren arbeiten können und diese nur innerhalb gewisser Toleranzen exakt sind, muss es eine Möglichkeit der Synchronisation geben. Üblicherweise wird hierzu die fallende Flanke des Start of Frame Bit des ersten Knotens, der auf den Bus zugreift, verwendet. Es stellt sich als schwierig heraus andere Flanken für die Synchronisation hinzu zu ziehen, da eine Nachricht nach dem Non-Return-to-Zero Prinzip übertragen wird und hierbei nur zwischen zwei logischen Pegeln (0 und 1) gewechselt wird. Bei dieser Methode der Bitübertragung kommen Flanken seltener vor, sobald Bitsequenzen mit gleicher Polarität übertragen werden. Der Vollständigkeit halber ist an dieser Stelle noch das Return-to-Zero Verfahren erwähnt, bei dem zwischen drei logischen Pegeln (+1,0 und -1) hin und her geschaltet wird. Bei dem Return-to-Zero Verfahren kommen Flanken wesentlich öfter vor als bei seinem Pendant. Um die niedrige Zahl an Flanken beim Non-Return-to-Zero Verfahren zu kompensieren, werden in einem CAN-Netzwerk zwei Methoden angewandt, das Bit Stuffing und die Kontinuierliche Resynchronisation [33].

5.9.1 Bitstuffing

Beim Übertragen einer CAN-Nachricht sind zwischen dem Start of Frame Bit und dem CRC Bit lediglich 5 aufeinander folgende Bits der gleichen Polarität erlaubt. Bitsequenzen, welche diese Regel verletzen, werden als fehlerhaft ausgewiesen und tatsächlich verwendet der CAN Controller beim Senden eines Error Frames genau diese Konvention [33]. Die anderen Knoten in dem Netzwerk können die unerlaubte Bitsequenz erkennen und reagieren entsprechend darauf.

Möchte man nun Informationen senden, welche die oben genannte Konvention verletzen, so müssen Bits vom sendenden Knoten eingefügt und vom empfangenden Knoten herausgefiltert werden. Das Bit, welches dafür verwendet wird, ist das Stuff Bit und es hat immer die entgegengesetzte Polarität der über fünf Bit langen Sequenz. Das Einfügen von Stuff Bits ist nur zwischen dem Start-of-Frame-Bit und dem CRC-Feld (inklusive) erlaubt und Error- sowie Overload Frames werden ohne Stuff Bits übertragen.

Falls der seltene Fall auftritt, dass ein eingefügtes Stuff Bit selbst zu einer Bitsequenz führt,

die mindestens 5 Bit lang die gleiche Polarität aufweist, so muss ein zusätzliches Stuff Bit eingefügt werden.

5.9.2 Bit Timing und Synchronisation

Da Bit Stuffing nicht die nötige Zuverlässigkeit bietet gibt es noch weitere Möglichkeiten eine Synchronisation der Teilnehmer in einem CAN-Netzwerk durchzuführen. Damit alle Knoten die Nachrichten korrekt interpretieren können ist eine Synchronisation der internen Zeitnehmung mit der empfangenen Bit Sequenz nötig. Um dies zu gewährleisten gibt es zwei Möglichkeiten [33].

1. Hard-Synchronisation
2. Bit-Resynchronisation

Zur genauen Erläuterung dieser Techniken müssen zuerst einige Grundbegriffe definiert werden.

Bit-Abtastpunkt und Bit-Zeit

Die Bit-Zeit entspricht im Falle eines einzelnen Bits der Dauer von der steigenden bis zur fallenden Flanke (falls ein High-Bit gesendet wird). Der Bit-Abtastpunkt ist fast am Ende der eigentlichen Bit-Zeit angesiedelt um etwaige Verzögerungen des Signals zu kompensieren. Da der Buszugriff über bitweise Arbitrierung festgelegt wird, muss sicher gestellt sein, dass die Zeit, die ein Signal braucht um vom Sender zum Empfänger zu gelangen, kürzer als die Bit-Zeit ist [33].

Um die Bit-Zeit zu erhalten kann die Baudrate invertiert werden. In diesem Fall ist die Baudrate identisch mit der Bitrate, da ein Symbol bei der Non-Return-to-Zero Übertragung einem Bit entspricht.

$$t_{BZ} = \frac{1}{\text{BaudRate}} \quad (20)$$

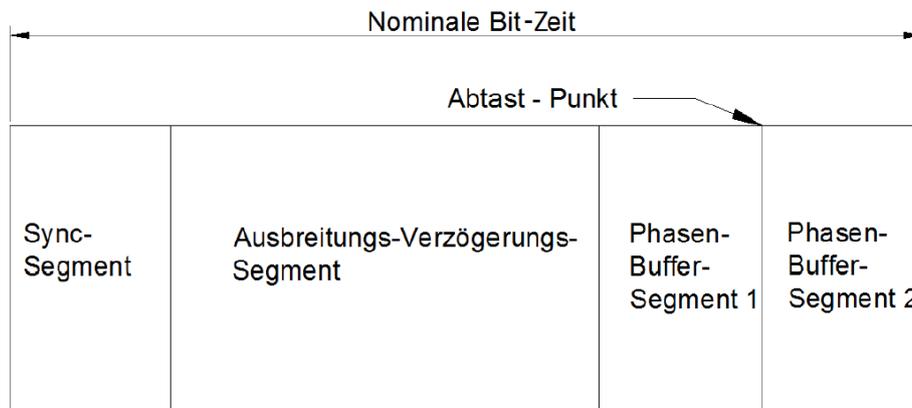


Abbildung 37: Unterteilung der Bit-Zeit in vier Abschnitte

Um den exakten Bit-Abtastpunkt festlegen zu können wird eine Bit-Zeit in vier Abschnitte, wie in Abbildung 37 dargestellt, unterteilt. Diese sind

Abschnitte innerhalb einer Bit-Zeit

1. Sync-Segment
2. Prop-Segment
3. Phase-1-Segment
4. Phase-2-Segment

Das Sync-Segment ist für die eigentliche Synchronisation da und eine Signalfanke wird während diesem Abschnitt der Bit Zeit erwartet. Falls Abweichungen auftreten sollten, werden diese relativ zum Sync-Segment bestimmt und der Bit-Abtastpunkt wird entsprechend angepasst.

Das Prop-Segment kompensiert die Verzögerungen, welche durch die physikalischen Gegebenheiten im Netzwerk entstehen. Darin sind auch die Zeiten enthalten, die ein Signal im CAN Treiber eines Knotens verbringt. Um die ihm zugeteilte Aufgabe zu erfüllen, muss das Prop-Segment mindestens so lang sein wie die Verzögerungen im Treiber und die Signallaufzeit vom Sender zum Empfänger und zurück.

$$t_{Prop} \geq t_{KnotenA} + t_{KnotenB} + 2 \cdot t_{SignallaufzeitAzuB} \quad (21)$$

Die beiden Phasen-Segmente werden verwendet, um Phasenfehler zu kompensieren. Solche Fehler treten auf, wenn eine Signalfanke nicht innerhalb des Sync-Segments empfangen wird.

Hard-Synchronisation

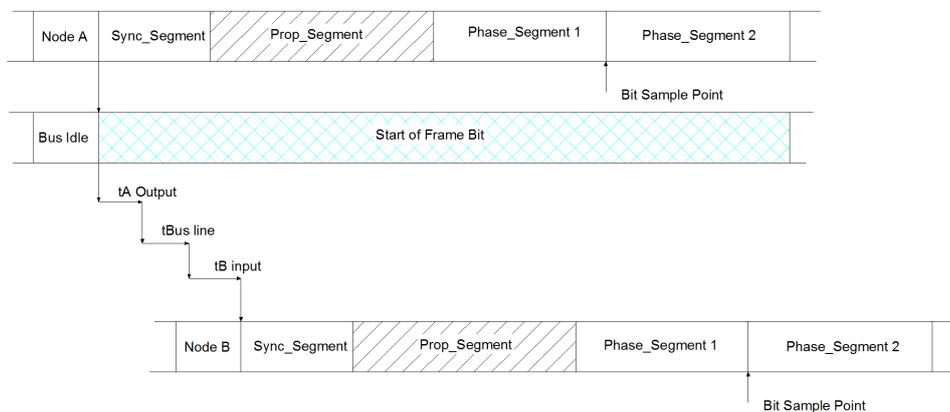


Abbildung 38: Synchronisation mit dem Start-of-Frame-Bit [33]

Wird von einem CAN-Knoten ein Start-of-Frame-Bit gesendet, so setzt der Empfänger seinen internen Timer auf Reset. Das bedeutet, dass die Timer-Referenz an den Anfang des Sync-Segments gesetzt wird. Dadurch tritt die Signalfanke, welche die Hard-Synchronisation ausgelöst hat, im Sync-Segment auf. Damit entspricht das Sync-Segment seiner Aufgabe, da Signalfanken, wie bereits oben beschrieben, innerhalb dieses Abschnittes erwartet werden. Da diese Art der Synchronisation nur am Anfang eines Frames durchgeführt werden kann und auch der Bit-Abtastpunkt noch nicht korrekt positioniert worden ist, gibt es noch die Bit-Resynchronisation [33].

Bit-Resynchronisation

Die Bit-Resynchronisation findet innerhalb eines Frames statt und positioniert den Bit-Abtastpunkt richtig. Dies wird mithilfe der Phasenpuffer-Segmente durchgeführt und wird in

den folgenden Absätzen beschrieben.

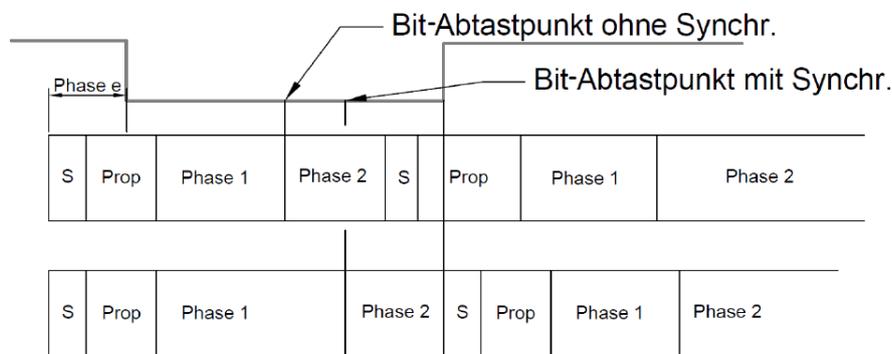


Abbildung 39: Resynchronisation innerhalb eines Frames

Im oberen Teil der Abbildung 39 ist als graue, fettgedruckte Linie eine Bitsequenz dargestellt. Die fallende Flanke zu Beginn fällt nicht in das Sync-Segment, was wie bereits erwähnt einen Phasenfehler hervorruft. Nun ist die Aufgabe der Bit-Resynchronisation den Bit-Abtastpunkt an die richtige Stelle innerhalb der Bit-Zeit zu setzen und dadurch auch das Sync Segment an exakt die Position der steigenden nächsten Flanke zu bringen.

Dafür wird in diesem Fall, bei positivem Phasenfehler, der Phasenpuffer1-Abschnitt verlängert. Falls der Phasenfehler gleich Null ist, wird keine Veränderung benötigt. Ist hingegen der Phasenfehler negativ, wird der Abschnitt Phasenpuffer2 gekürzt.

Zusammenfassend ist zu sagen, dass die Non-Return-to-Zero Bit Coding Methode zwar eine hohe Datenkapazität bietet, da allerdings wenige Flanken auftreten, müssen diese künstlich eingeschleust werden. Dieser Vorgang wird als Bit Stuffing bezeichnet. Als weitere Möglichkeit zum Taktabgleich stehen noch die Hard-Synchronisation und die Bit-Resynchronisation zur Verfügung. Die Hard-Synchronisation findet mit jedem Start-of-Frame-Bit statt und die Bit-Resynchronisation wird während eines Frames verwendet. Ohne diese aufwändige Synchronisation der verschiedenen Busteilnehmer ist eine fehlerfreie bitweise Arbitrierung und somit ein funktionierender Bus nicht möglich.

5.10 Fehlermanagement

Fehler treten in jedem realen System auf. Ursachen für Fehler können z.B. Umwelteinflüsse oder defekte Knoten sein. Um diese zu erkennen und anschließend normal weiter arbeiten zu können gibt es in einem CAN-Netzwerk mehrere Mechanismen. Durch diese kann ein fehlerhaftes Verhalten von Knoten behoben werden. Falls dies nicht möglich ist, wird der Knoten in letzter Instanz in den Ruhestand geschickt und ist danach kein aktiver Teilnehmer des Netzwerkes mehr.

5.10.1 Fehlererkennungsmechanismen

Folgende Mechanismen zur Fehlererkennung werden in den nächsten Absätzen besprochen [33]:

1. Bit Monitoring
2. Prüfsummen Check
3. Variables Bit Stuffing
4. Frame Check
5. Acknowledge Check

Bit Monitoring

Sobald ein Knoten ein Bit auf dem Bus sendet, wird der Bus Level mit dem gesendeten Bit verglichen. Stimmen die beiden Werte nicht überein, liegt ein Fehler vor. Diese Konvention gilt nicht, falls ein dominantes Bit auf dem Bus ist und während der Arbitrierung ein rezessives Bit gesendet wird. Ansonsten würde jedes Mal, wenn ein Knoten die Arbitrierung verliert, fälschlicherweise ein Fehler erkannt werden. Das gleiche gilt für die Übertragung eines rezessiven Bits während des ACK Feldes. Das Bit Monitoring ist eine Selbstüberprüfung, die dazu dient auch den Ort eines Fehlers festzustellen [33].

Prüfsummen Check

In das CRC Feld ist eine Prüfsummensequenz eingetragen, welche zur Überprüfung der empfangenen Nachricht dienen soll. Die CRC-Sequenz wird durch eine Polynomdivision ermittelt. Der Divisor ist das Generatorpolynom folgender Form [23]:

$$x^{15} + x^{14} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^4 + x^3 + 1 \quad (22)$$

Der Dividend ist ein Polynom dessen Koeffizienten aus dem Start of Frame Bit, dem Arbitrierungsfeld, dem Kontrollfeld und dem Datenfeld folgen, wobei die Koeffizienten der 15 niedrigsten Potenzen 0 sind. Der Rest dieser Division stellt die CRC-Sequenz dar. Der Empfänger stellt selbst die Polynome aus dem empfangenen Bit Stream auf, führt die Division aus und überprüft, ob er das selbe Ergebnis erhält, welches im CRC-Feld des gesendeten Frames steht [23].

Bit Stuffing Fehler

Wie bereits erwähnt, wird Bit Stuffing nur zwischen dem Start-of-Frame-Bit und dem CRC-Feld angewendet. Bit Stuffing verhindert, dass die gleiche Polarität länger als 5 Bit-Zeiten auf dem Bus ist.

Frame Check Error

Die Felder CRC Delimiter, ACK Delimiter, End of Frame und Intermission werden alle rezektiv übertragen. Tritt während dem Senden eines dieser Felder ein dominantes Bit auf, so ist die Nachricht fehlerhaft.

Acknowledgement Fehler

Das ACK Bit dient als Bestätigung einer fehlerfreien Übertragung und wird in diesem Fall dominant vom Empfänger an den Sender der Nachricht gesendet. Falls das ACK Bit nicht dominant ist, ist ein Fehler aufgetreten. Das ACK Bit ist im Übrigen dominant, wenn der Prüfsummen Check erfolgreich war.

5.10.2 Signalisierung eines erkannten Fehlers

Eine fehlerhafte Nachricht sollte vom Sender und allen empfangenden Knoten erkannt werden. Diese Nachricht wird zerstört und erneut gesendet. Da der neue Frame, nicht anders als herkömmliche Frames behandelt wird, muss er das Buszugriffsverfahren abermals durchlaufen [33].

5.10.3 Fehlerbeschränkung

Fehlerhafte Teilnehmer können einen Bus blockieren. Zwei Szenarios sind offensichtlich. Erstens könnte es sein, dass ein Knoten eine Nachricht mit sehr hoher Priorität sendet, die dennoch fehlerhaft ist. Die anderen Knoten werden die Nachricht entdecken und folgerichtig signalisieren. Gäbe es keine Fehlerbeschränkungsmechanismen würde die Nachricht trotzdem ständig gesendet und der Bus wäre blockiert.

Zweitens könnte sich ein Empfänger fehlerhaft verhalten und eine korrekte Nachricht als inkorrekt deklarieren. Der Sender würde den Frame unentwegt senden ohne ein dominantes ACK Bit zu sehen. Jede Nachricht mit niedriger Priorität würde keinen Zugang zum Bus erlangen.

Um solche Szenarien zu vermeiden sind Counter in die CAN-Controller eingebaut, welche hinauf oder hinab gezählt werden können, wobei es je einen Counter für das Senden und das Empfangen gibt. Je nach dem wie hoch der Zählerstand der Counter ist, befindet sich der Teilnehmer in einem unterschiedlichen Status. Die möglichen Modi sind hier aufgelistet [33]:

1. Error Active, falls receive und transmit counter kleiner als 128 sind.
2. Error Passive, falls receive oder transmit counter größer als 127 ist.
3. Bus-Off, falls der transmit counter größer als 255 ist.

Ein Knoten im Error Active Mode ist ein normaler Busteilnehmer. Er kann einen Fehler detektieren und einen Error Frame mit 6 aufeinander folgenden dominanten Bits senden. Ein Teilnehmer im Error Passive Mode kann, da er schon öfter als fehlerhaft eingestuft wurde, nur Error Frames mit 6 rezessiven Bits senden. Der Knoten kann somit keine Nachrichten zerstören. Im Bus-Off Mode kann der Teilnehmer nicht mehr mit dem Bus kommunizieren und wird in den Ruhestand geschickt. Ein Knoten im Bus-Off Mode kann jedoch durch Reset des Users wieder in die Kommunikationskette aufgenommen werden [33].

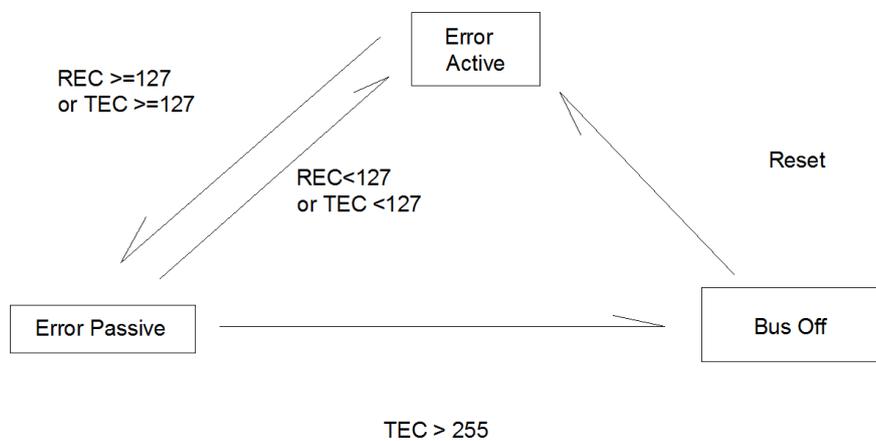


Abbildung 40: Veranschaulichung der verschiedenen Fehlerzustände eines Knotens [33]

6 Ergebnisse

Um zu testen ob der Sensor mit dem Messsystem von Racelogic kommunizieren kann, wurde ein Test unter Laborbedingungen durchgeführt. Hierzu wurde der Sensor über CAN mit der VBox verbunden. Die Baudrate wurde auf 500 kBit/s eingestellt. Das Versenden der CAN-Nachricht, in welcher der aktuelle Lenkwinkel übertragen wird, passiert 100 mal in einer Sekunde. Diese Frequenz kann in der Software über die Periode und den Vorteiler des Timer2 eingestellt werden. Folgende Formel kann zur Berechnung der Sendefrequenz verwendet werden.

$$FRQ = \frac{84MHz}{Vorteiler + 1} \cdot \frac{1}{Periode + 1} \quad (23)$$

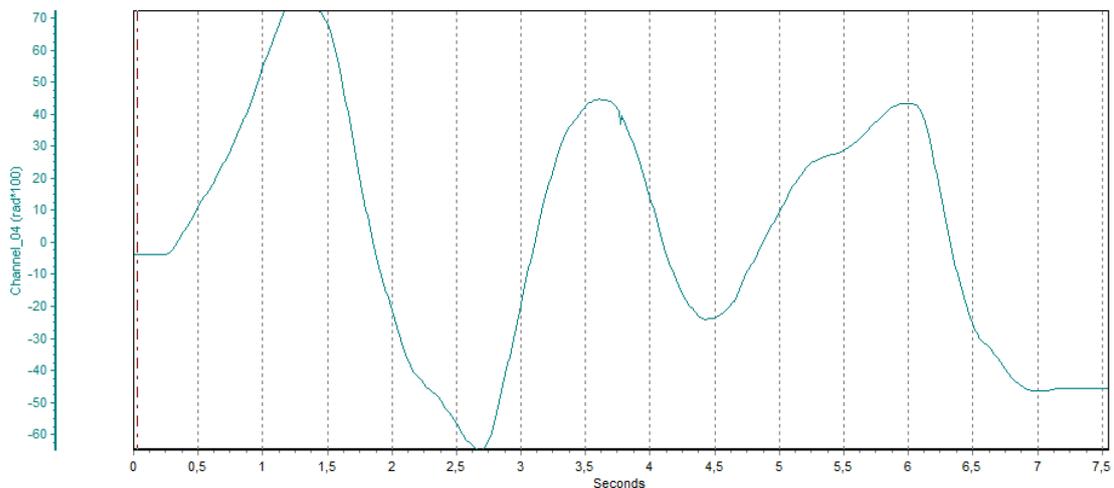


Abbildung 41: Der Lenkwinkel über der Zeit

In Abbildung 41 ist das Ergebnis der Messung dargestellt, wobei die Grafik direkt aus der Auswertungssoftware Vtools exportiert wurde. Auf der Abszisse ist die Zeit in Sekunden und auf der Ordinate der Lenkwinkel (CAN-Channel4 der VBox) in $rad \cdot 100$ dargestellt. Man erkennt, dass zuerst einmal vollständig nach links und nach rechts ausgelenkt wird,

