

# PERFORMANCE EVALUATION OF A COMMAND-AND-CONTROL DATA LINK FOR CIVILIAN UNMANNED AERIAL VEHICLES

H. Flühr<sup>1</sup>, M. Gruber<sup>1</sup>, K. Kainrath<sup>1</sup>, E. Knoll<sup>1</sup>, T. Raggl<sup>1</sup>, A. Gruber<sup>2</sup>, M. Artner<sup>2</sup>,  
S. Morawitz<sup>3</sup>

<sup>1</sup>FH JOANNEUM, Luftfahrt/Aviation, Alte Poststraße 149, Graz, Österreich

<sup>2</sup>TTTech Computertechnik GmbH, Schönbrunner Straße 7, Wien, Österreich

<sup>3</sup>UAV Austria, Gobergasse 43, Wien, Österreich

## Zusammenfassung

Im Rahmen des nationalen Luftfahrtprojekts CertLink<sup>\*</sup> wird derzeit erforscht, wie das Konzept einer zertifizierbaren drahtlosen Datenkommunikation sowie der Systemarchitektur eines unbemannten Flugsystems unter Verwendung von kommerziell verfügbaren Komponenten ausgelegt werden muss, um auch über die Luftschnittstelle hinweg ein hochverfügbares, echtzeitfähiges Gesamtsystem zu erhalten. Hierbei soll der Datenlink den in der Systemarchitektur des UAV eingesetzten Time-Triggered-Protocol- (TTP-) Bus in die Bodenkontrollstation verlängern und somit die boden- und luftseitige Avionik in ein Gesamtsystem integrieren. Basierend auf einer Betrachtung der Systemspezifikationen des TTP-Protokolls wurde mit einer Simulationsstudie abgeschätzt, welche Anforderungen an die Datenrate der Funkstrecke und an die Signallaufzeit zwischen zwei TTP-Knoten gelegt werden müssen. Bereits standardisierte aeronautische Datenlinks (VHF Data Link Mode 2, Mode 4 und Mode S Datenlink) als auch kommerzielle Kommunikationssysteme (Orthogonal Frequency Division Multiplex) wurden betrachtet und anhand der Systemrandbedingungen auf ihre Einsetzbarkeit hin überprüft. In MATLAB wurden diese in ein Simulationsmodell integriert, um die Parameter des OFDM-Schemas zu optimieren und die Einflüsse des Übertragungskanalstudieren zu können. Die vorgeschlagene Architektur verwendet einen Datenlink mit OFDM-Modulation, bei dem die einzelnen Unterträger entsprechend VHF Data Link Mode 2 konfiguriert sind. Anhand einer Umcodierung aus dem Zeit- in den Frequenzbereich wird erreicht, dass die Datenrate des TTP-Busses von etwa  $0,5 \text{ Mbit/s}$  trotz der geringen Schrittfrequenz von VHF Data Link Mode 2 übertragen werden kann. Hierzu wird an der Luftschnittstelle eine Bandbreite von etwa  $25 \text{ MHz}$  benötigt. Die Störsicherheit ist neben der durch bei OFDM gegebenen Robustheit gegenüber schmalbandigen Störungen und der im TTP-Protokoll vorhandenen Redundanz durch zwei parallele Kanäle zusätzlich durch eine spektrale Redundanz in der Funkschnittstelle erhöht. Der im Rahmen dieser Arbeit vorgestellte Datenlink ermöglicht den Aufbau einer robusten verteilten Flugkontrollsteuerung, indem er den im UAV verwendeten TTP-Bus drahtlos bis in die Bodenkontrollstation verlängert und diese in das Gesamtsystem einbindet.

Stichwörter: Orthogonal Frequency-Division Multiplex (OFDM), VHF Data Link Mode 2 (VDL2), Time-Triggered-Protocol (TTP), Command-and-Control- (C2-) Link, Software-Defined Radio (SDR)

## 1. EINLEITUNG

Im Rahmen eines nationalen Luftfahrtprojekts wird derzeit erforscht, wie die Architektur eines unbemannten Flugsystems (Unmanned Aerial System, UAS) konfiguriert werden muss, um auch über die Funkschnittstelle hinweg eine möglichst hohe Verfügbarkeit zu erhalten. Dabei wird die Flugsteuerung sowie das Flugmanagement als zwischen Bodenkontrollstation (Ground Control Station, GCS), Datenlink und Drohne (Unmanned Aerial Vehicle, UAV) verteilt angenommen. Als integrierendes Element wird ein Datenbus nach TTP-Standard eingesetzt, der über den Datenlink hinweg verlängert wird („Wireless-TTP“) und somit die boden- und luftseitige Avionik in ein Gesamtsystem integriert. Die Betrachtung der Systemverfügbarkeit wird in einem gesonderten Aufsatz [1] betrachtet, während

die vorliegende Arbeit das Konzept des eingesetzten Datenlinks behandelt.

## 2. VERWENDETE TECHNOLOGIEN

Im folgenden Abschnitt werden die wesentlichen Eigenschaften des eingesetzten TTP-Bussystems, die relevanten aeronautischen Datenlinks sowie eine kurze Übersicht zur OFDM-Modulation dargestellt.

### 2.1. Time-Triggered-Protocol (TTP)

Das TTP-Protokoll verwendet existierende Bussysteme und Schnittstellenstandards wie RS-485 oder Fast Ethernet als physikalische Schicht, ermöglicht auf diesen Datenübertragungsraten bis  $25 \text{ Mbit/s}$  und unterstützt damit

<sup>\*</sup> CertLink wird im Rahmen des Programms TAKE OFF von der Österreichischen Forschungsförderungsgesellschaft (FFG) und dem Bundesministerium für Verkehr, Innovation und Technologie (bmvit) gefördert.

die Entwicklung verteilter und echtzeitfähiger Plattformen [2]. Es ist als offener Standard konzipiert und wird in einer Reihe von aktuellen Luftfahrtprogrammen (u.a. auch Airbus A380, Boeing 787) verwendet. Derzeit läuft die Standardisierung als SAE AS-6003: TTP Communication Protocol.

