POLITECNICO DI TORINO

Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea in Ingegneria delle telecomunicazioni

Tesi di Laurea

Sistema di telecomando e telemetria per aerei stratosferici senza pilota: definizione delle specifiche e validazione tramite simulazione

Relatori:
Prof. Mario PENT
Prof. Marina MONDIN
Ing. Fabio DOVIS

Candidati:
Francesco BAIETTO
Maurizio FODRINI
Maurizio SISTO

Dicembre 2000

Contributi dei candidati

Questa tesi è stata realizzata mediante una stretta collaborazione ed una costante cooperazione tra i candidati. Tutte le problematiche affrontate sono state esaminate singolarmente, suddividendole opportunamente per consentire un'analisi parallela dei relativi aspetti da studiare. I risultati così ottenuti sono poi stati analizzati e confrontati per decidere la strategia più adatta a risolvere tali problematiche, in modo da disporre di una base di partenza con cui impostare il problema successivo. In particolare, il contributo fornito da ciascun tesista per lo studio dei vari argomenti è stato il seguente:

- *Baietto*: analisi del modello di telemetria proposto dal CCSDS e del flusso dati in down-link, realizzazione del modello di canale, teoria della modulazione OFDM, realizzazione e simulazione dello schema DOFDM, teoria e simulazione dei codici a blocco, valutazione delle prestazioni del codice di Reed-Solomon, scansione elettronica delle schiere, antenne ad elica, valutazione del margine disponibile.

- *Fodrini*: analisi dei servizi di telemetria proposti dal CCSDS, trattazione teorica del modello del canale, teoria e simulazione della modulazione GMSK, realizzazione dello schema DOFDM, teoria e simulazione dei codici convoluzionali, valutazione dei ritardi complessivi del sistema, schiera ottenuta mediante sintesi FTM e antenna a dipoli incrociati, valutazione del link-budget per le diverse situazioni di volo.

- *Sisto*: analisi del modello di telecomando proposto dal CCSDS, analisi del flusso dati in up-link, teoria e simulazione delle modulazioni DQPSK e $\pi/4$ DQPSK, teoria e valutazione delle prestazioni fornite dal protocollo ARQ, analisi della correlazione tra i bit, schiere di tipo lineare con distribuzione uniforme, a coseno e a coseno quadrato, studio dei parametri riguardanti il calcolo del link-budget.

Ringraziamenti

Esprimiamo i nostri ringraziamenti al prof. Mario PENT e alla prof.ssa Marina MONDIN per il supporto fornitoci durante lo svolgimento di questa tesi e, in modo particolare, all'ing. Fabio DOVIS per la sua assistenza e costante disponibilità presentata nei nostri confronti.

Siamo grati, inoltre, all'ing Gabriella POVERO per la sua consulenza in merito al simulatore utilizzato, nonché ai docenti dei Dipartimenti di ingegneria Aeronautica e Spaziale, di Energetica e di Elettrica Industriale per le informazioni che gentilmente ci hanno fornito, relativamente al flusso dati.

Desideriamo anche ringraziare il tesista Roberto FANTINI per il suo contributo apportato nello studio del canale di propagazione.

Porgiamo, poi, la più sentita riconoscenza in modo particolare ai nostri rispettivi genitori, Lorenzo e Cesira BAIETTO, Italo e Maria Rosa FODRINI, Ugo e Michela SISTO, per la loro costante presenza ed il loro continuo supporto manifestatoci durante tutti questi anni.

Esprimiamo infine i nostri ringraziamenti a tutti gli amici e a quelle persone che hanno creduto nelle nostre capacità.

Indice

Capitolo 10

Analisi del Link-Budget

10.1 Introduzione

Nel capitolo 8 sono state analizzate le prestazioni ottenute applicando le opportune tecniche di codifica alla modulazione DQPSK; le curve ricavate mostrano che è possibile raggiungere i livelli di probabilità target fissati se si riesce a ricevere un segnale che presenti almeno determinati valori di rapporto segnale/rumore. In questo capitolo si analizzeranno alcune situazioni particolari, sia in up-link che in down-link, e per esse verrà effettuato il calcolo del link-budget in modo da valutare l'effettiva possibilità di ottenere i valori di E_b/N_0 indicati nel capitolo 8 trasmettendo un livello di potenza adeguato. Per limitare il consumo di potenza destinato alla trasmissione dei dati di telecomando e di telemetria, si è scelto di fissare a 1 W il limite massimo di potenza disponibile; questa considerazione è importante soprattutto per la trasmissione dei dati di telemetria, la quale risulta essere più critica rispetto a quella del telecomando, in quanto la potenza disponibile a bordo del velivolo è una risorsa preziosa e limitata.

Nel seguito verrà dapprima effettuata una trattazione teorica per la spiegazione dei parametri utilizzati nel link-budget, e successivamente verranno analizzati i bilanci di tratta per l'up-link (a 32 kbit/s e 100 kbit/s) e per il down-link (32 kbit/s).

10.2 Trattazione teorica sul link-budget

Nel progetto di sistemi di comunicazione radio occorre considerare gli effetti delle caratteristiche dell'antenna nel determinare, al ricevitore, il rapporto segnale/rumore richiesto per raggiungere un dato livello delle prestazioni. Se si considera un'antenna trasmittente che irradia isotropicamente nello spazio libero con un livello di potenza pari a P_T, espresso in watt, la densità di potenza ad una distanza D dall'antenna vale:

$$S = \frac{P_T}{4\pi D^2} \tag{10.1}$$

espressa in W/m^2. Se l'antenna trasmittente possiede una certa direttività, cioè concentra l'emissione verso una particolare direzione, la densità di potenza viene incrementata di un fattore G_T, denominato *guadagno dell'antenna*. Considerando la stessa potenza P_T e la stessa distanza D, la nuova densità di potenza che si ottiene vale:

$$S' = \frac{P_T G_T}{4\pi D^2} \tag{10.2}$$

Il prodotto $P_T G_T$ viene solitamente chiamato *EIRP* (Effective Isotropic Radiated Power) e rappresenta la potenza irradiata da un'antenna isotropica, cioè con G_T pari ad uno.

