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

Contributi dei candidati I

Ringraziamenti III

1 Introduzione **1**

2 Schema proposto dal CCSDS per il telecomando e la telemetria **7**

2.1 Introduzione . . . 7
2.2 Telecomando . . . 8
2.3 Telecomando: flusso dati al trasmettitore . . . 11
2.3.1 Application Process Layer . . . 11
2.3.2 System Management Layer . . . 11
2.3.3 Packetization Layer . . . 12
2.3.4 Segmentation Layer . . . 14
2.3.5 Transfer Layer . . . 15
2.3.6 Coding Layer . . . 21
2.3.7 Physical Layer . . . 25
2.4 Telecomando: flusso dati al ricevitore . . . 26
2.4.1 Physical Layer . . . 27
2.4.2 Coding Layer . . . 27
2.4.3 Transfer Layer . . . 28
2.4.4 Segmentation Layer . . . 32
2.4.5 Packetization Layer . . . 32
2.4.6 System Management Layer . . . 33
2.4.7 Application Process Layer . . . 33

2.5 Telemetria 33
2.5.1 Layer D: Space Transfer Layer 35
2.5.2 Layer C: Virtual Channel Access Layer 40
2.5.3 Layer B: Channel Access Layer 45
2.5.4 Layer A: Physical Access Layer 46
2.6 Riepilogo dello standard CCSDS 53
2.6.1 Telecomando secondo il CCSDS 53
2.6.2 Telemetria secondo il CCSDS 56
2.6.3 Applicabilità dello schema CCSDS ad Heliplat 57

3 Analisi del flusso dati in up-link e down-link 61
3.1 Introduzione 61
3.2 Dati aeronautici 63
3.2.1 Parametri relativi agli assi corpo 64
3.2.2 Parametri relativi alla posizione 66
3.2.3 Parametri relativi alla pressione 69
3.2.4 Parametri relativi alla velocità 70
3.2.5 Bit rate relativo al flusso dati aeronautico 71
3.3 Dati energetici 72
3.3.1 Principio di funzionamento delle celle a combustibile . 73
3.3.2 Parametri del sistema energetico 75
3.3.3 Bit rate relativo al flusso dati energetico 78
3.4 Dati elettrici 79
3.4.1 Principio di funzionamento delle celle solari 79
3.4.2 Parametri del sistema elettrico 81
3.4.3 Bit rate relativo al flusso dati elettrico 82
3.5 Flusso dati complessivo in down-link 83
3.6 Flusso dati complessivo in up-link 84

4 Il canale di propagazione 87
4.1 Introduzione 87
4.2 L'effetto dei multipath nel tempo 89
4.2.1 Risposta all'impulso del canale affetto da multipath . 90
4.3 L'effetto dei multipath in frequenza 93

4.3.1 L'effetto Doppler 93
4.3.2 L'effetto Doppler in presenza di multipath 95
4.4 Parametri caratteristici del canale mobile soggetto a multipath 97
4.4.1 Parametri relativi alle caratteristiche del canale 97
4.4.2 Effetti del canale sul segnale trasmesso 99
4.5 Modellizzazione del canale di propagazione 100
4.5.1 Modello generale del canale 101
4.5.2 Modello del canale simulato 104

5 Schemi di modulazione analizzati 108

5.1 Introduzione 108
5.2 La modulazione OFDM 109
5.2.1 Il segnale 109
5.2.2 Ortogonalità delle portanti 111
5.2.3 Spettro del segnale 113
5.2.4 Efficienza spettrale 114
5.2.5 Energia e potenza 115
5.2.6 Intervallo di guardia 116
5.2.7 Modulatore e demodulatore 119
5.2.8 Prestazioni su canale AWGN 120
5.3 Le modulazioni DQPSK e $\pi/4$ DQPSK 122
5.3.1 Il segnale 124
5.3.2 Spettro del segnale 125
5.3.3 Efficienza spettrale 126
5.3.4 Energia e potenza 127
5.3.5 Modulatore e demodulatore DQPSK 129
5.3.6 Modulatore e demodulatore $\pi/4$ DQPSK 131
5.3.7 Prestazioni su canale AWGN 134
5.4 La modulazione GMSK 135
5.4.1 Il segnale 136
5.4.2 Filtro gaussiano e spettro del segnale 139
5.4.3 Efficienza spettrale 141
5.4.4 Modulatore e demodulatore 143
5.4.5 Prestazioni su canale AWGN 146