Ein TTP-Kommunikationsnetzwerk („Cluster“) setzt sich aus 4 bis maximal 64 Rechnerknoten zusammen, die über zwei parallel geführte Bussysteme (TTP Kanal A und B) kommunizieren. Die Kommunikation ist in Cluster-Zyklen unterteilt, die sich wiederum aus TDMA-Runden zusammensetzen. In jeder TDMA-Runde wird anhand eines vorab definierten Kommunikationsablaufs jedem Knoten am TTP-Bus ein definiertes Sendezeitfenster („Slot“) zugeordnet (Bild 1). Innerhalb eines Slots kann der Knoten Nachrichten  $N_i$  am Netzwerk übermitteln. Die zur Vermeidung von Kollisionen nötige zeitliche Synchronisation der Knoten erfolgt netzwerkintern durch einen Mittelungsalgorithmus, dieser begrenzt die Abweichung zwischen den Knotenuhren und stellt eine als „Global Time“ bezeichnete gemeinsame Systemzeit sicher. Um spätere Erweiterungen zu ermöglichen, können Teile des Slots auch ungenutzt bleiben.

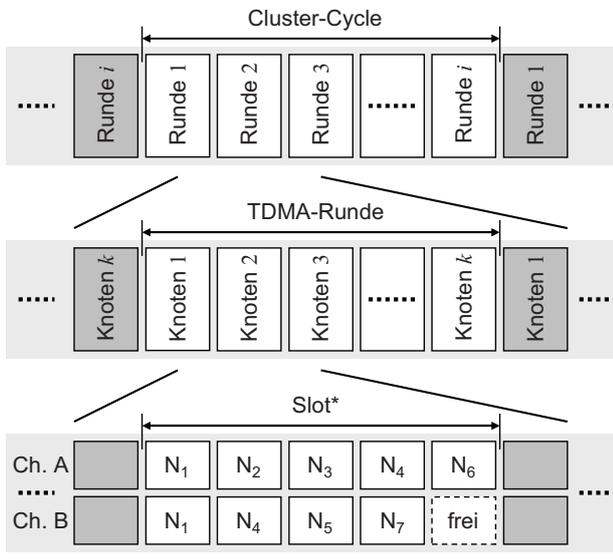


BILD 1. Kommunikationsebenen in einem TTP-Netzwerk

Um die geforderte Störsicherheit zu erreichen, sind die einzelnen Slots durch als Idle-Phasen bezeichnete Perioden voneinander abgetrennt. Unter Berücksichtigung der Prozessierungsdauer vor und nach dem Senden eines Frames (Pre-Send- bzw. Post-Reception-Phase) ergibt sich aus der Übertragungsdauer der Nachricht, den Prozessierungsverzögerungen und der Idle-Phase die Slotlänge (Bild 2).

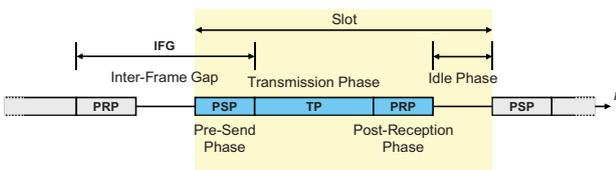


BILD 2. Aufbau eines Slots im TTP-Netzwerk

Die Länge einer (in weiterer Folge als TTP-Frame bezeichneten) Nachricht entspricht der Summe aus dem Header (4 bit), den Nutzdaten (2-240 Byte) und einer Prüfsumme (3 Byte). Die im Frame enthaltenen Daten werden am Netzwerk abhängig vom verwendeten physikalischen Layer Manchester-II- oder MFM-codiert übertragen. Im Rahmen dieser Arbeit wird nur die Modifizierte Frequenzmodulation (MFM) betrachtet (Tabelle 1).

Daten		Toggle-Flipflop	
Data ( $n-1$ )	Data ( $n$ )	Symbol ( $1$ )	Symbol ( $2$ )
0	0	0	1
0	1	0	0
1	x	1	0

TAB 1. Codierungsvorschrift für die Modifizierte Frequenzmodulation (MFM)

Die MFM-Modulation verwendet einen 1B2B-Leitungscodierer, der ein zu übertragendes Symbol durch zwei Ausgangssymbole ersetzt. Deren Werte werden anhand des zu codierenden Symbols  $Data_n$  und dessen Vorgängersymbol  $Data_{n-1}$  anhand eines Toggle-Flipflops ermittelt. Dieses verwendet zwei Toggle-Symbole, mit denen Pegelwechsel am Datenbus initiiert werden (Toggle-Symbol = 0: kein Pegelwechsel, Toggle-Symbol = 1: Pegelwechsel). Aufgrund dieser Codierungsvorschrift entstehen Pegelsequenzen der Länge  $1 \cdot T_{bit}$ ,  $3/2 \cdot T_{bit}$ , und  $2 \cdot T_{bit}$ , wobei  $T_{bit}$  die Zeitdauer eines zu codierenden Symbols und damit dem Kehrwert der Datenrate am Bus entspricht.

