

UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



DIPARTIMENTO
DI INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

Telemetria LoRa in un prototipo di Formula Student

CANDIDATO

Davide Frasson

Matricola 2000275

RELATORE

Prof. Nicola Laurenti

Università di Padova

ANNO ACCADEMICO
2022/2023

-Quanto manca alla vetta?

-Tu sali e non pensarci!

Friedrich Nietzsche

Indice

Lista delle figure	vi
Lista degli acronimi	ix
1 Introduzione	1
1.1 La Formula Student	1
1.2 Gli eventi	2
1.2.1 Prove statiche	2
1.2.2 Prove dinamiche	2
1.3 Race UP Team	3
1.4 SG-e 06	4
1.5 La Telemetria in FSAE	4
2 La telemetria LoRa	7
2.1 Cosa è LoRa?	7
2.2 Parametri della LoRa	8
2.2.1 Larghezza di banda	8
2.2.2 Spreading Factor	9
2.2.3 Coding Rate	10
2.2.4 Bit Rate	10
2.3 Forme d'Onda e Demodulazione	11
2.3.1 Modulazione	11
2.3.2 Demodulazione	12
2.4 Formato dei Pacchetti	13
2.4.1 Preamble	13
2.4.2 Header	14
2.4.3 Payload	14
2.4.4 Time On Air	14

INDICE

3	Setup Sperimentale	17
3.1	Trasmittitore	18
3.1.1	TI F28379D	18
3.1.2	Antenna	19
3.2	Ricevitore	19
3.2.1	Arduino Due	20
3.3	Linee di trasmissione	20
4	Analisi	23
4.1	Link Budget	23
4.1.1	Sensibilità della LoRa	23
4.1.2	Equazione di trasmissione di Friis	25
4.1.3	Modello di Hata	25
4.2	Schema a blocchi Trasmissione e Ricezione	27
4.3	Analisi della Probabilità d'Errore	28
4.3.1	Bit Error Rate AWGN	28
4.3.2	Bit Error Rate Rayleigh	30
4.3.3	Bit Error Rate Ricean	32
4.3.4	Codeword Error Rate	34
4.3.5	Frame Error Rate	35
4.3.6	Frame Error Rate Rayleigh e Rice	38
5	Dati sperimentali	41
5.1	Link Budget	42
5.1.1	Parametri scelti	42
5.1.2	Potenza ricevuta	42
5.2	Probabilità d'errore	44
6	Conclusioni e prospettive future	51
	Riferimenti Bibliografici	53
	Ringraziamenti	55

Lista delle figure

2.1	Configurazione encoder e modulatore	9
2.2	Spettrogramma di un chirp SF=12, BW = 500kHz and $s(nT_s) = 1024$	12
2.3	Struttura di un pacchetto LoRa	13
2.4	Spettrogramma del preamble con 4 upchirps and 2 downchirps .	14
3.1	Modulo Olimex MOD-LoRa868	17
3.2	Formattazione Pacchetti Id-Valore	18
4.1	Curve di sensibilità al variare di BW, per vari SF	24
4.2	Potenza ricevuta con vari modelli di Path Loss	26
4.3	Catena di trasmissione e ricezione LoRa	27
4.4	BER per diversi valori di SF	29
4.5	Confronto tra BER in canale Rayleigh, AWGN e Rice(K=5)	33
4.6	Confronto tra BER e CWER per SF = 6 e k_c	35
4.7	Frame Error Rate dell'approssimazione 4.27	37
4.8	Confronto Frame Error Rate tra Rayleigh, AWGN e Ricean	38
5.1	SG-e06 durante l'Endurance e planimetria	41
5.2	Potenza di segnale ricevuto durante l'Endurance	43
5.3	Evoluzione dello SNR durante l'Endurance	44
5.4	Zona attiva di probabilità	45
5.5	Distribuzione dello SNR misurato	47
5.6	Probabilità e numero totale di pacchetti inviati per partizione di SNR	48
5.7	Comparazione tra dati sperimentali e canale Rayleigh e Rice . . .	49

Lista degli acronimi

AWGN Addictive White Gaussian Noise

BER Bit Error Rate

BW Bandwidth

CDF Cumulative Distribution Function

CR Coding Rate

CRC Cyclic Redundancy Check

CSS Chirp Spread Spectrum

CSV Comma Separated Values

CWER CodeWord Error Rate

DFT Discrete Fourier Transform

END Endurance

FEC Forward Error Correction

FER Frame Error Rate

FS Formula Student

FSCM Frequency Shift Chirp Modulation

IH Implicit Header

ISI Interferenza di intersimbolo

ISO International Organization for Standardization

LISTA DELLE FIGURE

LP-WAN Low Power Wide Area Network

MAC Media Access Control

ML Maximum Likelihood

OSI Open System Interconnection

PHY Physical

RSSI Received Signal Strength Indicator

SAE Society of Automotive Engineers

SER Symbol Error Rate

SF Spreading Factor

SNR Signal-to-Noise Ratio

SPI Serial Peripheral Interface

SS Spread Spectrum

TI Texas Instrument

TOA Time On Air



Introduzione

1.1 LA FORMULA STUDENT

La Formula Student, altresì conosciuta come Formula SAE, è una competizione internazionale e universitaria di design ingegneristico ideata dalla Society of Automotive Engineers, introdotta nel 1981 in America dal professore Ron Matthews e successivamente sbarcata in Europa nel 1998 nel Regno Unito. La competizione prevede la realizzazione ogni anno di una monoposto da corsa in stile formula, le cui capacità dinamiche e l'efficienza del design ingegneristico vengono valutate da esperti del settore dell'automotive, sia in termini di innovazione delle soluzioni proposte che dal punto di vista dell'analisi dei costi del prototipo. Ogni team è associato a un'università e, conseguentemente, a un dipartimento di ingegneria. La competizione è divisa in diverse categorie, ovvero 1-C (Combustione), 1-E (Elettrica) e 1-D (Driverless). Numerosi eventi di prestigio sono sorti in Europa, degni di menzione risultano essere Formula Student Germany, nata nel 2005 e rapidamente affermata come evento di riferimento nel panorama europeo, Formula Student East (2016) e Formula Student Italy (2005).



1.2. GLI EVENTI

1.2 GLI EVENTI

Gli eventi rappresentano un vero e proprio esame per le vetture, che vengono valutate per le proprietà dinamiche e la bontà del progetto ingegneristico. Ogni prototipo viene rispettivamente esaminato attraverso delle prove statiche e delle prove dinamiche e valutato da esperti del settore automotive tramite l'assegnazione di un punteggio.

1.2.1 PROVE STATICHE

Le prove statiche sono di 3 tipi e si occupano di valutare l'efficienza del design ingegneristico in termini di innovazione delle soluzioni proposte in fase di progettazione, l'efficienza dal punto di vista dei costi e la redazione di un piano di vendita. In maggiore dettaglio si hanno le prove:

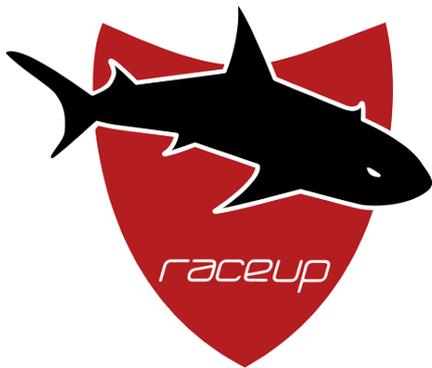
- *Engineering Design event* (150pts), durante la quale viene presentato l'intero progetto della vettura, le strategie di gestione del team e la pianificazione della stagione. Le soluzioni vengono analizzate sia dal punto di vista della completezza del processo di sviluppo (progettazione, realizzazione, validazione) ma anche in termini di competitività del concetto elaborato.
- *Cost and Manufacturing event* (100pts), nella quale viene valutata la consapevolezza da parte del team nel processo di costificazione e manufacturing della vettura. Ogni componente viene costificato, analizzandone in dettaglio il processo realizzativo, e valutando dunque quanto gli studenti siano a conoscenza delle lavorazioni e delle risorse (componenti, attrezzature e risorse umane) impiegate durante l'anno.
- *Business Plan Presentation* (75pts), durante la quale il team presenta un piano di vendita fittizio per un componente o un servizio riguardante la vettura ipotizzando la realizzazione di un'azienda. Viene valutata nel dettaglio l'analisi di mercato e la capacità di identificare i bisogni dell'utente finale per il prodotto ideato.

1.2.2 PROVE DINAMICHE

Una volta completate le ispezioni tecniche necessarie a garantire la sicurezza della vettura e del pilota, così come il rispetto del regolamento tecnico introdotto dall'organizzatore dell'evento alla quale si partecipa, le vetture vengono valutate in 4 differenti prove su pista per saggiare le caratteristiche dinamiche delle stesse.

- *Acceleration* (75pts), viene valutata la capacità di accelerazione longitudinale del veicolo in un rettilineo di 75m con partenza da fermo.
- *Skidpad* (75pts), si tratta di una prova eseguita su un tracciato a forma di "otto", utile a determinare la massima accelerazione laterale che il veicolo è in grado di sviluppare. Questo test è fondamentale per valutare sia il grip meccanico del veicolo, quanto la deportanza generata dal pacchetto aerodinamico.
- *Autocross* (100pts), si tratta di un giro veloce su un tracciato di circa un chilometro cosuito da rettilinei, curve e chicane. Questo tipo di prova serve per valutare la guidabilità della vettura in termini di sterzata, frenata e accelerazione in uscita curva.
- *Endurance* (325pts), è la prova regina dell'evento e consiste in una gara di 22km su un tracciato simile a quello dell'Autocross, nella quale vengono valutate a tutto tondo le prestazioni della vettura soprattutto in termini di affidabilità.
- *Efficiency* (100pts), è una prova affine all'Endurance, che consiste nella valutazione dei consumi del veicolo rapportati al tempo totale di percorrenza della prova.

1.3 RACE UP TEAM



Il team dell'Università degli Studi di Padova è il Race UP Team, che comprende due divisioni interne, una a combustione e una elettrica. Il team nasce nel 2006 per volontà del faculty advisor, il Prof. Giovanni Meneghetti, che fonda la divisione a combustione in collaborazione con l'azienda Oz Racing, storico sponsor del team, che mette a disposizione uno spazio di lavoro presso l'officina di San Martino di Lupari. Nel 2016 debutta la divisione elettrica, tra i cui sponsor principali si

annoverano aziende del calibro di Unox, azienda di Vigodarzere (PD) che fornisce a sua volta uno spazio di lavoro al team. Con la crescita del progetto molte più aziende entrano a far parte del progetto, arrivando a collaborare in totale con circa 120 realtà differenti. Degne di menzione risultano essere Compositex S.r.l., Infineon e Inarca.

1.4 SG-E 06

La SG-e 06 è la vettura più recente della divisione elettrica del RaceUP Team, che nell'ultimo anno ha avuto l'opportunità di competere negli eventi FSAE Italy 2023 e FSEast 2023, guadagnando risultati degni di nota e riconfermandosi miglior team italiano. Tra le caratteristiche fondamentali della vettura spiccano:

- 4 motori AMK da 35kW l'uno, montati ciascuno su un gruppo ruota per un totale di 140kW di picco.
- 4 inverter AMK in un pacchetto inclusi con i motori, con box in alluminio per ridurre i disturbi elettromagnetici.
- Accumulatore con celle pouch Melasta da 6.7kWh e 600V di tensione massima
- Monoscocca totalmente in fibra di carbonio con struttura a sandwich con honeycomb in alluminio con un peso di 19.8kg.
- Struttura di assorbimento d'impatto e pacchetto aerodinamico interamente in carbonio
- Algoritmo di *Torque Vectoring*, *Traction Control* e frenata rigenerativa
- Pneumatici a spalla ribassata Hoozier da 16" con cerchi in magnesio Oz Racing da 10"
- Impianto di raffreddamento motori ad acqua e batteria ad aria
- Batteria di bassa tensione da 24V con celle pouch
- Peso totale della vettura di 207kg.

1.5 LA TELEMETRIA IN FSAE

Per la natura della vettura nella quale sono presenti dei sistemi complessi, e a maggior ragione per la presenza di una prova di durata nella quale l'affidabilità è un fattore predominante, risulta fondamentale essere in grado di monitorare lo stato della vettura e l'evoluzione dei parametri vitali della stessa, quali tensioni degli accumulatori installati e temperature dei vari sistemi legati al powertrain. L'introduzione di un sistema di telemetria remota permette pertanto ad altri membri a bordo pista di essere a conoscenza dello stato della macchina, e poter operare tempestivamente in caso di malfunzionamento e risolvere situazioni

critiche. Inoltre, la presenza di una telemetria solleva dal pilota la responsabilità di monitorare i parametri vitali dalla dashboard sul volante, permettendo perciò di concentrarsi interamente sulla guida e facendo sì che la gestione sia affidata a persone competenti in materia. Fondamentale risulta inoltre la pianificazione del passo gara a seconda dei consumi stimati della macchina e dell'andamento delle temperature, in quanto il pilota non può necessariamente essere a conoscenza di questi fattori esterni che solamente un ingegnere a bordo pista è in grado di pianificare e valutare a seconda dell'evoluzione dei sistemi del prototipo e delle condizioni di gara.

Per tutte queste ragioni, l'introduzione di una telemetria risulta essere un sistema fondamentale per una vettura di Formula Student, che permette una maggior sicurezza in fase di Endurance e assicura una maggiore probabilità di buona riuscita della prova. In questa tesi verrà discussa l'introduzione di un sistema di questo tipo per la vettura elettrica SG-e06 e ne verrà presentata l'analisi dal punto di vista della probabilità d'errore.

2

La telemetria LoRa

2.1 COSA È LoRa?

Una delle tecnologie in sempre più rapida affermazione nel campo delle telecomunicazioni sono le Low Power Wide Area Network (LP-WAN), ovvero un network di dispositivi contraddistinto da una vasta copertura, bassi consumi energetici e basso bitrate. Una delle tecniche di modulazione in maggior risalto è la LoRa, una soluzione brevettata il cui utilizzo si sta espandendo sempre di più nel mondo delle telecomunicazioni. In particolare è opportuno distinguere come, in riferimento al modello ISO/OSI [1], LoRa costituisca il PHY layer mentre LoRaWAN costituisca il layer che contiene il protocollo del network e del layer MAC. Queste due specifiche sono brevettate e mantenute dalla LoRa Alliance, e tale aspetto comporta che non siano presenti in letteratura delle descrizioni teoriche di libero accesso, ma solamente delle modellazioni; in questa analisi ci concentreremo principalmente sul livello PHY.

LoRa è una tecnica di modulazione del tipo Spread Spectrum, una metodologia ortogonale progettata per le applicazioni a basso rate e a bassa potenza, e si basa sul concetto fondamentale di utilizzare una banda molto più larga della banda minima richiesta, ovvero data una trasmissione digitale con periodo di simbolo T si ha che la banda utilizzata è:

$$B \gg B_{\min} = \frac{1}{T} \quad (2.1)$$

Questo concetto ha una serie di notevoli vantaggi, quali:

2.2. PARAMETRI DELLA LORA

1. *Bassa probabilità di intercetto.* L'utilizzo di una larghezza di banda molto elevata e la bassa emissione di potenza consente allo spettro di potenza di essere al di sotto del livello del rumore. In questa maniera, se i parametri di modulazione non sono noti a priori, è difficile demodulare il segnale ricevuto. Questo rende il segnale robusto anche all'iniezione di rumori e a eventuali disturbi.
2. *Robustezza all'ISI*
3. *Accessi multipli.* Tipicamente le modulazioni di tipo SS permettono la coesistenza nella stessa dimensione spaziale e temporale di più comunicazioni, potendo garantire perciò accessi multipli da parte degli utenti al canale.
4. *Capacità di localizzazione* La banda larga utilizzata consente di stimare il tempo di arrivo di un pacchetto con precisione elevata, e un sistema con più trasmettitori, che permetterebbe la triangolazione, rende operabile una localizzazione precisa ed affidabile.