6 Simulazioni per la scelta della modulazione 148

6.1 Introduzione 148
6.2 La modulazione OFDM 150
6.3 La modulazione DOFDM 152
6.3.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione 153
6.4 La modulazione DQPSK 155
6.4.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione 158
6.5 La modulazione $\pi/4$ DQPSK 160
6.5.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione 160
6.6 La modulazione GMSK 161
6.6.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione 163
6.7 Confronti tra le modulazioni 164
6.7.1 Confronto tra la DOFDM e la DQPSK 164
6.7.2 Confronto tra la DQPSK e la $\pi/4$ DQPSK 166
6.7.3 Confronto tra la DQPSK e la GMSK 167
6.7.4 Considerazioni conclusive 168

7 Tecniche di codifica analizzate 170

7.1 Introduzione 170
7.2 Generalità sui codici di canale 171
7.2.1 Cenni sui codici a blocco 173
7.2.2 Un sottoinsieme di codici a blocco: i codici ciclici . . . 176
7.2.3 I codici concatenati 178
7.3 Codici esaminati 180
7.3.1 I codici BCH 181
7.3.2 I codici di Reed-Solomon 182
7.3.3 I codici convoluzionali 184
7.4 La tecnica ARQ 189
7.4.1 Stop-and-Wait 190
7.4.2 Go-Back-N 191
7.4.3 Selective-Repeat 192
7.4.4 Prestazioni della tecnica ARQ 193

8 Simulazioni delle tecniche di codifica 197

8.1 Introduzione 197
8.2 Confronto delle prestazioni con DQPSK a differenti bit rate . 198
8.3 Applicazione della codifica nella tratta in up-link 200
8.3.1 Simulazioni a basso bit rate 202
8.3.2 Simulazioni ad alto bit rate 205
8.4 Applicazione della codifica nella tratta in down-link 206
8.4.1 Simulazione del codice convoluzionale 209
8.4.2 Prestazioni del codice di Reed-Solomon 214
8.5 Utilizzo del protocollo ARQ 216
8.5.1 Prestazioni del protocollo ARQ 218
8.5.2 Trattazione teorica dei ritardi 221
8.5.3 Valutazione dei ritardi 226
8.6 Analisi della correlazione tra i bit 232
8.6.1 Analisi dei Gap nella tratta in up-link 234
8.6.2 Analisi dei Gap nella tratta in down-link 239
8.7 Considerazioni Conclusive 241

9 Il sistema di antenne: progetto preliminare 244

9.1 Introduzione 244
9.2 Generalità sulle antenne 244
9.2.1 Parametri caratteristici delle antenne 245
9.3 Studio del sistema di antenne di terra 251
9.3.1 Schiera lineare ad ampiezze unifomi 254
9.3.2 Schiera lineare non uniforme ottenuta per mezzo di sintesi FTM 265
9.3.3 Schiera lineare non uniforme con distribuzione d'ampiezza a coseno 269
9.3.4 Schiera lineare non uniforme con distribuzione d'ampiezza a coseno quadrato 273
9.4 Considerazioni conclusive sulle antenne di terra 276
9.5 Scansione elettronica delle fasi per l'antenna di terra 278
9.6 Studio del sistema di antenne di bordo 281
9.6.1 Soluzione con più antenne a elica 282