Un'antenna ricevente puntata nella direzione della potenza irradiata intercetta una porzione di potenza che è proporzionale alla sua sezione trasversale. La potenza ricevuta estratta dall'antenna, quindi, viene espressa come:

$$P_R = \frac{P_T G_T A_R}{4\pi D^2} \tag{10.3}$$

dove A_R è detta *area equivalente*[1] dell'antenna ricevente. La relazione di base tra il guadagno dell'antenna G_T e la sua area equivalente, ottenuta dalla teoria elettromagnetica di base, vale:

$$A_R = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} \tag{10.4}$$

[1] L'area equivalente è definita, in ricezione, come rapporto fra la potenza ricevuta e la densità di potenza incidente sull'antenna; si misura in unità di superficie (m^2).

dove λ è la lunghezza d'onda del segnale trasmesso. Sostituendo l'equazione (10.4) nella (10.3), si ottiene l'espressione della potenza ricevuta come:

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R}{(4\pi D/\lambda)^2} \tag{10.5}$$

Il fattore $(4\pi D/\lambda)^2$ viene indicato con α_0 e rappresenta la perdita dovuta all'attenuazione di spazio libero. Inoltre, possono essere presenti altri tipi di perdite, come quelle atmosferiche (indicate con α_m), quelle realizzative (indicate con α_i) e quelle di polarizzazione (indicate con α_p); bisogna anche tener conto della presenza del rumore, il quale possiede una certa potenza indicata con P_n. L'equazione utilizzata per il calcolo del link-budget risulta dunque pari a:

$$\eta_w = \frac{P_T G_T G_R}{\alpha_0} \frac{1}{\alpha_m} \frac{1}{\alpha_i} \frac{1}{\alpha_p} \frac{1}{P_n} \tag{10.6}$$

dove P_n è data dal prodotto della costante di Boltzmann K, della temperatura di rumore del ricevitore T_R e della banda unilatera del segnale B, mentre η_w rappresenta il rapporto segnale/rumore medio ricevuto. Si definisce inoltre la quantità m, detta *margine* ed espressa in decibel, come:

$$m = \eta_w|_{dB} - \eta_0|_{dB} \tag{10.7}$$

dove η_0 indica il rapporto segnale/rumore minimo richiesto in ricezione. L'equazione (10.6) può essere anche espressa in decibel come:

$$\eta_w|_{dB} = P_T|_{dBW} + G_T|_{dB} + G_R|_{dB} - \alpha|_{dB} - P_n|_{dBW} \tag{10.8}$$

dove con α si è indicata la somma delle perdite, cioè:

$$\alpha|_{dB} = \alpha_0|_{dB} + \alpha_m|_{dB} + \alpha_i|_{dB} + \alpha_p|_{dB} \tag{10.9}$$

Nel seguito verranno analizzati più in dettaglio i parametri relativi alle perdite che rientrano nel calcolo del link-budget.

10.2.1 Attenuazione di spazio libero

L'attenuazione di spazio libero, detta anche di propagazione, è quella dovuta alla propagazione dell'onda elettromagnetica su di un canale radio e vale:

$$\alpha_0 = \left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right)^2 \tag{10.10}$$

Questa attenuazione non è causata dall'assorbimento, cioè non si considerano le perdite, che verranno analizzate nel § 10.2.2, ma è dovuta al fattore di onda sferica del campo elettromagnetico. Il trasmettitore, infatti, irradia la potenza in tutte le direzioni dello spazio; pertanto, per ricoprire una superficie sferica che cresce come il quadrato della distanza, la densità di potenza deve diminuire in modo proporzionale.

L'equazione (10.5) evidenzia la validità di queste affermazioni, infatti la ricezione interessa solo una limitata porzione dello spazio in cui è stato irradiato il campo. Se si supponesse di ricoprire l'intera regione in cui è presente il campo con antenne riceventi, la somma delle potenze ricevute dai singoli utilizzatori equivarrebbe alla potenza trasmessa dalla sorgente. Per compensare, per quanto possibile, il decadimento della potenza proporzionale all'inverso del quadrato della distanza, occorre massimizzare i guadagni di trasmissione e ricezione nella direzione del collegamento.

10.2.2 Extra-attenuazione media del mezzo trasmissivo

Questo paragrafo descrive brevemente le attenuazioni dovute alla presenza di condizioni ambientali avverse, quali pioggia e nebbia (si veda [50], cap. 7), e dovute ad alcune particelle presenti nell'atmosfera, quali ossigeno e vapore acqueo (si veda [51], cap. 3). In entrambi i casi si ha assorbimento, fenomeno che produce un'attenuazione aggiuntiva dell'onda elettromagnetica, per cui la potenza ricevuta sarà minore rispetto al caso di propagazione in spazio libero. Tale attenuazione dipende dalle caratteristiche dei componenti che costituiscono lo strato assorbente, dal suo spessore, dal meccanismo fisico di interazione e dalla frequenza. Questo fenomeno viene caratterizzato dall'attenuazione specifica, espressa in dB/km.

Per quanto riguarda gli effetti dovuti alle attenuazioni ambientali, essi sono causati dall'assorbimento con diffusione, il quale è dovuto all'interazione del campo elettromagnetico con particelle presenti nel mezzo di propagazione. Di particolare importanza sono le gocce d'acqua presenti nel caso di pioggia e di nebbia; esse fanno si che una parte dell'energia del campo incidente venga diffusa intorno alla regione di interazione.

Le gocce d'acqua che durante la pioggia si trovano sulla traiettoria dell'onda elettromagnetica costituiscono, per l'elevato valore della loro costante dielettrica, una discontinuità che comporta un'attenuazione additiva. L'attenuazione specifica è funzione dell'intensità R della precipitazione misurata in mm/h. Inoltre essa dipende anche dalla frequenza, in quanto è legata alla proporzione tra le dimensioni dei corpuscoli e la lunghezza d'onda; in particolare si verifica assorbimento quando le dimensioni dei corpuscoli non sono più trascurabili rispetto alla lunghezza d'onda. Per frequenza superiori a 10 GHz l'attenuazione segue approssimativamente la seguente legge:

$$\alpha_m = aR \tag{10.11}$$

dove a è un coefficiente variabile con la frequenza. Per calcolare l'attenuazione su un percorso di lunghezza D è quindi necessario conoscere il valore medio di R su tale distanza, il quale è deducibile dalla distribuzione statistica dell'intensità della precipitazione in funzione di D. Infatti, una pioggia leggera può coprire delle zone di ampie dimensioni per un intervallo di tempo elevato, mentre un abbondante acquazzone interesserà una zona ristretta per un tempo inferiore.