La modulazione LoRa è conosciuta in letteratura come Frequency Shift Chirp Modulation, o "modulazione chirp", in quanto l'elemento portante dell'informazione è definito da una traslazione della frequenza all'inizio di ciascun simbolo; pertanto il chirp rappresenta una sorta di carrier dell'informazione stessa. Una descrizione accurata delle forme d'onda e della modulazione è stata presentata in [2], e per cominciare l'analisi, è opportuno concentrarsi innanzitutto sui parametri configurabili che permettono di variare il comportamento della modulazione stessa.

2.2 PARAMETRI DELLA LORA

La modulazione LoRa prevede l'utilizzo di una serie di parametri configurabili dall'utente che permettono di ottenere prestazioni molto differenti a seconda del tipo di utilizzo e della condizione nella quale si intende utilizzare il modulo in questione. E' possibile successivamente derivare, in base alle informazioni contenute nel datasheet del modulo utilizzato [3], altre grandezze fondamentali per esprimere le proprietà della comunicazione.

2.2.1 LARGHEZZA DI BANDA

La larghezza di banda (BW) costituisce uno dei principali parametri configurabili nei moduli LoRa, che influenza direttamente il periodo di simbolo T_s e

il periodo di chirp T_c ; quest'ultimo è descritto infatti dalla relazione:

$$T_c = \frac{1}{BW} \quad (2.2)$$

La larghezza di banda descrive la misura del supporto della densità spettrale di potenza e, nel modulo utilizzato, la larghezza di banda può assumere un insieme finito di valori, ovvero $BW = \{7.8, 10.4, 15.6, 20.8, 31.2, 41.7, 62.5, 125, 250, 500\}$ kHz.

2.2.2 SPREADING FACTOR

Supponendo un flusso di cifre binarie in ingresso al modulo, ovvero appartenenti all'alfabeto $\{0, 1\}$, come è possibile vedere nella figura 2.1 sottostante, questo viene codificato da un encoder LoRa mappando ogni SF bits in un simbolo $s(nT_s)$ in ingresso al modulatore. Lo Spreading Factor rappresenta perciò il numero di bits utilizzati per calcolare i simboli in ingresso al modulatore, i quali pertanto appartengono a un alfabeto $s(nT_s) \in \{0, \dots, 2^{SF} - 1\}$.

Riprendendo la definizione di chirp, lo Spreading Factor rappresenta inoltre

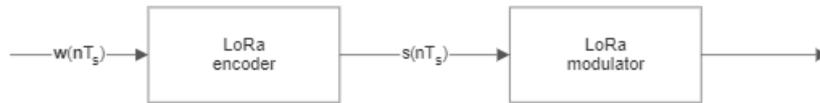


Figura 2.1: Configurazione encoder e modulatore

come la modulazione LoRa divide il cambio di frequenza iniziale del segnale di chirp su un alfabeto di 2^{SF} simboli. Si ottiene pertanto la relazione tra T_c e T_s come:

$$T_s = 2^{SF} \cdot T_c = \frac{2^{SF}}{BW} \quad (2.3)$$

Tipicamente lo SF può assumere i valori $\{6, 7, 8, 9, 10, 11, 12\}$ e rappresentando con un vettore $\mathbf{w}(nT_s) \in \{0, 1\}^{SF}$ la codifica binaria di un simbolo $s(nT_s)$ in ingresso al modulatore, possiamo ottenere la relazione tra i due:

$$s(nT_s) = \sum_{h=0}^{SF-1} \mathbf{w}(nT_s)_h \cdot 2^h \quad (2.4)$$

2.2. PARAMETRI DELLA LORA

2.2.3 CODING RATE

Il coding rate (CR) è un parametro che può assumere i valori $CR = \{1, 2, 3, 4\}$. Questo parametro è necessario per controllare il code rate della codifica di canale di tipo Hamming (n,k) introdotta dalla modulazione LoRa, in particolare descrive un fattore aggiuntivo al denominatore dove la relazione è espressa da:

$$\frac{k}{n} = \frac{4}{4 + CR} \quad (2.5)$$

L'introduzione di una codifica di canale Hamming(n,k) permette di rendere la comunicazione molto più robusta alle caratteristiche del canale, e di essere in grado di decifare il messaggio inviato con maggiore affidabilità, al costo di inserire della ridondanza nel messaggio.

2.2.4 BIT RATE

Avendo precedentemente definito periodo di chirp T_c e periodo di simbolo T_s , possiamo pertanto definire symbol rate R_s e chirp rate R_c come:

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{BW}{2^{SF}} [\text{symbol/s}] \quad R_c = \frac{1}{T_c} = BW [\text{chirp/s}] \quad (2.6)$$

Dato pertanto il numero totale di simboli ottenibili come $M = 2^{SF}$ è opportuno definire il *bit rate* associato all'ingresso del modulatore come

$$R_b = \frac{1}{T_b} = \frac{\log_2 M}{T_s} = \frac{SF}{T_s} = SF \cdot R_s = \frac{SF \cdot BW}{2^{SF}} \quad (2.7)$$

Questa derivazione tuttavia non tiene conto dell'eventuale contributo di un blocco di codifica di canale di tipo Hamming, per la quale si ottiene un'espressione descritta in [4] la quale contiene un fattore di correzione, e si ottiene a partire da 2.7:

$$R_b = SF \frac{4}{4 + CR} \frac{BW}{2^{SF}} \quad (2.8)$$

che tiene conto del code rate utilizzato in fase di codifica di Hamming. Sfruttando le grandezze definite in questo paragrafo è possibile definire alternativamente lo Spreading Factor come:

$$SF = \log_2 \frac{R_c}{R_s}$$

2.3 FORME D'ONDA E DEMODULAZIONE

Come è stato presentato precedentemente nell'analisi, la modulazione LoRa è una tecnica brevettata, pertanto modellazioni esplicite non sono presenti. Tuttavia, in letteratura, uno studio estensivo della modulazione LoRa è stato eseguito e una delle modellazioni dal punto di vista dei segnali è stato sviluppato in [2]. D'ora in poi nella seguente trattazione sarà fatto uso di questa modellazione.

2.3.1 MODULAZIONE

La tecnica di modulazione LoRa è riferita come Frequency Shift Chirp Modulation, in quanto l'elemento portante dell'informazione è una shift di frequenza all'inizio del simbolo trasmesso.

Pertanto un simbolo trasmesso $s(nT_s)$, dove $T_s = 2^{SF}/BW$ è il periodo di simbolo, appartiene all'*alfabeto*

$$\mathcal{A} = \{0, 1, 2, \dots, 2^{SF} - 1\} \quad (2.9)$$

Ciascun simbolo s_k è caratterizzato da un offset di frequenza che determina la frequenza iniziale del segnale di chirp corrispondente, ovvero il segnale comincia a una frequenza $f_k = BW \cdot k/2^{SF}$ e cresce linearmente fino a una frequenza pari a BW . Successivamente la frequenza ritorna a zero e continua a crescere linearmente fino alla fine del periodo di simbolo T_s . Tutto questo avviene con passi di campionamento pari al periodo di chirp T_c . Si ottiene pertanto un'espressione delle forme d'onda come:

$$c(nT_s + kT_c) = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \exp \left[j2\pi \left((s(nT_s) + k) \bmod 2^{SF} \right) \frac{k}{2^{SF}} \right] \quad (2.10)$$

dove $k = 0, \dots, 2^{SF} - 1$. Pertanto si può notare come la frequenza di un segnale di chirp aumenti linearmente con l'indice temporale k a passi discreti con periodo T_c . Il simbolo selezionato determina pertanto la frequenza iniziale dalla quale questa crescita avviene, e si può notare come alla fine di ciascun simbolo la frequenza torni ad essere quella iniziale. Un chiaro esempio è rappresentato dalla figura sottostante.

2.3. FORME D'ONDA E DEMODULAZIONE

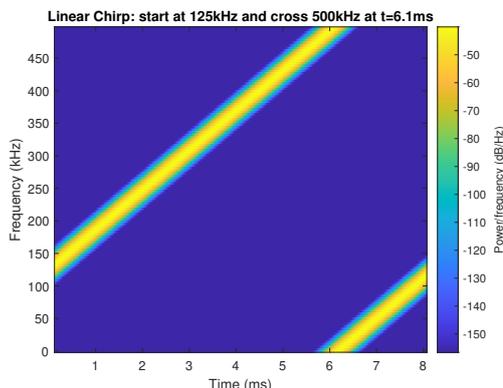


Figura 2.2: Spettrogramma di un chirp SF=12, BW = 500kHz and $s(nT_s) = 1024$

Dall'articolo [2] è possibile notare come la base delle forme d'onde sia ortogonale, ovvero dati due simboli differenti in ingresso al modulatore con $s(nT_s) = i$ e $s(nT_s) = q$ con $i \neq q$ e $i, q \in \{0 \dots 2^{SF} - 1\}$ si ottiene che il prodotto interno nello spazio dei segnali è nullo, ovvero vale la relazione 2.11. Da questa è pertanto possibile notare come la base dei segnali relativi alle forme sia ortogonale.

$$\left\langle c(nT_s + kT) \Big|_{s(nT_s)=i}, c(nT_s + kT) \Big|_{s(nT_s)=q} \right\rangle = 0 \quad (2.11)$$

2.3.2 DEMODULAZIONE

Supponendo di avere sincronizzazione temporale e frequenziale perfetta tra trasmettitore e ricevitore, e che in aggiunta a ciò i segnali abbiano tutti la stessa energia oltre che i simboli siano equiprobabili, abbiamo pertanto che il segnale ricevuto è esprimibile come:

$$r(nT_s + kT_c) = c(nT_s + kT_c) + w(nT_s + kT_c)$$

dove $w(nT_s + kT_c)$ è una componente di rumore guassiano bianco a media nulla la cui varianza è σ_w , la quale è indipendente dall'istante temporale $(nT_s + kT_c)$. Il processo di demodulazione del segnale ricevuto $r(nT_s + kT_c)$ consiste nel computare la proiezione del segnale ricevuto su ciascun elemento della base dei segnali $c(nT_s + kT_c) \Big|_{s(nT_s)=q}$ con $q = 0, \dots, 2^{SF} - 1$ e selezionare il segnale $c(nT_s + kT_c) \Big|_{s(nT_s)=l}$ in modo tale che l'energia della proiezione sia massima, ovvero che il modulo al quadrato della proiezione lo sia. Dopodiché possiamo selezionare il simbolo ricevuto come $\hat{s}(nT_s) = l$. Una procedura computazionalmente efficiente per ottenere la proiezione del segnale si articola in due passi. Innanzitutto è necessario moltiplicare il segnale ricevuto $r(nT_s + kT_c)$ per il segnale di *down-chirp*

$\exp\left(-2j\pi\frac{k^2}{2SF}\right)$ e si ottiene pertanto il segnale

$$d(nT_s + kT_c) = r(nT_s + kT_c) \cdot e^{-j2\pi\frac{k^2}{2SF}} \quad (2.12)$$

Successivamente, dato il vettore $\mathbf{d}(nT_s)$, la cui componente k -esima è $\mathbf{d}(nT_s)_k = d(nT_s + kT_c)$, si può eseguirne la DFT e per selezionare la proiezione sull'elemento p -esimo della base è sufficiente valutare l'output di indice p .

2.4 FORMATO DEI PACCHETTI

Per inviare un flusso di dati, il modem LoRa, che si basa sul chip Semtech SX1276 (vedi [3]), si serve dell'utilizzo di un pacchetto LoRa. Un pacchetto prevede due tipi di formati, ovvero *esplicito* ed *implicito* ed è strutturato come in figura 2.3 dove è possibile notare principalmente la presenza di 3 sezioni che verranno descritte nel seguito.

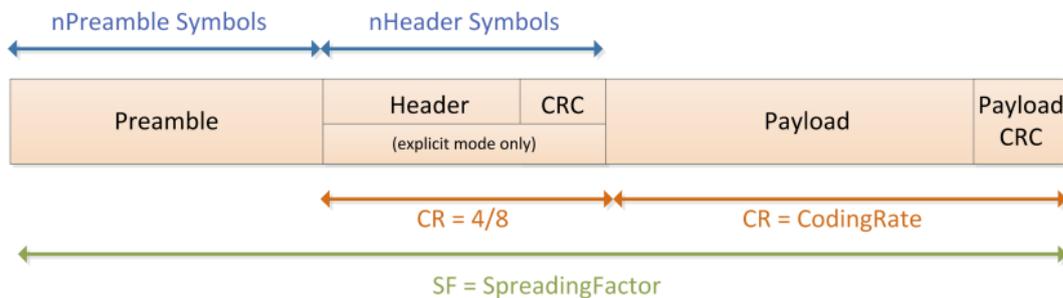


Figura 2.3: Struttura di un pacchetto LoRa

2.4.1 PREAMBLE

Il preamble è una sequenza di lunghezza programmabile che è necessaria per permettere la sincronizzazione tra trasmettitore e ricevitore in presenza di un flusso di dati. La lunghezza può variare da 6 a 65535 a seconda di come si voglia variare il duty cycle del ricevitore. In ogni caso, tipicamente la sequenza di preamble è costituita un numero N_{pr} di *upchirp*, ovvero chirp la cui frequenza offset iniziale è nulla, seguito da due *downchirp*, che seguono l'andamento opposto, discendendo in un periodo di simbolo T_s da BW a 0. Uno spettrogramma tipico è osservabile in figura 2.4.

2.4. FORMATO DEI PACCHETTI

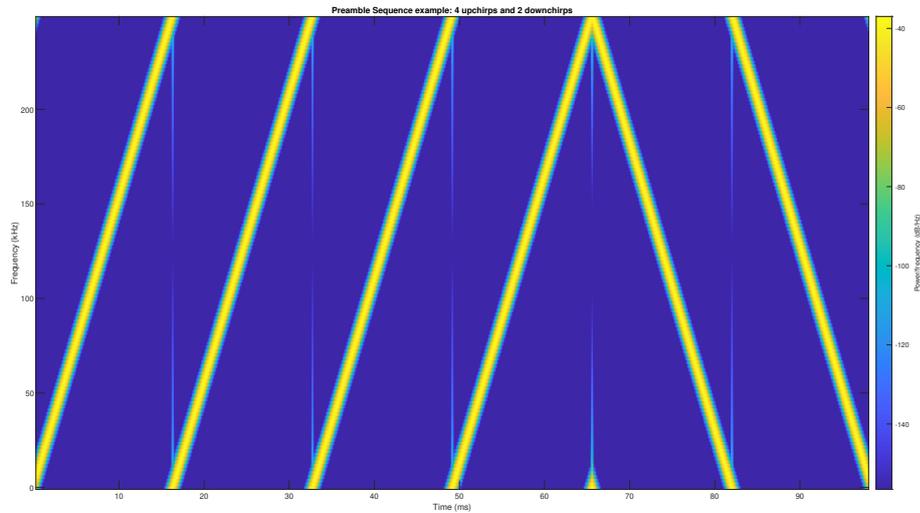


Figura 2.4: Spettrogramma del preamble con 4 upchirps and 2 downchirps

2.4.2 HEADER

L'header, che è opzionale ed è presente solamente in modalità *esplicita*, contiene informazioni riguardo la lunghezza in byte del payload, il code rate utilizzato nella FEC tramite codifica di Hamming e la eventuale presenza di un CRC di 16bit.