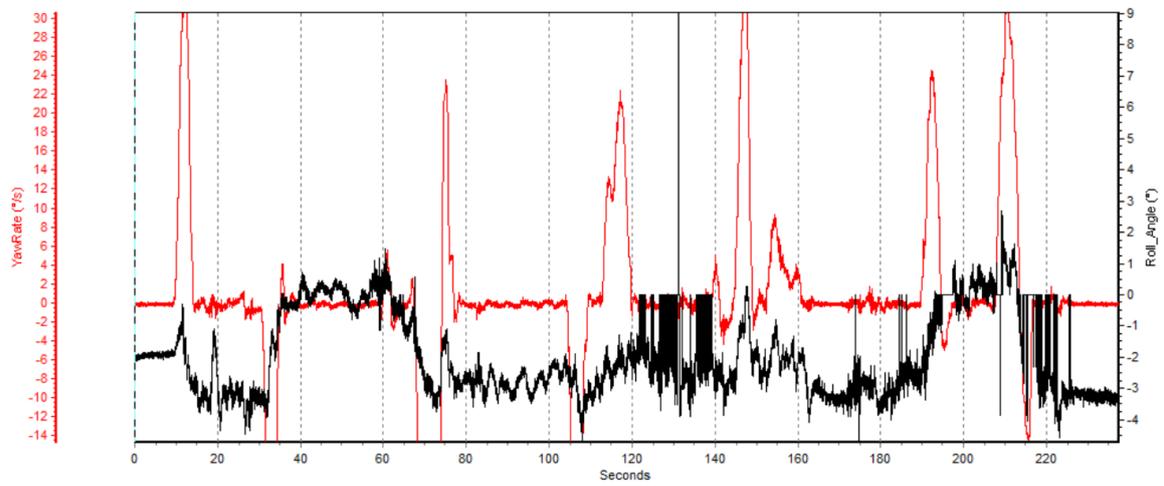


Abbildung 42: Beispiel der Darstellung von Messdaten

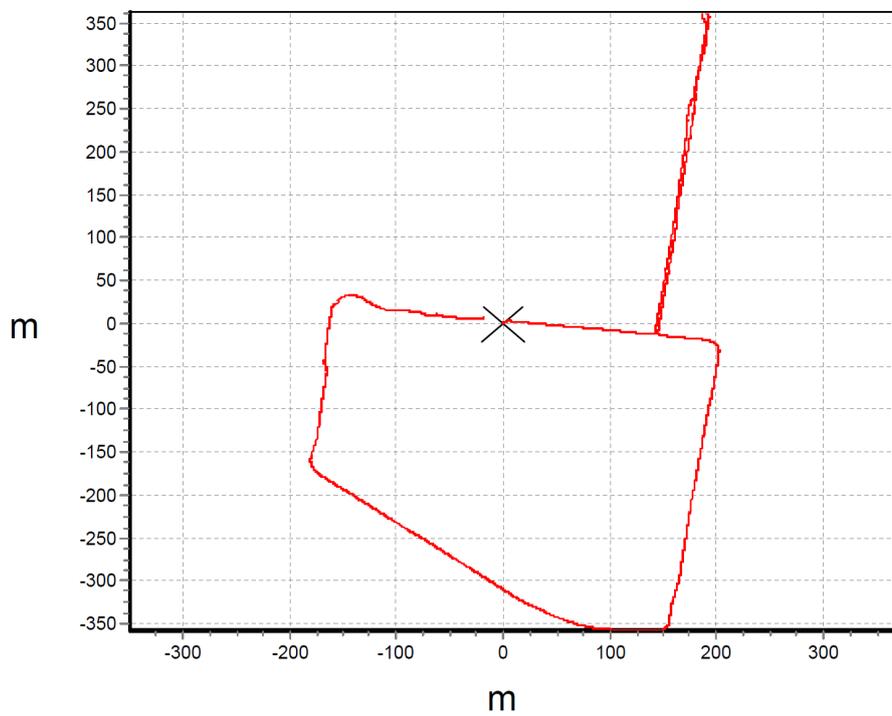


Abbildung 43: Beispiel der Darstellung einer Karte

um die Variablen *index_max* und *index_min* auf den richtigen Wert zu setzen. Erst ab 2.75 Sekunden ist die Messung korrekt. Allerdings sieht man, dass beim maximalen Auslenken der Lenkeinschlag rechts und links nicht gleich ist. Das hängt damit zusammen, dass die Bohrungen für die Schrauben zur Winkelbegrenzung erst nachträglich, und daher nicht symmetrisch positioniert wurden. Dies stellt jedoch beim Messmotorrad kein Problem dar, weil die Lenkeinschläge präzise, wie im Kapitel 4.10 beschrieben, eingestellt werden können. Es ist auch möglich, die Daten live zu beobachten indem man die VBox mit einem PC per seriellen Anschluss verbindet. Dann kann man den Lenkwinkel verändern und zeitgleich die Änderung des Winkels auf dem Bildschirm des PCs beobachten.

Der Vollständigkeit halber sind an dieser Stelle noch Messdaten einer Messfahrt des Austrian Institute of Technology [1] dargestellt, um zu zeigen dass kinematische Größen mit dem kommerziellen VBox-System komfortabel erfasst werden können. Diese Messfahrt wurde wegen fehlendem Testgelände und Motorradtestfahrer mit einem PKW durchgeführt, wobei die Antennen auf dem Dach des PKW befestigt wurden. In den Abbildungen 42 und 43 sind Gierrate und Rollwinkel bzw. die Bahnkurve des Fahrzeuges dargestellt. Die Bahnkurve ist von besonderem Nutzen, da der Benutzer der Software an eine beliebige Stelle in der Karte klicken kann und sofort sieht, welcher kinematische Zustand in diesem Augenblick vorherrscht.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen der vorgelegten Arbeit wurde ein Messsystem für ein KTM Supermoto 990 ausgelegt und getestet. Das System besteht aus zwei Komponenten, einerseits der kommerziell erhältlichen VBox3iSL mit Peripherie der Firma RACELOGIC [22] und andererseits der selbst entwickelten Messeinrichtung für die Messung des Lenkwinkels mit dem Sensor AS5311 des Herstellers austrianmicrosystems AG [3]. Der Lenkwinkelsensor kann auf die selbst konstruierte Halterung am Motorrad angebracht werden und kommuniziert via CAN mit dem System von Racelogic. Die VBox selbst befindet sich während der Fahrt des Motorrades in einem Seitenkoffer, mit Schaumstoff ausgekleidet wurde. Die beiden GPS-Antennen sind auf den Deckeln der Koffer angebracht. Die Auskleidung des Seitenkoffers verhindert ein verrutschen der VBox und der Module während der Fahrt. Nun ist es möglich den Lenkwinkel, Gierrate, Rollwinkel, Geschwindigkeit, Beschleunigung und Position des Motorrades während der Fahrt zu bestimmen.

Als weiterführende Arbeit kann an dieser Stelle die Durchführung von standardisierten Fahrmanövern, wie z.B. die stationäre Kreisfahrt oder ein U-Turn, empfohlen werden. Es ist wichtig Tests dieser Art durchzuführen, damit die Ergebnisse mit anderen wissenschaftlichen Arbeiten vergleichbar sind. Z.B. können die Querkräfte auf die Reifen aus den erhobenen Daten berechnet werden. Zusätzlich kann der Lenkwinkelsensor kalibriert werden. Der Nachweis der Messgenauigkeit der VBox sollte ebenfalls Bestandteil zukünftiger Arbeiten im Rahmen des Projektes Messmotorrad sein.

Literatur

- [1] Austrian Institute of Technology : <http://www.ait.ac.at/> (01.05.2014).
- [2] austrianmicrosystems AG : AS5311 Datasheet. https://www.ams.com/content/download/17954/325059/AS5311_Datasheet_EN_v6.pdf (01.05.2014).
- [3] austrianmicrosystems AG : <https://www.ams.com/eng> (01.05.2014).
- [4] M. Bahrami : GNSS Doppler Positioning. A paper prepared for the GNSS SIG Technical Reading Group, University College London, Aug. 2008
- [5] I. Bernsdorf , T. Vogt ,L. Stojanovic , S. Szabadi : Ausarbeitung zum CAN-Bus. Beuth Hochschule für Technik Berlin, 06.11.2009 <http://prof.beuth-hochschule.de/uploads/media/AusarbeitungCAN-Bus.pdf>
- [6] J. Blackman, S. Monroe (Texas Instruments) : Overview of 3.3V CAN (Controller Area Network) Transceivers (Application Report SLLA337 – January 2013) . <http://www.ti.com/lit/an/slla337/slla337.pdf> (01.05.2014).
- [7] V. Cossalter, R. Lot (2002) : A Motorcycle Multi-Body Model for Real Time Simulations Based on the Natural Coordinates Approach, Vehicle System Dynamics: International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility, 37:6, 423-447
- [8] V. Cossalter , A. Doria , D. Fabris, M. Maso : Measurement and identification of the vibration characteristics of motorcycle riders. Proc. of the ISMA 2006 International Conference on Noise and Vibration Engineering, Leuven, Belgium, 18-20 September 2006.
- [9] 2D Debus und Diebold Messsysteme GmbH: <http://2d-datarecording.com/> (01.05.2014).
- [10] A. Doria, M. Formentini, M. Tognazzo : Experimental Analysis of Rider Motion in Weave Conditions. Proceedings, Bicycle and Motorcycle Dynamics 2010 of the Symposium on the Dynamics and Control of Single Track Vehicles, 20 - 22 October 2010, Delft, The Netherlands

- [11] G. Gridling, B. Weiss : Introduction to Microcontrollers. Vienna University of Technology, Institute of Computer Engineering, Embedded Computing Systems Group, Feb. 2007.
- [12] J. How, N. Pohlman and C. Park : GPS Estimation Algorithms for Precise Velocity, Slip and Race-Track Position Measurements, SAE Technical Paper 2002-01-3336, 2002, doi:10.4271/2002-01-3336.
- [13] J. Janisch (austrianmicrosystems AG) : Enhancing the resolution of robust magnetic motion sensors. Technical paper (download). https://www.ams.com/eng/content/download/165783/798954/file/TA_MagneticEncoders_LinearEncoders_AS5304_06_e.pdf (01.05.2014).
- [14] T. Kailath, A. Syed, and B. Hassibi. Linear Estimation. Prentice-Hall, 2000
- [15] E. D. Kaplan, C. J. Hegarty : Understanding GPS : Principles and Applications. Norwood : Artech House, 2005
- [16] Keil Tools by ARM : CAN Primer: Creating Your Own Network. http://www.keil.com/appnotes/files/apnt_236.pdf (01.05.2014).
- [17] KTM Sportmotorcycle AG : <http://www.ktm.com/ktm-ready-to-race.html> (01.05.2014).
- [18] A. Mußger : Konzepterstellung zum Aufbau eines Motorrads zur Untersuchung fahrdynamischer Effekte. Diplomarbeit, Technische Universität Wien, 2012
- [19] National Instruments : Encoder Measurements: How-To Guide. Aug 09, 2013, <http://www.ni.com/white-paper/7109/en/> (01.05.2014).
- [20] A. Osborne : An Introduction to Microcomputers Volume 1 Basic Concepts. 2nd ed. Berkeley: McGraw-Hill, 1980
- [21] H. Pacejka : Tire and Vehicle Dynamics 3. Aufl. Elsevier, 2012
- [22] Racelogic : <https://www.racelogic.co.uk/index.php/de> (01.05.2014).
- [23] Robert Bosch GmbH : CAN Specification Verision 2.0. 1991, <http://esd.cs.ucr.edu/webres/can20.pdf> (01.05.2014).

- [24] Schaumstoffhaus: <http://www.schaumstoffhaus.at/> (01.05.2014).
- [25] STmicroelectronics : RM0090 Reference Manual. http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/reference_manual/DM00031020.pdf (01.05.2014).
- [26] STmicroelectronics : AN4013 Application Note. http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application_note/DM00042534.pdf (01.05.2014).
- [27] STmicroelectronics : <http://www.st.com/web/en/home.html> (01.05.2014).
- [28] G. Strang : Introduction to Linear Algebra. 4. Aufl. Wellesley : Cambridge Press, 2009.
- [29] G. Strang : Computational Science and Engineering. 2. Aufl. Wellesley : Cambridge Press, 2012.
- [30] D. H. Titterton and J. L. Weston : Strapdown Inertial Navigation Technology. Peter Peregrinus Ltd, 1997.
- [31] A. Waegli : Trajectory Determination and Analysis in Sports by Satellite and Inertial Navigation. Ph.D. thesis at La Faculte Environnement Naturel, Architectural et Construit, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Jan. 2009
- [32] A. Waegli, A. Schorderet, Ch. Prongue, and J. Skaloud : Accurate Trajectory and Orientation of a Motorcycle derived from Low-Cost Satellite and Inertial Measurement Systems, pages 220-230. The Engineering of Sport 7, 2008.
- [33] W. Voss : A Comprehensible Guide to Controller Area Network. Copperhill Media Corporation, 2005

Abbildungsverzeichnis

1	KTM Supermoto 990	1
2	Ziel der Diplomarbeit [17]	3
3	Verwendung des Kalmanfilters bei der GPS-IMU-Integration [15]	9
4	Modell eines Motorrades [21]	10
5	Vorderradmodell eines Motorrades [21]	11
6	Veranschaulichung der Schräglaufwinkel [21]	12
7	GPS-Messsystem VBOX 3i SL	14
8	Platzierung der Antennen	15
9	Ausgangssignale des AS5311 [2]	18
10	Mutter zur Positionierung	19
11	3D Modell	20
12	Sensorhalterung	22
13	Teile	22
14	Discovery Board, Testplatine, Sensorplatine im Vordergrund und drehbar gelagerte Scheibe mit Magnetband im Hintergrund	23
15	JTAG to SWD	25
16	Schematische Darstellung eines Drehgebers [19]	26
17	Bestimmung des Bewegungssinns eines Encoders [11]	26
18	Messprinzip-1 [13]	28
19	Messprinzip-2 [13]	29
20	CORDIC [13]	30
21	Quadratur [2]	31
22	Timer des STM32 im Encoder Interface [25]	33
23	Timer des STM32 im Encoder Interface 2 [26]	34
24	Schematische Darstellung der Messvorrichtung	35
25	Bestimmung der Index-Position-Ungerade Anzahl	36
26	Bestimmung der Index-Position-Gerade Anzahl	38
27	Bestimmung der Index-Position-Start mit positivem Winkel	39
28	Hysterese [2]	40
29	Schichtenmodell der Feldbusse [33]	44

30	Grundsätzlicher Aufbau CAN-Netzwerk [25]	45
31	Spannungslevel am CAN-Bus [6]	46
32	Schematische Darstellung eines CAN-Transceivers [5]	47
33	Funktion Treiber	48
34	Verdrillte Kabel mit Abschlusswiderständen [16]	48
35	Grundsätzlicher Aufbau einer CAN-Nachricht [25]	49
36	Schema der Busarbitrierung	52
37	Unterteilung der Bit-Zeit in vier Abschnitte	57
38	Synchronisation mit dem Start-of-Frame-Bit [33]	58
39	Resynchronisation innerhalb eines Frames	59
40	Veranschaulichung der verschiedenen Fehlerzustände eines Knotens [33] . .	63
41	Der Lenkwinkel über der Zeit	64
42	Beispiel der Darstellung von Messdaten	65
43	Beispiel der Darstellung einer Karte	65

ANHANG A

Technische Datenblätter

KTM 990 Supermoto – Technische Details [22]

TECHNISCHE DETAILS

MOTOR

Bauart	2-Zylinder 4-Takt Otto-Motor, 75° V-Anordnung, flüssigkeitsgekühlt
Hubraum	999 cm ³
Bohrung	101 mm
Hub	62,4 mm
Leistung	85 kW (116 PS)
Starthilfe	E-Starter
Getriebe	6-Gang klauengeschaltet
Motorschmierung	Trockensumpfschmierung mit 2 Rotorpumpen
Primärübersetzung	35:67
Sekundärübersetzung	17:41
Kühlung	Flüssigkeitskühlung, permanente Umwälzung der Kühlflüssigkeit durch Wasserpumpe
Kupplung	Mehrscheibenkupplung im Ölbad / hydraulisch betätigt
Zündanlage	kontaktlos gesteuerte vollelektronische Zündanlage mit digitaler Zündverstellung

FAHRGESTELL

Rahmen	Gitterrohrrahmen aus Chrom-Molybdän-Stahlrohren, pulverbeschichtet
Gabel	<i>WP Suspension</i> Up Side Down
Federbein	<i>WP Suspension</i> Monoshock
Federweg vorne	160 mm
Federweg hinten	180 mm
Bremsanlage vorne	Doppelscheibenbremse mit radial verschraubten Vierkolben-Bremszangen, Bremsscheiben schwimmend gelagert
Bremsanlage hinten	Einscheibenbremse mit Zweikolben-Bremszange, Bremsscheibe fest gelagert
Bremsanlage	zwei voneinander unabhängige Bremskreise mit ABS (Anti-Blockier-System) - Brembo/Bosch
Bremsanlage	
Bremsscheiben - Durchmesser vorne	305 mm
Bremsscheiben - Durchmesser hinten	240 mm

AS5311

High Resolution Magnetic Linear Encoder

1 General Description

The AS5311 is a contactless high resolution magnetic linear encoder for accurate linear motion and off-axis rotary sensing with a resolution down to $<0.5\mu\text{m}$. It is a system-on-chip, combining integrated Hall elements, analog front end and digital signal processing on a single chip, packaged in a small 20-pin TSSOP package.

A multi-pole magnetic strip or ring with a pole length of 1.0mm is required to sense the rotational or linear motion. The magnetic strip is placed above the IC at a distance of typ. 0.3mm.

The absolute measurement provides instant indication of the magnet position within one pole pair with a resolution of 488nm per step (12-bit over 2.0mm). This digital data is available as a serial bit stream and as a PWM signal.

Furthermore, an incremental output is available with a resolution of $1.95\mu\text{m}$ per step. An index pulse is generated once for every pole pair (once per 2.0mm). The travelling speed in incremental mode is up to 650mm/second.

An internal voltage regulator allows the AS5311 to operate at either 3.3 V or 5 V supplies. Depending on the application the AS5311 accepts multi-pole strip magnets as well as multi-pole ring magnets, both radial and axial magnetized (see [Figure 1](#) and [Figure 3](#)).

The AS5311 is available in a PB-free TSSOP-20 package and qualified for an ambient temperature range from -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$.

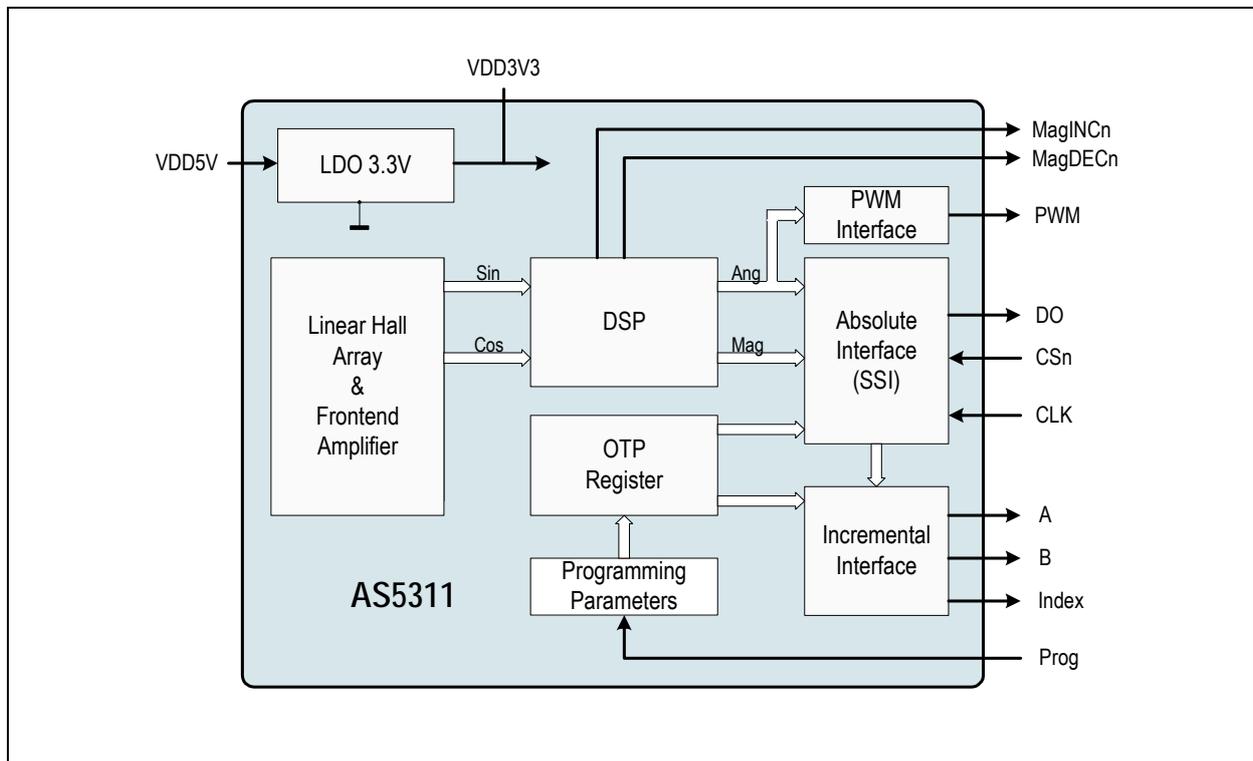
2 Key Features

- Two 12-bit digital absolute outputs:
 - Serial interface and
 - Pulse width modulated (PWM) output
- Incremental output with Index
- “Red-Yellow-Green” indicators monitor magnet placement over the chip

3 Applications

- Micro-Actuator feedback
- Servo drive feedback
- Robotics
- Replacement of optical encoders

Figure 1. AS5311 Block Diagram





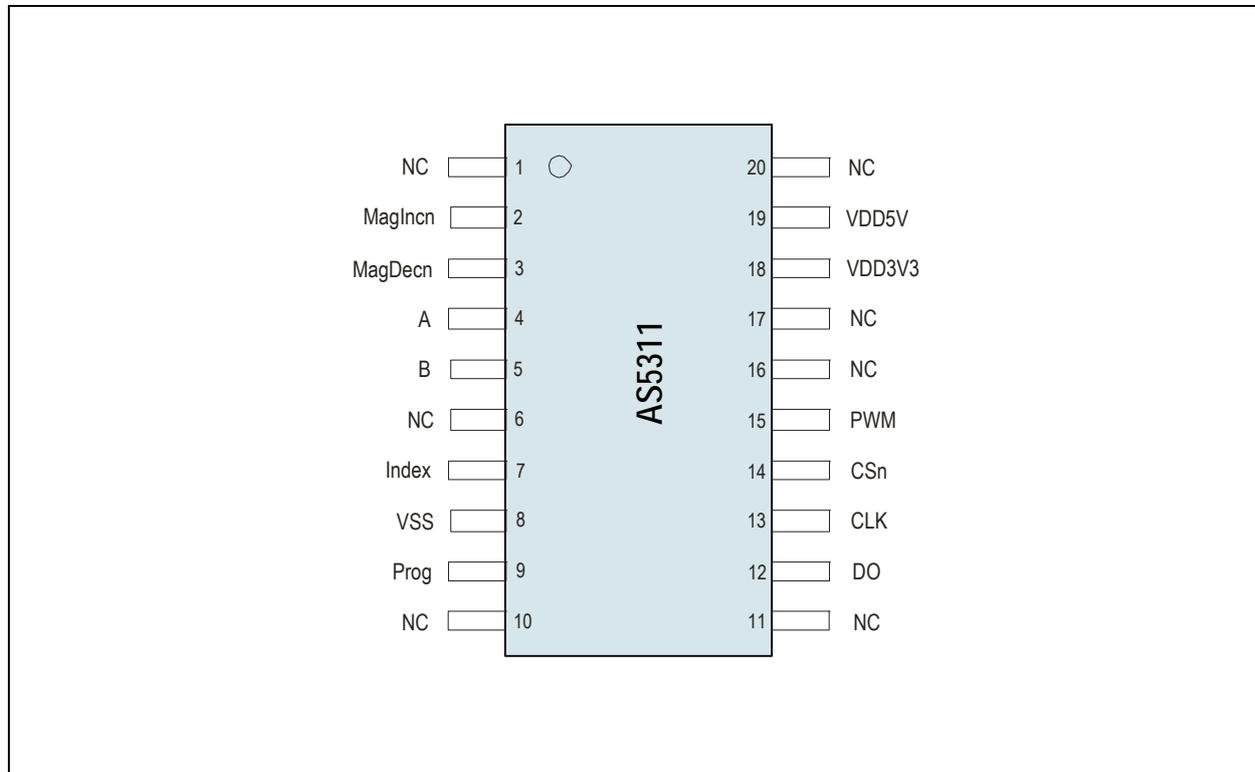
Contents

1	General Description	1
2	Key Features.....	1
3	Applications.....	1
4	Pin Assignments	3
4.1	Pin Descriptions.....	3
5	Absolute Maximum Ratings	5
6	Electrical Characteristics.....	6
6.1	Operating Conditions.....	6
6.2	DC Characteristics for Digital Inputs and Outputs.....	6
6.2.1	CMOS Schmitt-Trigger Inputs: CLK, CSn (CSn = internal Pull-up)	6
6.2.2	CMOS Output Open Drain: MagINCn, MagDECn	6
6.2.3	CMOS Output: PWM	6
6.2.4	Tristate CMOS Output: DO	7
6.3	Magnetic Input Specification.....	7
6.4	Electrical System Specifications.....	8
6.5	Timing Characteristics	9
6.5.1	Pulse Width Modulation Output	9
7	Detailed Description.....	10
7.1	Incremental Outputs	11
7.1.1	Incremental Power-up Lock Option	11
7.2	Incremental Output Hysteresis	12
7.3	Synchronous Serial Interface (SSI)	12
7.4	Absolute Output Jitter and Hysteresis	14
7.4.1	Adding a Digital Hysteresis.....	14
7.4.2	Implementing Digital Filtering	14
7.5	Z-axis Range Indication ("Red/Yellow/Green" Indicator)	14
7.6	Pulse Width Modulation (PWM) Output.....	15
7.7	3.3V / 5V Operation	16
8	Application Information	18
8.1	Magnetization	19
8.2	Position of the Index Pulse.....	19
8.3	Mounting the Magnet.....	20
8.3.1	Vertical Distance.....	20
8.3.2	Alignment of Multi-pole Magnet and IC.....	20
8.3.3	Lateral Stroke of Multi-pole Strip Magnets.....	20
8.4	Measurement Data Example.....	22
8.5	AS5311 Off-axis Rotary Applications.....	23
9	Package Drawings and Markings	25
9.1	Recommended PCB Footprint.....	26
10	Ordering Information.....	28



4 Pin Assignments

Figure 2. Pin Assignments (Top View)



4.1 Pin Descriptions

Pin 4(A), 5(B) and 7(Index) are the incremental outputs. The incremental output has a resolution of 10-bit per pole pair, resulting in a step length of 1.95 μ m.