L'assorbimento da nebbia, invece, comporta un'attenuazione specifica che è in funzione della sua concentrazione ρ, la quale viene misurata in g/m^3 ed è strettamente legata alla visibilità; ad esempio:

$$\begin{array}{rcrcr} \rho & = & 0.25\ g/m^3 & \Rightarrow & 150\ m \\ \rho & = & 2.30\ g/m^3 & \Rightarrow & 30\ m \end{array} \tag{10.12}$$

Come per l'assorbimento da pioggia, anche quello da nebbia dipende dalla frequenza di lavoro.

La propagazione radio attraverso l'atmosfera terrestre provoca una riduzione del livello del segnale dovuta all'interazione tra l'onda elettromagnetica e le componenti gassose presenti nella tratta di trasmissione. Questi fenomeni sono legati all'assorbimento dovuto alla risonanza molecolare, cioè dipendono dalla frequenza di risonanza e dai livelli energetici delle molecole dei gas che costituiscono lo strato assorbente. Solo l'ossigeno e il vapor d'acqua presentano una frequenza di risonanza osservabile all'interno della banda delle comunicazioni radio. L'ossigeno presenta due picchi di assorbimento, il più importante dei quali si trova a 60 GHz, mentre il vapor d'acqua presenta tre massimi, con il primo posto a 22.3 GHz. Gli altri gas presenti nell'atmosfera presentano picchi di risonanza irrilevanti oppure elevati, ma relativi a gas presenti nell'atmosfera in piccolissime percentuali.

L'attenuazione specifica relativa ai fattori presi in considerazione viene riportata, in funzione della frequenza, nella figura 10.1. Si può notare come

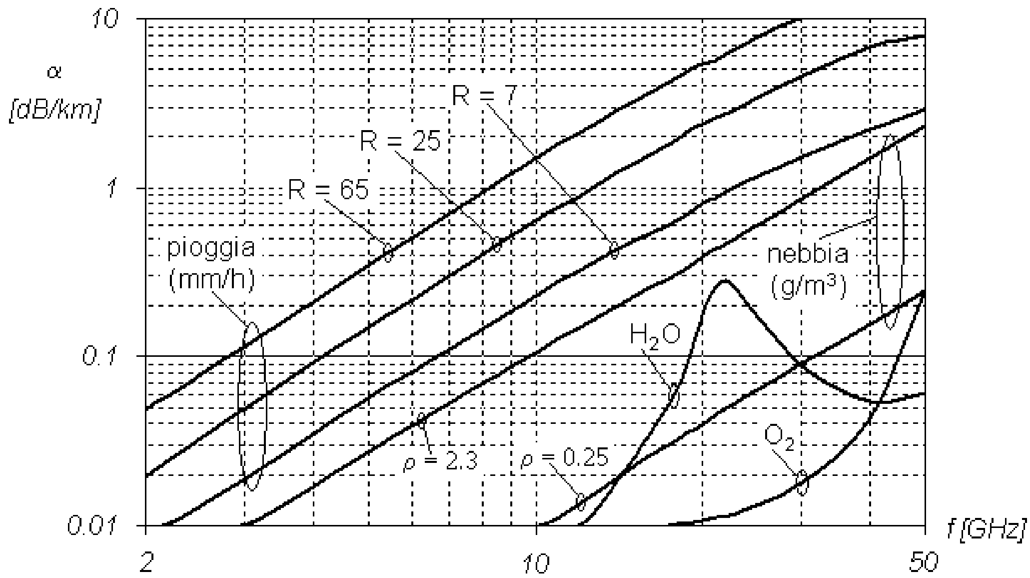

Figura 10.1. Attenuazioni specifiche relative ai fenomeni di assorbimento dovuti alle componenti gassose e a quelle corpuscolari presenti nell'atmosfera

la maggior parte dei fenomeni siano rilevanti solo per frequenze elevate.

10.2.3 Potenza di rumore

In una trasmissione radio, così come in tutti i sistemi di comunicazione, occorre considerare anche la presenza del rumore che si genera negli stadi di amplificazione dei dispositivi utilizzati e che provoca delle fluttuazioni elettriche casuali. In un ricevitore il rumore può essere generato internamente o esternamente a esso da ogni tipo di sorgente quali, ad esempio, il sole, la galassia o la terra.

Se si considera un resistore alla temperatura assoluta T, è possibile osservare che esso presenta ai suoi capi una piccola tensione a vuoto $e(t)$ dovuta al movimento degli elettroni per effetto termico che varia rapidamente nel tempo e in modo del tutto casuale. Questa tensione a vuoto, che è crescente con la temperatura, può essere considerata come un processo casuale gaussiano a valor medio nullo, detto *rumore termico*. In particolare, la densità spettrale relativa al valore quadratico medio del processo casuale $e(t)$ è ottenibile dalla meccanica quantistica e vale ([27], cap. 3.4):

$$G_e(f) = \frac{2Rh|f|}{e^{\frac{h|f|}{kT}} - 1} \tag{10.13}$$

dove con h si è indicata la *costante di Plank*, con k la *costante di Boltzmann*[2], mentre R è il valore della resistenza in Ohm. Se si opera nel caso in cui $h|f|/kT \ll 1$, cioè per $|f| \ll kT/h$, allora l'equazione (10.13) può essere approssimata come segue:

$$G_e(f) \cong 2RkT \ \mathrm{V^2/Hz} \tag{10.14}$$

Questo è il classico caso in cui si opera, perchè considerando una temperatura T di 290 K, la condizione di validità per l'approssimazione è pari a $|f| \ll 6.25$ THz, ovvero rispettata per tutte le frequenze comunemente utilizzate per la trasmissione di segnali elettromagnetici. Così come la potenza disponibile di un generatore elettrico con tensione V e resistenza R vale $V^2/4R$, analogamente la densità spettrale di potenza di rumore disponibile può essere espressa come:

$$G_n(f) = \frac{G_e(f)}{4R} = \frac{2RkT}{4R} = \frac{kT}{2} \tag{10.15}$$

dove il prodotto kT viene indicato con N_0; come si può notare il risultato ottenuto è indipendente dal valore della resistenza R. Indicando con B la banda unilatera del segnale trasmesso, la potenza di rumore assume l'espressione:

$$P_n = \int_{-B}^{+B} G_n(f)\, df = kTB = \frac{2kTR_b}{\log_2 M} \tag{10.16}$$

[2]Si ricorda che $h = 6.626 \cdot 10^{-34}$ J·s, mentre $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K.