## 2.2. Aeronautische Datenlinks

Der zur drahtlosen Weiterführung des TTP-Netzwerkes verwendete Datenlink wurde an bereits existierende aeronautische Standards angelehnt. Als Kandidaten wurden hierfür betrachtet:

- Mode-S-Datenlink
- VHF Data Link Mode 2 (VDL2)
- VHF Data Link Mode 4 (VDL4)
- L-DACS1
- L-DACS2

L-DACS1 und L-DACS2 sind Kandidaten für einen zukünftigen L-Band-Datenlink (L-Band Digital Aeronautical Communication System) und werden im Rahmen von SESAR entwickelt. L-DACS1 [3] geht aus dem EU-Projekt B-VHF und dessen Weiterentwicklung B-AMC hervor und verwendet ein OFDM-Modulationsschema. Das System ist als Air-Ground- bzw. Air-Air-Link konfiguriert und bietet eine bidirektionale Datenübertragung an. L-DACS2 [4] greift Elemente von GSM auf und ermöglicht daher den Einsatz von kommerzieller Hardware. Es wird ein zeitgesteuerter Zugriff auf den Kanal mit einem GMSK-Modulationsschema verwendet. Die möglichen Datenraten betragen bis zu etwa 200 kbit/s (L-DACS2) bzw. 1400 kbit/s (L-DACS1). VDL2 [5], VDL4 [6] und Mode-S-Datenlink sind bereits als Teil des aeronautischen Telekommunikationsnetzes ATN im operativen Einsatz. Für die vorliegende Arbeit wurde der VHF Data Link Mode 2 herangezogen, in weiterer Folge werden dessen wesentlichen Eigenschaften vorgestellt.

VDL2 verwendet in der physikalischen Schicht zur Fehlersicherung eine Reed-Solomon-Codierung, bevor der Binärdatenstrom in Gray-codierte Symbole gemappt wird.

Die Schrittgeschwindigkeit beträgt 10.500 Symbole pro Sekunde. Am Übertragungskanal wird eine D8PSK-Modulation verwendet, deren Leistungsspektrum mit einem Raised-Cosine-Filter bandbegrenzt wird. Der Kanalabstand zwischen zwei Nachbarkanälen beträgt dabei 25 kHz (Tabelle 2).

Datenrate	$f_{bit} = 31\,500\ 1/s = 1/T_{bit}$
Symbolrate	$f_{symbol} = 10\,500\ 1/s = 1/3 f_{bit}$
Symbolbildung	$\{b_{0,LSB}[n-2] b_1[n-1] b_{2,MSB}[n]\} \rightarrow s[k]$
Codierung der Symbole	Gray-Codierung
Modulationsverfahren und Pulsformung	D8PSK Raised-Cosine-Filter, $\alpha = 0.6$
Frequenzband	118.000 (108.000) – 136.975 MHz
Kanalbandbreite	25 kHz Bandbreite
Kanalzugriff (MAC)	Carrier Sense Multiple Access (CSMA)
Synchronisation	Erfolgt mittels Basisstation

TAB 2. Eigenschaften von VDL2

Der eigentlichen Datenübertragung wird ein Header vorangestellt. Dieser dient der Stabilisierung der Sendeleistung, der Synchronisation des Empfängers auf die folgende Aussendung, enthält Informationen zur Länge des Datenblocks und sichert den Header gegen Übertragungsfehler (Bild 3).

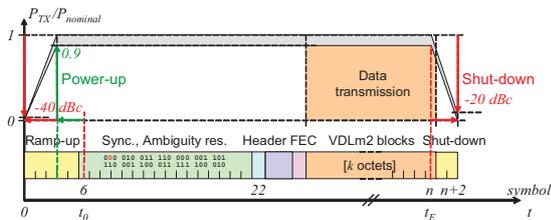


BILD 3. Aufbau eines VDL2-Bursts [7]

### 2.3. Orthogonaler Frequenzmultiplex

Mit Hilfe des orthogonalen Frequenzmultiplexverfahrens (OFDM) wird durch Verwendung mehrerer orthogonaler Subträger mit kleinerer Symbolrate eine in Summe höhere Datenrate erzielt. Verwendet man einen Frequenzabstand  $\Delta f$  zwischen den Unterkanälen entsprechend dem Kehrwert der Symboldauer  $T_{step}$ , wird die Orthogonalitätsbedingung erfüllt:

$$(1) \Delta f = \frac{1}{T_{step}}$$

Hierbei fällt der Maximalwert der Signalleistung eines Kanals genau mit den Nullstellen im Frequenzspektrum der Nachbarkanäle zusammen – trotz überlappender Spektren wird deren Interferenz minimiert (Bild 4). Jeder der  $N_{OFDM}$  Unterträger wird mittels eines inneren digitalen Modulationsverfahrens moduliert. Die Signalform des  $k$ -ten Unterträgers in Basisbanddarstellung kann – vereinfacht für lediglich ein Symbol  $s_k$  – wie folgt angegeben werden:

$$(2) u_k(t) = s_k e^{j2\pi \frac{k}{T_{step}} t}; 0 \leq t < T_{step}; 0 \leq k < N_{OFDM} - 1$$

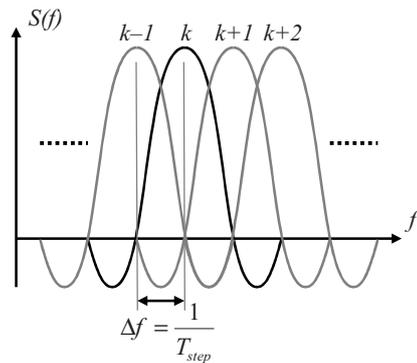


BILD 4. Frequenzspektrum eines OFDM-Signals mit 4 Unterträgern

Um durch Mehrwegeausbreitung hervorgerufene Inter-Symbol-Interferenzen zu vermeiden, wird das OFDM-Signal um ein Guard-Intervall  $G_I$  mit der Zeitdauer  $T_g$  zyklisch erweitert. Das Gesamtsignal ergibt sich dann aus der Überlagerung der  $N_{OFDM}$  Teilsignale:

$$(3) u(t) = \sum_{k=0}^{N_{OFDM}-1} s_k e^{j2\pi \frac{k}{T_{step}} t}; -T_g \leq t < T_{step}$$