Note: Pin 14 (CSn) must be low to enable the incremental outputs.

Pins 12, 13 and 14 are used for serial data transfer. Chip Select (CSn; active low) initiates serial data transfer. CLK is the clock input and DO is the data output. A logic high at CSn puts the data output pin (DO) to tri-state and terminates serial data transfer. CSn must be low to enable the incremental outputs. See Section 7.1.1 for further options.

Pin 8 is the supply ground pin. Pins 18 and 19 are the positive supply pins.

For 5V operation, connect the 5V supply to pin 19 and add a 2 μ F...10 μ F buffer capacitor at pin 18.

For 3.3V operation, connect both pins 18 and 19 to the 3.3V supply.

Pin 9 is used for factory programming only. It should be connected to VSS.

Pins 2 and 3 are the magnetic field change indicators, MagINCn and MagDECn (magnetic field strength increase or decrease through variation of the distance between the magnet and the device). These outputs can be used to detect the valid magnetic field range.

External pull-up resistors are required at these pins. See Section 6.2.2 for maximum output currents on these pins. Since they are open-drain outputs they can also be combined (wired-and).

Pin 15 (PWM) allows a single wire output of the 12-bit absolute position value within one pole pair (2.0mm). The value is encoded into a pulse width modulated signal with 1 μ s pulse width per step (1 μ s to 4097 μ s over one pole pair).

Pins 1, 6, 10, 11, 16, 17 and 20 are for internal use and must not be connected.



Table 1. Pin Descriptions

Pin Number	Pin Name	Pin Type	Description
1	NC	-	Must be left unconnected
2	MagINCn	Digital output open drain	Indicates "Red/Yellow/Green Range" depending on the distance between device and magnet
3	MagDECn		Indicates "Red/Yellow/Green Range" depending on the distance between device and magnet
4	A	Digital output	Incremental output A
5	B		Incremental output B
6	NC	-	Must be left unconnected
7	Index	Digital output	Incremental output Index
8	VSS	Supply pin	Negative Supply Voltage (GND)
9	Prog	Digital input pull-down	OTP Programming Input for factory programming. Connect to VSS.
10	NC	-	Must be left unconnected
11	NC	-	Must be left unconnected
12	DO	Digital output /tri-state	Data Output of Synchronous Serial Interface
13	CLK	Digital input, Schmitt-Trigger input	Clock Input of Synchronous Serial Interface; Schmitt-Trigger input
14	CSn	Digital input pull-up, Schmitt-Trigger input	Chip Select, active low; Schmitt-Trigger input, internal pull-up resistor (~50k Ω). Must be low to enable incremental outputs
15	PWM	Digital output	Pulse Width Modulation of approx. 244Hz; 1 μ s/step
16	NC	-	Must be left unconnected
17	NC	-	Must be left unconnected
18	VDD3V3	Supply pin	3V-Regulator output; internally regulated from VDD5V. Connect to VDD5V for 3V supply voltage. Do not load externally.
19	VDD5V		Positive Supply Voltage, 3.0 to 5.5 V
20	NC	-	Must be left unconnected



5 Absolute Maximum Ratings

Stresses beyond those listed in [Table 2](#) may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in [Electrical System Specifications on page 8](#) is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Table 2. Absolute Maximum Ratings

Parameter	Min	Max	Units	Comments
DC supply voltage at pin VDD5V	-0.3	7	V	
DC supply voltage at pin VDD3V3		5	V	
Input pin voltage	-0.3	VDD5V +0.3	V	Except VDD3V3
Input current (latchup immunity)	-100	100	mA	Norm: JEDEC 78
Electrostatic discharge		± 2	kV	Norm: MIL 883 E method 3015
Storage temperature	-55	125	°C	Min – 67°F; Max +257°F
Body temperature (Lead-free package)		260	°C	The reflow peak soldering temperature (body temperature) specified is in accordance with <i>IPC/JEDEC J-STD-020C "Moisture/Reflow Sensitivity Classification for Non-Hermetic Solid State Surface Mount Devices"</i> . The lead finish for Pb-free leaded packages is matte tin (100% Sn).
Humidity non-condensing	5	85	%	
Moisture Sensitive Level (MSL)		3		Represents a maximum floor time of 168h



6 Electrical Characteristics

$T_{AMB} = -40$ to $+125^{\circ}\text{C}$, $V_{DD5V} = 3.0$ - 3.6V (3V operation) $V_{DD5V} = 4.5$ - 5.5V (5V operation), unless otherwise noted.

6.1 Operating Conditions

Table 3. Operating Conditions

Symbol	Parameter	Note	Min	Typ	Max	Units
T_{AMB}	Ambient temperature	-40°F + 257°F	-40		125	$^{\circ}\text{C}$
I_{supp}	Supply current			16	21	mA
V_{DD5V} V_{DD3V3}	Supply voltage at pin VDD5V Voltage regulator output voltage at pin VDD3V3	5V Operation	4.5 3.0	5.0 3.3	5.5 3.6	V V
V_{DD5V} V_{DD3V3}	Supply voltage at pin VDD5V Supply voltage at pin VDD3V3	3.3V Operation (pin VDD5V and VDD3V3 connected)	3.0 3.0	3.3 3.3	3.6 3.6	V V

6.2 DC Characteristics for Digital Inputs and Outputs

6.2.1 CMOS Schmitt-Trigger Inputs: CLK, CSn (CSn = internal Pull-up)

Table 4. CMOS Schmitt-Trigger Inputs

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_{IH}	High level input voltage	Normal operation	$0.41 * V_{DD5V}$			V
V_{IL}	Low level input voltage				$0.13 * V_{DD5V}$	V
$V_{IOn} - V_{Ioff}$	Schmitt Trigger hysteresis		1			V
I_{LEAK} I_{iL}	Input leakage current Pull-up low level input current	CLK only CSn only, VDD5V: 5.0V	-1 -30		1 -100	μA

6.2.2 CMOS Output Open Drain: MagINCn, MagDECn

Table 5. CMOS Output Open Drain

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_{OL}	Low level output voltage				$V_{SS}+0.4$	V
I_O	Output current	VDD5V: 4.5V VDD5V: 3V			4 2	mA
I_{OZ}	Open drain leakage current				1	μA

6.2.3 CMOS Output: PWM

Table 6. CMOS Output

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_{OH}	High level output voltage		$V_{DD5V}-0.5$			V
V_{OL}	Low level output voltage				$V_{SS}+0.4$	V
I_O	Output current	VDD5V: 4.5V VDD5V: 3V			4 2	mA



6.2.4 Tristate CMOS Output: DO

Table 7. Tristate CMOS Output

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V _{OH}	High level output voltage		VDD5V -0.5			V
V _{OL}	Low level output voltage				VSS+0.4	V
I _O	Output current	VDD5V: 4.5V			4	mA
		VDD5V: 3V			2	

6.3 Magnetic Input Specification

Two-pole cylindrical diametrically magnetized source:

Table 8. Magnetic Input Specification

Symbol	Parameter	Note	Min	Typ	Max	Units
L _p	Pole length	Recommended magnet: plastic or rubber bonded ferrite or NdFeB		1		mm
t _{mag}	Pole pair length			2		mm
B _{pk}	Magnetic input field amplitude	Required vertical component of the magnetic field strength on the die's surface	10		40	mT
B _{off}	Magnetic offset	Constant magnetic stray field			± 5	mT
B _{tc}	Magnetic field temperature drift	Recommended magnet: plastic or rubber bonded ferrite or NdFeB			0.2	%/K
	Magnetic input field variation	Including offset gradient			±2	%
V _{abs}	Linear travelling speed	Incremental output: 1024 steps / polepair including interpolation ¹			650	mm/sec
Disp	Displacement	Maximum shift between defined Hall sensor center and magnet centerline; depends on magnet geometries		0.5		mm
Z _{Dist}	Vertical gap	Package to magnet surface; depends on magnet strength		0.3		mm
	Recommended magnet material and temperature drift	Plastic or rubber bonded Ferrite		-0.19		%K
		Plastic or rubber bonded Neodymium (NdFeB)		-0.12		

1. 1) For absolute outputs, a practical speed limit is 2345 mm/s. At higher speeds, input signal cancellation will occur and the detected field decreases due to the internal front-end. Significant signal change is indicated by the status bits.

2) With increasing speed, the distance between two samples increases. The travelling distance between two subsequent samples can be calculated as:

$$sampling_dist = \frac{v}{f_s}$$

where:

sampling_distance = travelling distance between samples (in mm)

v = travelling speed (in mm/sec)

f_s = sampling rate in Hz (see Table 9)



6.4 Electrical System Specifications

Table 9. Electrical System Specifications

Symbol	Parameter	Note	Min	Typ	Max	Units
RES _{abs}	Resolution, absolute outputs	0.488 $\mu\text{m}/\text{step}$ (12bit / 2mm pole pair)		12		bit / polepair
RES _{inc}	Resolution, incremental outputs	1.95 $\mu\text{m}/\text{step}$ (10bit / 2mm pole pair)		10		bit / polepair
INL _{opt}	Integral non-linearity (optimum)	Maximum error with respect to the best line fit. Ideal magnet T _{AMB} = 25 °C.			± 5.6	μm
INL _{temp}	Integral non-linearity (over temperature)	Maximum error with respect to the best line fit. Ideal magnet T _{amb} = -30 to +70 °C.			± 10	μm
DNL	Differential non-linearity	10bit, no missing codes			± 0.97	μm
TN	Transition noise	1 sigma			0.6	μm RMS
V _{on}	Power-on reset thresholds: On voltage; 300mV typ. hysteresis	DC supply voltage 3.3V (VDD3V3)	1.37	2.2	2.9	V
V _{off}	Power-on reset thresholds: Off voltage; 300mV typ. hysteresis		1.08	1.9	2.6	
t _{PwrUp}	Power-up time	Until status bit OCF = 1			20	ms
t _{delay}	System propagation delay absolute output	Delay of ADC, DSP and absolute interface			96	μs
t _{delay}	System propagation delay incremental output	Including interpolation delay at high speeds			384	μs
f _s	Internal sampling rate for absolute output	T _{AMB} = 25°C	9.90	10.42	10.94	kHz
		T _{AMB} = -40 to +125°C,	9.38	10.42	11.46	
Hyst	Hysteresis, incremental outputs	No Hysteresis at absolute serial outputs		2		LSB
CLK	Read-out frequency	Maximum clock frequency to read out serial data			1	MHz

Notes:

1. Integral Non-Linearity (INL) is the maximum deviation between actual position and indicated position.
2. Differential Non-Linearity (DNL) is the maximum deviation of the step length from one position to the next.
3. Transition Noise (TN) is the repeatability of an indicated position.



6.5 Timing Characteristics

Table 10. Synchronous Serial Interface (SSI)

Symbol	Parameter	Note	Min	Typ	Max	Units
$t_{DOactive}$	Data output activated (logic high)	Time between falling edge of CSn and data output activated			100	ns
t_{CLKFE}	First data shifted to output register	Time between falling edge of CSn and first falling edge of CLK	500			ns
$T_{CLK/2}$	Start of data output	Rising edge of CLK shifts out one bit at a time	500			ns
t_{Dvalid}	Data output valid	Time between rising edge of CLK and data output valid			413	ns
$t_{Dtristate}$	Data output tristate	After the last bit DO changes back to "tristate"			100	ns
t_{CSn}	Pulse width of CSn	CSn = high; To initiate read-out of next angular position	500			ns
f_{CLK}	Read-out frequency	Clock frequency to read out serial data	>0		1	MHz

6.5.1 Pulse Width Modulation Output

Table 11. Pulse Width Modulation Output

Symbol	Parameter	Note	Min	Typ	Max	Units
f_{PWM}	PWM frequency	Signal period = $4098\mu s \pm 5\%$ at $T_{AMB} = 25^{\circ}C$	232	244	256	Hz
		Signal period = $4098\mu s \pm 10\%$ at $T_{AMB} = -40$ to $+125^{\circ}C$	220	244	268	
PW_{MIN}	Minimum pulse width	Position 0d = $0\mu m$	0.9	1	1.1	μs
PW_{MAX}	Maximum pulse width	Position 4095d = $1999.5\mu m$	3892	4097	4301	μs



7 Detailed Description

The different types of outputs relative to the magnet position are outlined in Figure 3 below.

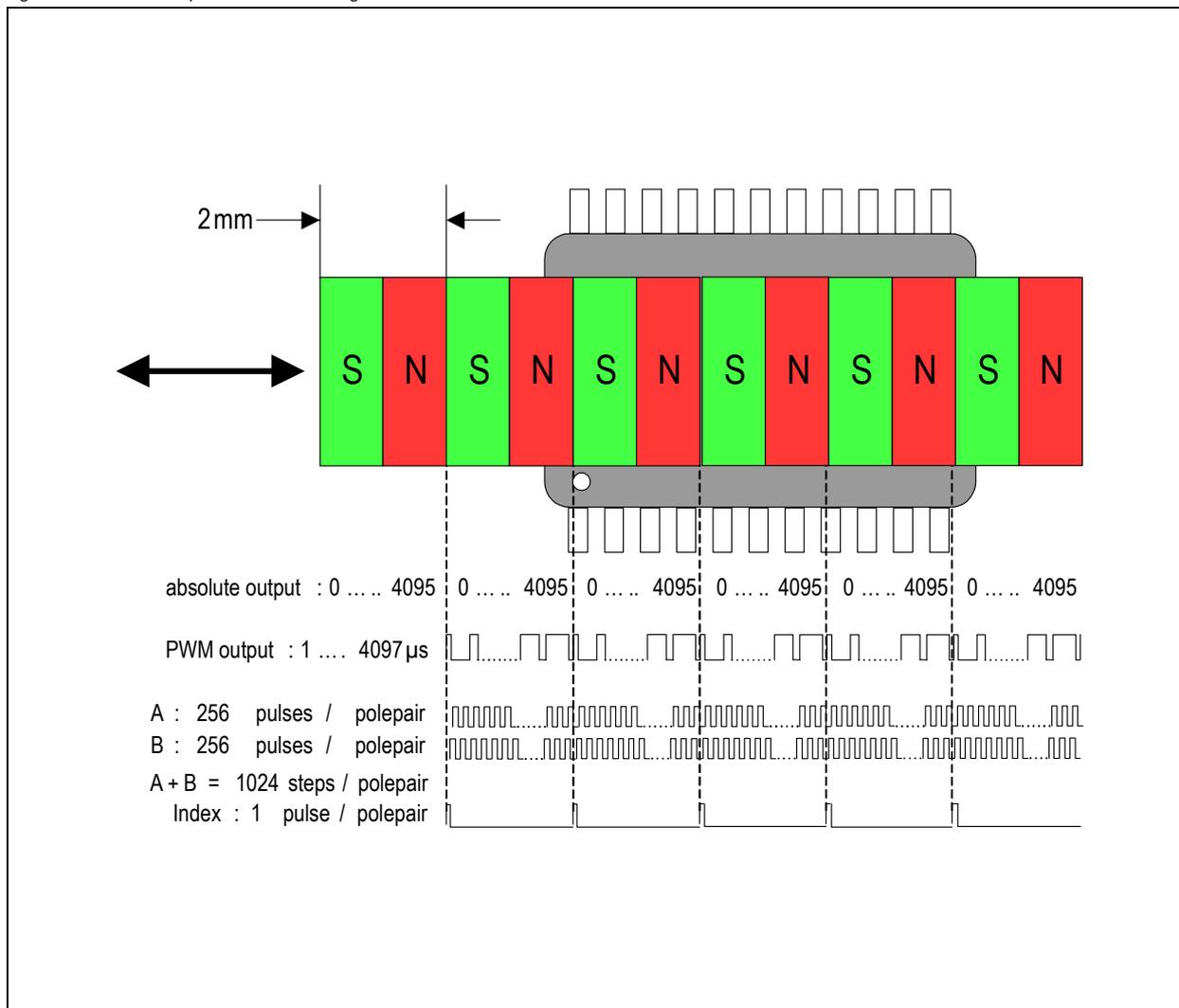
The absolute serial output counts from 0...4095 within one pole pair and repeats with each subsequent pole pair.

Likewise, the PWM output starts with a pulse width of 1µs, increases the pulse width with every step of 0.488µm and reaches a maximum pulse width of 4097µs at the end of each pole pair.

An index pulse is generated once for every pole pair.

256 incremental pulses are generated at each output A and B for every pole pair. The outputs A and B are phase shifted by 90 electrical degrees, which results in 1024 edges per pole pair. As the incremental outputs are also repeated with every pole pair, a constant train of pulses is generated as the magnet moves over the chip.

Figure 3. AS5311 Outputs Relative to Magnet Position

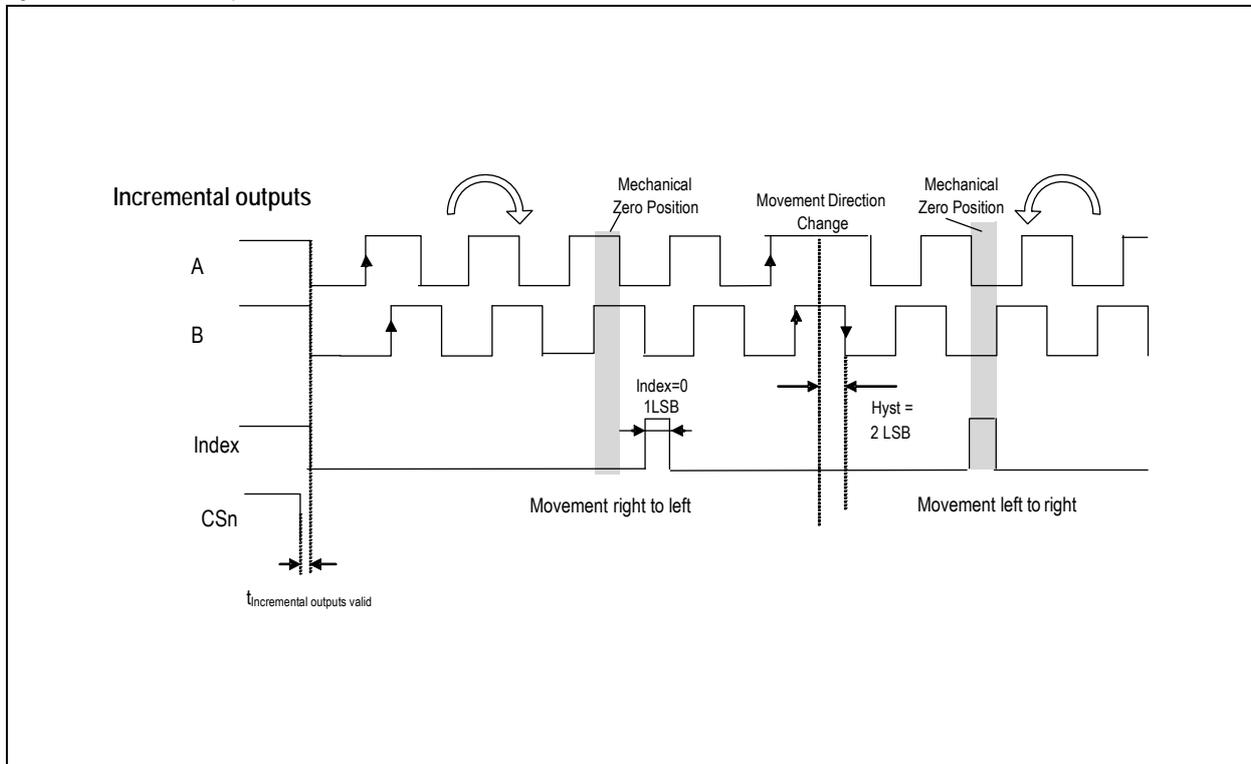




7.1 Incremental Outputs

Figure 4 shows the two-channel quadrature output of the AS5311. Output A leads output B when the magnet is moving from right to left and output B leads output A when the magnet is moving from left to right (see Figure 14).