Quest'ultima uguaglianza vale nel caso si utilizzi una modulazione M-PSK e ricordando che $2B = R_b/\log_2 M$, dove con R_b è stato indicato il bit rate, mentre il due è stato inserito per tener conto della banda bilatera.

Per un sistema di trasmissione la temperatura da considerare è quella *operativa del ricevitore* T_R, data da:

$$T_R = T_a + T_e \tag{10.17}$$

dove T_a rappresenta la *temperatura di rumore d'antenna*, mentre T_e è la *temperatura equivalente di rumore*. La prima è definita come la temperatura di un ipotetico resistore all'ingresso di un ricevitore ideale che genererebbe la stessa potenza di rumore, per unità di banda, dell'uscita di un'antenna, ad una specifica frequenza. Essa è determinata dalla temperatura di rumore dell'oggetto che in quel momento è visto dall'antenna stessa e da quello generato al suo interno; naturalmente questo include anche la temperatura di rumore dell'oggetto visto da eventuali lobi secondari. In particolare si può avere rumore per assorbimento, generato dai componenti gassosi dell'atmosfera, quello di tipo galattico, che ha origine nello spazio profondo e dal rumore per irraggiamento, che interessa le antenne puntate verso la terra.

Per quanto concerne T_e, invece, essa è definita come l'incremento di temperatura di rumore della sorgente dovuto al rumore introdotto da un doppio bipolo; l'espressione che assume è la seguente:

$$T_e = \frac{P_{na}}{k g_d B_e} \tag{10.18}$$

dove, si veda [27] (cap. 6.5), P_{na} è il contributo di potenza di rumore dato dal doppio bipolo, g_d è il guadagno disponibile dell'amplificatore, che si suppone adattato in ingresso alla sorgente e in uscita al carico, mentre B_e è la banda equivalente di rumore, definita come:

$$B_e = \frac{1}{2\,|H(f)|^2_{max}} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 \, df \tag{10.19}$$

la quale rappresenta la banda di un filtro ideale, con funzione di trasferimento $H(f)$ costante sulla banda passante, che trasferisce in uscita la stessa potenza di rumore.

Può essere introdotto, inoltre, il concetto di *cifra di rumore* F, indicata come:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \tag{10.20}$$

che rappresenta la perdita di rapporto segnale/rumore dovuta al doppio bipolo stesso, misurata in genere alla temperatura T_0 di 290 K. Tenendo conto di quest'ultima espressione e dell'equazione (10.17), il parametro T dell'equazione (10.16) può essere sostituito da T_R ed indicato come:

$$T_R = T_a + T_0(F - 1) \tag{10.21}$$

10.2.4 Perdite da polarizzazione

Il concetto di polarizzazione del campo elettromagnetico è stato trattato nel § 9.2.1; in generale, la polarizzazione dell'antenna di ricezione non è la stessa di quella relativa all'onda che incide su di essa. Questo fenomeno è indicato come *disaccoppiamento da polarizzazione*: la quantità di potenza che l'antenna ricevente estrae dal segnale, che incide su di essa, non sarà massima a causa della perdita dovuta alla polarizzazione. Il campo elettrico dell'onda incidente può essere scritto come:

$$\vec{E}_i = \hat{p}_i E_i \tag{10.22}$$

dove con $\hat{p}_i$ si è indicato il versore dell'onda (secondo la notazione già utilizzata nel § 9.2.1); analogamente la polarizzazione del campo elettrico all'antenna ricevente può essere espresso come:

$$\vec{E}_a = \hat{p}_a E_a \tag{10.23}$$

La perdita dovuta al disaccoppiamento da polarizzazione può essere tenuta in considerazione introducendo il *fattore di perdita della polarizzazione PLF* (Polarization Loss Factor), indicato con α_p, che può essere definito come segue:

$$\alpha_p \triangleq |\hat{p}_i \cdot \hat{p}_a|^2 = |\cos \psi_p|^2 \tag{10.24}$$

dove con ψ_p si è indicato l'angolo tra i due versori. Nel caso in cui l'antenna sia accoppiata in polarizzazione, cioè abbia la stessa polarizzazione dell'onda incidente, il suo fattore di perdita sarà unitario (cioè 0 dB) e, quindi, verrà estratta la massima potenza dall'onda elettromagnetica ricevuta.

10.2.5 Perdite realizzative

In un sistema di trasmissione le perdite presenti non sono solo dovute ai parametri fin qui descritti, in quanto è necessario considerare anche l'efffi-cienza di tutti i dispositivi e le connessioni che permettono la realizzazione della comunicazione. L'insieme di queste perdite aggiuntive viene di solito considerato aggiungendo un termine generico indicato come *perdite realizzative* α_i. Esse tengono conto del fatto che i cavi e le connessioni realizzate non sono ideali e, quindi, presentano delle attenuazioni e dei coefficienti di riflessione che riducono la potenza trasmessa (ad esempio va considerato che i conduttori possono soffrire dell'effetto pelle). Va inoltre tenuto presente che i componenti elettronici utilizzati presentano dei valori nominali che possono fluttuare a causa della temperatura di lavoro, del tempo di utilizzo o anche solo per le tolleranze con cui vengono costruiti; inoltre i filtri utilizzati presenteranno delle perdite e avranno delle attenuazioni residue. Altro elemento che introduce perdite è l'antenna, la quale non sarà ideale, ma fornirà una certa efficienza dipendente non solo dalla sua struttura realizzativa, ma anche dai collegamenti che essa ha con gli stadi del trasmettitore e del ricevitore con cui è connessa. Va tenuto in considerazione, inoltre, che dell'intera potenza di alimentazione P_{al} che si fornisce all'antenna, cioè la potenza erogata all'antenna dal circuito che l'alimenta, una parte, P_{irr}, di questa potenza viene effettivamente irradiata dall'antenna sotto forma di energia elettromagnetica, mentre la restante si trasforma in calore per effetto Joule connesso con le perdite ohmiche nella struttura materiale dell'antenna; si ha quindi un rendimento ohmico η dato dall'equazione (9.5).