Die verwendete Bandbreite  $B$  des OFDM-Signals hängt neben der Anzahl  $N_{OFDM}$  der verwendeten Unterträger, von der gewählten Schrittdauer  $T_{step}$  und von der Länge  $T_g$  des Guard-Intervalls ab:

$$(4) B = \frac{2}{T_{step}} + \frac{N_{OFDM} - 1}{T_{step} (1 - T_g / T_{step})}$$

Ein weiterer Vorteil des OFDM besteht darin, dass sich die Modulation der Unterkanäle anhand der inversen FFT, die Demodulation anhand der FFT realisieren lässt. Wendet man die IFFT auf die im Frequenzbereich definierten Symbole an, entsteht hierdurch der mit  $N$  Punkten abgetastete Zeitverlauf von  $u(t)$  (siehe Gleichung (3)). Umgekehrt lassen sich im Empfänger durch Anwendung der  $N$ -Punkt FFT die gesendeten Symbole  $s_k$  rekonstruieren. Am Beispiel eines OFDM-Senders (Bild 5) ist das Funktionsprinzip dargestellt. Der serielle Datenstrom wird symbolweise mittels n-PSK oder n-QAM digital moduliert, mittels Multiplexers auf  $N_{OFDM}$  Kanäle verteilt und als komplexer Eingangsvektor der IFFT verwendet. Diese erzeugt einen ebenfalls komplexen Ausgangsvektor, der nach einer Parallel-Seriell-Wandlung und Digital-Analog-Wandlung einem Quadratur-Mischer zugeführt wird.

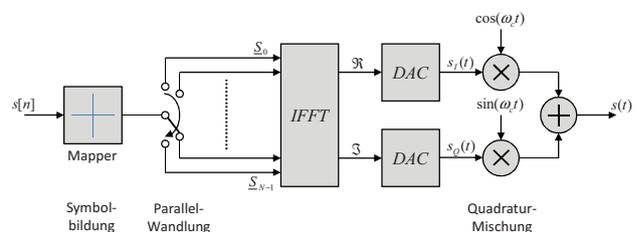


BILD 5. Konzept eines OFDM-Senders

Neben der hohen Signaldynamik (Peak-to-Average-Power Ratio, PAPR), die den Einsatz von linearen Sendeverstärkern erfordert, gehört die Anfälligkeit gegen Doppler-Frequenzverschiebungen zu den größten Schwächen von OFDM. Um trotzdem die Rückgewinnung der Subträger

und damit der übertragenen Symbole zu ermöglichen, können Pilotsymbole auf bestimmten OFDM-Unterträgern (Frequency Domain Pilot, FDP) und zu bestimmten OFDM-Schritten (Time Domain Pilot, TDP) eingefügt werden. Anhand derer werden die aktuelle Frequenzverschiebung und die Lage des Auswertefensters für die FFT geschätzt und zur Auswertung des empfangenen Signals eingesetzt. Gebräuchliche Methoden hierzu sind in der Literatur (etwa bei [8, 9]) beschrieben.

### 3. KONZEPT DES DATENLINKS

Das Konzept des vorgestellten Datenlinks wurde aus den Anforderungen aus der Architekturbetrachtung, aus den Schnittstellen des TTP-Interfaces sowie aus den Spezifikationen des adaptierten VDL2-Datenlinks abgeleitet.

#### 3.1. Anforderungen aus der Avionik-Architektur

Die Systemarchitektur, anhand derer ein zwischen GCS und UAV verteiltes Flugkontrollsystem realisiert werden soll, erfordert ein hohes Maß an Verfügbarkeit des Datenlinks. Einschränkendes Element dabei ist der Datenlink auf dessen Verfügbarkeit nur begrenzt eingewirkt werden kann. Während konventionelle Modulationsverfahren durch schmal- und breitbandige Störungen negativ beeinflusst werden, weisen OFDM-basierte Systeme eine Robustheit gegen Mehrwegeausbreitung und frequenzselektive Übertragungskanäle auf. Daher wurde für die vorliegende Arbeit OFDM als Modulationsverfahren definiert. Um auch gegenüber breitbandigen Interferenzen eine Robustheit zu erreichen, wurde festgelegt, dass die Nutzdaten im genutzten Frequenzspektrum redundant übertragen werden. Eine redundante Ausführung des Modems in zwei unterschiedlichen Frequenzbändern ist möglich, um die Systemverfügbarkeit noch weiter erhöhen zu können.

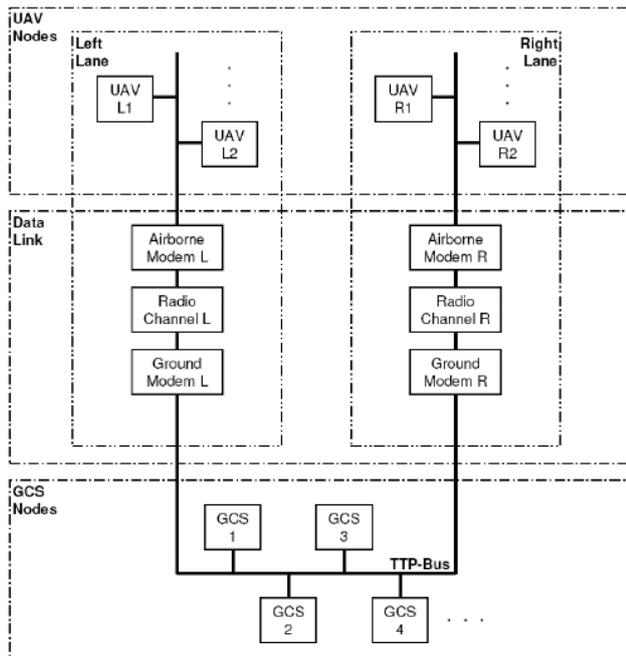


BILD 6. Architektur des verteilten Flight Management/Flight Control Systems (FMS/FCS), dargestellt mit kompletter Redundanz im Funklink