Alternativamente, nella configurazione *implicita* l'header non viene considerata nella composizione del pacchetto, e questo permette di ridurre significativamente il tempo di trasmissione. Tuttavia, affinché sia possibile la comunicazione, è necessario che parametri come la lunghezza del payload, il code rate e la presenza di CRC siano fissati o noti a priori, sia lato trasmissione che ricezione.

2.4.3 PAYLOAD

Il payload è il campo dove vengono immagazzinati i dati che si intende trasmettere. E' un campo di lunghezza variabile tra 1byte a 255byte che può includere un CRC opzionale.

2.4.4 TIME ON AIR

Un parametro fondamentale per descrivere il funzionamento e adattare l'implementazione della trasmissione è il Time On Air T_{OA} , ovvero il tempo totale

di trasmissione. In pratica questo descrive per quanto tempo il trasmettitore rimane "in onda". Questo parametro è totalmente dipendente dalle impostazioni presentate precedentemente, e tramite la formulazione fornita in [3] si ha, dove T_{pr} è il tempo di trasmissione del preamble e T_{pd} quello di payload:

$$T_{OA} = T_{pr} + T_{pd} \quad (2.13)$$

E' possibile calcolare il tempo di preamble come

$$T_{pr} = (N_{pr} + 4.25)T_s \quad (2.14)$$

dove il fattore 4.25 è un fattore dovuto all'overhead dovuto alla codifica di Hamming.

Per quanto riguarda invece il payload, si ha che il numero totale di simboli trasmessi dipende dal tipo di intestazione utilizzata, in particolare, detto n_{pd} il numero di byte di dati presenti nel payload, si ha:

$$N_{pd} = 8 + \max \left(\left\lceil \frac{8n_{pd} - 4SF + 28 + 16CRC - 20IH}{4SF} \right\rceil (CR + 4), 0 \right) \quad (2.15)$$

dove IH è una variabile che assume i valori 0 o 1 in base che l'intestazione sia abilitata o disabilitata. Unendo pertanto le equazioni 2.13, 2.14 e 2.15 si ottiene che:

$$T_{OA} = (N_{pr} + 4.25 + N_{pd})T_s \quad (2.16)$$

pertanto si può notare come intuitivamente il tempo di trasmissione di un pacchetto sia direttamente proporzionale al periodo di simbolo, e conseguentemente da 2.6 si ha una dipendenza diretta da 2^{SF} e una dipendenza inversa dalla banda utilizzata.

3

Setup Sperimentale

In questo capitolo verrà descritto l'apparato sperimentale utilizzato per la realizzazione del sistema di telemetria. Innanzitutto, è opportuno partire dalla descrizione del modulo LoRa utilizzato, che è basato sul chipset SX1276 dell'azienda Semtech. In particolare, questo è stato utilizzato in un modulo Olimex MOD-LoRa868, visibile in figura 3.1, dotato di un'interfaccia SPI a 10MHz. Il modulo è incentrato su una carrier frequency di 868MHz ed è in grado di generare un output con una potenza di 14dBm. Tutte queste



Figura 3.1: Modulo Olimex MOD-LoRa868

caratteristiche sussistono a fronte di un ridottissimo consumo di corrente, ampiamente al di sotto dei 100mA, caratteristica fondamentale nel campo di applicazione della FSAE dove la batteria di bassa tensione ha una capacità limitata ed è utilizzata prevalentemente per l'azionamento di ventole e pompe.

L'apparato sperimentale in questione offre l'opportunità di implementare un canale di trasmissione half-duplex, tuttavia per regolamento tecnico, in quanto proibito l'invio di dati alla vettura durante le fasi di corsa, la scelta progettuale è ricaduta sullo sfruttamento del canale solamente in modalità simplex, dove la vettura fa da trasmettitore e un ricevitore esterno a bordo pista raccoglie i dati

3.1. TRASMETTITORE

inviati.

3.1 TRASMETTITORE

Il trasmettitore, costituito dalla SG-e06 in fase di gara, è costituito da un microcontrollore Texas Instrument F28379D connesso attraverso comunicazione SPI al modulo Olimex, che produce il segnale di output di potenza poi emesso dall'antenna ANT-868-CW-HWR-ccc.

3.1.1 TI F28379D

Il microcontrollore rappresenta la centralina della vettura e si occupa della gestione logica e dell'invio dei dati da trasmettere al modulo LoRa. In particolare, questo avviene tramite protocollo SPI, e l'interfaccia con il modulo avviene tramite il porting di una libreria nativa di Arduino della quale sono state selezionate le funzioni necessarie. La centralina si occupa di raccogliere i dati da tutti i sensori presenti in macchina, che vengono successivamente formattati in pacchetti e poi inviati al ricevitore.

VALORE	ID	VALORE	ID
StatusBytes	1	max voltage	15
TempMotor	2	min voltage	16
TempIGBT	3	avg voltage	17
TempInverter	4	max temp	18
TempMotor	5	min temp	19
TempIGBT	6	avg temp	20
TempInverter	7	min voltage	21
TempMotor	8	total voltage	22
TempIGBT	9	highest temp	23
TempInverter	10	Temp PreCold Dx	24
TempMotor	11	Temp PostCold Dx	25
TempIGBT	12	Temp PreMot Dx	26
TempInverter	13	Temp PostMot Dx	27
AmkStatus[4]	14	Temp PreCold Sx	28
		Temp PostCold Sx	29
		Temp PreMot Sx	30
		Temp PostMot Sx	31

LEGENDA			
FL	RL	HV	Cooling Dx
FR	RR	LV	Cooling Sx

Figura 3.2: Formattazione Pacchetti Id-Valore

In figura 3.2 possiamo vedere una tabella rappresentante il protocollo di invio dei dati. Quest'ultimo è costituito da una corrispondenza chiave-valore, dove una chiave progressiva viene assegnata al corrispondente valore floating point del dato che si vuole rappresentare. In questa maniera è possibile inviare pacchetti dalla lunghezza fissa di 5 byte, sfruttando la modalità con header implicita e migliorando di molto le performance in termini di velocità della trasmissione. La scelta progettuale di invio separato dei dati frammentando i pacchetti deriva dalla volontà di rendere più affidabile la comunicazione. Infatti, in

caso di invio aggregato di tutti i dati, il tempo "in onda" crescerebbe proporzionalmente al numero dei dati inviati, tuttavia in caso di errore nel messaggio e nella successiva ricezione, verrebbe compromesso tutto il pacchetto, e dunque la conoscenza di una grossa porzione di tempo dello stato della vettura. Inviando i dati separatamente, è possibile che in presenza di un dato corrotto questa sia solamente una modifica puntuale di un solo dato, senza che l'andamento osservato delle altre variabili venga influenzato.

Per quanto riguarda i dati inviati, è stato scelto di inviare solamente dati rappresentanti grandezze fisiche che variano lentamente nel tempo. Questo avviene dal momento che, oltre ad essere presente già un log fisico su scheda SD per elaborazioni successive dei dati, i dati inviati servono solamente a monitorare lo stato vitale della vettura, ovvero a monitorare temperature e tensioni di motori e batterie di bassa e alta tensione. A ulteriore supporto di questa scelta, risiede il fatto che la necessità di una telemetria remota si rende necessaria principalmente nella prova regina di durata, l'Endurance di 22km, durante la quale non è possibile operare sulla vettura ed è necessario avere conoscenza dello stato della macchina per poter istruire il pilota sulle strategie di consumo e sull'andamento in tempo reale della gara.

3.1.2 ANTENNA

L'antenna utilizzata in questo esperimento è un'antenna omnidirezionale, modello ANT-868-CW-HWR-ccc, dell'azienda Linx. Si tratta di un'antenna waterproof dalle dimensioni molto ridotte, ovvero 116mm, con una frequenza centrale di 868MHz e una larghezza di banda di 30MHz, pertanto adatta all'utilizzo con modulo LoRa a 868MHz e massimo BW = 500kHz. In termini di guadagno, essa è in grado di operare a -2.3dBi , permettendo tuttavia l'omnidirezionalità, fondamentale per un'antenna montata su una vettura il cui orientamento varia nel corso del tempo.

3.2 RICEVITORE

Il ricevitore presenta uno schema simile a quello del trasmettitore. Il punto d'ingresso dell'informazione è costituito dall'antenna, il cui modello è lo stesso utilizzato nel trasmettitore. Successivamente, il modulo Olimex si occupa della ricezione del segnale dall'antenna con le stesse caratteristiche di quello

3.3. LINEE DI TRASMISSIONE

precedentemente descritto, e infine i pacchetti vengono letti da un Arduino Due collegato tramite SPI al modulo Olimex.

3.2.1 ARDUINO DUE

L'Arduino Due si interfaccia con il modulo LoRa attraverso comunicazione SPI e l'accesso ai registri è permesso attraverso l'utilizzo di una libreria software nativa dell'ambiente di sviluppo di Arduino (vedi LoRa di Sandeep Mistry). In questa fase, i pacchetti vengono decifrati e viene interpretata la coppia chiave-valore. Inoltre, informazioni utili sulla comunicazione avvenuta vengono raccolte, come l'SNR in dB della comunicazione appena avvenuta e l'RSSI, ovvero il Received Signal Strength Indicator, che misura in dBm la potenza del segnale ricevuto. In questa maniera è possibile ottenere una misura della qualità della trasmissione appena avvenuta e determinare l'affidabilità come verrà dimostrato in seguito.

Un'altra indicazione utile riguarda il numero di pacchetti errati. Utilizzando il meccanismo di CRC, se nel pacchetto viene introdotto un errore non correggibile attraverso la decodifica di Hamming(n,k) questo viene rilevato attraverso una lettura dei registri e un contatore permette di ottenere una stima della statistica degli errori andando a contare il numero di errori introdotti rispetto al numero totale di pacchetti ricevuti.

I pacchetti vengono successivamente inoltrati in seriale ad un laptop, che si occupa di realizzare in un'interfaccia grafica il plot dei dati ricevuti in maniera tale da permettere la fruizione dei dati da parte dell'utente.

3.3 LINEE DI TRASMISSIONE

Per connettere il modulo Olimex all'antenna, sia su trasmettitore che ricevitore, è stato utilizzato un cavo della Wurth Elektronik da UMRF a SMA-M. Questo cavo, della lunghezza di 250mm, presenta un'attenuazione di 18dB/10m, ossia un'attenuazione totale dovuta al cavo di $a_{cb} \approx 0.45\text{dB}$, per ciascun cavo sia in trasmissione che in ricezione. Inoltre, questo cavo presenta una perdita di inserimento del segnale massima di $(I_{max})_{dB} = 2.1\text{dB}$.

Per quanto riguarda invece il solo trasmettitore, è stato utilizzato un cavo di estensione da SMA-F a SMA-M della lunghezza di 150mm che presenta

un'attenuazione di 25dB/100ft, con un'attenuazione di $a_{cb,2} \approx 0.125\text{dB}$, e una perdita di inserimento massima di $(I_{max})_{dB} = 0.86\text{dB}$.

Possiamo pertanto stimare le perdite totali dovute alle linee di trasmissione sommando i contributi di tutti i cavi impiegati nell'apparato sperimentale, ottenendo perciò una perdita di potenza di $L_c = 5.825\text{dB}$.

4

Analisi

4.1 LINK BUDGET

Al fine di analizzare le prestazioni del sistema di telemetria utilizzato, è fondamentale iniziare valutando la distanza raggiungibile dalla comunicazione, ovvero è necessario valutare come la potenza del segnale trasmesso diminuisca all'aumentare della distanza. Per tale ragione verrà innanzitutto definita la sensibilità dello strumento di ricezione e successivamente verrà introdotta una stima della distanza massima raggiungibile, rispettivamente in spazio libero e con il modello di Hata.

4.1.1 SENSIBILITÀ DELLA LoRA

La sensibilità S , che si misura in dBm, è una misura della minima potenza di segnale che il ricevitore è in grado di decodificare. Questo parametro è fondamentale per valutare la distanza massima a cui può arrivare la trasmissione, ed è dipendente dai parametri scelti di SF e BW. In particolare, la relazione è quella in 4.1

$$(S)_{dBm} = -174 + 10 \log_{10} BW + (F)_{dB} + \Lambda_{lim,dB} \quad (4.1)$$

che descrive l'andamento della sensibilità in funzione dei parametri. In particolare $(F)_{dB}$ rappresenta la figura di rumore del ricevitore, che per il modulo Olimex utilizzato è pari a 6dB, mentre $\Lambda_{lim,dB}$ rappresenta il limite inferiore di

4.1. LINK BUDGET

SNR che il ricevitore è in grado di tollerare e dipende interamente da SF secondo la corrispondente tabella definita da datasheet (vedi [3]).

SF	6	7	8	9	10	11	12
$\Lambda_{lim,dB}$	-5	-7.5	-10	-12.5	-15	-17.5	-20

Si può pertanto ottenere il grafico 4.1 grazie al quale è possibile vedere l'andamento della sensibilità, per vari valori dello Spreading Factor e di larghezza di banda. Si nota come il range operativo sia in grado di variare da -148dBm a -118dBm , dove la massima sensibilità si ottiene per valori piccoli di banda e alti di SF. Qualitativamente, è possibile notare come questo imponga un tradeoff tra distanza raggiungibile dalla telemetria e performance della stessa, in quanto all'aumentare della distanza diminuisce il massimo flusso di dati disponibile.