Tutto l'insieme di questi fattori viene tenuto in conto preventivando, usualmente, una perdita realizzativa di circa metà della potenza trasmessa, cioè pari a 3 dB.

10.3 Link-budget relativo alla tratta in up-link

Dopo aver effettuato, nel § 10.2, la trattazione teorica sul calcolo del link-budget, essa verrà applicata nel caso della tratta up-link della piattaforma stratosferica Heliplat. In particolare, l'equazione (10.8) viene riscritta in modo da ricavare il valore della potenza trasmessa:

$$P_{TX}|_{dBW} = \eta|_{dB} - G_{terra}|_{dB} - G_{bordo}|_{dB} + \alpha|_{dB} + P_n|_{dBW} \tag{10.25}$$

dove con P_{TX} si indica il minimo valore di potenza che occorre trasmettere per ottenere, in ricezione, un rapporto segnale/rumore η, G_{terra} e G_{bordo} rappresentano i guadagni delle rispettive antenne, α assume l'espressione dell'equazione (10.9) e con P_n si indica la potenza di rumore. Facendo riferimento all'equazione (10.16) e ricordando che la modulazione utilizzata è la DQPSK (costituita da un numero di simboli M pari a quattro), la potenza di rumore P_n assume la seguente espressione:

$$P_n = kTB = \frac{2kTR_b}{\log_2 M} = kTR_b \tag{10.26}$$

Il valore del margine, espresso dall'equazione (10.7), qui non viene considerato, in quanto esso tiene conto del valore di E_b/N_0 relativo alle curve teoriche (η_0) e dei modelli di canale con fading alla Rayleigh o alla Rice. Si ricorda che il modello alla Rayleigh è basato sul fenomeno della diffusione, assumendo che il volume di propagazione contenga un numero molto grande di "centri di diffusione" e che non vi sia propagazione diretta fra trasmettitore e ricevitore; il modello alla Rice è simile a quello alla Rayleigh, ma in questo caso è presente un contributo in propagazione diretta fra trasmettitore e ricevitore. Nell'equazione (10.8), invece, il termine η tiene già conto del modello di canale utilizzato nelle simulazioni, cioè degli effetti dovuti al Doppler e al multipath.

10.3.1 Collegamento a 32 kbit/s

I calcoli del link-budget relativi alla tratta in up-link con bit rate pari a 32 kbit/s vengono raccolti nella tabella 10.1. Le prime due colonne sono relative alla normale condizione di volo, mentre la terza considera le fasi di decollo e atterraggio. Nel primo caso il valore di probabilità d'errore target di 10^{-3} viene raggiunto con un rapporto segnale rumore di almeno 10 dB, considerando valori di GFAD inferiori a -12 dB, come si prevede che accada nella normale situazione di volo. Nelle fasi di decollo e atterraggio, il

Tabella 10.1. Link-budget per la tratta in up-link nel caso di bit rate a 32 kbit/s

Parametri	**GFAD < -12 dB**		**∀ GFAD**
P(e) dopo la codifica BCH	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}
η [dB]	10	10	27
G_{terra} [dB]	16.9	16.9	16.9
G_{bordo} [dB]	10.2	10.2	10.2
f [GHz]	2	2	2
λ [cm]	15	15	15
D [km]	20	115	10
α_0 [dB]	124.5	139.7	118.5
α_m [dB]	1	5.75	1
T_R [K]	500	500	500
k [J/K]	$1.38{\cdot}10^{-23}$	$1.38{\cdot}10^{-23}$	$1.38{\cdot}10^{-23}$
$R_{b,cod}$ [kbit/s]	40	40	40
P_n [dBW]	-155.6	-155.6	-155.6
α_p [dB]	3	3	3
α_i [dB]	3	3	3
P_{TX} [dBW]	-41.3	-21.3	-30.3
P_{TX} [mW]	***0.075***	***7.386***	***0.938***

contributo dovuto al multipath può essere molto più elevato rispetto a quello che si ha nella condizione di volo standard e perciò si riesce a raggiungere la stessa probabilità d'errore target con un rapporto segnale/rumore di almeno 27 dB, per qualunque valore di GFAD.

Nel capitolo 9 sono state proposte diverse soluzioni realizzative per le antenne di terra e di bordo. Per la prima è stata scelta un'antenna a ventaglio costituita da una schiera lineare di dipoli alimentati con una corrente con distribuzione d'ampiezza a coseno quadrato, come visto nel § 9.3.4, che fornisce un guadagno massimo G_{terra} pari a 16.9 dB. La soluzione scelta per l'antenna di bordo prevede, invece, più antenne ad elica ciascuna delle quali possiede un guadagno massimo G_{bordo} di 10.2 dB, come visto nel § 9.6.1; il segnale ricevuto da queste antenne verrà poi selezionato utilizzando, ad esempio, una tecnica a massimo segnale.

La frequenza di lavoro f utilizzata è pari a 2 GHz, perciò la lunghezza d'onda λ risulta di 15 cm.

Per quanto riguarda la distanza D sono stati analizzati tre casi. Nel primo si suppone una condizione di volo standard con il velivolo situato esattamente sulla verticale, cioè a circa 20 km di quota; il secondo prevede l'aereo posto alla massima distanza, cioè ad un'altezza di 20 km e considerando un'angolo di elevazione minimo dell'antenna di terra di 10°, come descritto nel § 8.5.2. Il terzo caso fa riferimento alle fasi di decollo e atterraggio, considerando perciò il velivolo ad una distanza di 10 km dalla stazione di terra. Dai valori di distanza D fissati derivano quelli dell'attenuazione di spazio libero α_0.