Neben den zwei TTP-Kanälen wurden zwei Payload-Kanäle gefordert, anhand derer bestimmte Missionen abgedeckt werden können. So könnten über die Payload-Kanäle entweder Steuerungsaufgaben eines Kamera-Gimbals oder der Downstream von Videodaten übertragen werden. Aus Gründen der Implementierbarkeit sollen alle 4 Teilkanäle identische Eigenschaften bezüglich der Datenrate und des Datenformats aufweisen. Die Architektur des Systems ist in Bild 6 dargestellt.

#### 3.2. Anforderungen aus dem TTP-Interface

Der Datenlink soll das TTP-Netzwerk im Fluggerät und in der Bodeninstallation drahtlos und transparent weiterführen. Hierzu müssen auf der Seite des TTP-Netzwerkes die Framelänge, die Slotdauer und die (TTP-) Datenrate, auf der Seite des Modems die (Wireless-) Datenrate, die Anzahl der Wireless-Pakete und der für die Fehlersicherung verwendete Code-Overhead aufeinander angepasst werden.

Die technischen Parameter des Datenlinks wurden anhand einer Multi-Parameter-Optimierung identifiziert. Ziel dabei war, die Latenz des Links möglichst gering zu halten und gleichzeitig eine möglichst große Netto-Datenrate zu erreichen (Bild 7).

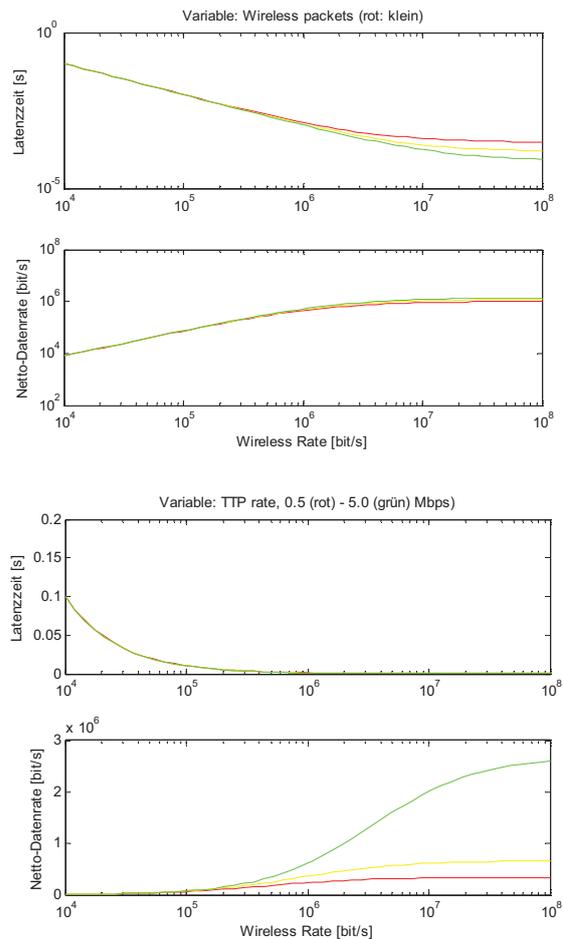


BILD 7. Abhängigkeit von Modem-Latenz und Netto-Datenrate mit der Anzahl der Wireless-Pakete und Wireless-Datenrate (Parameter: TTP-Framelänge 100 Byte, 4 Wireless-Pakete, Verhältnis Header-zu-Code = 0,25).

Als Ergebnis der Analysen wurden die folgenden Richtlinien zur Festlegung des verwendeten Modulationsschemas abgeleitet:

- Das TTP-Protokoll benötigt eine feste Slot-Länge. In Abhängigkeit der Länge der Funkstrecke muss das Signal vom Modem künstlich verzögert gesendet werden. Es muss untersucht werden, ob das Präzisionsintervall des TTP-Protokolls die Laufzeit der Funkstrecke kompensieren kann.
- Die TTP-Framelänge sollte einerseits klein sein (Latenzzeit), andererseits wird bei großen Längen die Netto-Datenrate hoch. Ein guter Kompromiss liegt bei einer TTP-Framelänge von etwa 100 Byte.
- Die Anzahl der Wireless-Pakete (die TTP-Frames der Kanäle A und B werden in  $S$  Wireless-Pakete aufgeteilt) beeinflusst die Netto-Datenrate und die Latenz des Modems gleichermaßen. Ab etwa 5 Paketen nimmt die Latenz nur noch schwach ab, ab etwa 10 Paketen nimmt die Netto-Datenrate nur noch schwach zu.
- Die TTP-Datenrate sollte dabei möglichst groß sein. Die maximale Datenrate von  $5 \text{ Mbit/s}$  wird in der Praxis nicht erreichbar sein, sollte aber angestrebt werden.
- Die Wireless-Datenrate beeinflusst bis etwa  $1 \text{ Mbit/s}$  die Performance sehr stark und sollte daher so groß wie möglich gewählt werden.
- Das Verhältnis Header-zu-Code in den Wireless-Paketen sollte möglichst klein sein, da es die Latenzzeit als auch die Netto-Datenrate beeinflusst.
- Die TTP-Framelänge und die Anzahl der Wireless-Pakete sollten so abgestimmt sein, dass die Wirel-

ess-Pakete eine geradzahlige Anzahl von Byte aufweisen.

Mit diesen Parametern wäre es möglich, eine Latenzzeit des Modems über die Luftschnittstelle hinweg von unter  $1 \text{ ms}$  zu erreichen.