Figure 4. Incremental Outputs



7.1.1 Incremental Power-up Lock Option

After power-up, the incremental outputs can optionally be locked or unlocked, depending on the status of the CSn pin:

CSn = low at power-up: CSn has an internal pull-up resistor and must be externally pulled low ($R_{ext} \leq 5k\Omega$). If CSn is low at power-up, the incremental outputs A, B and Index will be high until the internal offset compensation is finished. This unique state may be used as an indicator for the external controller to shorten the waiting time at power-up. Instead of waiting for the specified maximum power up-time (see [Electrical System Specifications on page 8](#)), the controller can start requesting data from the AS5311 as soon as the state (A= B= Index = high) is cleared.

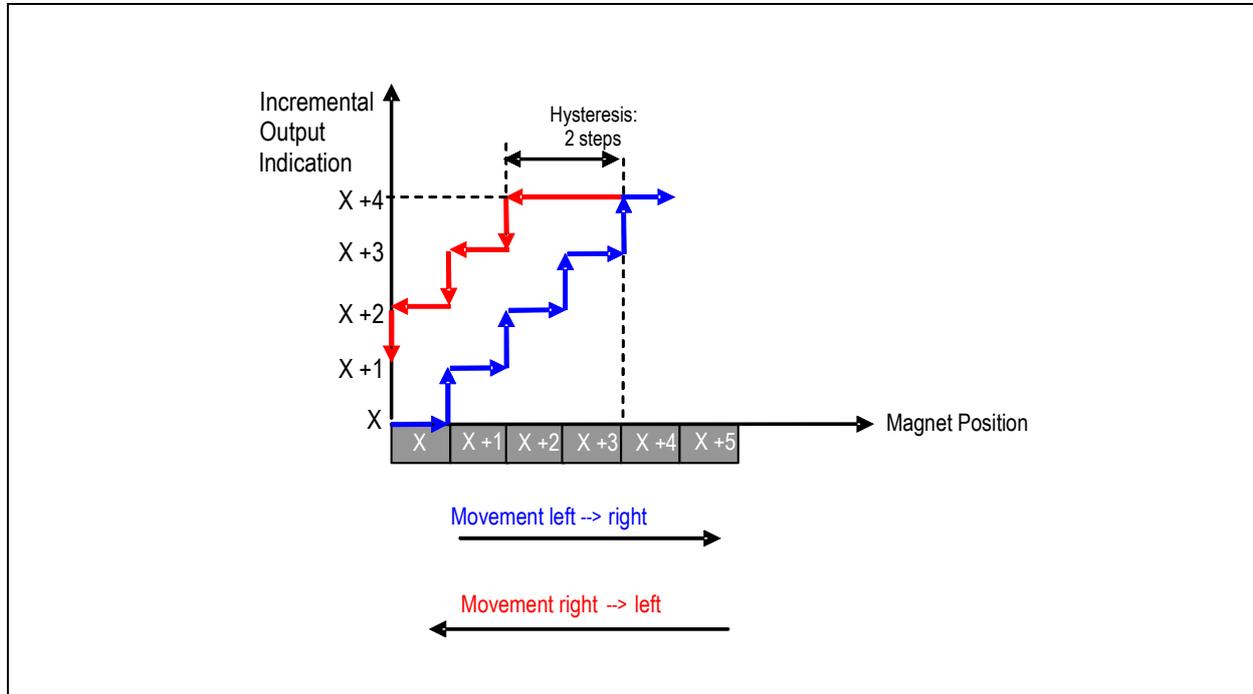
CSn = high or open at power-up: In this mode, the incremental outputs (A, B, Index) will remain at logic high state after power-up, until CSn goes low or a low pulse is applied at CSn and internal offset compensation is finished. This mode allows intentional disabling of the incremental outputs after power-up until for example the system microcontroller is ready to receive data.

Once the incremental outputs are unlocked they can not be disabled during operation.



7.2 Incremental Output Hysteresis

Figure 5. Hysteresis Illustration



To avoid flickering incremental outputs at a stationary magnet position, a hysteresis is introduced.

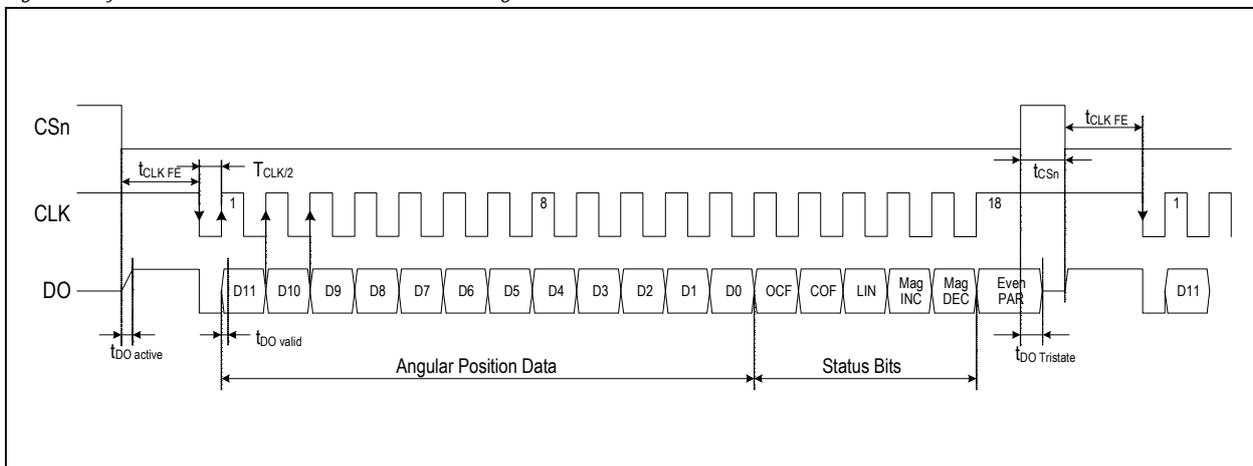
In case of a movement direction change, the incremental outputs have a hysteresis of 2 LSB. For constant movement directions, every magnet position change is indicated at the incremental outputs (see Figure 4). If for example the magnet moves from position “x+3” to “x+4”, the incremental output would also indicate this position accordingly.

A change of the magnet’s movement direction back to position “x+3” means, that the incremental output still remains unchanged for the duration of 2 LSB, until position “x+2” is reached. Following this movement, the incremental outputs will again be updated with every change of the magnet position.

7.3 Synchronous Serial Interface (SSI)

The Serial interface allows data transmission of the 12-bit absolute linear position information (within one pole pair = 2.0mm). Data bits D11:D0 represent the position information with a resolution of 488nm (2000µm / 4096) per step. CLK must be high at the falling edge of CSn.

Figure 6. Synchronous Serial Interface with Absolute Angular Position Data



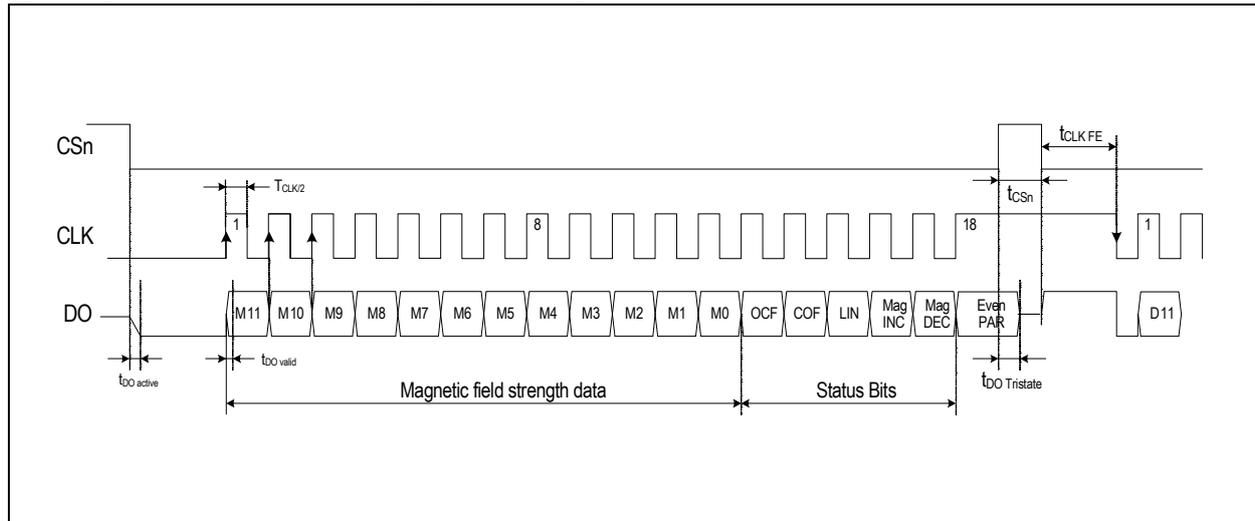


If CLK is low at the falling edge of CSn, the first 12 bits represent the magnitude information, which is proportional to the magnetic field strength. This information can be used to detect the presence and proper distance of the magnetic strip by comparing it to a known good value (depends on the magnet material and distance).

The automatic gain control (AGC) maintains a constant MAGnitude value of 3F hex (=“green” range). If the MAG value is $\ll 3F$ hex, the AGC is out of the regulating range (“yellow” or “red” range). See [Table 13](#) for more details. For AGC algorithm only M11: M4 of the magnitude are used.

A value of zero or close to zero indicates a missing magnet.

Figure 7. Synchronous Serial Interface with Magnetic Field Strength Data



If CSn changes to logic low, Data Out (DO) will change from high impedance (tri-state) to logic high and the read-out will be initiated.

- After a minimum time $t_{CLK FE}$, data is latched into the output shift register with the first falling edge of CLK.
- Each subsequent rising CLK edge shifts out one bit of data.
- The serial word contains 18 bits, if CLK is high at the falling edge of CSn (see [Figure 6](#)), the first 12 bits are the absolute distance information D[11:0], the subsequent 6 bits contain system information, about the validity of data such as OCF, COF, LIN, Parity and Magnetic Field status (increase/decrease).
- If CLK is low at the falling edge of CSn, the first 12 bits contain the magnitude information and the subsequent bits contain the status bits (see [Figure 7](#)).
- A subsequent measurement is initiated by a “high” pulse at CSn with a minimum duration of t_{CSn} .

Data Contents:

D11:D0 absolute linear position data (MSB is clocked out first)

M11:M0 magnitude / magnetic field strength information (MSB is clocked out first)

OCF (Offset Compensation Finished), logic high indicates the finished Offset Compensation Algorithm. If this bit is not set, the data at D11:D0 (likewise M11:M0) may be invalid.

COF (Cordic Overflow), logic high indicates an out of range error in the CORDIC part. When this bit is set, the data at D11:D0 (likewise M11:M0) is invalid.

This alarm may be resolved by bringing the magnet within the X-Y-Z tolerance limits.

LIN (Linearity Alarm), logic high indicates that the input field generates a critical output linearity.

When this bit is set, the data at D11:D0 may still be used, but can contain invalid data. This warning can be resolved by increasing the magnetic field strength.

Even Parity bit for transmission error detection of bits 1...17 (D11...D0, OCF, COF, LIN, MagINC, MagDEC)



Data D11:D0 is valid, when the status bits have the following configurations:

Table 12. Status Bit Outputs

OCF	COF	LIN	MagINC	MagDEC	Parity
1	0	0	0	0	Even checksum of bits 1:17
			0	1	
			1	0	
			1*	1*	

*MagInc=MagDec=1 is only recommended in YELLOW mode (see Table 13).

7.4 Absolute Output Jitter and Hysteresis

Note: There is no hysteresis or additional filtering at the absolute output. This allows a determination of the magnet's absolute position within one pole pair down to submicron range.

Due to the intentionally omitted hysteresis and due to noise (e.g. from weak magnetic fields), the absolute output may jitter when the magnet is stationary over the chip. In order to get a stable 12-bit absolute reading, two common methods may be implemented to reduce the jitter.

7.4.1 Adding a Digital Hysteresis

The hysteresis feature of the incremental outputs is described in [Incremental Output Hysteresis](#). An equivalent function can be implemented in the software of the external microcontroller. The hysteresis should be larger than the peak-to-peak noise (=jitter) of the absolute output in order to mask it and create a stable output reading.

Note: The 2-bit hysteresis on the incremental output (=3.9µm) is equivalent to a hysteresis of 8LSB on the absolute output.

7.4.2 Implementing Digital Filtering

Another useful alternative or additional method to reduce jitter is digital filtering. This can be accomplished simply by averaging, for example a moving average calculation in the external microcontroller. Averaging 4 readings results in 6dB (=50%) noise and jitter reduction. An average of 16 readings reduces the jitter by a factor of 4.

Averaging causes additional latency of the processed data. Therefore it may be useful to adjust the depth of averaging depending on speed of travel. For example using a larger depth when the magnet is stationary and reducing the depth when the magnet is in motion.

7.5 Z-axis Range Indication (“Red/Yellow/Green” Indicator)

The AS5311 provides several options of detecting the magnet distance by indicating the strength of the magnetic field. The signal indicator pins MagINCn and MagDECn are available as hardware pins (pins 2 and 3) and display the “Red/Yellow/Green Range”.

Additionally, the serial data stream (see [Figure 6](#)) offers the MagINC, MagDEC and LIN status bits. The LIN status bit indicates the non-recommended “red” range. The MAGnitude register provides additional information about the strength of the magnetic field (see [Figure 7](#)). For Z-axis Range Indication only M11:M4 of the magnitude are used.

The digital status bits MagINC, MagDec, LIN and the hardware pins MagINCn, MagDECn have the following function:

Table 13. Magnetic Field Strength Red-Yellow-Green Indicators

Status Bits			MAG	Hardware Pins ¹		Description
MagINC	MagDEC	LIN	M11...M4	MagINCn	MagDECn	
0	0	0	3F hex	Off	Off	No distance change Magnetic input field OK (GREEN range, ~10...40mT peak amplitude)
0	1	0	3F hex	Off	Off	Distance increase; this state is a dynamic state and only active while the magnet is moving away from the chip. Magnitude register may change but regulates back to 3F hex.
1	0	0	3F hex	Off	Off	Distance decrease; this state is a dynamic state and only active while the magnet is moving towards the chip. Magnitude register may change but regulates back to 3F hex.



Table 13. Magnetic Field Strength Red-Yellow-Green Indicators

Status Bits			MAG	Hardware Pins ¹		Description
MagINC	MagDEC	LIN	M11...M4	MagINCn	MagDECn	
1	1	0	20 hex-5F hex	On	Off	YELLOW range: magnetic field is ~3.4...54.5mT. The AS5311 may still be operated in this range, but with slightly reduced accuracy.
1	1	1	<20 hex >5F hex	On	On	RED range: magnetic field is <3.4mT (MAG <20) or >54.5mT (MAG >5F). It is still possible to operate the AS5311 in the red range, but not recommended.
All other combinations				n/a	n/a	Not available

1. Pin 2 (MagINCn) and Pin 3 (MagDECn)

7.6 Pulse Width Modulation (PWM) Output

The AS5311 provides a pulse width modulated output (PWM), whose duty cycle is proportional to the relative linear position of the magnet within one pole pair (2.0mm). This cycle repeats after every subsequent pole pair:

(EQ 1)

$$Position = \frac{t_{on} \cdot 4098}{(t_{on} + t_{off})} - 1$$

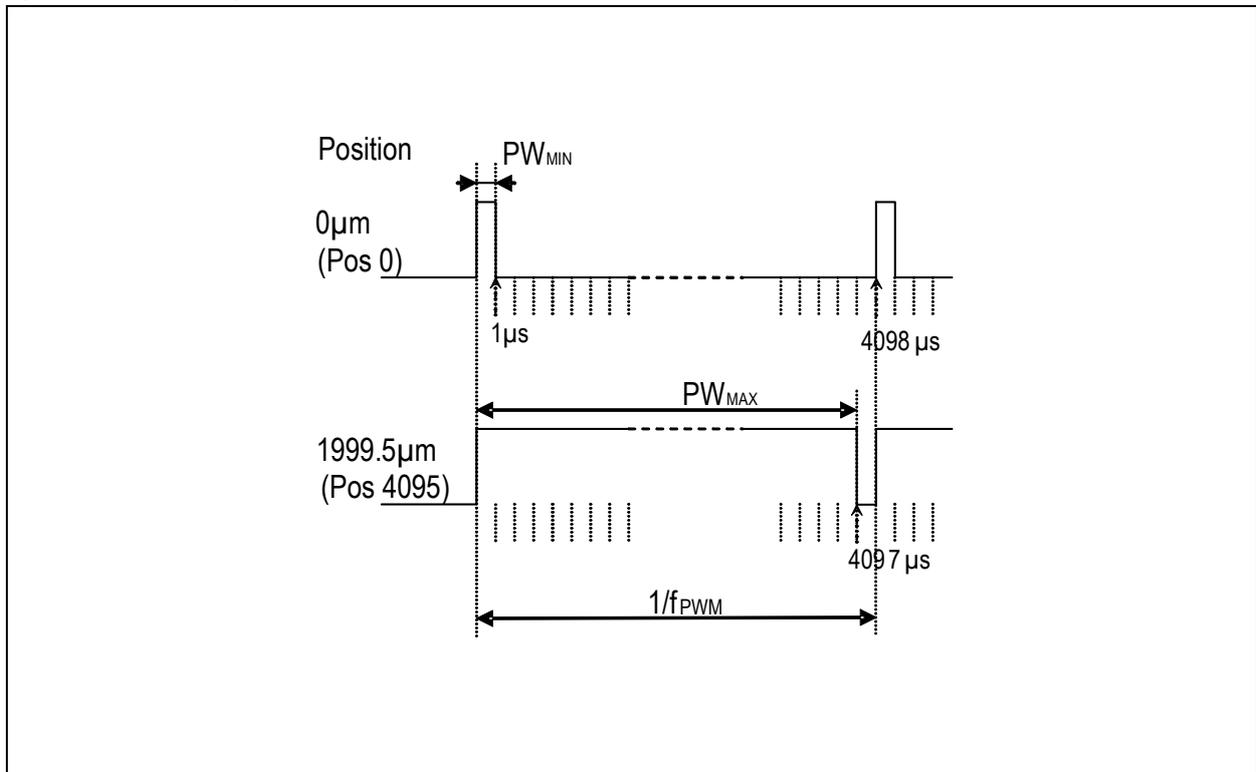
for digital position = 0 – 4094

Exception: A linear position of 1999.5µm = digital position 4095 will generate a pulse width of $t_{on} = 4097\mu s$ and a pause $t_{off} = 1\mu s$

The PWM frequency is internally trimmed to an accuracy of $\pm 5\%$ ($\pm 10\%$ over full temperature range). This tolerance can be cancelled by measuring the complete duty cycle as shown above.



Figure 8. PWM Output Signal



7.7 3.3V / 5V Operation

The AS5311 operates either at $3.3V \pm 10\%$ or at $5V \pm 10\%$. This is made possible by an internal 3.3V Low-Dropout (LDO) Voltage regulator. The internal supply voltage is always taken from the output of the LDO, meaning that the internal blocks are always operating at 3.3V.

For 3.3V operation, the LDO must be bypassed by connecting VDD3V3 with VDD5V (see Figure 9).

For 5V operation, the 5V supply is connected to pin VDD5V, while VDD3V3 (LDO output) must be buffered by a $2.2 \dots 10 \mu F$ capacitor, which is supposed to be placed close to the supply pin.

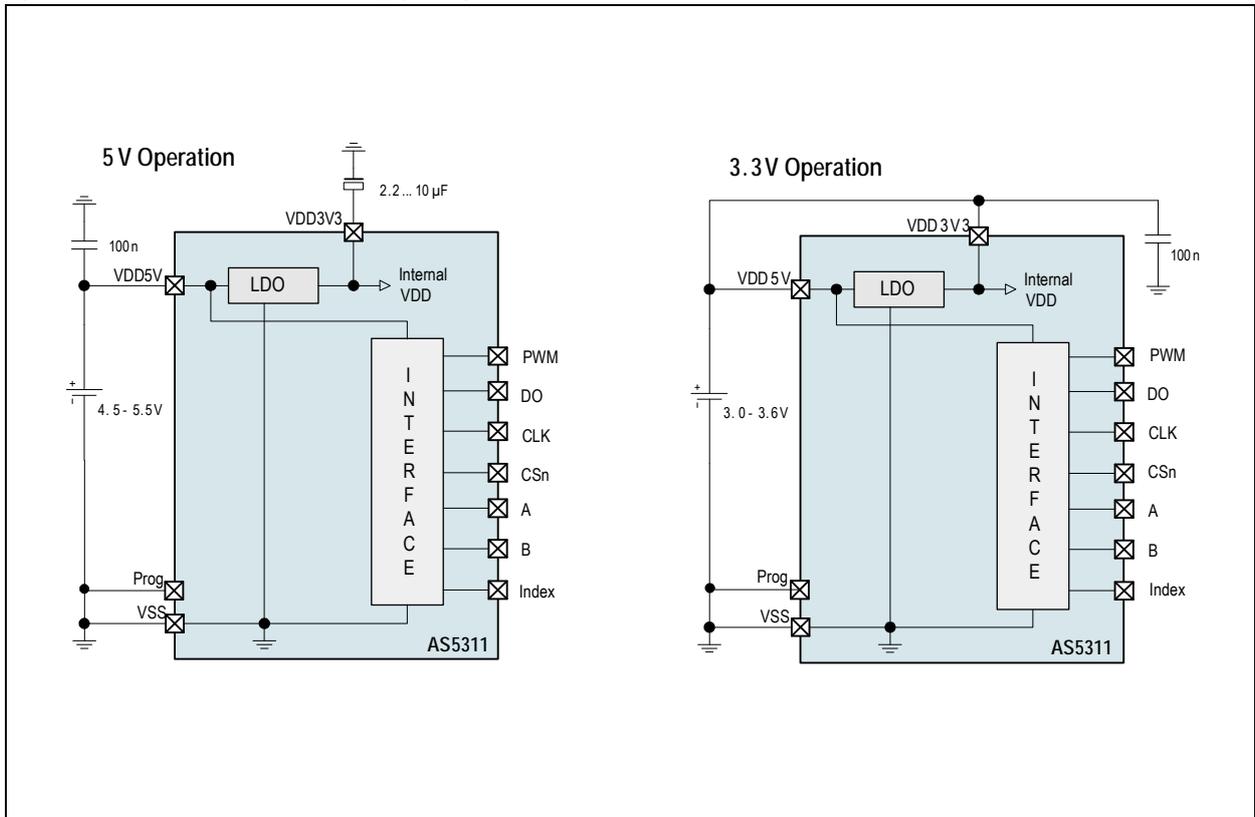
The VDD3V3 output is intended for internal use only. It must not be loaded with an external load.

The output voltage of the digital interface I/O's corresponds to the voltage at pin VDD5V, as the I/O buffers are supplied from this pin.

A buffer capacitor of 100nF is recommended in both cases close to pin VDD5V. Note that pin VDD3V3 must always be buffered by a capacitor. It must not be left floating, as this may cause an instable internal 3.3V supply voltage which may lead to larger than normal jitter of the measured angle.