Le perdite α_m sono quelle relative all'extra-attenuazione media del mezzo trasmissivo; osservando la figura 10.1, si nota che, alla frequenza di 2 GHz, le attenuazioni provocate dalla presenza della nebbia e soprattutto dell'ossigeno e del vapor d'acqua possono essere trascurate. I soli effetti restanti sono quelli dovuti alla pioggia: considerando il caso peggiore di un'intensità della precipitazione di 65 mm/h per un'altezza di 10 km su tutta la tratta di propagazione, quindi per una distanza pari a $D/2$ nei casi di volo standard e pari a D nella fase di decollo e atterraggio, si ottengono i valori riportati in tabella.

Per il calcolo della potenza di rumore P_n si considera un valore approssimativo della temperatura operativa del ricevitore pari a 500 K e un bit rate che tiene conto di quello di informazione (32 kbit/s) e del rate di codifica del codice BCH ($R_c = 51/63$).

Tra i valori delle perdite sono ancora state considerate quelle di realizzazione α_i e quelle da polarizzazione α_p dovute al disadattamento tra la polarizzazione circolare e quella lineare. L'antenna di terra utilizzata fornisce, infatti, una polarizzazione verticale, mentre quella utilizzata a bordo del velivolo fornisce una polarizzazione ellittica tendente a quella circolare. L'onda incidente possiede un versore $\hat{p}_i$ lungo l'asse z, mentre l'antenna in ricezione, considerando in prima approssimazione una polarizzazione circolare, un versore $\hat{p}_a$ nel piano (y,z); in particolare:

$$\begin{aligned} \hat{p}_i &= \hat{z} \\ \hat{p}_a &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{y} + \hat{z}) \end{aligned} \tag{10.27}$$

Ricordando l'equazione (10.24), la perdita dovuta alla polarizzazione può quindi essere espressa come:

$$\alpha_p = \left| \hat{z} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (\hat{y} + \hat{z}) \right|^2 = \frac{1}{2} \tag{10.28}$$

il quale, espresso in decibel, vale 3 dB. L'antenna di bordo, però, non ha una polarizzazione perfettamente circolare e quindi la perdita α_p può essere leggermente superiore a 3 dB; questa piccola differenza può essere inglobata nelle perdite realizzative.

Si osserva, infine, che i valori minimi di potenza che è necessario trasmettere, per rispettare i requisiti richiesti, sono pari al più a qualche milliwatt; in particolare si può notare che decidendo di fissare il valore della potenza trasmessa a 1 W, la quantità P_{TX}, espressa in decibel e presa in modulo, rappresenta il margine di potenza che si ha a disposizione.

10.3.2 Collegamento a 100 kbit/s

Nella tabella 10.2 vengono riportati i calcoli del link-budget relativi alla tratta in up-link con bit rate pari a 100 kbit/s. Come per il caso dell'up-link a 32 kbit/s, le prime due colonne sono relative alla normale condizione di volo, mentre la terza considera la fase di decollo e atterraggio. Anche in questo caso il target della probabilità d'errore è stato fissato a 10^{-3} e i rapporti segnale/rumore sono gli stessi del caso precedente.

I guadagni delle antenne di terra e di bordo, la frequenza, le tre condizioni di distanza, le perdite da polarizzazione e quelle realizzative sono ancora analoghe a quanto visto nel paragrafo precedente. La potenza di rumore assume un valore differente, in quanto il rate d'informazione è ora pari a 100 kbit/s; considerando il rate di codifica del codice BCH (63,51), si ottiene un bit rate effettivo di circa 124 kbit/s.

In questo caso la potenza ottenuta è di alcune decine di milliwatt e, considerando nuovamente di trasmettere 1 W, la quantità P_{TX}, espressa in decibel e presa in modulo, rappresenta ancora il margine di potenza che si ha a disposizione.

Tabella 10.2. Link-budget per la tratta in up-link nel caso di bit rate a 100 kbit/s

Parametri	**GFAD < -13 dB**		**∀ GFAD**
P(e) dopo la codifica BCH	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}
η [dB]	10	10	27
G_{terra} [dB]	16.9	16.9	16.9
G_{bordo} [dB]	10.2	10.2	10.2
f [GHz]	2	2	2
λ [cm]	15	15	15
D [km]	20	115	10
α_0 [dB]	124.5	139.7	118.5
α_m [dB]	1	5.75	1
T_R [K]	500	500	500
k [J/K]	$1.38{\cdot}10^{-23}$	$1.38{\cdot}10^{-23}$	$1.38{\cdot}10^{-23}$
$R_{b,cod}$ [kbit/s]	124	124	124
P_n [dBW]	-150.7	-150.7	-150.7
α_p [dB]	3	3	3
α_i [dB]	3	3	3
P_{TX} [dBW]	-36.3	-16.4	-25.3
P_{TX} [mW]	***0.234***	***23.081***	***2.930***

10.4 Link-budget relativo alla tratta in down-link

Viene ora analizzato il caso della tratta in down-link; per il calcolo del link-budget viene ancora utilizzata l'equazione (10.25) e i risultati vengono raccolti nella tabella 10.3. In modo analogo a quanto visto nel caso dell'up-link, le prime due colonne analizzano la normale condizione di volo, mentre la terza è relativa alle fasi di decollo e atterraggio. In questo caso si fissa il target della probabilità d'errore al valore di 10^{-4}, in quanto esso permette al codice di Reed-Solomon di raggiungere buone prestazioni, come analizzato nel § 8.4.2; i valori di rapporto segnale/rumore considerati sono ancora gli stessi del caso precedente.