### 3.3. Adaptierung der Bauvorschrift

Als Basis des Datenlinks wurde die Bauvorschrift für VDL2 [5] verwendet und entsprechend der oben aufgeführten Requirements des angestrebten OFDM-Systems adaptiert.

Der auftretende Frequenzversatz aufgrund des Dopplereffekts wurde für eine maximale Geschwindigkeit des Fluggeräts von  $v = 25 \text{ m/s}$  und eine Sendefrequenz des Modems von  $f = 2,4 \text{ GHz}$  berechnet:

$$(5) \Delta f_{\text{Offset}} = f \frac{v}{c_0} = 200 \text{ Hz}$$

Die Frequenzstabilität ist mit  $2 \text{ ppm}$  festgelegt. Bei einem Guard-Intervall von  $GI = 1/8$  verkürzt sich die Symboldauer durch zyklische Wiederholung des Symbols auf  $83,333 \mu\text{s}$  - dadurch wird sich der Abstand der OFDM-Subträger wie folgt vergrößern:

$$(6) \Delta f_{\text{Subcarrier}} = \frac{1}{(1-GI)T_{\text{step}}} = 12 \text{ kHz}$$

In Tabelle 3 sind die oben abgeleiteten Größen zusammengefasst.

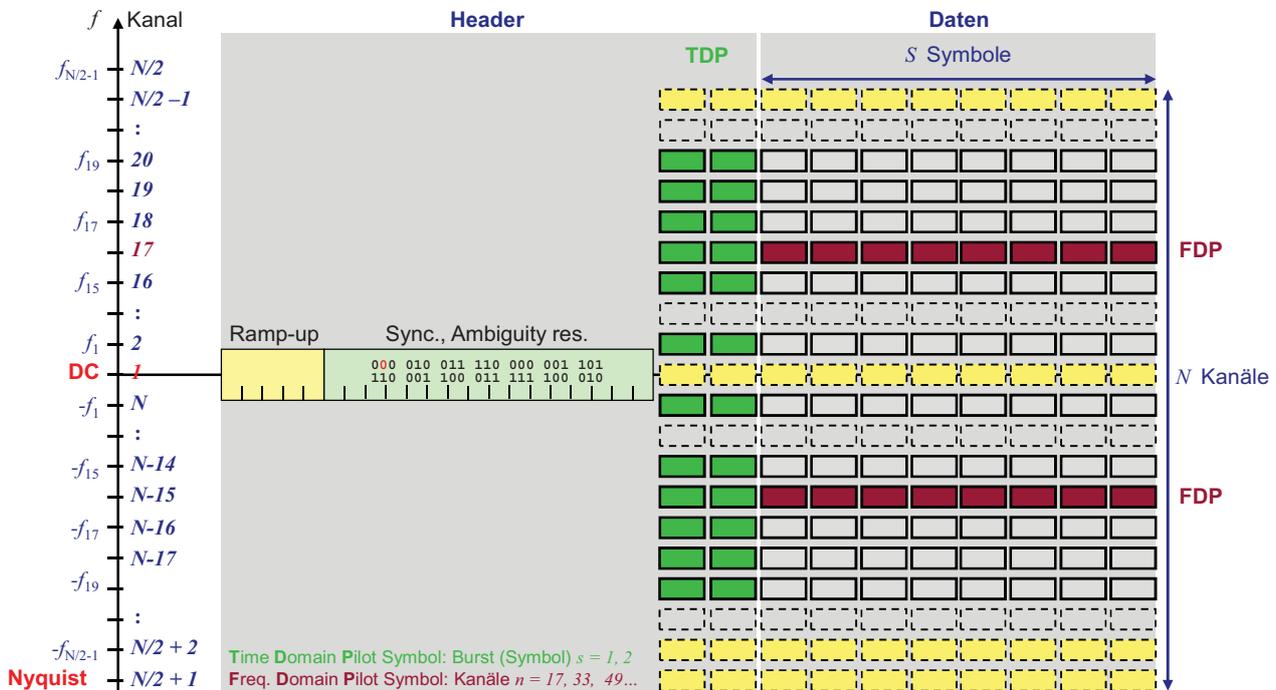


BILD 8. Frequenz-Zeit-Plan eines Modem-Bursts mit OFDM-Modulation

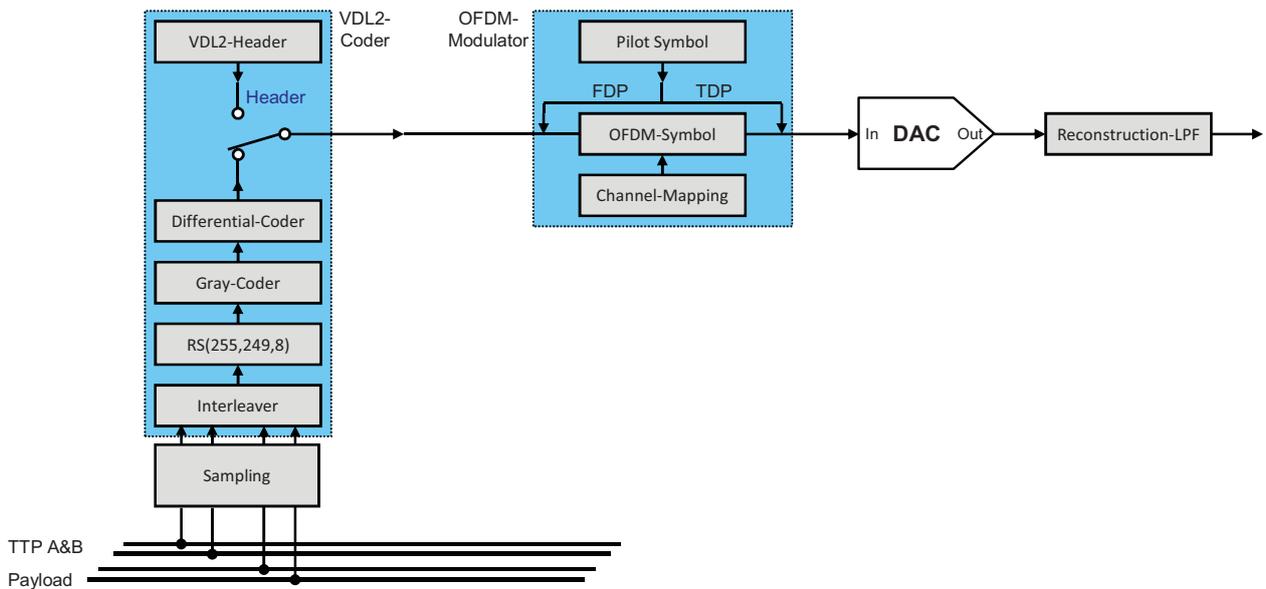


BILD 9. Signalflussdiagramm im Sender

Subträger-Abstand	12 kHz
Anzahl Subträger	2048
Guard-Intervall	1/8
Frequenzstabilität	2 ppm
Sendefrequenz	2,4 GHz
Maximale Doppler-Frequenzverschiebung	200 Hz

TAB 3. Parameter für das OFDM-Modem

Da die Länge eines Datenpakets bekannt und konstant ist, wurde der VDL2-Header aus Bild 3 modifiziert. Nach der Stabilisierungsphase der Sendeleistung und der Synchronisationsphase des Empfängers folgen unmittelbar zwei OFDM-Pilotsymbole, anhand derer nach dem Park-Algorithmus [10] zunächst die zeitliche Synchronisation zur optimalen Abtastung des empfangenen Signals und anschließend nach [9] die Schätzung des Frequenzoffsets zwischen Empfänger und Sender durchgeführt wird. Um jeweils aktuelle Schätzwerte für Zeit- und Frequenzoffset errechnen zu können, wurden auf den OFDM-Unterträgern in regelmäßigen Abständen Pilotkanäle reserviert. Bei der verwendeten D8PSK-Modulation entfällt jedoch die Notwendigkeit zur Rückgewinnung der Subträger bzw. die Schätzung der Kanalübertragungsfunktion. Dem modifizierten Header folgen in  $S$  Symbole aufgeteilt die eigentlichen Nutzdaten. Die Anzahl der Symbole errechnet sich aus der maximalen Wortanzahl  $n_{TTP}$  in einem TTP-Frame, der