Figure 9. Connections for 5V and 3.3V Supply Voltages





8 Application Information

Figure 10. AS5311 with Multi-pole Magnetic Strip for Linear Motion Sensing

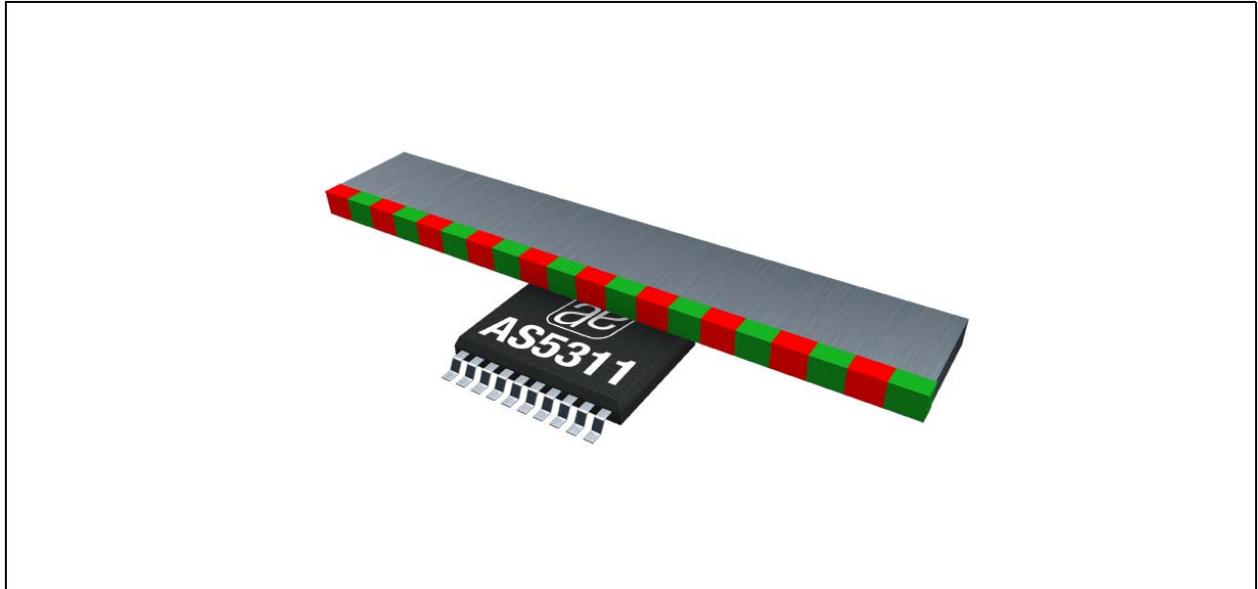
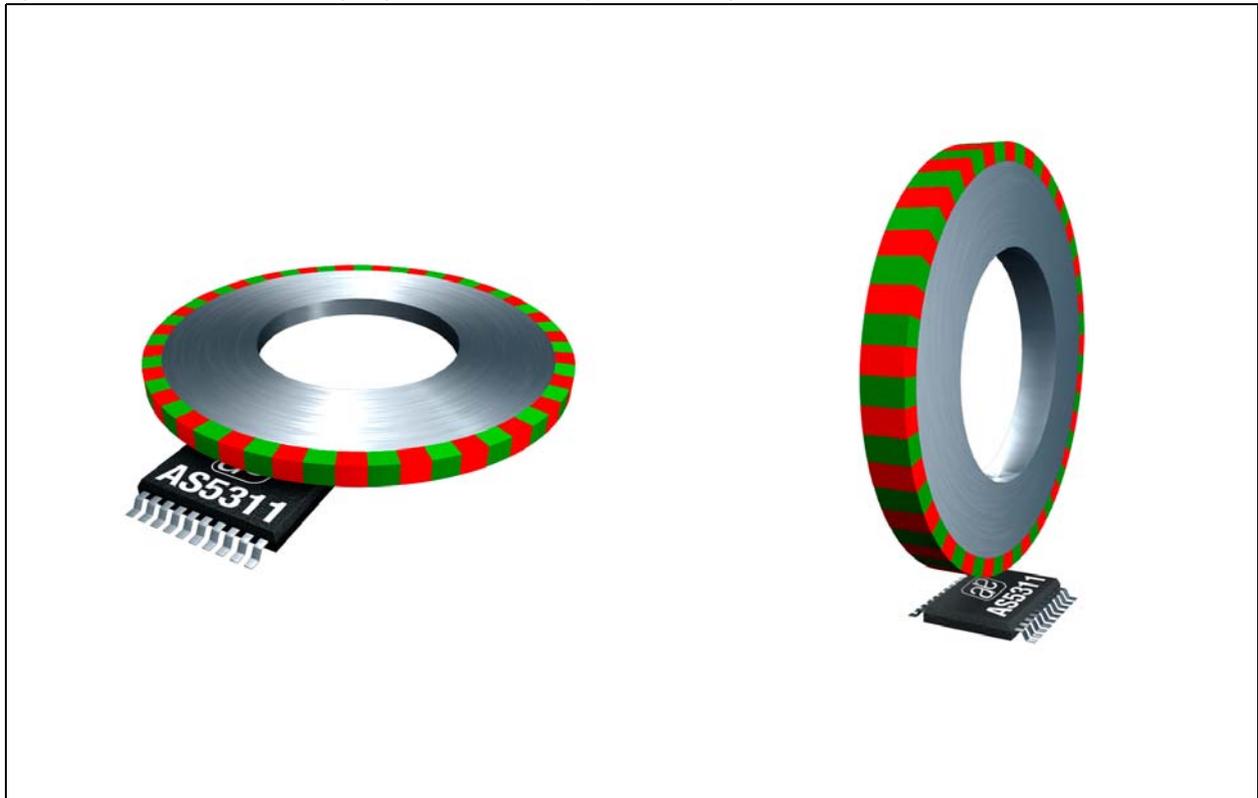


Figure 11. AS5311 with Multi-pole Ring Magnets for Off-axis Rotary Motion Sensing





8.1 Magnetization

The AS5311 accepts magnetic multi-pole strip or ring magnets with a pole length of 1.0mm. Recommended magnet materials include plastic or rubber bonded ferrite or Neodymium magnets.

It is not recommended to use the AS5311 with other pole lengths as this will create additional non-linearities.

Figure 12. Additional Error from Pole Length Mismatch

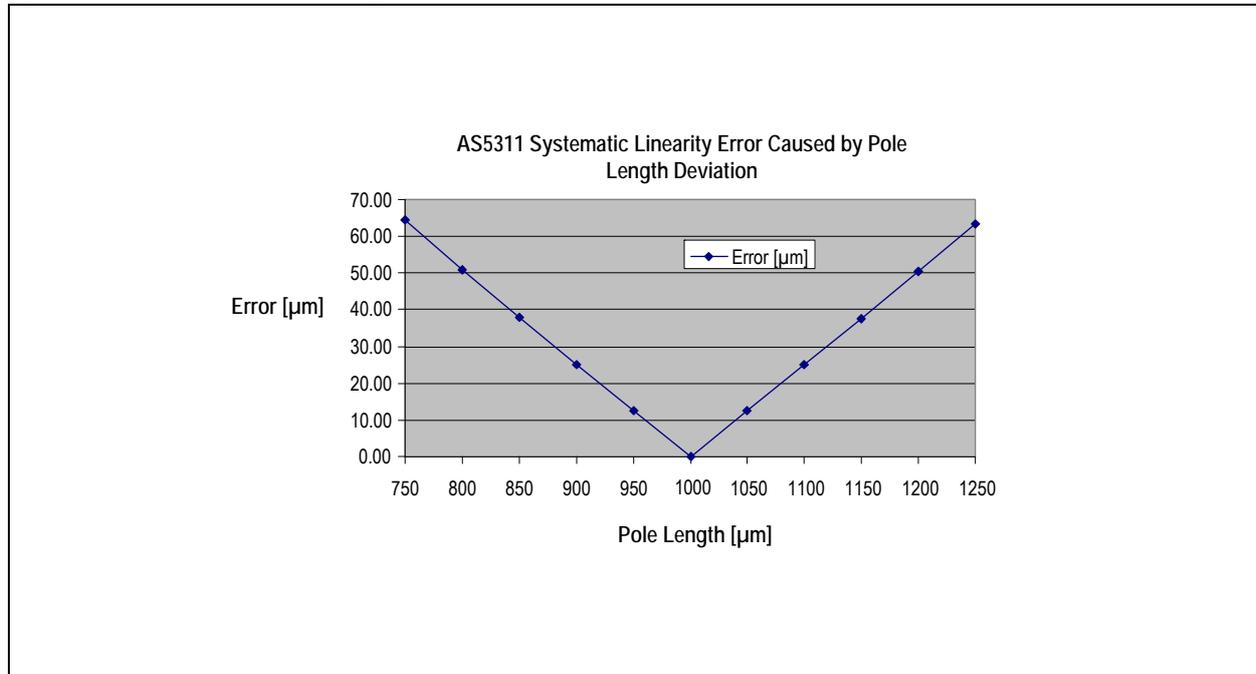


Figure 12 shows the error caused by a mismatch of pole length. Note that this error is an additional error on top of the chip-internal INL and DNL errors (see [Electrical System Specifications on page 8](#)). For example, when using a multi-pole magnet with 1.2mm pole length instead of 1.0mm, the AS5311 will provide 1024 incremental steps or 4096 absolute positions over 2.4mm, but with an additional linearity error of up to 50μm.

The curvature of ring magnets may cause linearity errors as well due to the fact that the Hall array on the chip is a straight line while the poles on the multi-pole ring are curved. These errors decrease with increasing ring diameter. It is therefore recommended to keep the ring diameter measured at the location of the Hall array at 20mm or higher.

8.2 Position of the Index Pulse

An index pulse is generated when the North and South poles are placed over the Hall array as shown in [Figure 14](#).

The incremental output count increases when the magnet is moving to the left, facing the chip with pin#1 at the lower left corner (see [Figure 14](#) - top drawing). At the same time, the absolute position value increases. Likewise, the position value decreases when the magnet is moved in the opposite direction.



8.3 Mounting the Magnet

8.3.1 Vertical Distance

As a rule of thumb, the gap between chip and magnet should be $\frac{1}{2}$ of the pole length, that is $Z=0.5\text{mm}$ for the 1.0mm pole length of the AS5311 magnets. However, the gap also depends on the strength of the magnet. Typical gaps for AS5311 magnets range from 0.3 to 0.6mm (see [Electrical System Specifications on page 8](#)).

The AS5311 automatically adjusts for fluctuating magnet strength by using an automatic gain control (AGC). The vertical distance should be set such that the AS5311 is in the “green” range. See [Z-axis Range Indication \(“Red/Yellow/Green” Indicator\) on page 14](#) for more details.

8.3.2 Alignment of Multi-pole Magnet and IC

When aligning the magnet strip or ring to the AS5311, the centerline of the magnet strip should be placed exactly over the Hall array. A lateral displacement in Y-direction (across the width of the magnet) is acceptable as long as it is within the active area of the magnet. See [Figure 14](#) for the position of the Hall array relative to Pin #1.

Note: The active area in width is the area in which the magnetic field strength across the width of the magnet is constant with reference to the centerline of the magnet (see [Figure 13](#)).

8.3.3 Lateral Stroke of Multi-pole Strip Magnets

The lateral movement range (stroke) is limited by the area at which all Hall sensors of the IC are covered by the magnet in either direction. The Hall array on the AS5311 has a length of 2.0mm, hence the total stroke is,

$$\text{maximum lateral Stroke} = \text{Length of active area} - \text{length of Hall array} \quad (\text{EQ } 2)$$

Note: Active area in length is defined as the area containing poles with the specified 1.0mm pole length. Shorter poles at either edge of the magnet must be excluded from the active area (see [Figure 13](#)).

Figure 13. Active Area of Strip Magnet

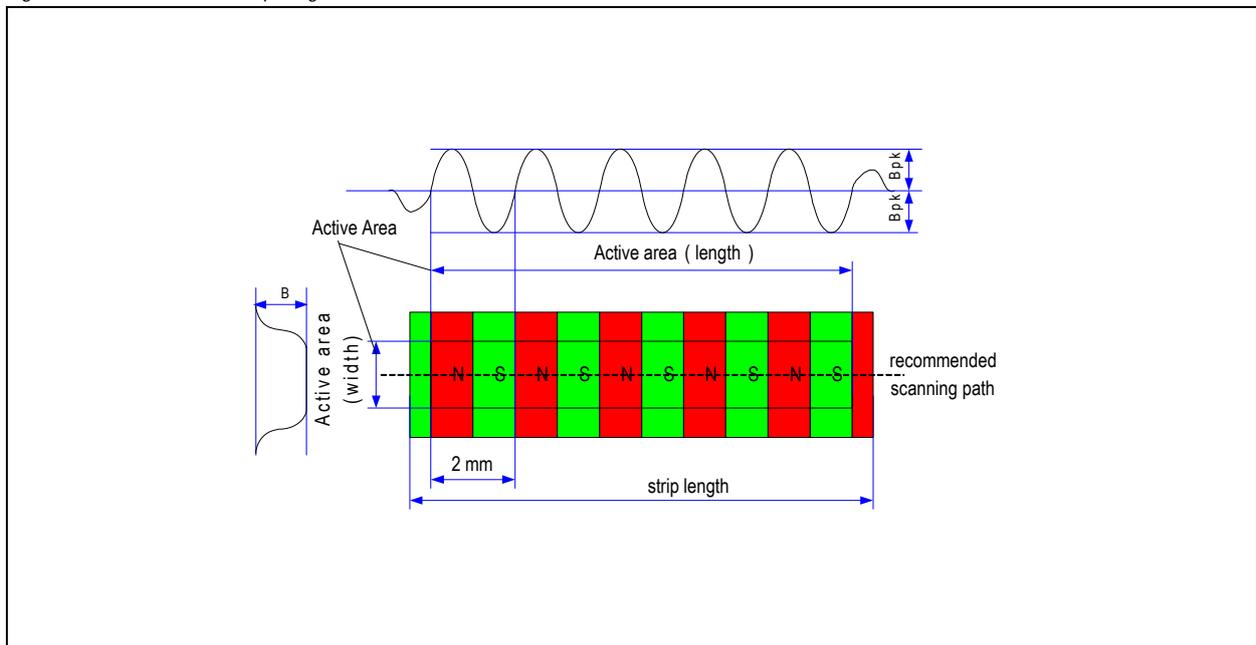
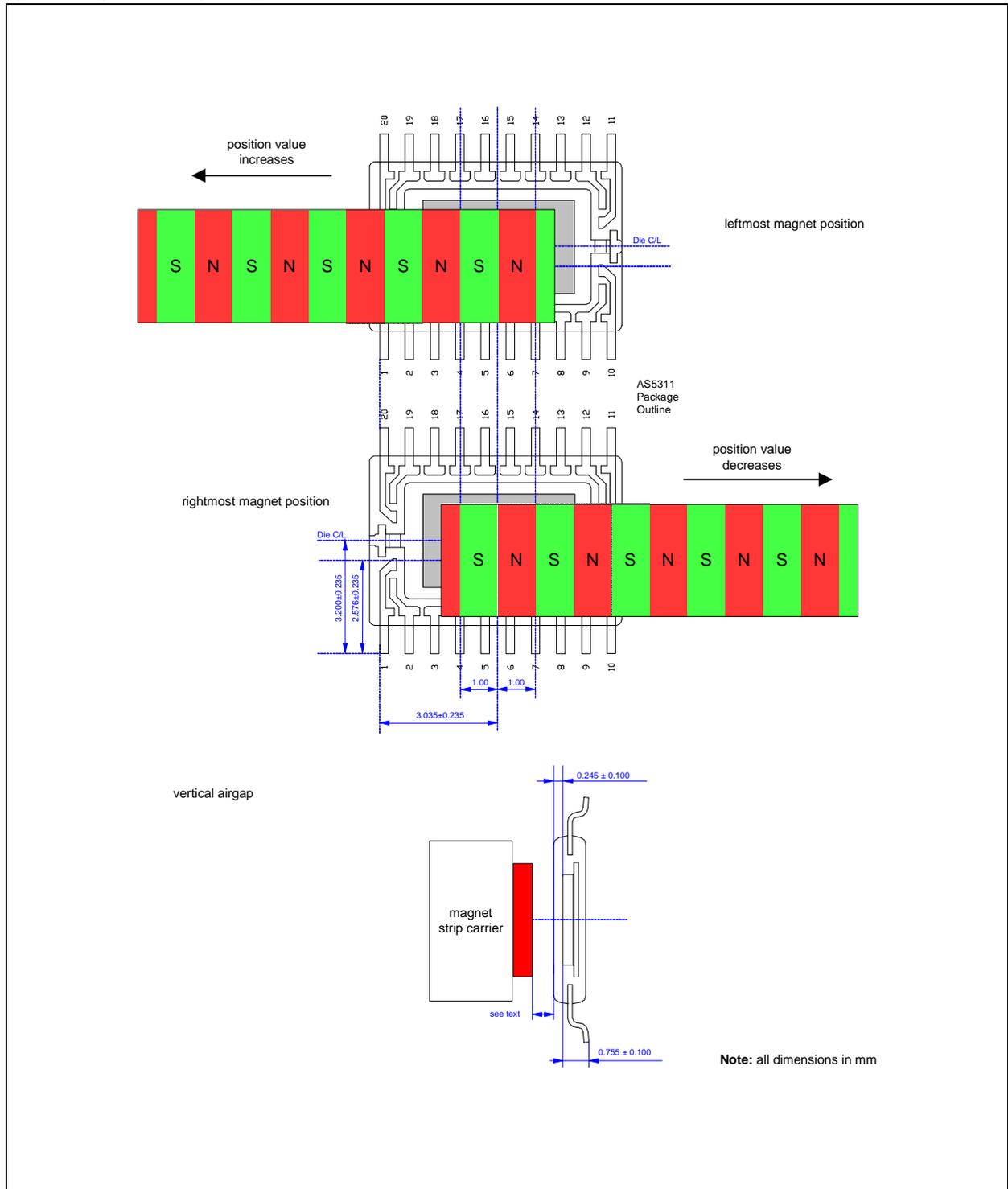




Figure 14. Alignment of Magnet Strip with AS5311 Sensor IC





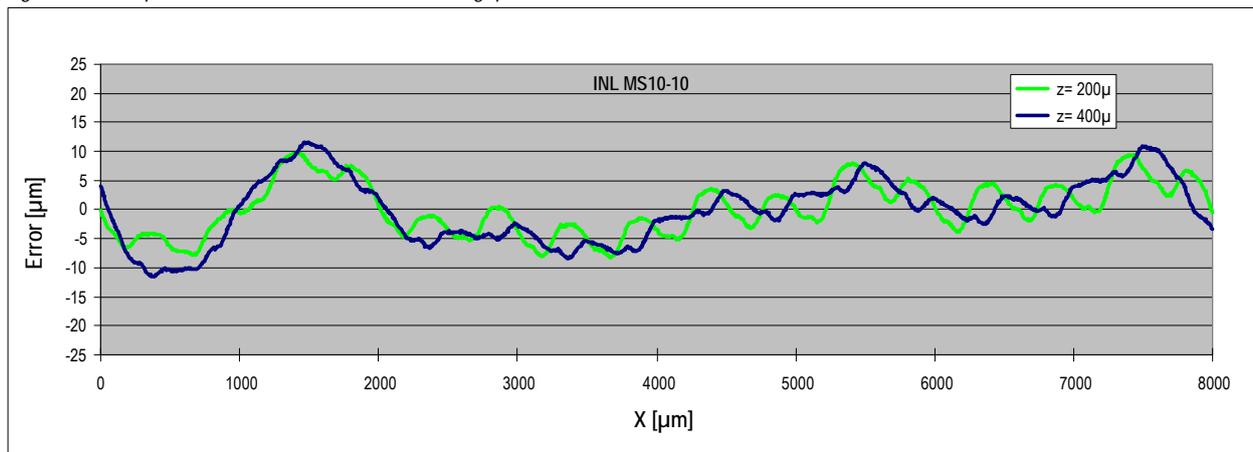
8.4 Measurement Data Example

Figure 15 shows typical test results of the accuracy obtained by a commercially available multi-pole magnetic strip.

The graph shows the accuracy over a stroke of 8mm at two different vertical gaps, 0.2mm and 0.4mm. As displayed, the accuracy is virtually identical (about $\pm 10\mu\text{m}$) for both airgaps due to the automatic gain control of the AS5311 which compensates for airgap changes.

The accuracy depends greatly on the length and strength of each pole and hence from the precision of the tool used for magnetization as well as the homogeneity of the magnet material. As the error curve in the example below does not show a repetitive pattern for each pole pair (each 2.0mm), this is most likely an indication that the pole lengths of this particular sample do not exactly match. While the first pole pair (0...2mm) shows the greatest non-linearities, the second pole (2...4mm) is very precise, etc.

Figure 15. Sample Test Results of INL at Different Airgaps



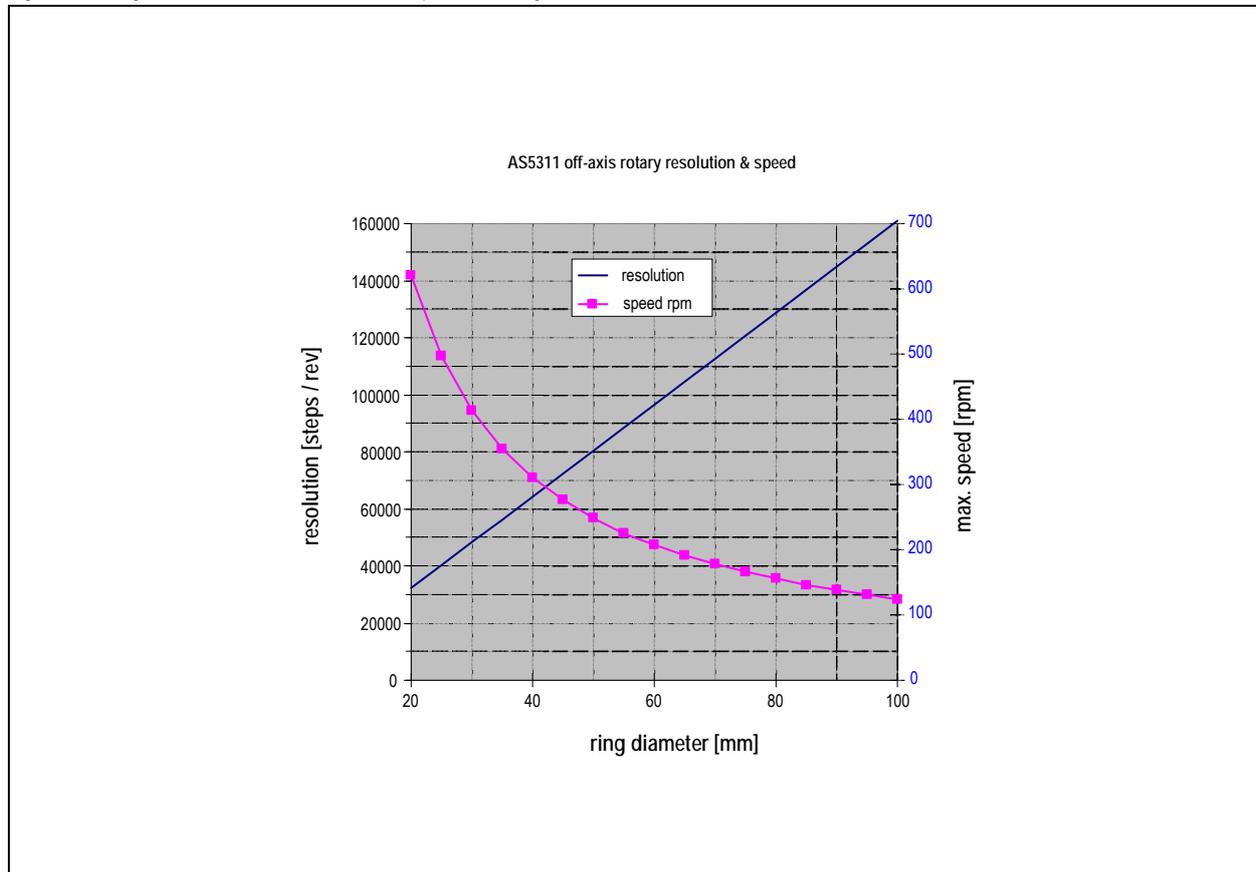
Note: The magnet sample used in Figure 15 is a 10-pole plastic bonded ferrite magnet as shown in Figure 13. The corresponding magnet datasheet (MS10-10) is available for download from the *ams* website, magnet samples can be ordered from the *ams* online web shop.