Anche i valori dei guadagni delle antenne di terra e di bordo, della frequenza, delle tre condizioni di distanza e delle perdite realizzative restano

Tabella 10.3. Link-budget per la tratta in down-link (bit rate pari a 32 kbit/s)

Parametri	**GFAD < -11 dB**		**$\forall$ GFAD**
P(e) dopo la codifica BCH	10^{-4}	10^{-4}	10^{-4}
η [dB]	10	10	27
G_{terra} [dB]	16.9	16.9	16.9
G_{bordo} [dB]	10.2	10.2	10.2
f [GHz]	2	2	2
λ [cm]	15	15	15
D [km]	20	115	10
α_0 [dB]	124.5	139.7	118.5
α_m [dB]	1	5.75	1
T_R [K]	500	500	500
k [J/K]	$1.38 \cdot 10^{-23}$	$1.38 \cdot 10^{-23}$	$1.38 \cdot 10^{-23}$
$R_{b,cod}$ [kbit/s]	86	86	86
P_n [dBW]	-152.3	-152.3	-152.3
α_p [dB]	3	3	3
α_i [dB]	3	3	3
P_{TX} [dBW]	-37.9	-17.9	-26.9
P_{TX} [mW]	***0.163***	***16.117***	***2.046***

invariati rispetto a quanto analizzato per la tratta in salita. Per quanto riguarda le perdite da polarizzazione, resta valido il ragionamento effettuato nel § 10.3.1, dove in questo caso, però, occorre invertire i versori di polarizzazione tra l'antenna di terra e quella di bordo (cioè tra l'onda incidente e l'antenna in ricezione). La potenza di rumore differisce in quanto il rate d'informazione è pari a 32 kbit/s, ma si utilizza un codice concatenato, costituito da un codice convoluzionale interno con rate 1/2 e da uno di Reed-Solomon esterno con rate 23/31; il bit rate effettivo, dunque, vale circa 86 kbit/s.

Le potenze ottenute sono dell'ordine delle decine di milliwatt, come nel caso relativo alla tratta in up-link a 100 kbit/s; considerando di trasmettere 1 W, la quantità P_{TX}, espressa in decibel e presa in modulo, rappresenta ancora il margine di potenza che si ha a disposizione.

10.5 Considerazioni conclusive

In questo capitolo è stata effettuata l'analisi del link-budget per le tratte in up-link e in down-link. In entrambi i casi, fissando le relative probabilità d'errore target richieste, si ottengono dei valori di potenza minima, che occorre trasmettere, dell'ordine al più di alcune decine di milliwatt.

Considerando di utilizzare una potenza di trasmissione P_{TX} pari a 1 W, restano a disposizione alcune decine di decibel di margine. Si può inoltre osservare che, trasmettendo tale valore di potenza, le prestazioni risulteranno sicuramente migliori di quelle che sono state imposte come target. A sostegno di questa affermazione può essere calcolato qual è il rapporto segnale/rumore che si ottiene qualora si trasmetta un watt; questo può essere realizzato utilizzando l'equazione (10.8). I risultati vengono riportati nella tabella 10.4 sia per la tratta in up-link che per quella in down-link.

Tabella 10.4. Valori del rapporto/segnale rumore che viene ricevuto, in condizioni di volo standard (D=20 km e D=115 km) e nelle fasi di decollo e atterraggio (D=10 km), quando viene trasmessa la potenza P_{TX} pari a 1 W

Rapporto $\eta = E_b/N_0$	**D = 20 km**	**D = 115 km**	**D = 10 km**
η up-link 32 kbit/s [dB]	51.3	31.3	57.3
η up-link 100 kbit/s [dB]	46.3	26.4	52.3
η down-link 32 kbit/s [dB]	47.9	27.9	53.9

Questa tabella mostra fondamentalmente l'andamento del parametro E_b/N_0 che può essere ottenuto in ricezione al variare della distanza a cui opera il velivolo rispetto alla stazione di terra. Si può notare che, come è lecito aspettarsi, il rapporto segnale/rumore aumenta quando la distanza diminuisce; questo incremento è importante in quanto nel sistema in esame può essere utilizzato per contrastare gli effetti indesiderati del multipath, i quali aumentano al diminuire della distanza. Avvicinandosi alla stazione di terra, infatti, i contributi dovuti alle riflessioni presentano delle differenze di cammino non trascurabili. È importante notare, ad esempio, che nel caso di up-link a 32 kbit/s (caso standard) con distanza di 10 km, cioè nelle fasi di decollo e atterraggio dove la presenza di cammini multipli è più rilevante, si ottiene un rapporto segnale/rumore di circa 57 dB. Grazie allo studio simulativo effettuato nel § 8.3.1 e ricordando la figura 8.4, si può notare che si ottiene una probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore BCH dell'ordine di 10^{-4}, la quale consente di raggiungere, grazie al successivo protocollo ARQ, una probabilità di circa 10^{-9}, cioè circa un ordine di grandezza inferiore rispetto a quella ottenuta utilizzando il target di 10^{-3} imposto all'uscita del BCH. Si può ancora sottolineare che la trasmissione a 32 kbit/s permette di ottenere dei margini di potenza superiori rispetto ai relativi casi ottenuti a 100 kbit/s e questo è dovuto al fatto che, utilizzando un bit rate inferiore, la potenza di rumore diminuisce.

Anche per la tratta in down-link valgono delle considerazioni analoghe a quelle esposte per l'up-link; a differenza di quest'ultimo, però, il valore di E_b/N_0 in ricezione risulta leggermente inferiore, in quanto il bit rate effettivo è superiore a causa della complessa codifica. Tuttavia il codice concatenato utilizzato permette di ottenere dei valori di probabilità d'errore molto bassi anche con rapporti segnale/rumore inferiori rispetto l'up-link. Ricordando i riultati della figura 8.9 è possibile notare che con elevati rapporti di E_b/N_0 non è più possibile valuare la probabilità d'errore mediante la tecnica per conteggio in tempi ragionevoli, in quanto non si verificano errori; questo significa che le probabilità d'errore ottenute all'uscita del decodificatore convoluzionale sono inferiori a 10^{-5}. Tale valore permette di ottenere una probabilità d'errore all'uscita del Reed-Solomon inferiore a 10^{-17}, recuperando così ben cinque ordini di grandezza rispetto al valore ottenuto con il target di 10^{-4} imposto all'uscita del decodificatore convoluzionale.