Anzahl der zu übertragenden Teilkanäle  $n_{Channel}$ , der gewünschten Redundanz  $r$  dividiert durch die Anzahl der OFDM-Subträger  $N_{OFDM}$ . Der in der RS-Codierung enthaltene Overhead von 6 Paritätssymbolen pro 249 Datensymbole ist ebenfalls zu berücksichtigen. Aufgrund der am TTP-Bus verwendeten MFM-Codierung wird jedes übertragene Bit zweifach abgetastet ( $n_{Sampling}$ ). Hierdurch wird eine Verzögerung durch Decodierung und Codierung der Nutzdaten vermieden:

$$(7) \quad S = \left\lceil \frac{8 \cdot n_{TTP} \cdot n_{Channel} \cdot n_{Sampling} \cdot r \cdot 255}{N_{OFDM} \cdot 249} \right\rceil$$

Bei 240 Byte pro TTP-Frame, 2 TTP- und 2 Payload-Kanälen, einfacher Redundanz und 2048 OFDM-Kanälen werden somit  $S = 16$  OFDM-Schritte zur Übertragung eines TTP-Frames benötigt. Die verwendete Bandbreite beträgt dabei nach (4)  $B = 24,7$  MHz.

### 3.4. Physikalische Schicht des Datenlinks

Der Signalfluss im Modem ist in Bild 9 am Beispiel des Senders dargestellt. Die zu übertragenden Daten der TTP- und Payload-Kanäle werden mit der zweifachen Rate der Bus-Übertragungsgeschwindigkeit abgetastet, in einem Interleaver in einen gemeinsamen Datenstrom verschränkt, bevor sie mittels RS(255,249)-Codierung gemäß [5] gegen Übertragungsfehler gesichert werden. Nach einer Symbolbildung im Gray-Coder erfolgt die D8PSK-Modulation, bevor die Symbole im OFDM-Modulator auf die Unterkanäle gemappt und mit Pilotsymbolen im Zeit- und Frequenzbereich versehen werden. Das analoge Basisbandsignal entsteht nach einer Digital-Analog-Wandlung der komplexen I- und Q-Signale und nach der Filterung im Interpolationsfilter.

## 4. BETRACHTUNG DER LINK-PERFORMANCE

Anhand einer MATLAB-Simulation wurde die Performance des vorgeschlagenen Datenlinks untersucht.

In Bild 10 ist das Konstellationsdiagramm am Empfänger nach erfolgter (Zeit- und Frequenz-) Synchronisierung bei Übertragung im AWGN-Kanal ( $E_b/N_0 = 40$  dB) dargestellt, alle Unterträger sind in eine Ebene projiziert. Neben den auf dem Einheitskreis liegenden Konstellationspunkten der D8PSK-Modulation sind die aufgrund der verwendeten BPSK-Pilotsymbole Konstellationen bei  $\pm 0,707$  gut zu erkennen. Der Konstellationspunkt im Ursprung des I-/Q-

Diagramms entsteht durch nicht mit Daten belegte Unterträger.