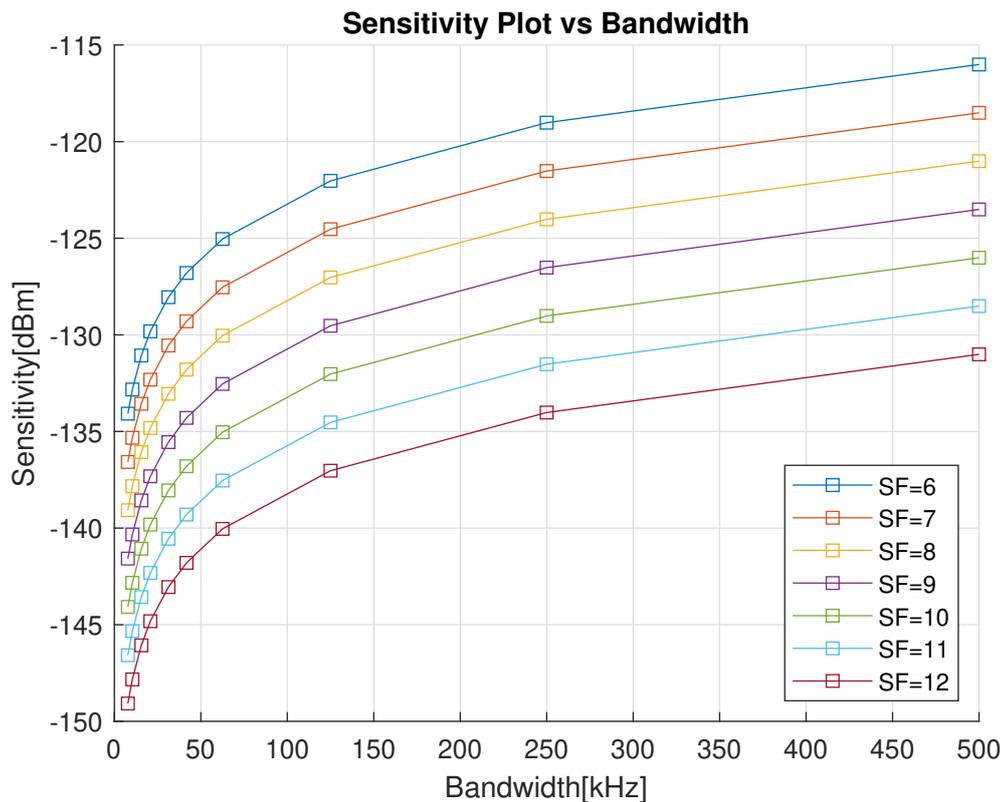


Figura 4.1: Curve di sensibilità al variare di BW, per vari SF

4.1.2 EQUAZIONE DI TRASMISSIONE DI FRIIS

Considerando una situazione in cui sono valide le condizioni di massimo trasferimento di potenza, e ipotizzando di trovarsi in *free space path loss* si ottiene l'equazione di attenuazione del mezzo nella sua formulazione in scala logaritmica come in 4.2.

$$(a_{ch})_{dB} = 32.4 + 20 \log_{10}(d)_{km} + 20 \log_{10}(f)_{MHz} - 2(g_{Ant})_{dB} \quad (4.2)$$

dove inoltre si ha che la potenza ricevuta, ovvero la potenza ricevuta P_{Rx} , la cui misura è implementata nel modulo LoRa dallo RSSI, è dato dalla relazione in scala logaritmica 4.3

$$P_{Rx} = P_{Tx} - a_{Ch} \quad (4.3)$$

Si nota come alcuni parametri siano totalmente noti, ovvero la potenza trasmessa $P_{Tx} = 14dBm$, il guadagno delle due antenne impiegate $g_{Ant} = -2.3dBi$ e la frequenza portante è $f = 868MHz$. Le 2 equazioni 4.2 e 4.3 possono essere condensate in un'unica equazione, ed inserendo i valori si ottiene:

$$P_{Rx} = -81.79 - 20 \log_{10}(d)_{km} \quad (4.4)$$

In figura 4.2 di sinistra si vede l'evoluzione dell'equazione 4.4 che da dunque una dimostrazione dell'evoluzione del sistema. E' possibile notare come, sotto le ipotesi di propagazione nello spazio libero, la potenza ricevuta sia sempre sopra il livello dei $-118dBm$, ovvero il limite superiore alla potenza ricevuta necessaria per una corretta ricezione. Secondo questo modello, la distanza non rappresenterebbe minimamente un limite per la modulazione scelta, in quanto lo scenario tipico delle competizioni di Formula Student prevede distanze da coprire nell'ordine di un chilometro al massimo, necessario a coprire la distanza tra spalti e tracciato. Tuttavia, questo modello risulta essere totalmente inaccurato, in quanto non tiene minimamente conto della differenza di altezza tra ricevitore e trasmettitore, della presenza di eventuali ostacoli e delle condizioni variabili che possono verificarsi nell'ambiente in cui la trasmissione avviene.

4.1.3 MODELLO DI HATA

Come riportato in [5], si tratta di un modello che tiene maggiormente in conto le perdite di potenza dovute alla presenza di ostacoli orografici o alla

4.1. LINK BUDGET

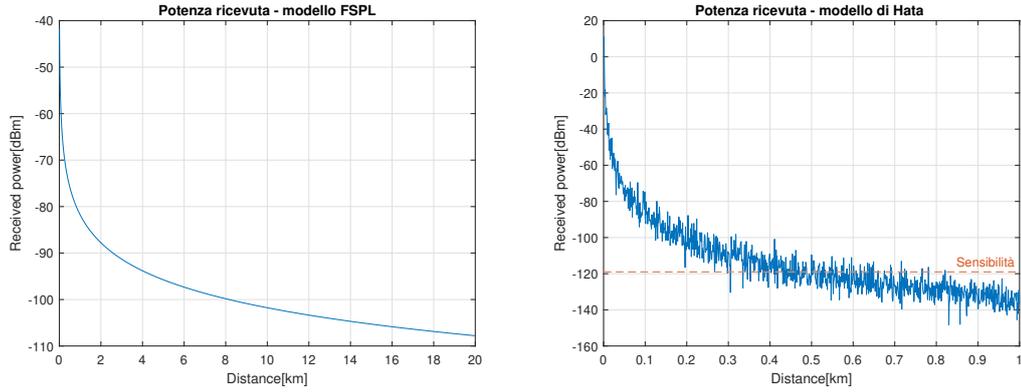


Figura 4.2: Potenza ricevuta con vari modelli di Path Loss

eventuale diffrazione dell'onda elettromagnetica trasmessa. In particolare, dette rispettivamente h_t e h_r le altezze in metri di trasmettitore e ricevitore, possiamo esprimere la *path loss* media $\bar{L}(d)_{dB}$ come in 4.5:

$$\begin{aligned} \bar{L}(d)_{dB} = & 69.55 + 26.10 \log_{10}(f)_{\text{MHz}} - 13.82 \log_{10} h_t - a(h_r) \\ & + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_t) \log_{10}(d)_{\text{km}} \end{aligned} \quad (4.5)$$

dove si ha che la componente di attenuazione dovuta all'altezza del ricevitore risulta essere come in 4.6:

$$a(h_r) = 3.2(\log_{10} 11.75 h_r)^2 - 4.97 \quad (4.6)$$

Considerando le condizioni operative, data una frequenza $f = 868\text{MHz}$, rispettivamente si ha che il trasmettitore è situato a $h_t = 0.5\text{m}$, in quanto montato sulla vettura, mentre il ricevitore, situato sugli spalti, si trova a un'altezza pari a $h_r \approx 12\text{m}$. In questa maniera possiamo sostituire i valori rispettivamente in 4.5 e 4.6 e si ottiene:

$$\bar{L}(d)_{dB} = 140.6 + 46.9 \log_{10}(d)_{\text{km}} \quad (4.7)$$

Un altro effetto che è necessario includere nell'analisi del link budget è lo *shadowing* dovuto a grossi ostacoli lungo il cammino del segnale. Tipicamente, questo viene modellato con una componente moltiplicativa $g(t)$ del segnale trasmesso, ossia un processo casuale con distribuzione lognormale. Possiamo pertanto definire una variabile aleatoria $X = \ln g \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ dove tipicamente σ varia nel range di 5 – 12dB.

In figura 4.2 di destra, è presente il grafico che descrive l'andamento della potenza ricevuta 4.3 dove l'attenuazione è data da $\bar{L}(d)_{dB}$ a cui è stato applicato un rumore gaussiano con $\sigma = 5dB$. E' possibile notare come in questo caso le prestazioni in termini di link budget peggiorino notevolmente in confronto al semplice modello in spazio libero. Tuttavia, possiamo vedere come secondo questo modello e data la soglia di sensibilità minima, si sia facilmente in grado di garantire un range di 300m sufficiente a coprire estensivamente tutto il tracciato, garantendo la copertura del segnale.

4.2 SCHEMA A BLOCCHI TRASMISSIONE E RICEZIONE

Come presente in figura 4.3, è possibile notare come la catena di trasmissione e ricezione sia composta da vari blocchi che traducono i bits di payload in ingresso in segnali modulati, e successivamente in bits stimati del payload in uscita dal ricevitore. In particolare per la catena di trasmissione possiamo notare la presenza dei seguenti blocchi:

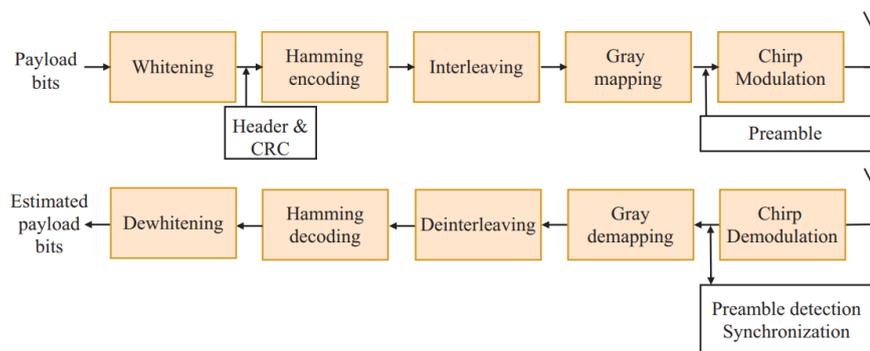


Figura 4.3: Catena di trasmissione e ricezione LoRa

- *Whitening* L'operazione di whitening, che prevede l'operazione XOR dei bit di informazione con una sequenza pseudo-randomica è necessaria per rendere il rumore presente nello stream d'ingresso bianco, in maniera tale da permettere l'impiego del criterio ML in fase di decodifica.
- *Codifica di Canale Hamming(n,k)* La modulazione LoRa supporta l'utilizzo di una codifica Hamming(n, k), dove $n = 4$ e $k \in \{6, 7, 8\}$, invece per $k = 5$ un semplice controllo attraverso bit di parità è utilizzato. Questo sistema di Forward Error Correction è in grado di correggere un singolo errore su un bit, mentre è in grado di identificarne 2.

4.3. ANALISI DELLA PROBABILITÀ D'ERRORE

- *Interleaving* Un singolo errore su un simbolo trasmesso comporta che siano presenti fino a SF errori sui bits della corrispondente parola di codice. Pertanto un interleaver diagonale è utile per aumentare la probabilità di decodificare correttamente le parole, in quanto questo distribuisce tali errori sui bit su parole di codice multiple, che possono successivamente essere corrette fino a un errore in fase di decodifica di Hamming.
- *Gray mapping* L'utilizzo di una codifica di Gray fa in modo che un errore da un simbolo trasmesso a uno adiacente rappresenti solamente un singolo errore su un bit, che può pertanto essere recuperato attraverso decodifica di Hamming con $k \in \{7, 8\}$

4.3 ANALISI DELLA PROBABILITÀ D'ERRORE

In questa sezione si procederà con l'analisi delle performance del sistema implementato in termini di probabilità d'errore del pacchetto. Per valutare correttamente la probabilità d'errore di un pacchetto, ovvero il Frame Error Rate, è necessario partire dal calcolo della probabilità di errore sul bit e di simbolo. Una volta espressa la probabilità d'errore sul simbolo, è necessario trovare la probabilità di errore delle parole di codice, frutto della codifica di Hamming, le quali formano un pacchetto, ed è infine possibile derivare il FER a partire dal CWER. Durante la seguente analisi verrà utilizzato questa sequenza di derivazione dei risultati.

Saranno confrontate tre tipologie di canale, comparando le prestazioni del sistema in presenza di un canale AWGN e in presenza di un canale non selettivo frequenzialmente e con il fenomeno dello *slowly fading*, attraverso una modellazione con distribuzione di Rayleigh e di Rician.

4.3.1 BIT ERROR RATE AWGN

Per quanto riguarda la probabilità di errore sul simbolo, questa è definita come $P_s = P(\hat{s} \neq s)$, dove \hat{s} è il simbolo ricevuto, mentre s quello trasmesso. Una forma chiusa per esprimere la probabilità di errore sul simbolo in presenza di un canale AWGN, in letteratura è data secondo la formulazione presente in

[6], dove l'espressione analitica è definita secondo la formula 4.8:

$$P_s \approx Q \left(\frac{\sqrt{\Lambda} - \left((H_{N-1})^2 - \frac{\pi^2}{12} \right)^{1/4}}{\sqrt{H_{N-1} - \sqrt{(H_{N-1})^2 - \frac{\pi^2}{12}} + 0.5}} \right) \quad (4.8)$$

dove Q rappresenta la Q-function, mentre $H_n = \sum_{k=1}^n \frac{1}{k}$ è l' n -esimo numero armonico. Ricordando che $N = 2^{SF}$ si ha che mediamente $N - 1$ simboli possono essere sbagliati anziché la scelta del simbolo trasmesso s .

Per poter ottenere, a partire dalla SER, la probabilità d'errore sul bit si ottiene

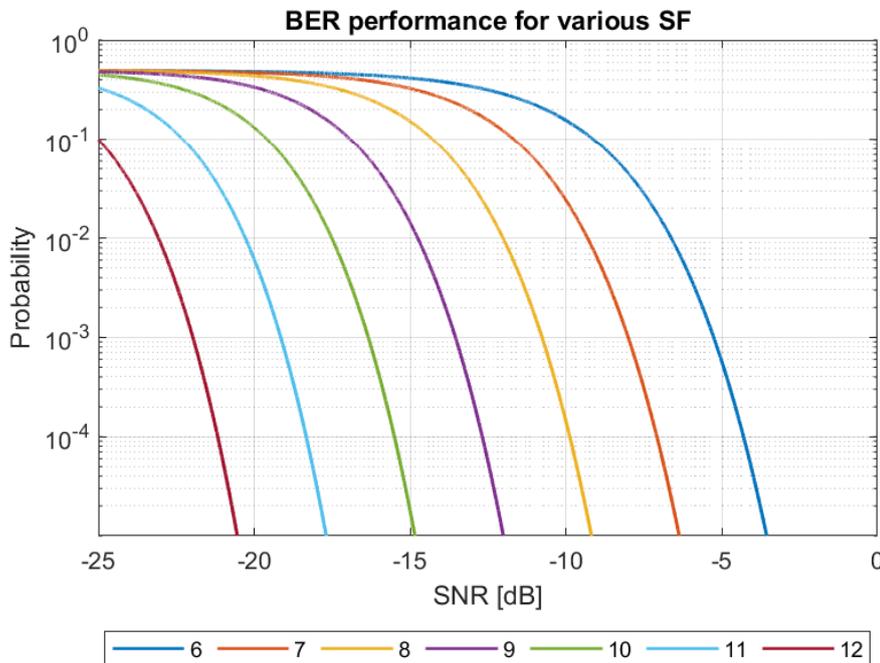


Figura 4.4: BER per diversi valori di SF

osservando che in presenza di canale AWGN, un errore di un simbolo determina mediamente un errore di metà degli SF bits di simbolo, indipendentemente dall'utilizzo o meno della codifica di Gray. Perciò, da 4.8, possiamo ottenere

$$P_b = 0.5 \cdot P_s \quad (4.9)$$

Possiamo pertanto vedere come la probabilità d'errore sia interamente di-

4.3. ANALISI DELLA PROBABILITÀ D'ERRORE

pendente dalla scelta dello Spreading Factor utilizzato.

Andando ad analizzare la figura 4.4, è possibile notare come uno SF minore garantisca maggior probabilità d'errore. Questo, tuttavia, comporta la necessità di ridurre il bit rate del sistema di telemetria, imponendo pertanto un necessario tradeoff tra velocità della comunicazione e affidabilità della stessa.

4.3.2 BIT ERROR RATE RAYLEIGH

Un canale radio *mobile* è una condizione che si verifica quando una delle due estremità della comunicazione non è fissata, sia essa il trasmettitore o il ricevitore. Per quanto riguarda il sistema di telemetria introdotto su un prototipo di Formula Student, questa è una condizione ampiamente verificata, in quanto la vettura, che funge da trasmettitore, non è situata in un punto fisso ma è in grado di muoversi nello spazio.