8.5 AS5311 Off-axis Rotary Applications

The AS5311 can also be used as an off-axis rotary encoder, as shown in Figure 11. In such applications, the multi-pole magnetic strip is replaced by a multi-pole magnetic ring. The ring can have radial or axial magnetization.

Figure 16. Angular Resolution and Maximum Speed vs. Ring Diameter



In off-axis rotary applications, very high angular resolutions are possible with the AS5311.

The number of steps per revolution increases linearly with ring diameter.

Due to the increasing number of pulses per revolution, the maximum speed decreases with increasing ring diameter.

Example: A magnetic ring with 41.7mm diameter has a resolution of 65536 steps per revolution (16-bit) and a maximum speed of 305 rpm.

Res [bit]	Steps per Revolution	Ring Diameter [mm]	Maximum Speed [rpm]
15	32768	20.9	609
16	65536	41.7	305
17	131072	83.4	152



The number of incremental steps per revolution can be calculated as:

(EQ 3)

$$\text{incremental_steps} = 1024 * \text{nbr_polepairs}$$

(EQ 4)

$$\text{incremental_steps} = \frac{1024 * d * \pi}{2}$$

Note: The circumference ($d * \pi$) must be a multiple of one polepair = 2mm, hence the diameter of the magnet ring may need to be adjusted accordingly:

(EQ 5)

$$d = \frac{\text{nbr_polepairs} * 2\text{mm}}{\pi}$$

The maximum rotational speed can be calculated as:

(EQ 6)

$$\text{max_rot_speed} = \frac{\text{max_lin_speed} * 60}{d * \pi} = \frac{39000}{d * \pi}$$

Where:

nbr_polepairs is the number of pole pairs at the magnet ring.

d is the diameter of the ring in mm; the diameter is taken at the locus of the Hall elements underneath the magnet.

max_rot_speed is the maximum rotational speed in revolutions per minute rpm.

max_lin_speed is the maximum linear speed in mm/sec (=650 mm/s for AS5311).

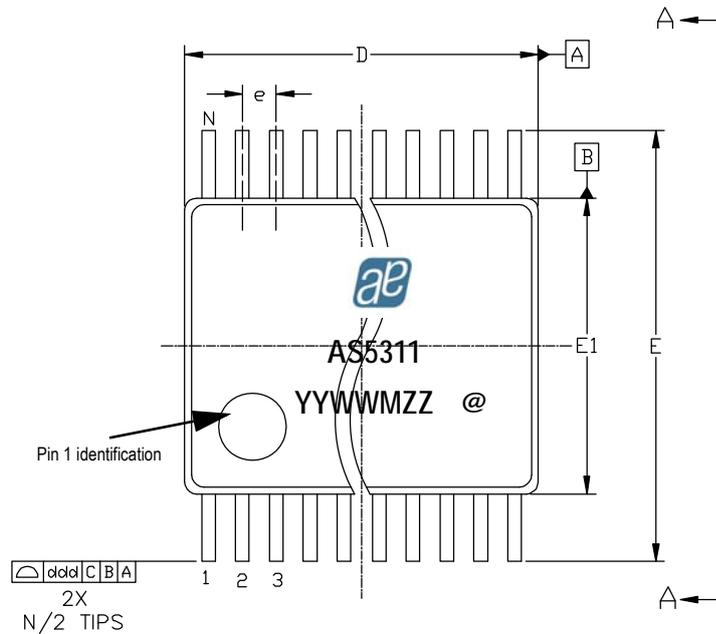
Note: Further examples are shown in the "Magnet Selection Guide", available for download from the *ams* website.



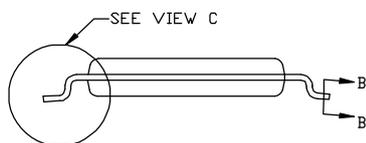
9 Package Drawings and Markings

The device is available in a 20-pin TSSOP package.

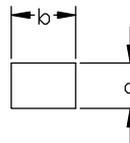
Figure 17. 20-pin TSSOP Package Dimensions and Hall Array Location



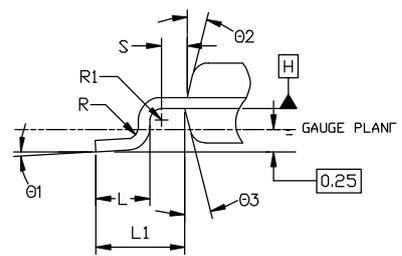
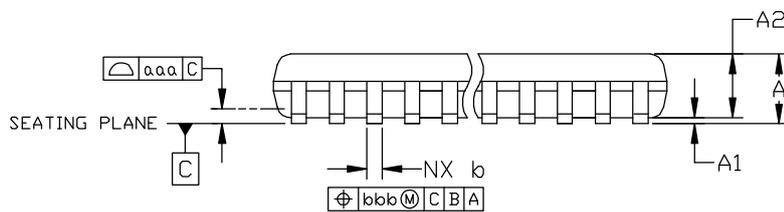
Symbol	Min	Nom	Max
A	-	-	1.20
A1	0.05	-	0.15
A2	0.80	1.00	1.05
b	0.19	-	0.30
c	0.09	-	0.20
D	6.40	6.50	6.60
E	-	6.40 BSC	-
E1	4.30	4.40	4.50
e	-	0.65 BSC	-
L	0.45	0.60	0.75
L1	-	1.00 REF	-
R	0.09	-	-
R1	0.09	-	-
S	0.20	-	-
$\theta 1$	0°	-	8°
$\theta 2$	-	12 REF	-
$\theta 3$	-	12 REF	-
aaa	-	0.10	-
bbb	-	0.10	-
ccc	-	0.05	-
ddd	-	0.20	-
N	20		



VIEW A-A



SECTION B-B



VIEW C

Notes:

1. Dimensions & Tolerancing confirm to ASME Y14.5M-1994.
2. All dimensions are in millimeters. Angles are in degrees.





Marking: YYWWMZZ.

YY	WW	M	ZZ	@
Year	Manufacturing Week	Plant Identifier	Traceability Code	Sublot Identifier

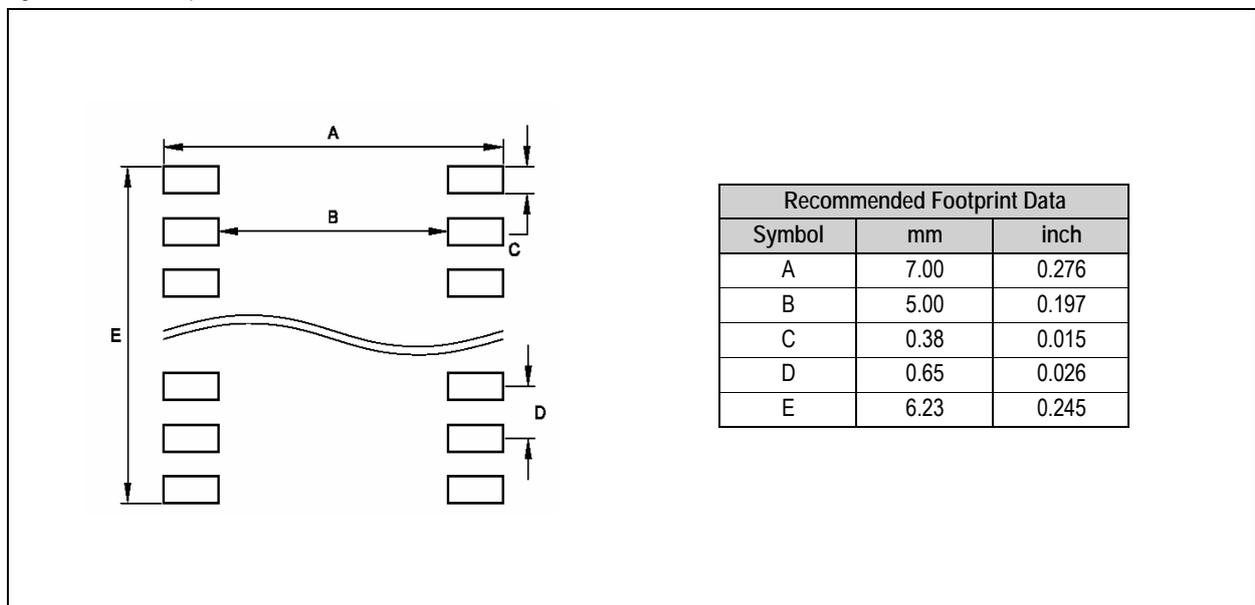
Note: IC's marked with a white dot or the letters "ES" denote Engineering Samples.

JEDEC Package Outline Standard: MO - 153

Thermal Resistance $R_{th(j-a)}$: 89 K/W in still air, soldered on PCB

9.1 Recommended PCB Footprint

Figure 18. PCB Footprint





Revision History

Revision	Date	Owner	Description
1.1	26 Jun, 2009	jja / jlu	Recommended PCB Footprint (page 26) updated
1.2	09 Apr, 2010	agt	Ordering Information (page 28) updated
1.3	24 Sep, 2010		Updated Figure 7
1.6	08 Nov, 2011	rph	Added few lines in Magnetic Input Specification (page 7) and edited the footnote in Data Contents (page 13)
1.7	01 Mar, 2012		Updated Figure 7 and Section 7.1.1 and Section 7.3
1.8	12 Mar, 2012		Updated Package Drawings and Markings , Absolute Maximum Ratings , Figure 14 and Ordering Information
1.9	11 Apr, 2012		Updated Ordering Information , General Description and Pin Descriptions
1.10	13 Jun, 2012		Updated Section 7.5 and Table 1
1.11	21 Jun, 2012		Updated Table 2
1.12	12 Apr, 2013		Updated Figure 14

Note: Typos may not be explicitly mentioned under revision history.



10 Ordering Information

The devices are available as the standard products shown in [Table 14](#).

Table 14. Ordering Information

Ordering Code	Description	Delivery Form	Package
AS5311-ATSU	1 box = 100 tubes à 74 devices	Tubes	20-pin TSSOP
AS5311-ATST	1 reel = 1000 devices 1 reel = 4500 devices	Tape & Reel	

Note: All products are RoHS compliant and ams green.
Buy our products or get free samples online at www.ams.com/ICdirect

Technical Support is available at www.ams.com/Technical-Support

For further information and requests, email us at sales@ams.com
(or) find your local distributor at www.ams.com/distributor



Copyrights

Copyright © 1997-2013, ams AG, Tobelbaderstrasse 30, 8141 Unterpremstaetten, Austria-Europe. Trademarks Registered ®. All rights reserved. The material herein may not be reproduced, adapted, merged, translated, stored, or used without the prior written consent of the copyright owner.

All products and companies mentioned are trademarks or registered trademarks of their respective companies.

Disclaimer

Devices sold by ams AG are covered by the warranty and patent indemnification provisions appearing in its Term of Sale. ams AG makes no warranty, express, statutory, implied, or by description regarding the information set forth herein or regarding the freedom of the described devices from patent infringement. ams AG reserves the right to change specifications and prices at any time and without notice. Therefore, prior to designing this product into a system, it is necessary to check with ams AG for current information. This product is intended for use in normal commercial applications. Applications requiring extended temperature range, unusual environmental requirements, or high reliability applications, such as military, medical life-support or life-sustaining equipment are specifically not recommended without additional processing by ams AG for each application. For shipments of less than 100 parts the manufacturing flow might show deviations from the standard production flow, such as test flow or test location.

The information furnished here by ams AG is believed to be correct and accurate. However, ams AG shall not be liable to recipient or any third party for any damages, including but not limited to personal injury, property damage, loss of profits, loss of use, interruption of business or indirect, special, incidental or consequential damages, of any kind, in connection with or arising out of the furnishing, performance or use of the technical data herein. No obligation or liability to recipient or any third party shall arise or flow out of ams AG rendering of technical or other services.



Contact Information

Headquarters

ams AG
Tobelbaderstrasse 30
A-8141 Unterpremstaetten, Austria

Tel : +43 (0) 3136 500 0
Fax : +43 (0) 3136 525 01

For Sales Offices, Distributors and Representatives, please visit:

<http://www.ams.com/contact>

VBOX3i – Dual Antenna

Measures Slip and Pitch/Roll (RLVB3iSL)



VBOX3i dual antenna (VB3iSL) is Racelogic's most powerful GPS data logging system. By utilising two GPS engines configured in a 'Fixed Baseline RTK setup', the VB3iSL combines high level accuracy and test repeatability with the ability to measure slip and pitch/roll angles at 100Hz.

Enabling users to intuitively measure set parameters during acceleration, deceleration, braking, ABS and ESP testing, handling and many other types of high dynamic tests, VB3iSL combines a system renowned for accuracy with the ability to record data via additional parameters to a single unit.



As with previous VBOX models, VB3iSL is compatible with all existing peripherals; including Multifunction Display, 16bit Analogue Input, 4 Channel Frequency and Pulse Counter Input Module, 8 Channel Thermocouple Interface and Yaw rate sensor.

Included within the VBOX3iSL package is VBOX Manager. A device enabling you to change the dynamic modes and filter settings, show real time graphs of speed against time, setup slip angle data and calculate antenna locations.



Features

- Non-contact 100Hz speed and distance measurement using GPS + GLONASS
- Simultaneous measurement of Slip Angle, Pitch/Roll Angle, Yaw rate, True Heading, Lateral Velocity and Longitudinal Velocity
- Very low latency: 6.75ms
- 4 x 24bit differential analogue input channels with $\pm 50V$ input range and synchronous capture
- Brake/Event Trigger input at 10ns resolution.
- 2 x CAN Bus interface for data input & output
- RS-232 serial interface
- Bluetooth Interface
- Audio voice tagging
- Microphone headset included
- Data logged to Compact Flash memory card
- 2 x 16bit User configurable analogue outputs
- 2 x Digital outputs
- User configurable logging conditions
- Logging rate selectable to 100Hz, 50Hz, 20Hz, 10Hz, 5Hz, 1Hz
- Wide 7V to 30V operating range
- Low current consumption
- USB Interface

VBOX3i – Dual Antenna

Measures Slip and Pitch/Roll (RLVB3iSL)



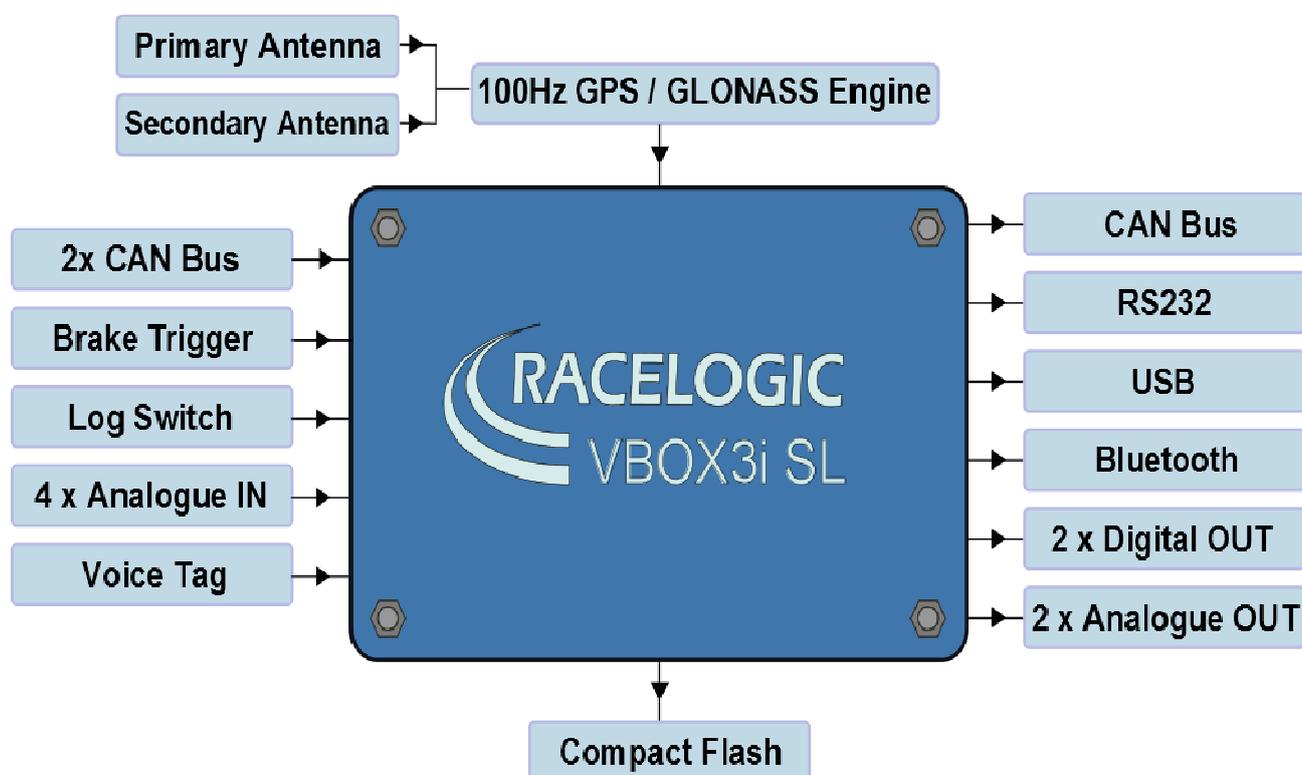
System

100Hz GPS Engine

VB3iSL features a powerful GPS engine embracing twin antennas capable of providing 100Hz signal update rate for all GPS / GLONASS parameters (i.e. velocity, heading & position). Velocity and heading are calculated via Doppler Shift in the GPS carrier signal, providing you with unparalleled data accuracy.

Dual Antenna

Utilising two GPS antennas additional parameters can be measured. Slip and pitch/roll angles can now be more accurately defined, making this system ideal for vehicle dynamics testing.



Compact Flash

VB3iSL can accept Type I compact flash cards to log data. Data is stored in a standard PC format allowing fast transfer of data to a PC equipped with a compact flash card reader. The file format is an ASCII text file that can be loaded directly into VBOX Tools software, or imported into Excel and other third party software.

VBOX3i – Dual Antenna

Measures Slip and Pitch/Roll (RLVB3iSL)



Inputs / Outputs

Inputs	Outputs
<p>CAN Bus</p> <p>Two CAN Bus interfaces are available on VBOX3i SL. By utilising separate CAN Bus connections it allows data to be logged from external modules (e.g. TC8, FIM02). Up to 16 CAN signals can also be logged from a different CAN source (e.g. Vehicle CAN Bus). When logging data from another source, VBOX Tools can load signal data from an industry standard CAN database file (.DBC).</p>	<p>CAN Bus</p> <p>One of the two VBOX CAN ports can be used to output VBOX GPS parameters plus any 12 channels from connected input modules or internal AD channels. The baud rate and CAN id's for these outputs are user configurable.</p>
<p>Brake Trigger</p> <p>By using a physical pressure switch on the brake pedal, a precise 'start of braking event' can be captured.</p>	<p>RS232</p> <p>RS232 connector is used for VBOX configuration and output of real-time GPS data. Serial data sent to the software is limited by the bandwidth of the PC serial port - 20Hz (Full 100hz serial is available via USB / Bluetooth).</p>
<p>Log Switch</p> <p>A start/stop logging switch allows users to manually choose when they wish to record data.</p>	<p>USB</p> <p>VB3iSL USB connector can be used for VBOX Configuration to output real-time data at 100Hz.</p>
<p>4x Analogue Input</p> <p>Each of the four Analogue Input channels on a VB3iSL has a dedicated 24bit analogue converter. Data is recorded from each channel simultaneously to avoid latency between analogue channel data. The name, scale and offset of each Analogue Input channel can be adjusted using VBOX Tools software to allow sensor calibration and therefore logging of data in standard SI units.</p> <p>The Analogue Input connector also provides two power outputs that may be used for driving sensors. These are in the form of a 5v DC isolated supply and an output equal to the VBOX power supply voltage.</p>	<p>2x Analogue Outputs</p> <p>2x 16bit analogue outputs can be configured to output velocity (or other GPS parameters) for use by additional data logging equipment. The voltage output range is from 0 to 5v DC with a resolution of 76 μV per bit.</p> <p>2x Digital Outputs</p> <p>Two digital outputs are available on VBOX3i SL. One Digital output is assigned to Speed/Distance – configurable via Pulses per Meter. While the second is a level switch output enabling users to select any one of the logged channels and assign it a threshold value.</p>
<p>Voice Tagging</p> <p>VB3iSL can record a GPS synchronised WAV audio tag up to 30 seconds long to a time accuracy of 0.5 sec. The recorded WAV file is then logged to the CF card.</p>	<p>Bluetooth</p> <p>VB3iSL comes equipped with an internal Bluetooth Radio allowing remote configuration and remote output of real-time GPS data to any Bluetooth capable PC or Data logger. The Bluetooth connection is capable of sending data at the full 100Hz rate.</p>
<p>Power Supply</p> <p>VB3iSL can accept a supply voltage between 7 to 30V DC. Low current consumption results in extended battery life.</p>	

VBOX3i – Dual Antenna

Measures Slip and Pitch/Roll (RLVB3iSL)



GPS Specifications

Velocity		Distance	
Accuracy	0.1 Km/h (averaged over 4 samples)	Accuracy	0.05 % (<50cm per Km)
Units	Km/h or Mph	Units	Metres / Feet
Update rate	100 Hz	Update rate	100 Hz
Maximum velocity	1000 Mph	Resolution	1 cm
Minimum velocity	0.1 Km/h	Height accuracy	6 Metres 95% CEP*
Resolution	0.01 Km/h	Height accuracy with DGPS	2 metres 95% CEP*
Latency	6.75 ms		

Absolute Positioning		Time	
Accuracy	3m 95% CEP*	<i>Accel/Brake Test (MFD/VBOX Tools)</i>	
Accuracy with SBAS DGPS	<1m* 95% CEP*	Resolution	0.01 s
Accuracy with RTCM DGPS	40cm* 95% CEP*	Accuracy	0.01 s
Accuracy with RTK DGPS	2cm* 95% CEP* (optional)	<i>Lap Timing (OLED/VBOX Tools)</i>	
Update rate	100 Hz	Resolution	0.01 s
Resolution	1.8 mm	Accuracy	0.01 s**