Bibliografia

[1] *Telecommand: Summary of Concept and Rationale*, Report CCSDS 200.0-G-6, Green Book, Issue 6, Washington D.C., January, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[2] *Telecommand, Part 1: Channel Service*, Recommendation CCSDS 201.0-B-3, Blue Book, Issue 3, Washington D.C., June, 2000, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[3] *Telecommand, Part 2: Data Routing Service*, Recommendation CCSDS 202.0-B-2, Blue Book, Issue 2, Washington D.C., November, 1998, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[4] *Telecommand, Part 2.1: Command Operation Procedures*, Recommendation CCSDS 202.1-B-1, Blue Book, Issue 1, Washington D.C., October, 1991, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[5] *Telecommand, Part 3: Data Management Service*, Recommendation CCSDS 203.0-B-1, Blue Book, Issue 1, Washington D.C., January, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[6] *Telemetry: Summary of Concept and Rationale*, Report CCSDS 100.0-G-1, Green Book, Issue 1, Washington D.C., December, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[7] *Telemetry Channel Coding*, Recommendation CCSDS 101.0-B-3, Blue Book, Issue 3, Washington D.C., May, 1992,

http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[8] *Packet Telemetry*, Recommendation CCSDS 102.0-B-2, Blue Book, Issue 2, Washington D.C., January, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[9] *Packet Telemetry Services*, Recommendation CCSDS 103.0-B-1, Blue Book, Issue 1, Washington D.C., May, 1996, http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[10] A. Lausetti, F. Filippi, *Elementi di meccanica del volo*, Levrotto & Bella, Torino, Italy, 1956

[11] R. Foschini, *Nozioni di aerodinamica e meccanica del volo*, Esculapio, Bologna, Italy, 1980

[12] A. Leich, *GPS Satellite Surveying*, John Wiley & Sons, New York, USA, 1990

[13] F. Crosilla, L. Mussio, *Il sistema di posizionamento globale satellitare GPS*, CISM, Udine, Italy, 1991

[14] T. Logsdon, *Understanding the Navstar: GPS, GIS, and IVHS*, 2nd ed., Van Nostrand Reinhold, New York, USA, 1995

[15] S. Focardi, I. Massa, U. Uguzzoni *Fisica generale: meccanica e termodinamica*, Ambrosiana, Milano, Italy, 1999

[16] R. Noyes, *Fuel cells for public utility and industrial power*, Noyes Data Corporation, Park Ridge, New Jersey, USA, 1977

[17] W. Mitchell jr., *Fuel Cells*, Accademic Press, New York, USA, 1963

[18] C. Hu, R. M. White *Solar Cells from basic to advanced systems*, McGraw Hill, New York, USA, 1983

[19] M. Sittig, *Solar cells for photovoltaic generation of elettricity: materials, devices and application*, Noyes Data Corporation, Park Ridge, New Jersey, USA, 1979

[20] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*, Prentice Hall International Editions, New Jersey, USA, 1996

[21] W. C. Jakes jr., *Microwave mobile communications*, John Wiley & Sons, North Andover, Massachusetts, USA, 1974

[22] L. J. Cimini jr., *Analysis and simulation of digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 33, No. 7, July, 1985

[23] M. Alard, R. Lassalle, *Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers*, EBU Review, Tech. No. 224, August, 1987

[24] L. Lo Presti, F. Neri, *L'analisi dei segnali*, 2nd ed., C.L.U.T., Torino, Italy, 1992

[25] S. Benedetto, E. Biglieri, *Trasmission with wireless applications*, Plenum, 1998

[26] A. Baciotti, F. Ricci, *Analisi matematica volume I*, Liguori editore, Napoli, Italia, Ottobre, 1994

[27] J. G. Proakis, M. Salehi, *Communication systems engineering*, Prentice Hall International Editions, New Jersey, USA, 1994

[28] J. Saltz, S. B. Weinstein, *Fourier transform communication system*, presented at the Ass. Comput. Machinary Conference Computers and Communication, Pine Mountains, October, 1969

[29] S. Benedetto, E. Biglieri, V. Castellani, *Digital transmission theory*, Prentice Hall International Editions, Englewood Cliffs, New Jersey, USA, 1987

[30] F. Fagnola, G. Pistone, *Primo semestre di probabilità* , C.L.U.T., Torino, Italy, 1996

[31] P. A. Laurent, *Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulse (AMP)*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-34, No. 2, February, 1986

[32] K. Kuchi, V. K. Prabhu, *Power spectral density of GMSK modulation using matrix methods*, IEEE Military Communications Conference Proceedings, Vol. 1, 1999

[33] K. Kuchi, V. K. Prabhu, *Spectral occupancy and error rate considerations of coherent GMSK*, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Vol. 3, 1999

[34] A. Linz, A. Hendrickson, *Efficient implementation of an I-Q GMSK modulator*, IEEE Transactions on Circuit and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 43, Issue 1, January, 1999

[35] K. Murota, K. Hirade, *GMSK modulation for digital mobile radio telephony*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-29, No. 7, July, 1981

[36] *TOPSIM IV: user manual*, Politecnico di Torino, Torino, Italy, 1993

[37] L. Lo Presti, M. Mondin, *Design of optimal FIR raised cosine filter*,

Electronics Letters, Vol. 25, No. 7, March, 1989

[38] G. David Forney jr., *Concatenated codes*, M.I.T. Press, Cambridge, Massachusetts, USA, 1966

[39] W. W. Peterson, *Error correcting codes*, M.I.T. Press and John Wiley & Sons, New York, USA, 1961

[40] S. B. Wicker, V. K. Bhargava, *Reed-Solomon codes and their application*, IEEE Press, New York, USA, 1994

[41] R. E. Blahut, *Theory and practice of error control codes*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, USA, 1983

[42] G. C. Clark jr., J. B. Cain, *Error-correction coding for digital communications*, Plenum, New York, USA, 1981

[43] A. Dholakia, *Introduction to convolutional codes with applications*, Kluwer Accademic Publishers, Norwell, Massachusetts, USA, 1994

[44] J. D. Spragins, J. L. Hammond, K. Pawlikowski *Telecomunications protocols and design*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, USA, 1991

[45] K. Sigmon, *Matlab: primer*, 4th ed., CRC Press, Boca Raton, Florida, USA, 1994

[46] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, New York, USA, 1997

[47] J. D. Kraus, *Antennas*, McGraw Hill, New York, USA, 1950

[48] W. L. Stutzman, G. A. Thiele *Antenna theory and design*, John Wiley & Sons, New York, USA, 1981

[49] G. Vecchi, *Appunti sull'irradiazione e le antenne*, C.L.U.T., Torino, Italy, 1998

[50] G. Monti Guarnieri, *Nozioni sui ponti radio*, IV ed., Tamburini editore, Milano, Italia, 1971

[51] L. J. Ippolito jr., *Radiowave propagation in satellite communication*, Van Nostrand Reinhold Company, New York, USA, 1986