Questo fenomeno comporta l'introduzione di due effetti indesiderati, basati su due parametri del canale:

- *Banda di coerenza* $(\Delta f)_c$ che descrive la distanza frequenziale massima entro la quale due sinusoidi con frequenze diverse vengono influenzate in maniera uguale dal canale. Quando la banda di coerenza è piccola in confronto alla banda del segnale trasmesso parliamo di un canale selettivo frequenzialmente, altrimenti abbiamo un canale non selettivo.
- *Tempo di coerenza* $(\Delta t)_c$ il quale esprime la durata temporale per la quale il canale presenta caratteristiche simili senza subire sostanziali modifiche su guadagno e fase della risposta impulsiva del canale stesso. Un canale caratterizzato da un tempo di coerenza molto lungo viene detto *slowly fading*.

Valori tipici di banda di coerenza si aggirano $(\Delta f)_c \approx 1.25\text{MHz}$ per ambienti rurali, mentre intorno ai $(\Delta f)_c \approx 500\text{MHz}$ per quelli urbani, pertanto possiamo scegliere le impostazioni del sistema LoRa in maniera che le ipotesi di canale non selettivo frequenzialmente siano rispettate.

Nell'ipotesi di un canale non selettivo frequenzialmente e *slowly fading*, possiamo immaginare di rappresentare il segnale ricevuto $r_I(t)$ come:

$$r_I(t) = \alpha e^{j\phi} s_I(t) + w(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (4.10)$$

dove $w(t)$ è la componente gaussiana addittiva di rumore, mentre possiamo immaginare che i parametri α e ϕ rimangano costanti per un intero intervallo di

segnale. Dato pertanto il segnale $r_l(t)$ definito dall'equazione 4.10, è possibile osservare come α rappresenti una variabile aleatoria, e rende pertanto l'SNR una variabile aleatoria definita come:

$$\Lambda_b = \frac{\alpha^2 \mathcal{E}_s}{N_0} \quad (4.11)$$

Riprendendo l'equazione 4.8, possiamo ottenere una probabilità condizionata su valore fissato di α , ovvero $P_{s|\alpha} = P(\hat{s} \neq s|\alpha)$, e per ottenere il reale valore di SER è sufficiente integrare la probabilità condizionata per la distribuzione della condizione su α , ovvero si ottiene:

$$P_s = \int_0^{+\infty} P_{s|x} f_{|\alpha|^2}(x) dx \quad (4.12)$$

dove $f_{|\alpha|^2}(x)$ rappresenta la funzione di densità di probabilità del modulo al quadrato di α . Questa dipende dalla tipologia di canale utilizzato e quale modellazione del fenomeno di fading viene utilizzata. Quando ci troviamo nelle condizioni di canale non selettivo frequenzialmente e slowly fading secondo una modellazione di Rayleigh, allora α segue una distribuzione gaussiana complessa con varianza unitaria e media nulla, mentre α^2 rappresenta una distribuzione in Chi quadro con un grado di libertà, ovvero un'esponenziale decrescente. Pertanto, è possibile derivare la SER in presenza di canale Rayleigh attraverso la sostituzione della funzione di densità nella 4.12, ovvero:

$$P_s = \int_0^{+\infty} P_{s|x} e^{-x} dx \quad (4.13)$$

Possiamo pertanto descrivere anche l'andamento probabilistico della funzione di densità dello SNR, la quale è formulabile come:

$$p(\Lambda_b) = \frac{1}{\bar{\Lambda}_b} e^{-\Lambda_b/\bar{\Lambda}_b} \quad (4.14)$$

dove $\bar{\Lambda}_b$ è l'SNR medio, che è possibile ottenere calcolando l'aspettazione semplicemente del parametro α , in quanto \mathcal{E}_s e N_0 non sono delle variabili aleatorie. Si ottiene pertanto:

$$\bar{\Lambda}_b = \frac{\mathcal{E}_s}{N_0} \mathbb{E}(\alpha^2) \quad (4.15)$$

Ipotizzando pertanto di trovarci in condizioni di poter utilizzare la modella-

4.3. ANALISI DELLA PROBABILITÀ D'ERRORE

zione attraverso fading di Rayleigh, condizione che si verifica quando la distribuzione dello SNR rispetta quanto descritto in 4.14, possiamo dunque utilizzare la formula chiusa introdotta in [6] per la probabilità d'errore sul bit in presenza di un canale Rayleigh, ovvero:

$$P_b \approx 0.5 \left[Q \left(-\sqrt{2H_{2^{SF}-1}} \right) - \sqrt{\frac{2^{SF} \Lambda}{2^{SF} \Lambda + 1}} \cdot e^{-\frac{2H_{2^{SF}-1}}{2(2^{SF} \Lambda + 1)}} \right. \\ \left. \times Q \left(\sqrt{\frac{2^{SF} \Lambda + 1}{2^{SF} \Lambda}} \left[-\sqrt{2H_{2^{SF}-1}} + \frac{\sqrt{2H_{2^{SF}-1}}}{2^{SF} \Lambda + 1} \right] \right) \right] \quad (4.16)$$

Ottenuta questa espressione analitica, è possibile graficarla e ottenere un confronto tra le prestazioni della BER in canale AWGN e canale Rayleigh come in figura 4.5 per un valore impostato di SF= 6. L'utilizzo di una modellazione Rayleigh, un canale peggiore rispetto all'idealità dell'AWGN, avviene principalmente per descrivere canali in ambienti nei quali sono assenti le principali componenti di linea di vista tra trasmettitore e ricevitore, e prevalgono le componenti riflesse. Dal grafico è possibile notare come questa decada molto più lentamente, comportando prestazioni peggiori pur mantenendo qualità più elevate del segnale ricevuto in termini di SNR.

4.3.3 BIT ERROR RATE RICEAN

Una modellazione del fenomeno del *fading* attraverso un canale di Rice descrive un ambiente nel quale viene considerata la presenza sia di una linea di vista principale tra ricevitore e trasmettitore, che di eventuali componenti aggiuntive dovute a riflessione. Riprendendo la notazione precedente della funzione di densità di probabilità del modulo al quadrato del parametro α introdotto nell'equazione 4.10, è possibile descrivere la densità $f_{|\alpha|^2}(x)$ come:

$$f_{|\alpha|^2}(x) = (1 + K)e^{-K}e^{-(1+K)x}I_0 \left(2\sqrt{K(1+K)x} \right) \quad (4.17)$$

dove $I_0(\cdot)$ è la funzione di Bessel del secondo tipo di ordine 0, mentre il parametro K è definito parametro di forma e descrive il rapporto delle potenze tra la linea di vista principale e le componenti riflesse.

Una formula esplicita è stata introdotta in [7], ed è definita dalla seguente

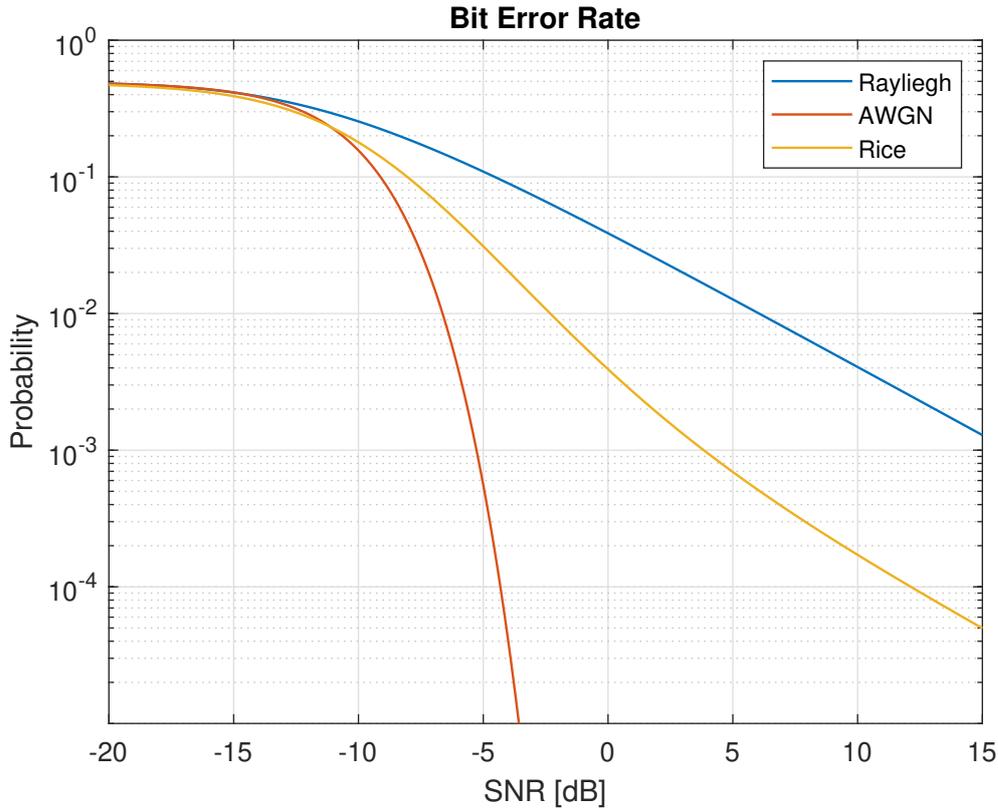


Figura 4.5: Confronto tra BER in canale Rayleigh, AWGN e Rice(K=5)

equazione:

$$\begin{aligned}
 P_s(\bar{\Lambda}) = & 1 + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{\epsilon+1} C_N^k (-1)^k \left(\bar{\Lambda}^{\frac{k-1}{k}} + 1 \right)^{-1} \exp \left(-K \frac{\bar{\Lambda}^{\frac{k-1}{k}}}{\bar{\Lambda}^{\frac{k-1}{k}} + 1} \right) \\
 & \times Q_1 \left(\sqrt{\frac{2K}{k} \frac{\bar{\Lambda}}{(\bar{\Lambda}^{\frac{k-1}{k}} + 1)(\bar{\Lambda} + 1)}}, \sqrt{kz_c \frac{\bar{\Lambda}^{\frac{k-1}{k}} + 1}{\bar{\Lambda} + 1}} \right)
 \end{aligned} \quad (4.18)$$

dove Q_1 è la funzione di Marcum di primo ordine, $\epsilon = 5$ è una costante derivata in [7] e z_c è una funzione definita come:

$$z_c(\epsilon) \simeq 2 \log(2) \text{SF} - 2 \log \left(\frac{(3-a)}{2} + \frac{(a-1)}{2} \epsilon \right) \simeq 6.7480 \quad (4.19)$$

con $a \approx 1.59607$. Inoltre, è necessario ridefinire $\bar{\Lambda}$ come:

$$\bar{\Lambda} = \frac{N\Lambda}{(1+K)} \quad (4.20)$$

4.3. ANALISI DELLA PROBABILITÀ D'ERRORE

E' pertanto possibile graficarne l'andamento della BER , il quale per $K = 5$ è visibile nella figura 4.5. Risulta opportuno notare come in realtà, una modellazione di tipo Rayleigh sia un caso particolare di modellazione di Ricean che si ottiene per un valore particolare di $K = 0$, ovvero quando il rapporto tra le potenze della componente di linea di vista principale e le componenti riflesse è nullo, ovvero dove la linea di vista non esiste. In questo caso, infatti, inserendo il valore $K = 0$, nell'equazione 4.17, riotteniamo la densità introdotta in 4.13 con la funzione e^{-x} .

4.3.4 CODEWORD ERROR RATE

Avendo ottenuto la probabilità d'errore sul bit dall'equazione 4.9, possiamo definire la probabilità d'errore delle parole di codice in uscita dalla codifica di Hamming(n,k) come $P_{cw} = P(\hat{c} \neq c)$, dove \hat{c} è la parola di codice in uscita dal blocco di decisione del decodificatore di Hamming, mentre c è la parola di codice in uscita dal codificatore.

Considerando il caso in cui Hamming (4,7) e (4,8) siano utilizzate, e denotando con il simbolo \mathbf{v} la parola in input al decodificatore di Hamming, si ha che, poiché questo è in grado di correggere fino a un errore sul bit, la probabilità che una parola di codice sia sbagliata equivale all'evento che almeno due errori sul bit siano presenti, ovvero che la distanza di Hamming tra le due parole sia maggiore di 2. In simboli si ha:

$$P_{cw} = P(\{d_H(\mathbf{v}, \mathbf{c}) \geq 2\}) \quad (4.21)$$

Considerando il processo di deinterleaving diagonale, quando è presente un errore su un simbolo, ad esempio $\hat{s}_1 \neq s_1$, mediamente metà dei suoi SF bits saranno errati. Questi errori risultano essere correlati in quanto appartenenti allo stesso errore sul simbolo. Il processo di deinterleaving permette di rimuovere la correlazione tra questi errori distribuendo ciascuno in una parola di codice \mathbf{v}_j differente. A maggior ragione, quando un altro errore su simboli differenti è presente, ad esempio su $\hat{s}_2 \neq s_2$, gli errori sul bit dovuti a questo errore non sono correlati con gli errori presenti nel simbolo \hat{s}_1 , pertanto si ottiene che gli errori sul bit sulle parole \mathbf{v}_j in ingresso al demodulatore di Hamming sono *i.i.d.*, ovvero indipendenti e identicamente distribuiti. Possiamo perciò ricavare la probabilità che una parola di codice della lunghezza k_c sia errata, partendo

dalla probabilità di errore sul bit P_b ottenuta tramite l'equazione 4.22:

$$P_{cwr} = 1 - \left((1 - P_b)^{k_c} + \binom{k_c}{1} P_b (1 - P_b)^{k_c - 1} \right) \quad (4.22)$$

In figura 4.6 possiamo vedere il confronto tra i valori calcolati di BER e CWER

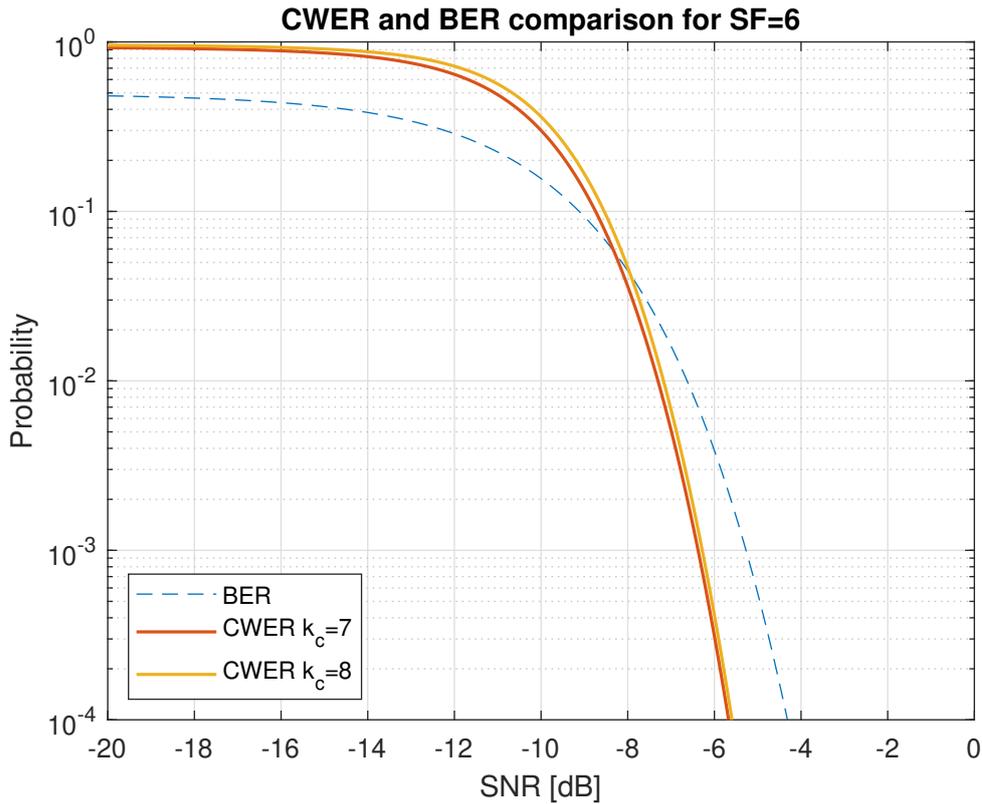


Figura 4.6: Confronto tra BER e CWER per SF = 6 e k_c

con un'impostazione di SF = 6 valori distinti di k_c . Dal grafico è possibile notare come l'introduzione di due differenti specifiche di code rate, in particolare per $k_c \in \{7, 8\}$ renda leggermente più performante il sistema nel caso di code rate minore, con un guadagno tuttavia solamente di 0.1dB in termini di link budget.