* To be confirmed

Acceleration		Environmental and physical	
Accuracy	0.50%	Weight	Approx. 900 grams
Maximum	20 G	Size	170 x 121 x 41mm
Resolution	0.01 G	Operating temperature	-20°C to +70°C
Update rate	100 Hz	Storage temperature	-30°C to +80°C

Heading		Brake stop accuracy	
Resolution	0.01°	Accuracy	+/- 2cm
Accuracy	0.1°		

Definitions

* 95% CEP (Circle of Error Probable) means 95% of the time the position readings will fall within a circle of the stated Radius. 2cm accuracy requires an RTK option and RTK enabled Base Station

** Not using DGPS and crossing the start/finish line at 100km/h

VBOX3i – Dual Antenna

Measures Slip and Pitch/Roll (RLVB3iSL)



Slip Angle

Accuracy	<0.2° rms at 0.5m antenna separation
	<0.1° rms at 1.0m antenna separation
	<0.067° rms at 1.5m antenna separation
	<0.05° rms at 2.0m antenna separation
	<0.04° rms at 2.5m antenna separation

Pitch / Roll Angle

Accuracy	<0.14° rms at 0.5m antenna separation
	<0.07° rms at 1.0m antenna separation
	<0.047° rms at 1.5m antenna separation
	<0.035° rms at 2.0m antenna separation
	<0.028° rms at 2.5m antenna separation

Memory		Power	
Compact Flash	Type I	Input Voltage Range	7 – 30V DC
Recording time	Dependent on flash card capacity*	Power	Max. 5.5 Watts

* Approximately 29Mb per hour used when logging GPS data at 100Hz; Approx. 182Mb per hour total logging capacity

VBOX3i – Dual Antenna

Measures Slip and Pitch/Roll (RLVB3iSL)



Outputs

CAN Bus	
Bit rate	125Kbits, 250Kbits, 500Kbits & 1Mbit selectable baud rate
Identifier type	Standard 11bit 2.0A
Data available	Satellites in View, Latitude, Longitude, Velocity, Heading, Altitude, Vertical Velocity, Distance, Longitudinal Acceleration & Lateral Acceleration, Distance from Trigger, Trigger Time, Trigger Velocity

Analogue		Digital	
Voltage range	0 to 5Volts DC	Frequency range	DC to 44.4Khz
Default setting *	Velocity 0.0125Volts per Km/h (0 - 400Km/h)	Default setting *	Velocity 25Hz per Km/h (0 - 400Km/h) 90 pulses per metre
Accuracy	0.1 Km/h	Accuracy	0.1Km/h
Update rate	100Hz	Update rate	100Hz

Definitions

* The range settings can be adjusted by the user in VBOX Tools Software

Inputs

CAN Bus	
Racelogic modules	Up to 32 channels from any combination of ADC02, ADC03, FIM02, TC8, Yaw sensor or CAN01
External CAN Bus	16 Channels of user definable CAN signal from external bus, e.g. Vehicle CAN bus Can load signal data from industry standard DBC database file

Analogue		Digital	
Number of channels	4	Brake event trigger	10ns resolution
Input range	±50v	On/Off logging control	Remote log control from hand-held switch
Channel sample order	Synchronous		
Resolution	24 bit		
DC accuracy	400 µV		

VBOX3i – Dual Antenna

Measures Slip and Pitch/Roll (RLVB3iSL)



Hardware & Software Support

Support	
Hardware	One Year Support Contract
Software	Lifetime Support Contract: Valid for a minimum of 5 years from the date of purchase and limited to the original purchaser. Contract includes: telephone/ email technical support provided by local VBOX Distributor and firmware/ software upgrades (where applicable).

Package Contents

Description	Product Code
1x VBOX3i dual antenna unit	RLVB3i SL
1x VBOX Manager	RLVBFMAN
1x VBOX mains charger	RLVBACS020
2x GPS/GLONASS ground plane antenna with 4m removable cable	RLACS156
1x 4GB Compact Flash Card	RLACS098
1x VBOX Serial PC cable (5-way LEMO to 9-way D-type serial cable - 2m)	RLCAB001
1x VBOX3i Bluetooth antenna	RLACS119
1x VBOX3i Audio Headset	RLACS120
1x 25-way D-type connector	ADC25IPCON
1x USB A – Mini B Lead 2m	RLCAB066-2
1x 2-way LEMO power lead to 12V cigar lighter – 2m	RLCAB010L
2x spare fuse 3.15A 250V	416-610
1x USB multi card reader	RLACS163
1x VBOX Padded carry case	RLACS013V4
1x VBOX User Manual	VB3iMAN
1x VBOX Tools Software Manual	VBTOOLSMANA5
1x VBOX Tools Software CD	RLVBACS030
1x VBOX Tape Measure	RLACS091
1x Spare Antenna Cable	RLCAB071-4

Inertial Measurement Unit (RLVBIMU03)



Racelogic's IMU (RLVBIMU03) provides highly accurate measurements of velocity, pitch, roll, and yaw, using three yaw rate sensors and three accelerometers. It is a CAN based unit and is temperature compensated with improved calibration and stability.

The RLVBIMU03 is designed for use either as a stand-alone sensor with simple connection and configuration via the CAN bus interface, or for use with VBOX GPS data loggers.

When used in conjunction with VBOX 3i, data from the IMU can be seamlessly integrated with GPS to produce pitch and roll values as well as smoother, more reliable position data. This ensures premium quality GPS data even when satellite reception is interrupted.

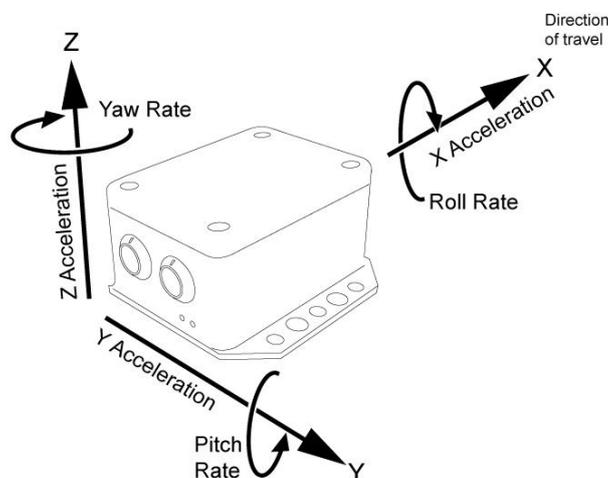


The RLVBIMU03 is constructed with a splash-proof casing, which is rated to a limited ingress IP rating of IP65, making it ideal for use on boats or in harsh environments, as well as automotive testing.

Using synchronous 24bit sampling for each of the internal sensors provides a high degree of accuracy with yaw rate resolution typically 0.01 degrees per second and acceleration resolution down to 0.001g.

Features

- Yaw rate range $\pm 150^\circ/s$
- Acceleration range $\pm 1.7g$ in each axis
- Internal temperature compensation
- Yaw rate resolution $0.01^\circ/s$
- Acceleration resolution 1mg
- CAN Bus interface
- Integration with GPS for consistent and accurate data even where satellite reception obstructed
- Splash proof: IP65 rating



Inertial Measurement Unit (RLVBIMU03)



Specification

Specification	
Rate sensors	$T_A=25^{\circ}\text{C}$
Dynamic Range	Full-Scale: ± 150 /s
Nonlinearity	% of full scale: 0.1%
Resolution	0.01 /s
Bandwidth	40 Hz
Bias Stability	± 0.3 /s
Acceleration	
Range	$\pm 1.7\text{G}$
Nonlinearity	% of full scale: (Min) $\pm 0.5\%$ - (Max) $\pm 2.5\%$
Resolution	1mg
Accuracy	0G-input: $\pm 0.02\text{G}$
Accuracy	1G-input: $\pm 0.01\text{G}$
Bandwidth	50 Hz
Max Ratings (Shock)	Powered (0.5ms): 2000g
Temperature Sensor	
Temperature calibration range	-10°C to 50°C
Temperature resolution	0.1°C
Current	$\sim 150\text{mA}$
Voltage	8 – 30V DC. Not suitable for use with a VBOX battery supply
Operating temperature	-30 to $+70^{\circ}\text{C}$

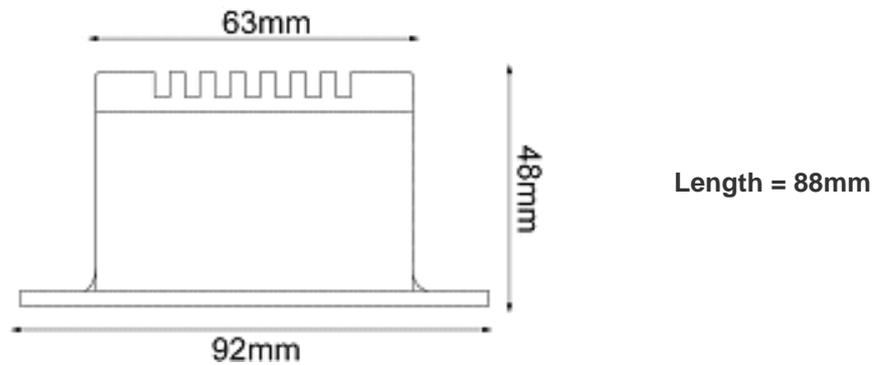
Outputs

Outputs	
Number of Channels	7
Channel Names	Yaw Rate, Pitch Rate, Roll Rate, X Acceleration, Y Acceleration, Z Acceleration, Temp

Inertial Measurement Unit (RLVBIMU03)

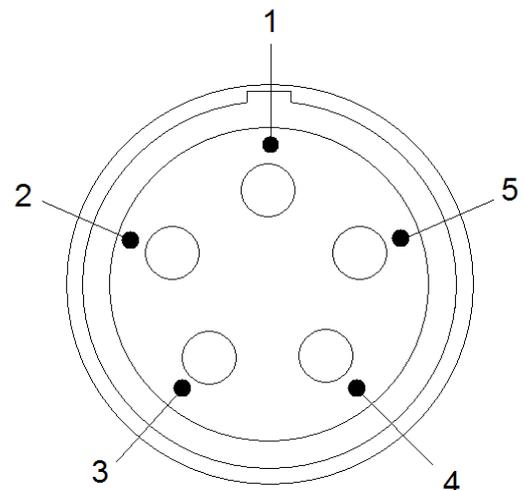


Dimensions



Lemo Socket Connections

Pin	I/O	Function
1	O	TxD, Serial Data Transmit - Configuration
2	I	RxD, Serial Data Receive - Configuration
3	I/O	CAN High
4	I/O	CAN Low
5	O	+ V Power 8V to 30V DC
Chassis		Ground



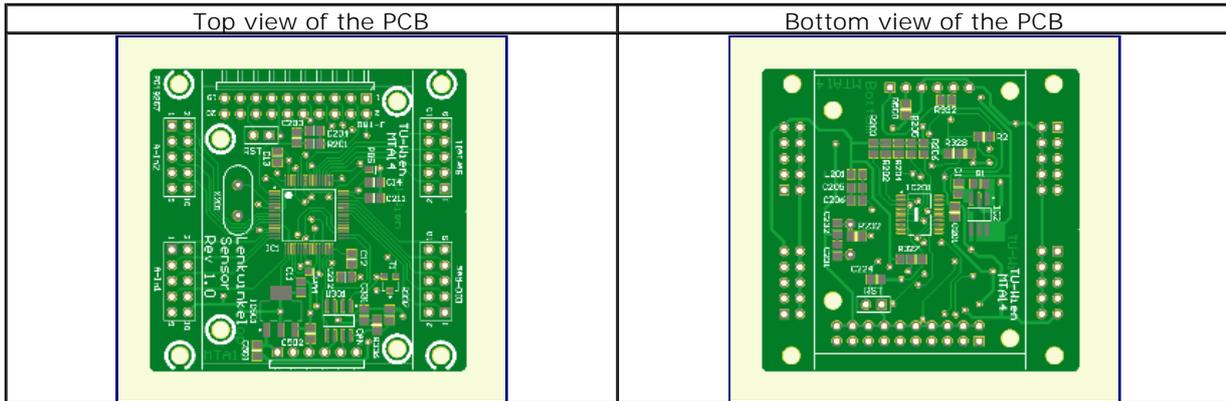


EUROCIRCUITS N.V.

Antwerpsesteenweg 66
 2800 - MECHELEN
 Belgium
 Tel.: +3215281630
 Fax: +32 15 28 16 31
 Vat no. / BTW-nummer :
 euro@eurocircuits.com

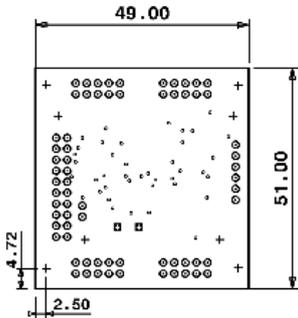
PCB Passport
 Order Number: P019267

PCB name : LWSARM-1 Purchase reference : Quantity packed : 5
 Article reference : Packing date : 30-01-2014
 Project reference : Producer : Eurocircuits Aachen GmbH



Click on the image to see larger view

Mechanical layer

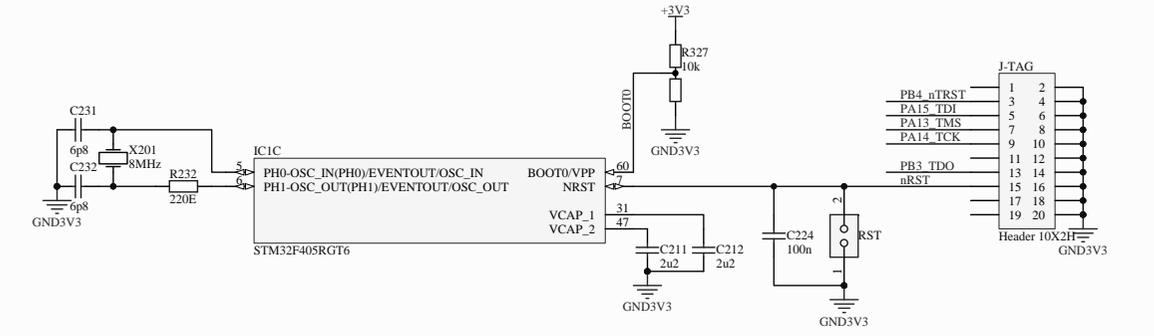
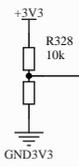
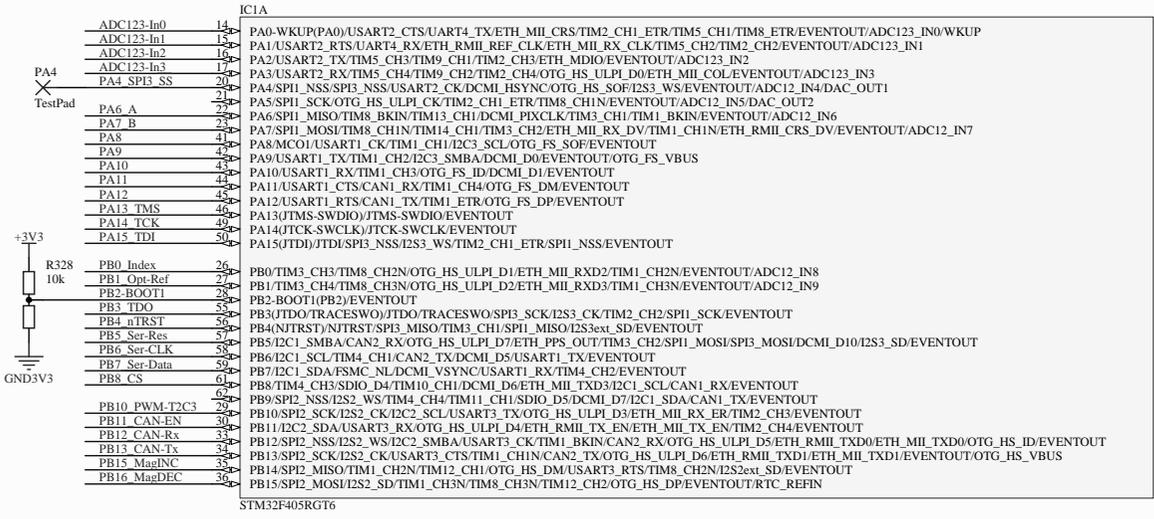
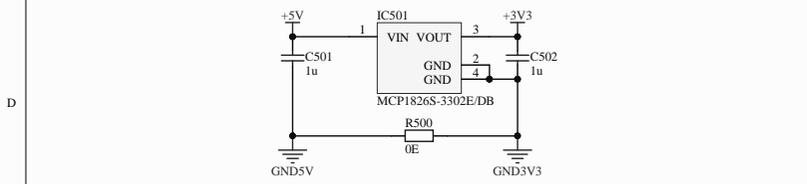
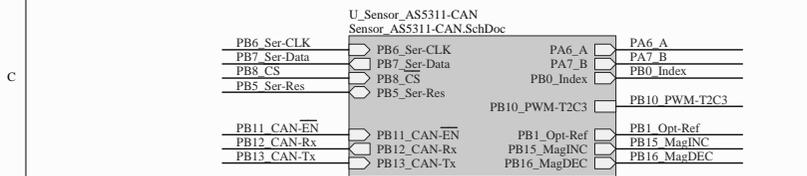
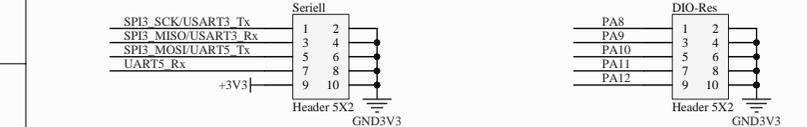
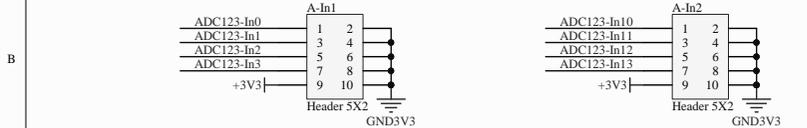
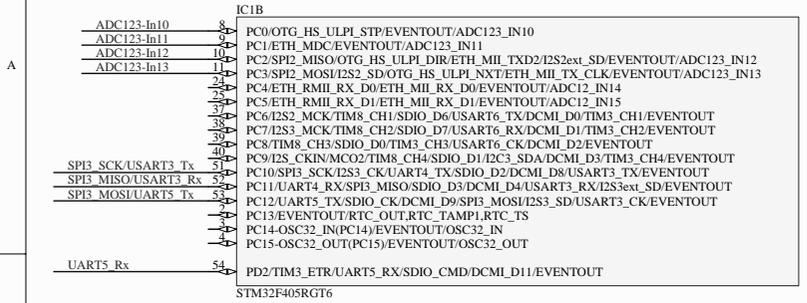


Drill Report : Layer P019267-60

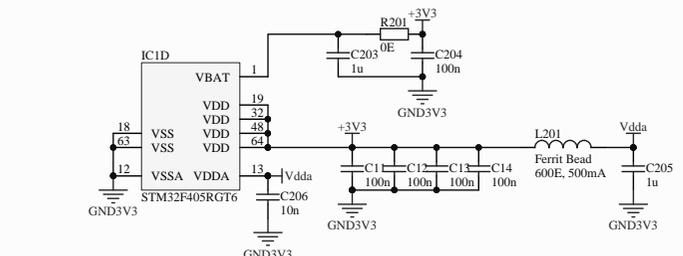
Symbol	END.dia (mm)	Tooldia (*0.01mm)	number of Holes	spec.desc. N10b(M) n111(M)	NPTH	Made by: Abhi
•	0.40	50	40	0		Date: 2014 01 25
■	0.60	70	2	0		File: P019267
⊙	0.80	100	68	0		
+	2.70	270	8	0	X	

Production flow of outer layers

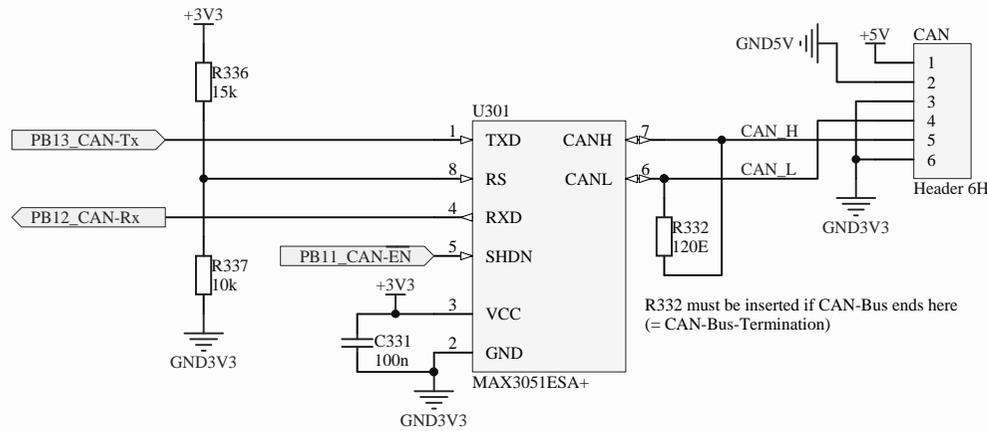
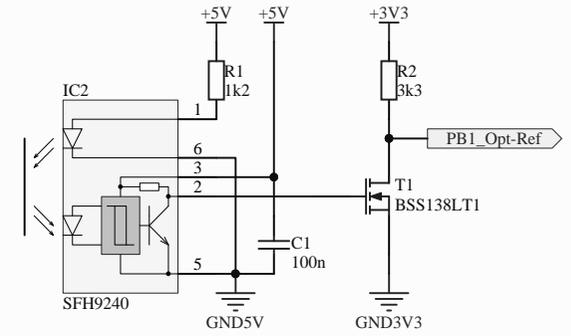
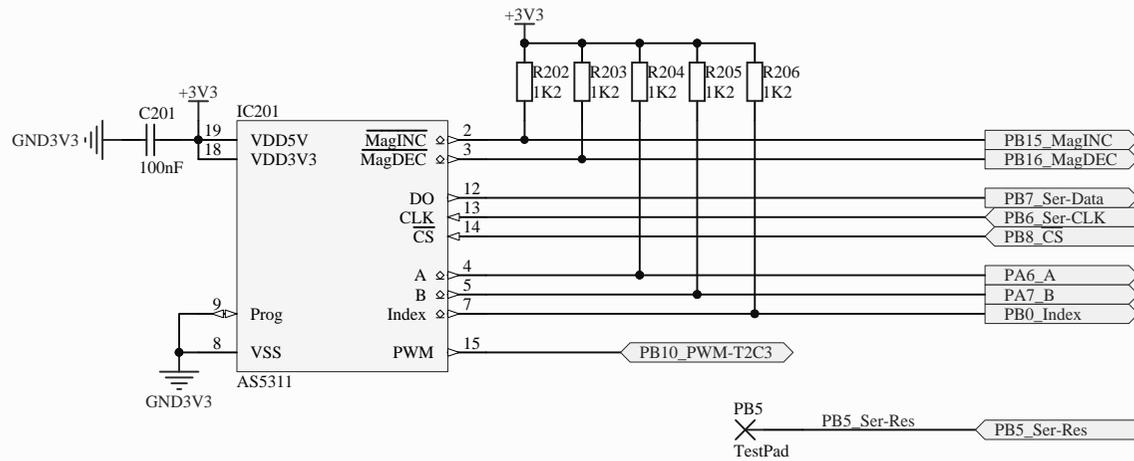
Production Step	End of the process	Materials/Measured values	Tolerances/Result
Start of production	29-01-2014	NP155(FR) 1,55 mm 18/18 um	Pass
Drilling	29-01-2014	Smallest finished hole size: 0,25 mm	Pass
Outer layer imaging	29-01-2014	Type of dry resist foil: Kolon PK-1650 http://fratar.com.ar	Pass
Outer layer galvano	29-01-2014	Value of copper thickness in the holes: 28-31 um	Pass (20-80 um)
Outer layer etching	29-01-2014	OL TW: 0,150 mm OL TT-TP-PP: 0,150 mm OL AR: 0,125 mm	Pass
Solderresist coating	29-01-2014	Probimer: Haerter 65/7168 Harz 65/7096-1	Pass
Plating	30-01-2014	Leadfree HASL	Pass
Electrical test	30-01-2014		Pass
Mechanical finishing	30-01-2014	Outline milling	Pass (+/-0,2 mm)
Final inspection	30-01-2014		Pass