Der Zusammenhang zwischen theoretischer Bitfehlerrate (BER) und dem Verhältnis von Signalenergie pro Bit zu der Rauschleistung pro 1 Hz ( $E_b/N_0$ ) ist in Bild 11 für einen AWGN-Kanal dargestellt. Ab  $E_b/N_0$  von etwa 17 dB sinkt die zu erwartende Bitfehlerrate stark ab.

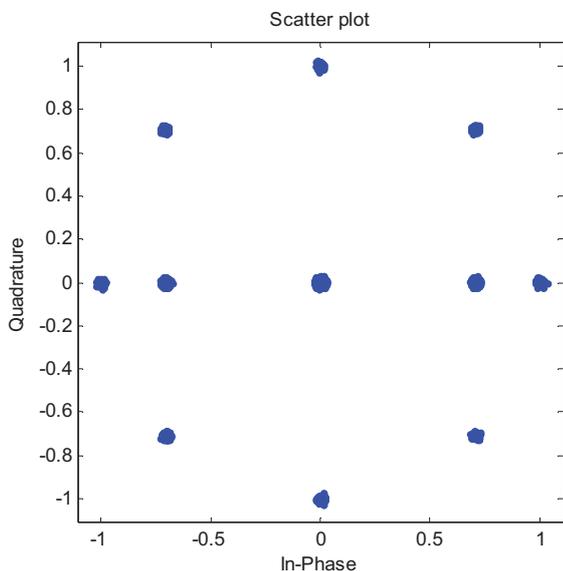


BILD 10. Konstellationsdiagramm der OFDM-Demodulation (AWGN-Kanal,  $E_b/N_0 = 40$  dB)

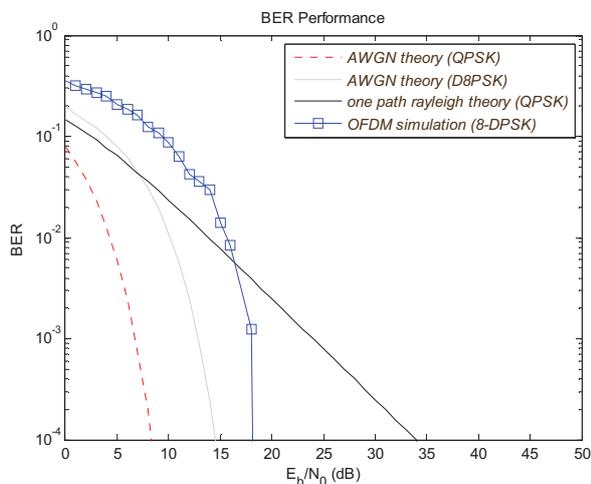


BILD 11. Bitfehlerrate über  $E_b/N_0$

## 5. ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Der Nachweis der Zuverlässigkeit einer zur Steuerung einer Drohne eingesetzten Funkverbindung erscheint als entscheidend für eine zukünftige mögliche Integration von UAV in den zivilen Luftraum. Die hier vorgestellte Arbeit diskutiert die Spezifikation und die technischen Eigenschaften eines möglichst ausfallsicheren Datenlink, der sowohl auf aeronautische Bauvorschriften (VDL2) als auch auf kommerzielle Kommunikationsmethoden (OFDM) zurückgreift.

In weiteren Arbeiten wird derzeit ein Prototyp des vorgeschlagenen Systems als Software-Defined-Radio in einem

Field-Programmable Gate Array (FPGA) aufgebaut und im Labormaßstab im ISM-Band bei 2,45 GHz getestet. Zudem soll untersucht werden, wie durch den Einsatz von Mehrantennensystemen (MIMO) die Robustheit des Links weiter erhöht werden kann.

## 6. LITERATUR

- [1] Gruber M., Flühr H., et al: Systemarchitektur für unbemannte Flugsysteme mit COTS-Komponenten unter Zertifizierungsrandbedingungen. Deutscher Luft- und Raumfahrtkongress, Bremen, 2011.
- [2] Kopetz H.: Real-Time Systems. Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
- [3] EUROCONTROL: L-DACS1 System Definition Proposal: Deliverable D2 (v1.0, 2009). Online unter: [http://www.eurocontrol.int/communications/public/standard\\_page/LBANDLIB.html](http://www.eurocontrol.int/communications/public/standard_page/LBANDLIB.html) (11.08.2011).
- [4] EUROCONTROL: L-DACS2 System Definition Proposal: Deliverable D2 (v1.0, 2009). Online unter: [http://www.eurocontrol.int/communications/public/standard\\_page/LBANDLIB.html](http://www.eurocontrol.int/communications/public/standard_page/LBANDLIB.html) (11.08.2011).
- [5] ETSI EN 301 841-1 (v1.3.1): Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); VHF air-ground Digital Link (VDL) Mode 2; Technical characteristics and methods of measurement for ground-based equipment; Part 1: Physical Layer and MAC Sub-layer. European Telecommunications Standards Institute, Sophia-Antipolis Cedex/France, 2010.
- [6] ETSI EN 301 842-1 (v1.2.1): Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); VHF air-ground Digital Link (VDL) Mode 4 radio equipment; Technical characteristics and methods of measurement for ground-based equipment; Part 1: EN for ground equipment. European Telecommunications Standards Institute, Sophia-Antipolis Cedex/France, 2005.
- [7] Flühr H., Gangl S, Gruber M.: EDA Toolbox for VHF Data Link System Simulation. Aerospace Science and Technology 12:599–607, 2008.
- [8] Hara S., Prasad R.: Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications. Artech House Publishers, Boston, 2003.
- [9] Schmidl T.M., Cox D.C.: Robust frequency and timing synchronization for OFDM. IEEE Transactions on Communications 45:1613–1621, 1997.
- [10] Park B., et al.: A novel timing estimation method for OFDM systems. IEEE Communications Letters 7(5):239–241, 2003.