4.3.5 FRAME ERROR RATE

Per poter derivare efficientemente un modello che derivi la probabilità di errore di un pacchetto è necessario innanzitutto comprendere come sia effettivamente formato un pacchetto. Definendo perciò con N_{pd} il numero di simboli presenti in un pacchetto LoRa, questo per costruzione è un multiplo intero della

4.3. ANALISI DELLA PROBABILITÀ D'ERRORE

lunghezza di parola di codice k_c . Pertanto si ottiene un numero totale di parole di codice per pacchetto come in 4.23

$$N_{cw} = \frac{N_{pd}SF}{k_c} \quad (4.23)$$

dove ciascuna parola di codice ha una probabilità di errore P_{cw} la cui espressione è come in 4.22. Introduciamo con il termine $\mathbf{C}_{bl} \in \{0, 1\}^{SF \times k_c}$ la matrice di SF parole di codice trasmesse che sono input del blocco di interleaving, mentre con $\hat{\mathbf{C}}_{bl}$ sia la matrice di SF parole di codice stimate $\hat{\mathbf{c}}_i$ con $i \in \{1, \dots, SF\}$ dopo il decodificatore di Hamming. Conseguentemente, la probabilità che tutte le parole di codice di un blocco siano decodificate correttamente è data da 4.24

$$P(\hat{\mathbf{C}}_{bl} = \mathbf{C}_{bl}) = \prod_{i=1}^{SF} (1 - P_{cw}^{(i)}) \quad (4.24)$$

dove in particolare il termine $P_{cw}^{(i)}$ descrive la probabilità condizionale che una parola di codice sia decodificata erroneamente, date che tutte le $i - 1$ parole precedenti dello stesso blocco siano state decodificate correttamente, ovvero:

$$P_{cw}^{(i)} = P(\hat{\mathbf{c}}_i \neq \mathbf{c}_i | \hat{\mathbf{c}}_1 = \mathbf{c}_1, \dots, \hat{\mathbf{c}}_{i-1} = \mathbf{c}_{i-1}) \quad (4.25)$$

Nominando inoltre rispettivamente la matrice contenente tutte le parole di codice trasmesse come $\mathbf{C}_{pl} \in \{0, 1\}^{N_{pd} \times k_c}$ mentre con $\hat{\mathbf{C}}_{pl}$ tutte quelle decodificate, notando che il payload contiene N_{pd}/k_c blocchi in ingresso al deinterleaver ciascuno indipendente dall'altro, si ottiene che la FER totale, ovvero la probabilità di errore di pacchetto è data da 4.26

$$P(\hat{\mathbf{C}}_{pl} \neq \mathbf{C}_{pl}) = 1 - \left(\prod_{i=1}^{SF} (1 - P_{cw}^{(i)}) \right)^{\frac{N_{pd}}{k_c}} \quad (4.26)$$

Calcolare l'espressione appena derivata è molto difficile, in quanto una parola decodificata correttamente può derivare da una parola in input al decodificatore che presenta fino a un errore su un singolo bit, situato in una qualsiasi delle k_c posizioni all'interno della parola. Il numero totale di errori che non portano a decodificazioni errate è così elevato e rende il calcolo molto complicato. Una possibile *approssimazione* è fornita ignorando la condizione in 4.25 ottenendo

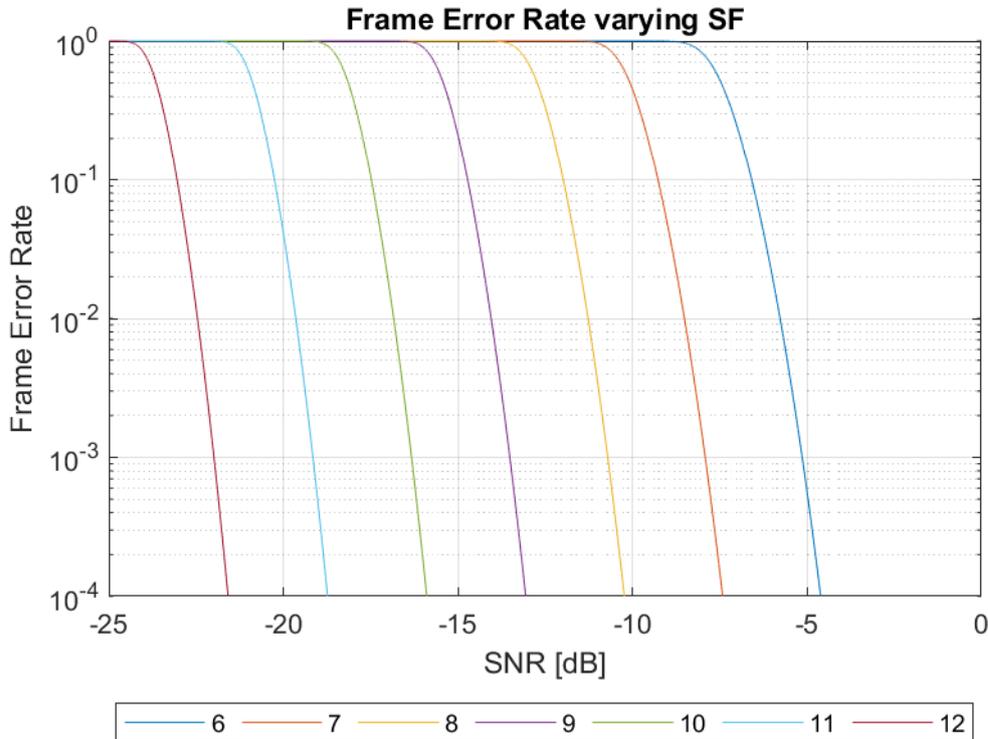


Figura 4.7: Frame Error Rate dell'approssimazione 4.27

pertanto un'espressione alternativa come in 4.27

$$P(\hat{\mathbf{C}}_{pl} \neq \mathbf{C}_{pl}) \approx 1 - (1 - P_{cw})^{\frac{N_{pd} \text{SF}}{k_c}} \quad (4.27)$$

Dal momento che questa approssimazione ignora la dipendenza degli errori di decodifica tra le parole di codice dello stesso blocco, dipendenza che diminuisce la probabilità che la parola i -esima di un blocco sia errata quando le $i - 1$ precedenti sono correttamente decodificate, è opportuno aspettarsi che questa approssimazione sovrastimi la FER reale.

In figura 4.7 possiamo vedere l'andamento della probabilità d'errore del pacchetto per vari valori in dB del SNR, e per vari SF. E' possibile notare come anch'essa sia interamente dipendente dallo SF, e come sia sufficiente raggiungere valori di SNR appena superiori di -5dB per assicurare un valore di FER pari a 10^{-4} .

4.3. ANALISI DELLA PROBABILITÀ D'ERRORE

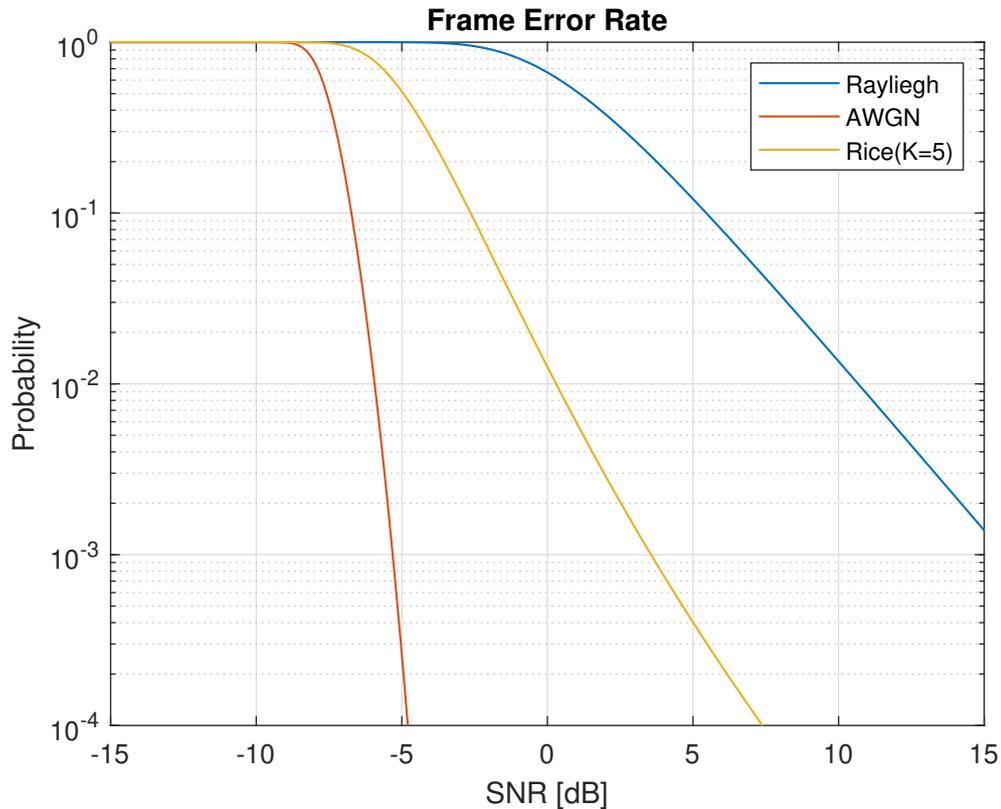


Figura 4.8: Confronto Frame Error Rate tra Rayleigh, AWGN e Ricean

4.3.6 FRAME ERROR RATE RAYLEIGH E RICE

L'analisi precedentemente condotta tiene conto solamente delle prestazioni del sistema di telemetria in presenza di un canale AWGN. Tuttavia, è possibile estendere il ragionamento introdotto nelle sezioni precedenti anche al caso di una modellazione attraverso un canale di tipo Rayleigh e di Rice. Questo è possibile per la presenza di un blocco di *interleaving* diagonale all'interno della catena di trasmissione, in quanto esso è responsabile di rendere gli errori sui bit introdotti dal canale indipendenti tra loro e identicamente distribuiti. In questa maniera possiamo riapplicare tutte le equazioni introdotte nelle sezioni 4.3.4 e 4.3.5, semplicemente sostituendo l'equazione 4.9 con l'espressione in 4.16 o 4.18, ottenendo una curva come in figura 4.8.

Possiamo notare come le performance tra le due modellazioni siano molto differenti e come il divario in termini di link budget necessario per garantire lo stesso livello di probabilità d'errore continui ad aumentare man mano che si vuole avere un sistema sempre più affidabile. Ad esempio per ottenere una FER

pari a 10^{-1} la differenza tra i due tipi di canale è intorno ai $\approx 15\text{dB}$, mentre per esempio scendendo al livello di probabilità 10^{-2} il divario si apra a $\approx 20\text{dB}$

5

Dati sperimentali

In questa sezione verranno presentati i dati sperimentali raccolti durante la prova Endurance nella competizione di Formula Student East, che ha avuto luogo dal 1 al 6 agosto 2023 presso la località di Mogyoród, nel tracciato di Formula 1 dell'Hungaroring. In particolare, l'Endurance si è svolto lungo curva 1 del tracciato, visibile in figura 5.1 a destra. La postazione di ricezione è situata sugli

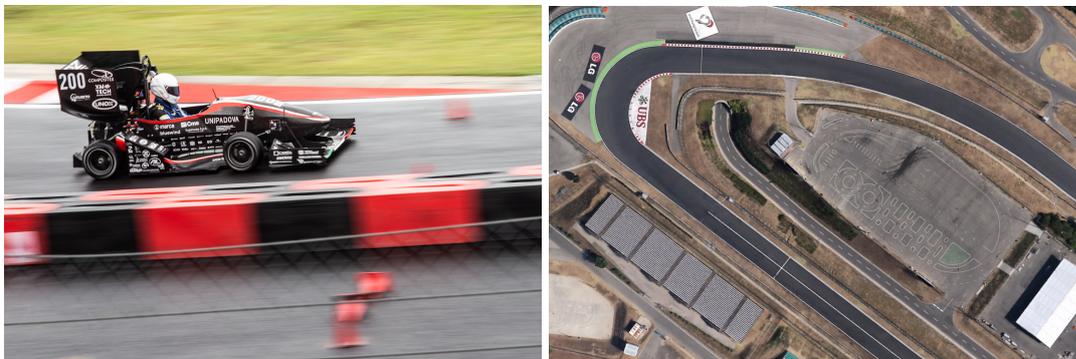


Figura 5.1: SG-e06 durante l'Endurance e planimetria

spalti all'inizio della curva, presenti in figura, e la distanza massima raggiunta dalla vettura è all'incirca 160 metri. Nonostante il luogo sia prevalentemente costituito da uno spazio aperto e libero, il quale idealmente rappresenterebbe una trasmissione senza grosse perdite sostanziali, la morfologia del circuito fa sì che il punto più distante sia situato a una decina di metri di dislivello, comportando un'occlusione della linea di vista diretta tra ricevitore e punto in cui è situata la vettura, peggiorando significativamente le prestazioni del sistema.

Inoltre, un altro fattore da considerare durante la valutazione dei dati raccolti

5.1. LINK BUDGET

sono le condizioni meteorologiche, che al momento dell'evento non erano favorevoli: la pioggia, presente durante la prova, è infatti in grado di degradare notevolmente la qualità del segnale trasmesso.