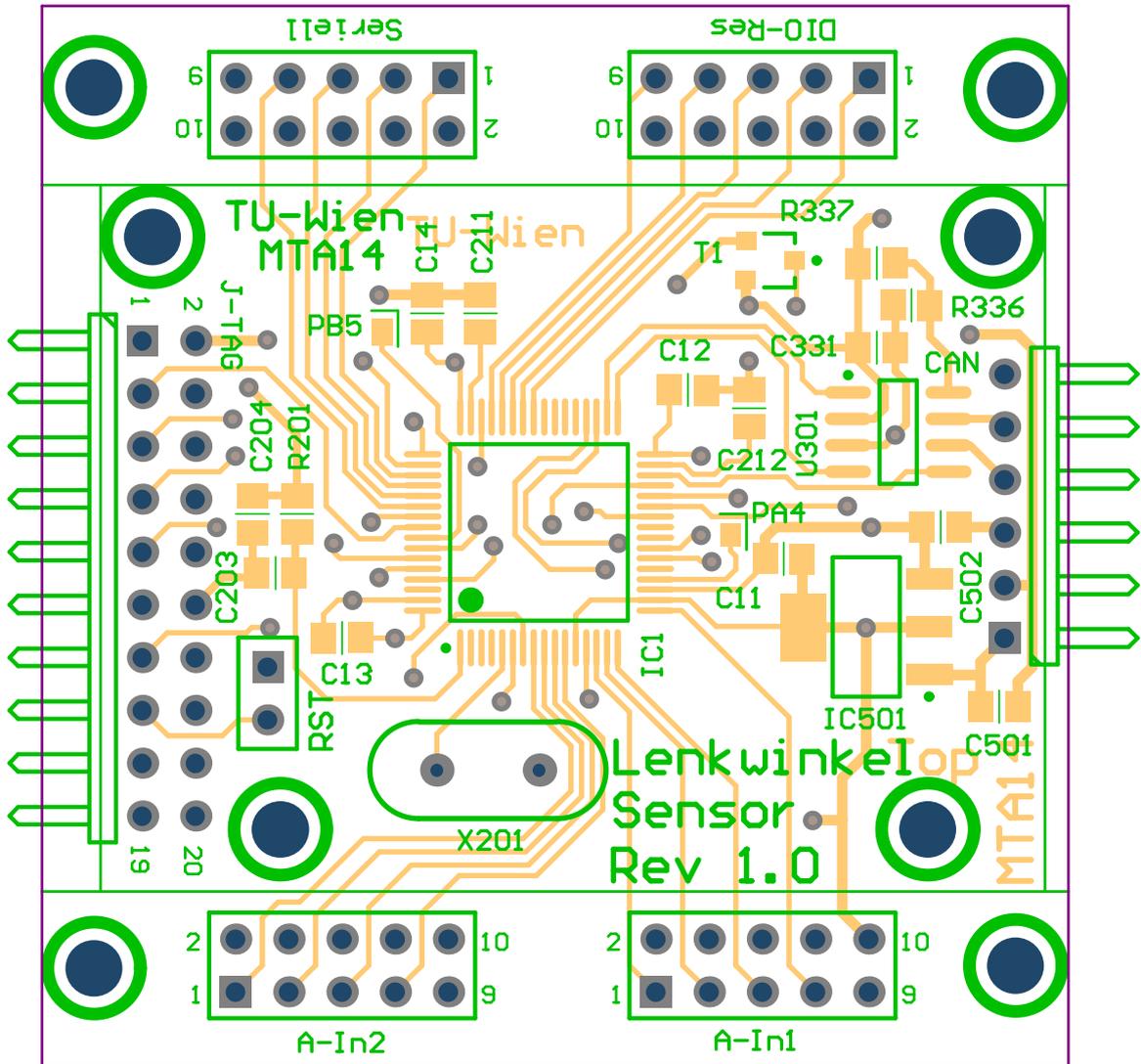
RST must be shorted for manual Reset

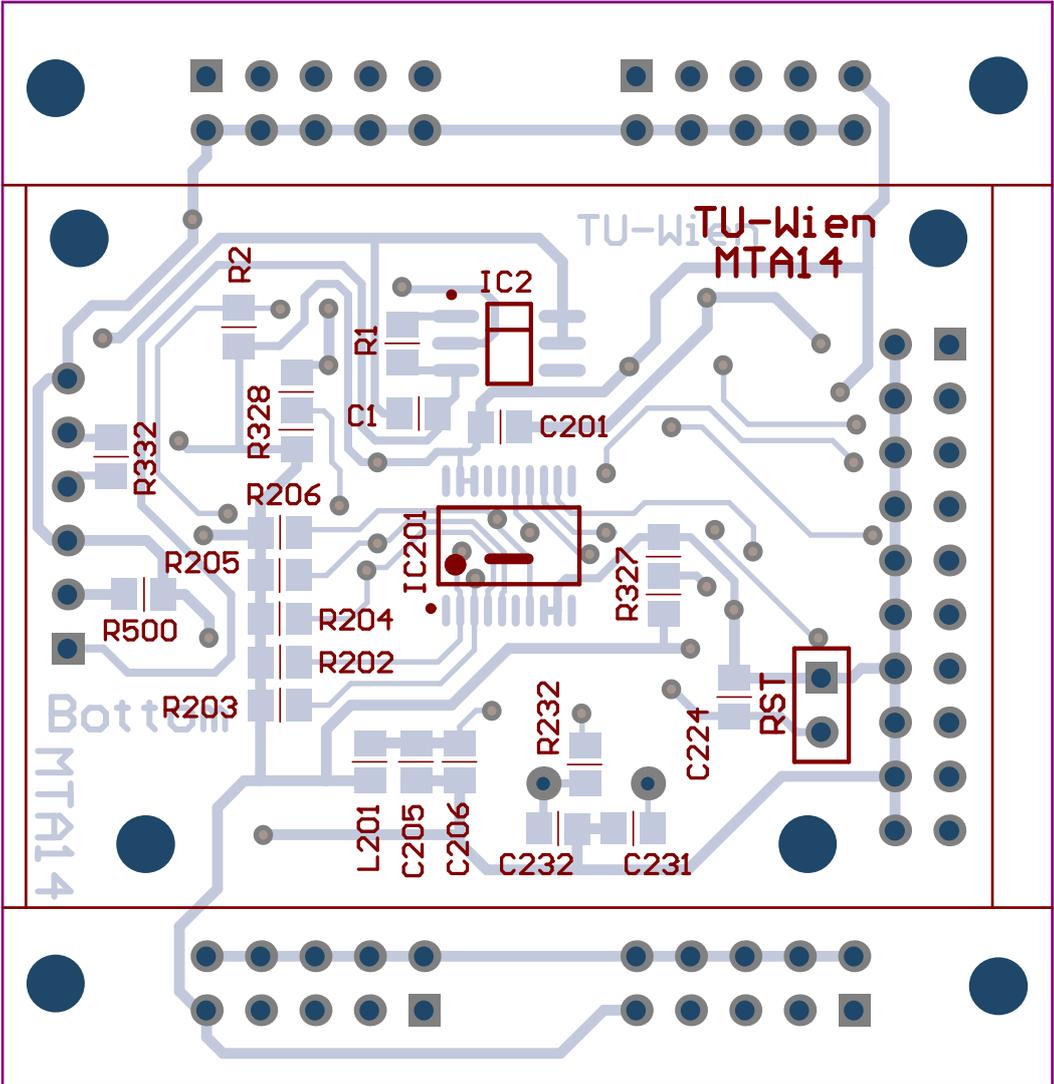


Title		Lenkwinkel Messung mit CAN-Interface		Projekt: Messmotorrad	
Main: Controller					
Size	Number	MTA14/LWM2CAN_1		Revision	1.0
Date:	05.02.2014	Sheet 1 of 2			
File:	E:\AlutiumDesigner\Lenkwinkel_1.Sch14		Drawn By:	mNeumann	



Title		Lenkwinkel Messung mit CAN-Interface	Projekt: Messmotorrad
Subsheet:		Sensors and CAN-Bus	
Size	Number	Revision	
A4	MTA14/LWM2CAN_2	1.0	
Date:	05.02.2014	Sheet 2 of	2
File:	E:\AltiumDesigner\..\Sensor_AS5311-CAN-Bus\...		
Drawn by:	mNeumann		





Bill of material

Lenkwinkelsensor-1

Quantity	Designator	Comment	Footprint	Description	LibRef	RS-Components	Farnell	Zubehör	RS
4	A-In1, A-In2, DIO-Res, Seriell	Header 5X2	HDR2X5	Header, 5-Pin, Dual row	Header 5X2	251-8648 (Zuschnitt!) oder 473-8254		Kabelbuchse	749-4792 (F: 2064842)
9	C1, C11, C12, C13, C14, C201, C204, C224, C331	100n	CAPC2012L	Capacitor (Semiconductor SIM Model)	Cap Chip Semi	684-0979	1759144		
4	C203, C205, C501, C502	1u	CAPC2012L	Capacitor (Semiconductor SIM Model)	Cap Chip Semi	723-6344	2320853		
1	C206	10n	CAPC2012L	Capacitor (Semiconductor SIM Model)	Cap Chip Semi	723-6127	1856438		
2	C211, C212	2u2	CAPC2012L	Capacitor (Semiconductor SIM Model)	Cap Chip Semi	723-6032	1759424		
2	C231, C232	6p8	CAPC2012L	Capacitor (Semiconductor SIM Model)	Cap Chip Semi	647-7939	1856198		
1	CAN	Header 6H	HDR1X6H	Header, 6-Pin, Right Angle	Header 6H				
1	IC1	STM32F405RGT6	STM-LQFP64_N	ARM Cortex-M4 32-bit MCU+FPU, 210 DMIPS, 1024 kB Flash, 192 kB Internal RAM, 51 I/Os, 64-pin LQFP, -40 to 85 degC, Tray	STM32F405RGT6	746-8217			
1	IC2	SFH9240	SO6_Sensor	Reflexlichtschranke mit Schmitt-Trigger	SFH9240	654-9056			
1	IC201	AS5311	TSSOP20_Sensor	AS5311	AS5311	Sample austria microsystems			
1	IC501	MCP1826S-3302E/DB	SOT-223-DB3_N	1000 mA, Low Voltage, Low Quiescent Current LDO Regulator, 3-Pin SOT-223, Extended Temperature	MCP1826S-3302E/DB	669-5178	1578424		
1	J-TAG	Header 10X2H	HDR2X10H	Header, 10-Pin, Dual row, Right Angle	Header 10X2H	668-9665			
1	L201	Ferrit Bead 600R, 500mA	INDC2012L	Ferrit Bead	Inductor	741-3163			
2	PA4, PB5	TestPad	TestPad 55x40	TestPad	TestPad				
6	R1, R202, R203, R204, R205, R206	1k2	RESC2012L	Resistor	R_SMD				
1	R2	3k3	RESC2012L	Resistor	R_SMD				
2	R201, R500	0E	RESC2012L	Resistor	R_SMD				
1	R232	220E	RESC2012L	Resistor	R_SMD				
2	R327, R328	10k	R_PUD-2012L	Pull-Up/Down-Select-Resistor	R-PUD				
1	R332	120E	RESC2012L	Resistor	R_SMD				
1	R336	15k	RESC2012L	Resistor	R_SMD				
1	R337	10k	RESC2012L	Resistor	R_SMD				
1	RST	Jumper	PIN2		Jumper-2				
1	T1	BSS138-F7	SOT23	N-Channel Enhancement Mode Vertical DMOS FET	BSS138	738-4939			
1	U301	MAX3051ESA+	SO8_N	High-Speed CAN Transceiver, 3V3, 8-Pin SOIC	MAX3051ESA+	Sample Maxim-IC 732-9005	2085186		
1	X201	8MHz	XTAL_HC49S		Crystal	547-6216			

Datenblatt Microcontroller

<http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00037051.pdf>

ANHANG B

Software für die Winkelmessung.
Programmiert in C-Entwicklungsumgebung
COOCOX IDE

Software.txt

```
//-----  
/*  BESCHREIBUNG  
Das ist das Hauptprogramm mit dem die Platine, auf welcher der Sensor sitzt,  
programmiert wird. Die Signale A/B  
werden vom Timer 3 (in Encoder Interface Mode) ausgewertet. Der Index triggert  
einen Interrupt, der den Zähler  
auf 0 setzt. DIR ist ein Direction Bit, welches angibt in welche Richtung sich  
das Magnetband gerade  
bewegt.  
  
Aus der Berechnung kommt die Float Variable winkel heraus. Diese wird in 4  
Bytes aufgeteilt die jeweils  
8 Bit breit sind. Die Bytes werden in den Dataframe myTXFrame gegeben. Timer2  
läuft derart, sodass  
100 mal in der Sekunde ein Interrupt ausgelöst wird. In dem Interrupt wird ein  
Flag gesetzt und in  
In der while-Schleife wird das Flag abgefragt. Falls es gesetzt ist, wird die  
CAN-Nachricht losgeschickt.  
*/  
//-----  
  
/*Includes*/  
#include "main.h" //Include main  
#include "stm32_ub_led.h" //LED include  
#include "stm32_ub_ext_int0.h" //interrupt include  
#include "stm32_ub_encoder_tim3.h" //encoder include  
#include "stm32_ub_can2.h" //CAN 2 include  
#include "stm32_ub_tim2.h" //Timer 2 include  
  
/*Globale Variablen definieren*/  
volatile int16_t count; //count zum zählen von index  
uint32_t btns = 0; //btns ist der Status vom Button 12  
uint32_t csn_status = 0; //CSN Bit vom Sensor  
uint16_t counterwert;  
int16_t offset;  
float pos_ticks;  
int16_t DIR; //Direction bit, siehe Reference Manual (Timer  
Encoder)  
static float kehr_radius = 1/61; //Kehrwert vom Radius um in der whileschleife  
keine Division zu haben  
int8_t bytes[4];  
uint8_t flag;  
uint8_t flag2;  
uint8_t flag1;  
  
CAN2_TX_FRAME_t myTXFrame; // Puffer für TX-Daten  
CAN2_RX_FRAME_t myRXFrame; // Puffer für RX-Daten  
  
volatile uint32_t msTicks; // counts 1ms timeTicks  
*/  
  
/*Eine Float Variable printen*/  
void printfloat(float d){  
    int e =d/1;  
    int g=(d*1000-e*1000);  
  
    if(g<0){  
        g=g*-1;  
    }  
  
    printf("%3d",e);  
    printf(",%d\n",g);  
}  
  
/*-----  
SysTick_Handler
```

Software.txt

```

*-----*/
void SysTick_Handler(void) {
    mSTicks++;
}

/*-----
delays number of tick systicks (happens every 1 ms)
*-----*/

void Delay (uint32_t dlyTicks) {
    uint32_t curTicks;

    curTicks = mSTicks;
    while ((mSTicks - curTicks) < dlyTicks);
}

int main(void)
{
    int indexmax = 0;
    int indexmin = 0;
    int span = 0;
    int pos_ind = 0;
    count=0;
    DIR=0;
    pos_ticks=0;

    float pos_ticks_min=0;
    float pos_ticks_max=0;
    float differenz=0;

    int pos_ind_max = 0;
    int pos_ind_min = 0;

    float winkel;
    static float const1;
    float const2;
    const1=2/1024;
    const2=1/2/3.1415926/360;

/*-----Initialisierungen
START-----*/
    PORTBINIT(); // Init von Port B
    SystemInit(); // Quarz Einstellungen aktivieren
    UB_Led_Init(); // init der LEDs
    UB_Ext_INT0_Init(); // init vom Ext-Interrupt-0
    UB_ENCODER_TIM3_Init(ENC_T3_MODE_4AB, ENC_T3_TYP_NORMAL, 0x03FF); // init vom
Drehgeber per Timer3
    UB_CAN2_Init(); // Init vom CAN-2 (an PB13+PB12)
    BTN_Init();
    //Timer für CAN-Interrupt
    UB_TIMER2_Init(83,9999); // Init vom Timer2 mit f = 100 Hz

/*-----Initialisierungen
ENDE-----*/

    SystemCoreClockUpdate(); // Get Core Clock Frequency
    if (SysTick_Config(SystemCoreClock / 1000)) { // SysTick 1 msec interrupts
        while (1); // Capture error
    }
    GPIOB->BSRRH = 1UL << 8; // PB8 auf Low setzen (CSN Bit von
Sensor)

    // Timer2 starten
    UB_TIMER2_Start();

    myTXFrame.can_id=0x123; // ID ist egal
    Seite 2

```

```

                                Software.txt
myTXFrame.anz_bytes=4; // vier Datenbytes werden gesendet
/*-----Endlosschleife
START-----*/
while(1)
{
    UB_Led_On(LED_BLUE); //Led off für Messignal am Oszilloskop

    if (flag!=0) {
        UB_CAN2_send_std_data(myTXFrame);
        flag=0;
    }
/*-----Ausrechnen der absoluten Indexposition
START-----*/
    if (count>indexmax) {
        indexmax=count;
    }
    if (count<indexmin) {
        indexmin=count;
    }

    span=(indexmax-indexmin); //Spanne ausrechnen und
    span=span>>1; //durch 2 dividieren

    pos_ind=count+(span-indexmax);

    if (pos_ind>=pos_ind_max) {
        pos_ind_max=pos_ind;
    }
    if (pos_ind<=pos_ind_min) {
        pos_ind_min=pos_ind;
    }

    if ( pos_ind_max==pos_ind) {
        if (pos_ticks>pos_ticks_max) {
            pos_ticks_max=pos_ticks;
        }
    }

    if ( pos_ind_min==pos_ind) {
        if (pos_ticks<pos_ticks_min) {
            pos_ticks_min=pos_ticks;
        }
    }
    differenz=pos_ticks_max-(1023-pos_ticks_min);

    counterwert=UB_ENCODER_TIM3_ReadPos(); // Drehgeber auslesen

    if((counterwert-offset)>=0){
        pos_ticks=counterwert-offset;
    }
    else {
        pos_ticks=counterwert-offset+1024;
    }

    winkel=(pos_ind*2+pos_ticks*2/1024)*kehr_radius;

    if(span%2){
    }
    else{
        winkel=winkel-1*kehr_radius;
    }

    winkel=winkel-differenz*2/1024;

    unsigned long dwU32 = *(unsigned long*)&winkel;
    unsigned long dummy;

```

```

                                Software.txt
bytes[0]=dwU32>>24;//erstes Byte
dummy=dwU32<<8;//zweites Byte
bytes[1]=dummy>>24;//zweites Byte
dummy=dwU32<<16;//drittes Byte
bytes[2]=dummy>>24;//drittes Byte
dummy=dwU32<<24;//viertes Byte
bytes[3]=dummy>>24;//viertes Byte

/*-----Ausrechnen der absoluten Indexposition
ENDE-----*/

/*-----CAN - Telegramm mit Inhalt
befüllen-----*/

    // CAN - Telegramm erstellen

    myTXFrame.data[0]=bytes[0]; // Datenbyte 1
    myTXFrame.data[1]=bytes[1]; // Datenbyte 2
    myTXFrame.data[2]=bytes[2]; // Datenbyte 3
    myTXFrame.data[3]=bytes[3]; // Datenbyte 4

    //-----
    // empfangen
    //-----
    if(UB_CAN2_receive(&myRXFrame)==CAN2_RX_READY) {

        UB_Led_Toggle(LED_GREEN); // es wurde etwas empfangen
    }

    UB_Led_Off(LED_BLUE); //Led einschalten für Messsignal am Oszilloskop

/*-----CAN -
ENDE-----*/

/*-----Mit Button Messwerte
ausgeben-----*/
    btns=BTN_Get();
    while(!(btns!=1<<12)){

        printf("Das ist der pos_ticks: \r\n");
        printf(float(pos_ticks));

        printf("Das ist der posticks/2: \r\n");
        printf(float(pos_ticks/2));

        printf("Das ist der winkel: \r\n");
        printf(float(winkel));

        printf("Das ist der const1: \r\n");
        printf(float(const1));

        printf("Das ist der pos_ticks*2/102/59.6: \r\n");
        printf(float(pos_ticks*const1/59.6));

        btns=BTN_Get();
    }

/*-----Ende mit Button Messwerte
ausgeben-----*/

}
/*-----Endlosschleife
ENDE-----*/

} // ENDE Programm

//Interrupt zum senden von CAN-Botschaft

```

Software.txt

```
//-----  
// ISR von Timer2  
//-----  
void UB_TIMER2_ISR_CallBack(void)  
{  
    flag++;  
  
}  
  
//-----  
// diese Funktion wird aufgerufen,  
// bei einer Lo-Flanke am EXT-INT0  
// wenn [EXTI_Trigger_Falling oder EXTI_Trigger_Rising_Falling]  
//-----  
void P_EXT_INT0_LoFlanke(void)  
{  
    // hier eigenen Code eintragen  
    DIR=(TIM3->CR1 & (1UL << 4));  
    if(DIR==16){  
        flag2=0;  
    }  
    if(flag2==1){  
        count=count+1;  
        flag2=0;  
    }  
    if(DIR==0){  
        flag1=0;  
    }  
    if(flag1==1){  
        count=count-1;  
        flag1=0;  
    }  
  
    UB_Led_Off(LED_GREEN);  
}  
  
//-----  
// diese Funktion wird aufgerufen,  
// bei einer Hi-Flanke am EXT-INT0  
// wenn [EXTI_Trigger_Rising oder EXTI_Trigger_Rising_Falling]  
//-----  
void P_EXT_INT0_HiFlanke(void)  
{  
    DIR=(TIM3->CR1 & (1UL << 4));  
  
    if(DIR==0){  
        count=count+1;  
        offset=counterwert+1;  
        flag1=1;  
    }  
    if(DIR==16){  
        count=count-1;  
        offset=counterwert-1;  
        flag2=1;  
    }  
    UB_Led_On(LED_GREEN);  
}
```