5.1 LINK BUDGET

5.1.1 PARAMETRI SCELTI

Osservando le condizioni sperimentali in fase di test per valori differenti delle impostazioni, le seguenti scelte sono state effettuate con l'obiettivo di massimizzare il data rate possibile, essere in grado di coprire in termini di potenza di segnale ricevuto tutto il tracciato e ottenere una probabilità d'errore teorica in condizioni di AWGN al di sotto di 10^{-4} :

- $SF = 6$, al fine di poter sfruttare anche la configurazione con header *implicita*
- $BW = 250\text{kHz}$
- $CR = 4$ al fine di ottenere un *code rate* massimo e rendere la comunicazione più robusta
- $n_{pd} = 5\text{byte}$ in maniera tale da poter utilizzare il protocollo inviando un byte di chiave e 4 byte corrispondenti alla codifica float del valore
- Lunghezza di *preamble* pari a $N_{pr} = 6$, il valore di default
- CRC abilitato per poter permettere la rilevazione degli errori

In questa maniera le grandezze derivabili assumono i seguenti valori:

- *Bit Rate* basandosi su 2.7 per il calcolo si ottiene $R_b = 11.719\text{kbit/s}$
- *Sensibilità* data da 4.1, si ottiene $(S)_{dBm} = -119.02\text{dBm}$
- *Time On Air* utilizzando la equazione 2.13, si ha $T_{OA} = 8.77\text{ms}$

5.1.2 POTENZA RICEVUTA

In figura 5.2 possiamo vedere l'evoluzione temporale della potenza ricevuta espressa in dBm durante tutta la prova dell'Endurance, per una durata totale della rilevazione di all'incirca 37 minuti. Possiamo notare innanzitutto come nella rilevazione siano presenti gli istanti iniziali in cui il veicolo è fermo e aspetta la partenza, e come nella sezione centrale intorno all'istante $t^* = 870\text{s}$ sia

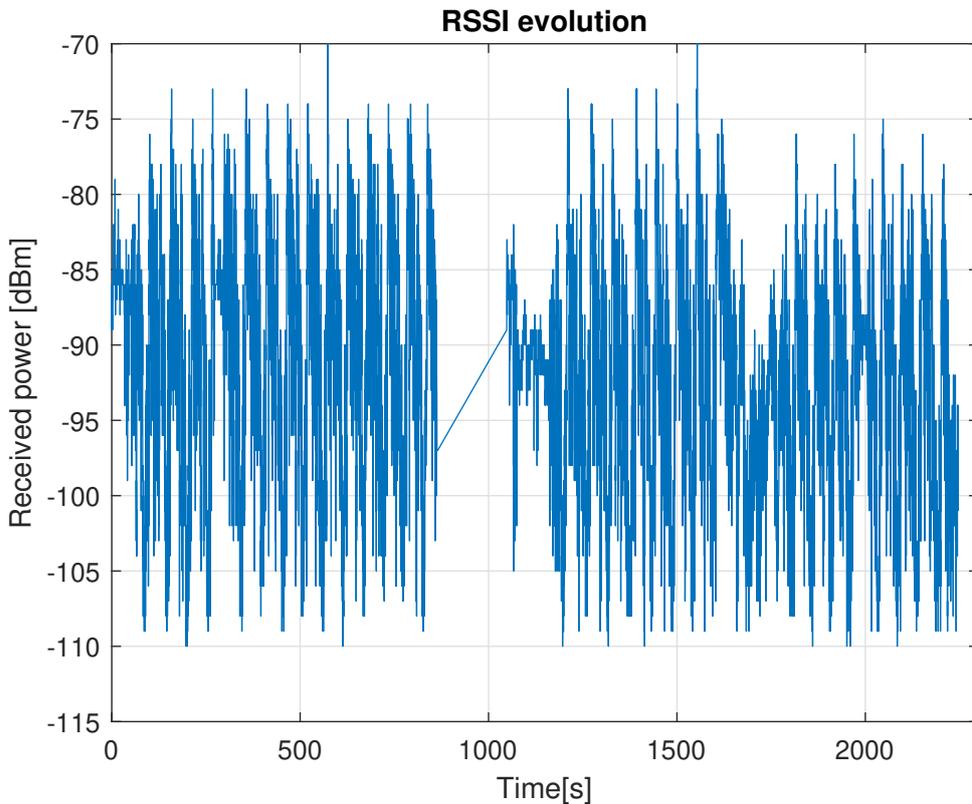


Figura 5.2: Potenza di segnale ricevuto durante l'Endurance

stato effettuato il cambio pilota, durante il quale la rilevazione risulta sospesa dal momento che la vettura viene spenta. E' possibile notare chiaramente come il segnale si alterni regolarmente tra massimo e minimo, corrispondenti al momento in cui la vettura è più vicina alla zona di rilevazione e ai momenti di massima distanza. Ciò che risulta evidente dall'analisi di questi minimi è come questi non superino il valore $P_{rx,min} = -110\text{dBm}$ il quale è ben al di sopra della soglia di sensibilità $(S)_{dBm} = -119.02\text{dBm}$, garantendo perciò un *fading margin* pari a -9dBm . Questo garantisce pertanto la copertura del sistema di telemetria lungo tutto il tracciato percorso, permettendo quindi che i dati critici del prototipo siano costantemente sotto controllo e non ci siano interruzioni nel servizio di monitoraggio.

Risulta opportuno notare inoltre come sia presente un cambiamento improvviso dell'andamento del segnale in corrispondenza dell'istante $t' = 1680\text{s}$ in quanto la prova è stata interrotta improvvisamente a causa di un incidente di un'altra vettura e le rilevazioni sono riprese dopo mezz'ora, con una conseguente intensificazione della pioggia che ha reso il segnale più attenuato.

5.2. PROBABILITÀ D'ERRORE

Considerando la correlazione dei dati sperimentali con i modelli di *path loss* introdotti, dato il livello minimo $P_{rx,min} = -110\text{dBm}$ corrispondente all'istante temporale nel quale la macchina è più distante dal punto di ricezione a una $d_{max} = 160\text{m}$, l'andamento risulta predetto abbastanza correttamente dal modello di Hata, mentre il modello in FSPL sovrastima di molto il livello di potenza del segnale ricevuto. In ogni caso entrambi i modelli sono in grado di garantire la copertura del segnale per tutto il tracciato, soddisfacendo i requisiti posti in fase di progettazione.

5.2 PROBABILITÀ D'ERRORE

Il modulo LoRa permette di valutare anche l'SNR relativo a ciascun pacchetto ricevuto, e in figura 5.3 è possibile visualizzarne l'andamento temporale.

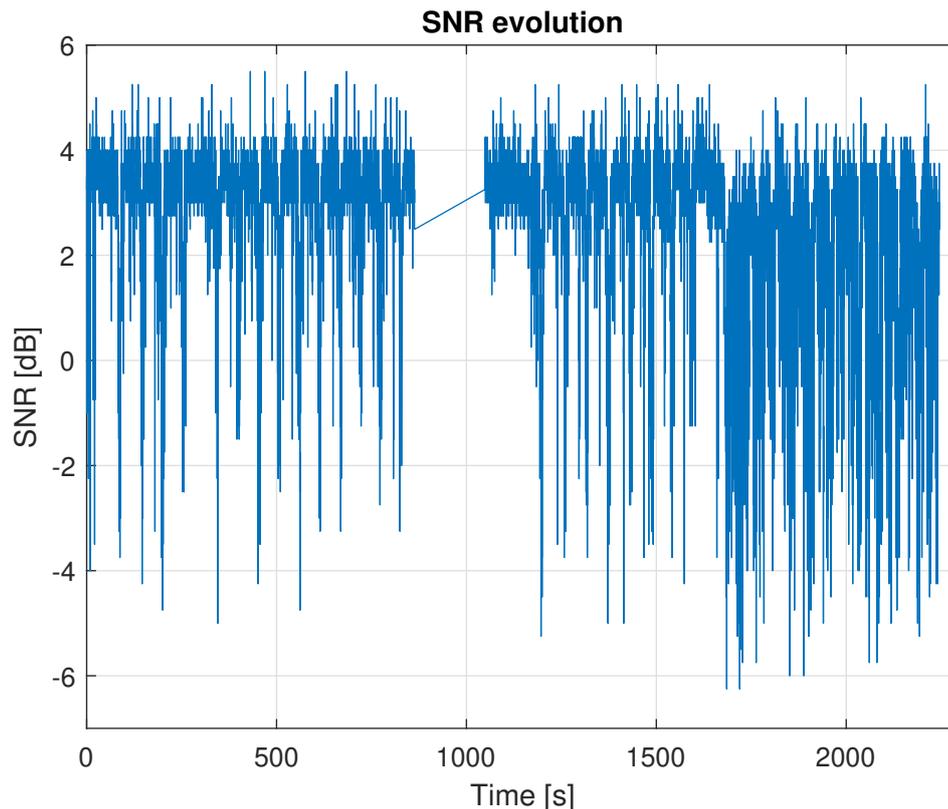


Figura 5.3: Evoluazione dello SNR durante l'Endurance

E' possibile notare dal grafico precedente come la qualità del segnale, poiché l'SNR è sopra il livello di 0dB per la maggior parte del tempo, risulta essere otti-

ma, e anche qui è possibile notare una degradazione del segnale in corrispondenza dell'istante t' , dovuto alle variate condizioni meteo.

Secondo questo andamento, possiamo vedere come la zona operativa dello SNR sia compresa tra -6dB e 5dB , pertanto ci troviamo ad operare in un punto di lavoro della probabilità come nella sezione rossa in figura 5.4. Si può vedere

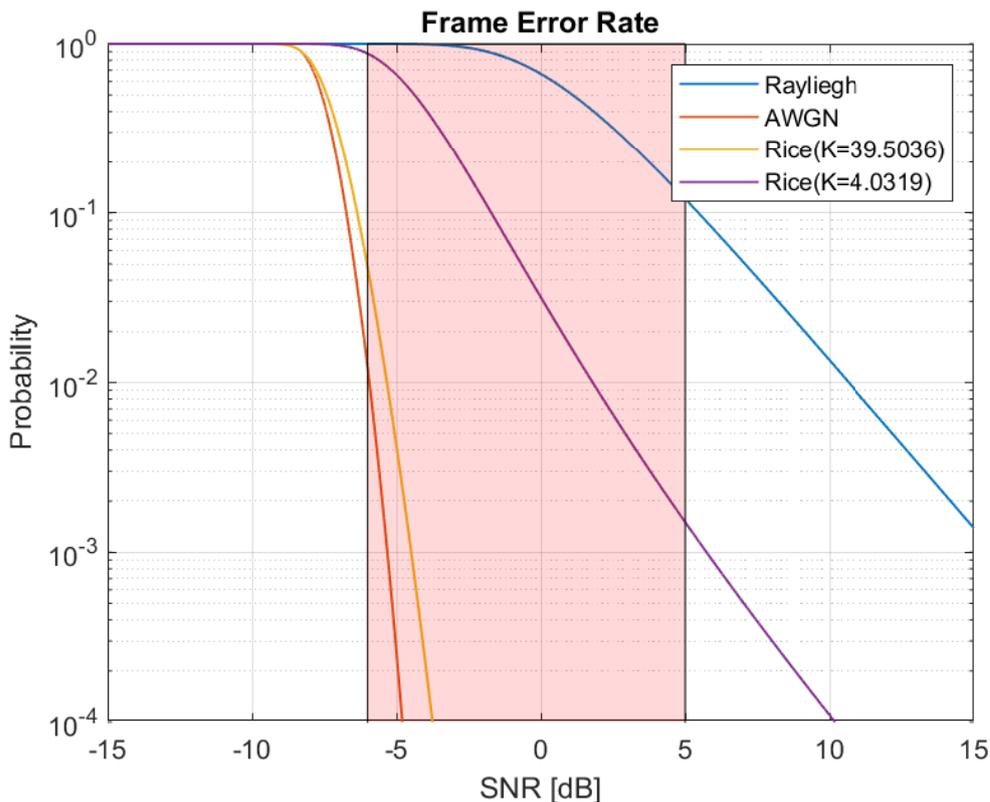


Figura 5.4: Zona attiva di probabilità

che in questa zona per la maggior parte del tempo le specifiche riguardo la probabilità d'errore in condizione di canale AWGN con $SF = 6$, siano soddisfatte, e dunque il range operativo risulti essere ottimo, anche perché la regione di bordo a sinistra è raggiunta solamente per brevi frazioni di tempo e pochi valori di SNR. Per quanto riguarda invece la simulazione in canale di tipo Rayleigh, da modello teorico la probabilità d'errore è prevalentemente al di sopra di 10^{-1} rivelando delle prestazioni altamente insufficienti. Nel grafico sono presenti inoltre due differenti distribuzioni di Rice con due differenti parametri di forma, che rappresentano delle condizioni intermedie tra Rayleigh e AWGN nella quale delle linee di vista sono presenti tra trasmettitore e ricevitore.

Per comprendere se le ipotesi sussistono al fine di utilizzare una modellazione

5.2. PROBABILITÀ D'ERRORE

attraverso canale di Rayleigh o Rice, è necessario verificare la funzione di distribuzione cumulativa di probabilità dello SNR, e valutare se questo abbia un andamento rappresentato dalle CDF rispettivamente di Rayleigh e Rice. Per effettuare questa operazione è stato utilizzato il tool di Matlab *Distribution Fitter*, il quale, data una serie di dati, fornisce le funzioni per eseguire il fitting delle varie distribuzioni. Per operare il fitting, i dati sono stati divisi in particolare in due categorie, sulla base dell'osservazione che RSSI e SNR degradano periodicamente in corrispondenza del punto in cui la macchina si trova dietro la collina, e nella quale la linea di vista è maggiormente occlusa. Sulla base di questa osservazione verificabile nelle figure 5.2 e 5.3, è possibile definire una soglia $P_{th} = -100\text{dBm}$ e dividere le osservazioni in due categorie, ovvero SNR_g e SNR_b corrispondenti rispettivamente ai dati di SNR della vettura quando è più vicina al punto di ricezione e quando è dietro la collina. Utilizzando successivamente il *Distribution Fitter*, si è utilizzato una distribuzione di Rice per i dati di SNR_g , invece per SNR_b si è proceduto con il confronto tra Rayleigh e Rice. I risultati sono osservabili in figura 5.5. Le due distribuzioni di Rice ($Rice(s, \sigma)$) stimano molto bene le CDF di SNR_g e SNR_b , e l'output di questi fitting sono i due parametri di non centralità s e lo scale factor σ . Sulla base di questi dati ottenuti, le stime effettuate sono $\text{SNR}_b \sim Rice(1.10846, 0.390347)$ e $\text{SNR}_g \sim Rice(2.18535, 0.24586)$ ed è possibile ricavare i due fattori di forma K introdotti in 4.17 come:

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad (5.1)$$

e applicando la formula 5.1 ai fitting sopra ottenuti si ottengono dei valori pari a $K_g = 39.5036$ e $K_b = 4.0319$.

Al fine di misurare gli errori, è stato introdotto l'utilizzo del *CRC*, poiché a livello di libreria permette di verificare attraverso la lettura di un apposito registro del modulo quando il pacchetto appena ricevuto sia corretto o sia stato introdotto qualche errore. Il modulo lascia totale libertà all'utente sul post-processing del pacchetto corrotto, che in questo caso viene solamente utilizzato per conteggiare l'errore. Parallelamente viene mantenuto un contatore rappresentante il numero totale di pacchetti ricevuti, in maniera tale da poter avere una statistica degli errori. L'elaborazione di questi dati, per ricavare una stima di probabilità d'errore, avviene suddividendo gli errori per bin di SNR, partizionando il range $-6\text{dB} \leq \Lambda < 5\text{dB}$ in bin di 0.25dB ciascuno. Per ciascuna partizione è stato inoltre calcolato il numero totale di pacchetti inviati; in questa maniera è stato

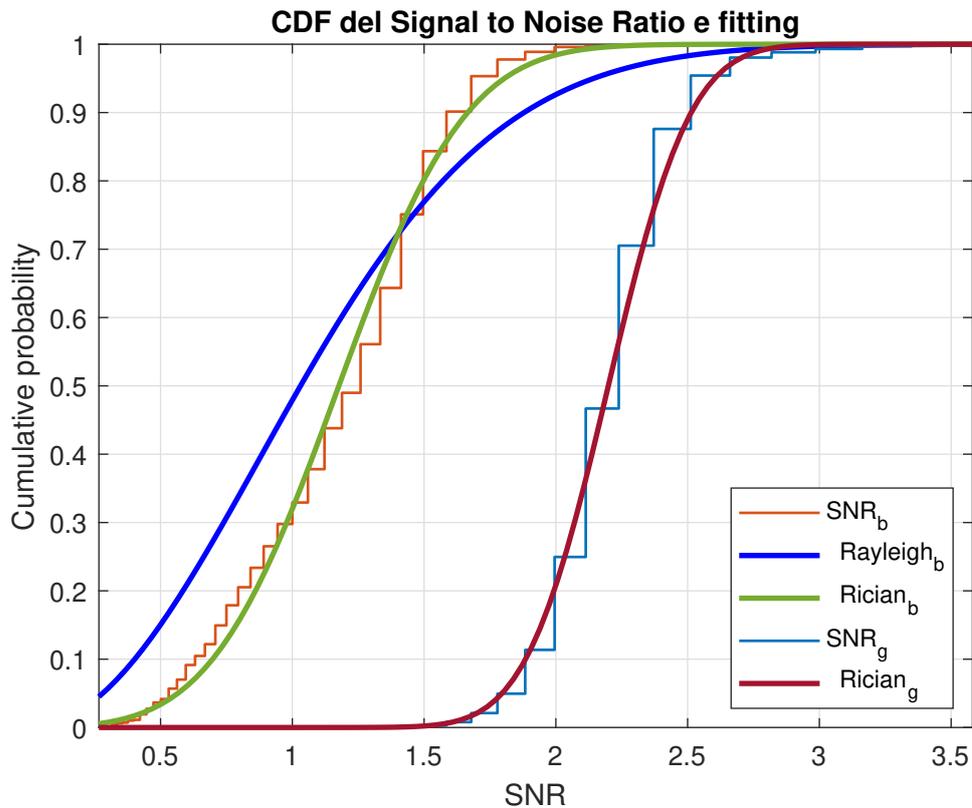


Figura 5.5: Distribuzione dello SNR misurato

possibile ricavare una stima di probabilità d'errore per ciascuna partizione. In figura 5.6 possiamo vedere i grafici rappresentanti il concetto precedentemente esposto. Nella figura di destra possiamo vedere come il numero di pacchetti inviati sia maggiormente distribuito nella sezione con alto SNR, implicando che la maggior parte delle trasmissioni avviene in condizioni di qualità ottima del segnale. Andando a rapportare il numero di errori con il numero totale di pacchetti per partizione otteniamo una distribuzione come a sinistra.

Si nota come la probabilità effettivamente rilevata in pista sia notevolmente maggiore di quella stimata con il modello AWGN ideale. Andando invece a rapportare i risultati in termini di probabilità d'errore con l'altro tipo di modellazione di canale di Rice e Rayleigh, che tengono conto di un ambiente di trasmissione non ideale, è possibile eseguire un confronto tra il grafico di sinistra in figura 5.6 e la curva di Frame Error Rate descritta in 4.8, aggiustando la curva con i parametri di forma sopra citati. Il risultato ottenuto è rappresentato in figura 5.7 ed è possibile notare come Rayleigh sia una sostanziale sovrastima della probabilità d'errore del pacchetto, rappresentando una condizione limite, men-

5.2. PROBABILITÀ D'ERRORE

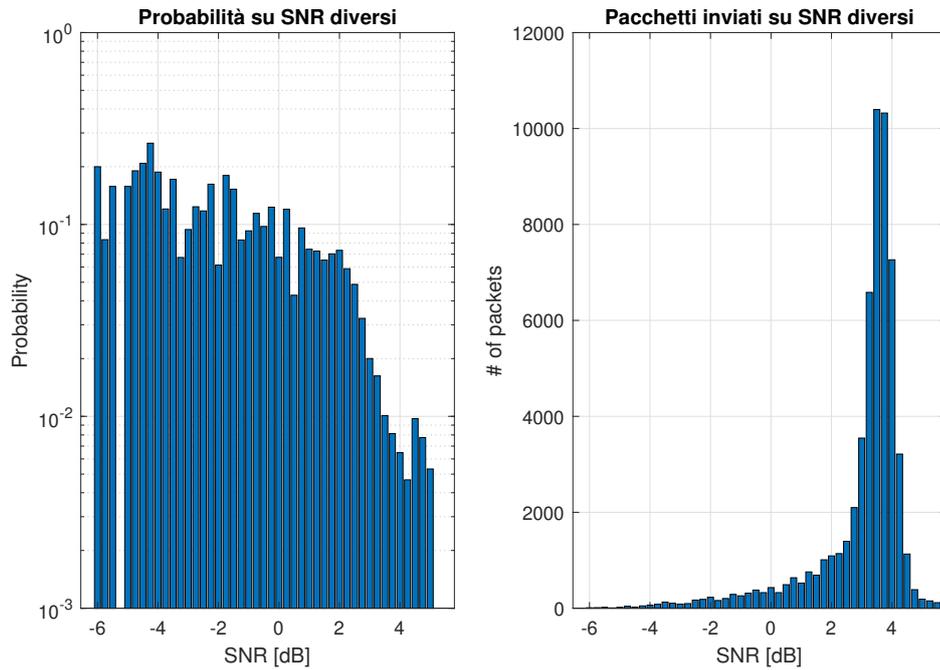


Figura 5.6: Probabilità e numero totale di pacchetti inviati per partizione di SNR

tre Rice sia molto più vicino alle reali prestazioni del canale, seppur in maniera approssimativa. Questo porta ad affermare che le condizioni di canale non siano totalmente quelle di un canale Rayleigh, ma si aggirino in una zona intermedia tra la modellazione AWGN e Rayleigh, rappresentata dalla modellazione di Rice con differenti valori del fattore di forma, esprime quanto la linea di vista risulta occlusa o meno. Inoltre è opportuno notare come la probabilità d'errore sia minore per SNR più alti, e poichè la maggior parte dei pacchetti trasmessi, come identificabile in figura 5.6 di destra, è trasmessa con una buona qualità del segnale, questo tende a far effettuare la maggior parte delle trasmissioni dei pacchetti in condizioni ottime di probabilità d'errore.

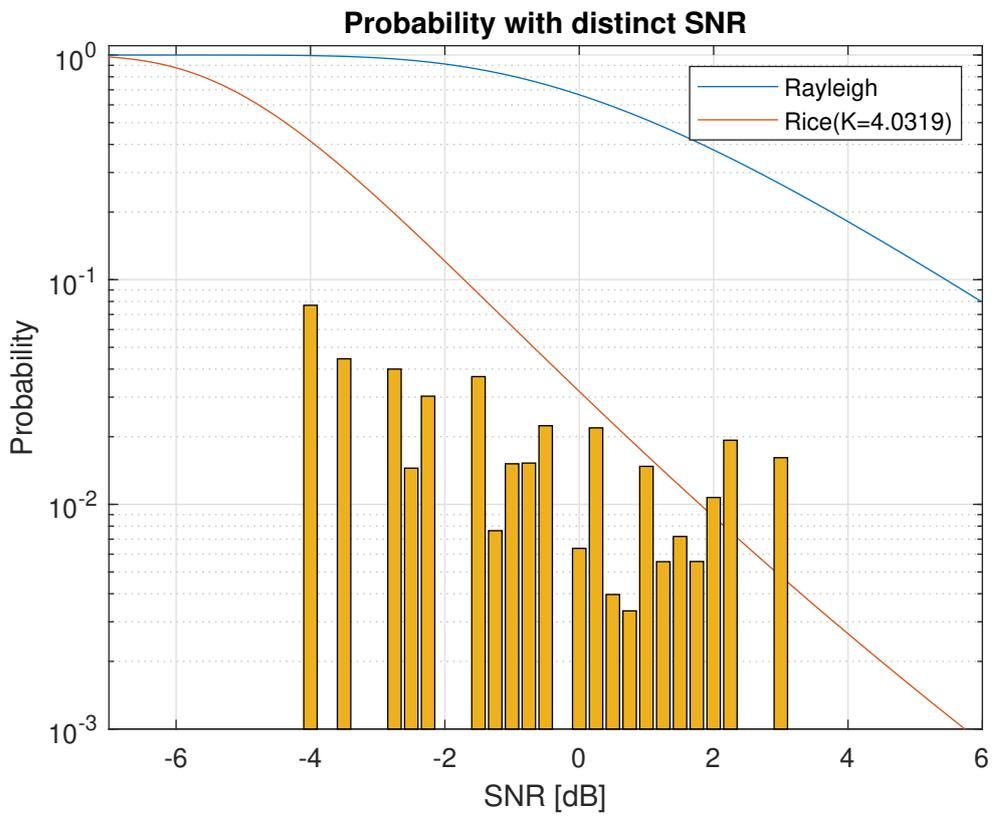


Figura 5.7: Comparazione tra dati sperimentali e canale Rayleigh e Rice



Conclusioni e prospettive future

Con il presente studio è stato presentato ed efficacemente introdotto un sistema di telemetria LoRa ad utilizzo del prototipo SGe-06 del team di Formula Student Race UP Electric. Oltre alla realizzazione e prototipazione di un sistema funzionante, questo è stato analizzato in termini di prestazioni e affidabilità.

In particolare, l'introduzione di un sistema di trasmissione dei dati al fine di monitorare lo stato della vettura si è rivelata uno sviluppo fondamentale per l'effettiva riuscita e il successo nella prova regina di un evento di Formula Student, ovvero l'Endurance, dal momento che ha permesso agli ingegneri a bordo pista di valutare l'evoluzione nel tempo dei sistemi di bordo e programmare il passo gara al fine di garantire una gestione ottimale di batterie e temperature.

Al fine di realizzare un sistema il più affidabile possibile e in grado di operare in condizioni e piste differenti, è stata richiesta l'introduzione di un modello analitico che fosse in grado di predire le prestazioni della telemetria. Pertanto dopo aver descritto forme d'onda e parametri utilizzati nelle impostazioni del modulo LoRa, è stato efficacemente introdotto un modello di Hata per predire il link budget e, di conseguenza, stimare la distanza massima raggiungibile in termini di potenza di ricezione. Questo è stato correlato con le quantità realmente ottenute in pista, e nonostante la stima risulti sufficientemente accurata, una maggior precisione sarebbe ottenibile se fossero disponibili i dati di distanza in tempo reale tra trasmettitore e ricevitore tramite un sensore adatto.

Si è proceduto successivamente a introdurre un'espressione analitica per poter predire la probabilità d'errore di ciascun pacchetto inviato dalla telemetria, basandosi su delle modellazioni di canale di tipo AWGN, Rayleigh e Rice. Una vol-

ta derivate efficacemente le espressioni analitiche, queste sono state confrontate con i dati in pista, mostrando una previsione più precisa per i dati riguardanti gli istanti in cui la linea di vista era maggiormente occlusa. Il modello AWGN e Rice in presenza di una forte componente di linea di vista risultano maggiormente imprecisi e l'introduzione di una modellazione della fase di decodifica con soft-decoding, non considerata in questa modellazione, può portare ad affinare l'accuratezza del modello.

Sicuramente ulteriori misurazioni e rilevazioni più precise ed estese possono essere effettuate al fine di migliorare la correlazione tra modelli introdotti e dati raccolti nella realtà; tuttavia, il lavoro e l'analisi introdotta sono sufficienti a soddisfare i requisiti e risolvere i problemi inizialmente posti, introducendo un sistema di telemetria affidabile e performante. Questo sistema ha dato un contributo fondamentale alla vettura SGe-06 nella corrente stagione di Formula Student, permettendo il completamento per la prima volta nella storia del team Race UP Electric della prova di Endurance, garantendo una copertura continua e il monitoraggio costante dello stato della vettura e la risoluzione tempestiva dei problemi emersi nel corso della prova.

Riferimenti Bibliografici

- [1] «ISO/IEC 7498-1:1994 Information technology Open Systems Interconnection Basic Reference Model: The Basic Model». In: 1994.
- [2] Lorenzo Vangelista. «Frequency Shift Chirp Modulation: The LoRa Modulation». In: *IEEE Signal Processing Letters* (Volume: 24, Issue: 12, December 2017). 2017, pp. 1818–1821.
- [3] «SX1276/77/78/79 - 137 MHz to 1020 MHz Low Power Long Range Transceiver». In: 2020.
- [4] «AN1200.22 LoRa Modulation Basics». In: 2015.
- [5] Proakis. *Digital Communications 5th Edition*. McGraw Hill, 2007.
- [6] Tallal Elshabrawy e Joerg Robert. «Closed-Form Approximation of LoRa Modulation BER Performance». In: *IEEE Communications Letters* 22.9 (2018), pp. 1778–1781. DOI: 10.1109/LCOMM.2018.2849718.
- [7] Jules Courjault et al. «A Computable Form for LoRa Performance Estimation: Application to Ricean and Nakagami Fading». In: *IEEE Access* 9 (2021), pp. 81601–81611. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3074704.

Ringraziamenti

Vorrei ringraziare, dal profondo del mio cuore, i miei genitori Fabrizio e Simonetta; mi avete supportato nel mio percorso e continuate a farlo ogni giorno, dandomi un punto di riferimento costante. Non ci sono parole per descrivere quanto io vi sia grato.

Un altro grazie va al mio meraviglioso fratello Luca, con il quale condivido la mia più grande passione, che ogni giorno mi insegna il vero significato della frase "darsi da fare". Voglio che tu sappia come per me sei un esempio fondamentale.

Ringrazio tutti i miei parenti, i miei zii, i miei cugini, mio nonno Dino e le mie nonne Bepa e Luciana, sempre pronte a sostenermi in ogni momento della giornata e a darmi tutto ciò di cui io abbia bisogno, semplicemente per vedermi felice.

Un pensiero in particolare va a mio nonno Erminio, sempre al mio fianco in questo percorso, che a suo modo mi ha insegnato, attraverso la montagna, ad apprezzare la soddisfazione nel raggiungere la vetta, ma ancora di più ad assaporare ogni momento del viaggio, ogni singolo dettaglio che rende la strada fatta indimenticabile.

Vorrei ringraziare tutti i miei amici che mi hanno accompagnato in questi anni, in particolare Andrea, Davide, Ettore, Simone, Luca e Matteo; grazie per esserci sempre stati e per aver vissuto insieme esperienze che mi hanno formato come persona. Inoltre vorrei ringraziare tutti i miei amici e compagni di corso, Gabriele, Davide, Giacomo, Vittorio, Tommaso, Bartolomeo e Francesco, con la quale abbiamo condiviso tutte le ore di lezione, preoccupazione per esami e gioie e fatiche di un percorso lungo tre anni.

Infine, ma non per importanza, vorrei ringraziare tutte le persone che mi hanno accompagnato nell'esperienza più formativa e ricca di soddisfazioni della mia vita, ovvero la mia permanenza nel RaceUP Team. Ho imparato cos'è la pas-

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

sione, cosa vuol dire lavorare sodo e a lungo per un obiettivo, e cosa significa fare sacrifici per raggiungerlo. In particolare vorrei ringraziare Gaia, Edoardo, Lucas, Matteo e tutti i responsabili che mi hanno aiutato in questa avventura. Grazie ancora a tutti quelli che ci sono stati, a tutti quelli che ci sono e che ci saranno, perché l'importante non è quanto manca alla vetta, ma continuare a salire.