9.6.2 Antenna a dipoli incrociati 291
9.7 Considerazioni conclusive sulle antenne di bordo 298

10 Analisi del Link-Budget 301
10.1 Introduzione 301
10.2 Trattazione teorica sul link-budget 302
10.2.1 Attenuazione di spazio libero 303
10.2.2 Extra-attenuazione media del mezzo trasmissivo 304
10.2.3 Potenza di rumore 306
10.2.4 Perdite da polarizzazione 309
10.2.5 Perdite realizzative 310
10.3 Link-budget relativo alla tratta in up-link 310
10.3.1 Collegamento a 32 kbit/s 311
10.3.2 Collegamento a 100 kbit/s 314
10.4 Link-budget relativo alla tratta in down-link 315
10.5 Considerazioni conclusive 317

11 Conclusioni 319

Bibliografia 323

Capitolo 4

Il canale di propagazione

4.1 Introduzione

Il progetto di un sistema di telecomunicazioni necessita, innanzitutto, di una buona caratterizzazione del canale propagativo utilizzato per la trasmissione dell'informazione. Questo aspetto assume notevole importanza nel caso del telecomando e della telemetria di *Heliplat*, in quanto il flusso di dati scambiato non è relativo ad un servizio d'utente, bensì al corretto funzionamento del velivolo; ne risulta che la presenza di errori potrebbe far perdere il controllo all'aereo con conseguente pericolo, nel caso precipitasse, per l'incolumità delle persone presenti nell'area interessata. La trasmissione di segnali su canali radio è soggetta a diversi fenomeni ostili; alcuni di essi sono sempre presenti, come l'attenuazione di tratta, il rumore termico o i fenomeni fisici connessi con gli elementi costitutivi dell'atmosfera (assorbimento e rifrazione), mentre altri intervengono a seconda dell'ambiente in cui i segnali sono immersi (diffrazione e riflessione). Questi ultimi, con particolare riferimento alle riflessioni, generano delle repliche del segnale trasmesso che danno origine al fenomeno del *fading*.

Il fading è usato per descrivere la rapida fluttuazione dell'ampiezza di un segnale radio su di un breve periodo di tempo o di distanza da percorrere; in realtà esso dovrebbe essere indicato come fading in piccola scala (*small-scale fading*), per distinguerlo dall'attenuazione dovuta alla semplice propagazione del segnale (*large-scale variations*). Il fading è causato dall'interferenza tra due o più versioni del segnale trasmesso che arrivano al ricevitore ad istanti di tempo leggermente differenti. Tutte queste forme d'onda si ricombinano all'antenna ricevente dando origine ad un segnale denominato *multipath*, il quale può variare anche notevolmente in ampiezza e fase in relazione alla distribuzione dei ritardi di propagazione con cui giungono le varie forme d'onda e alla banda del segnale trasmesso.

Il fading è influenzato da molti fattori fisici del canale di propagazione. Uno di essi è costituito dalla presenza di riflessioni e dispersioni all'interno del canale che comporta un continuo cambiamento dell'ambiente di propagazione. Queste componenti arrivano all'antenna ricevente in tempi differenti e con diverse orientazioni spaziali, il che comporta una dissipazione dell'energia del segnale in ampiezza, fase e nel tempo. Le ampiezze delle varie componenti del multipath e le fasi casuali generano delle fluttuazioni nell'intensità del segnale che si traducono in fading e/o distorsioni.

Inoltre, è importante esaminare anche l'eventuale moto relativo tra il ricevitore e la stazione trasmittente che provoca un'apparente traslazione di frequenza per ogni componente del multipath. Questo fenomeno, relativo alla frequenza del segnale ricevuto, è chiamato *shift Doppler* ed è direttamente proporzionale alla velocità ed al moto relativo, secondo la direzione di arrivo del raggio del multipath; i differenti contributi comportano una traslazione casuale nella frequenza di modulazione. Lo shift Doppler può essere positivo o negativo, a seconda che il moto relativo tra ricevitore e stazione trasmittente sia, rispettivamente, in avvicinamento o in allontanamento.

Altro fattore da tenere in considerazione riguarda la velocità di eventuali oggetti circostanti in movimento, che comporta una variazione temporale dello shift Doppler sulle componenti del multipath. Questo effetto risulta predominante rispetto al fading se il movimento degli oggetti considerati è maggiore rispetto a quella del ricevitore mobile. In caso contrario esso può essere trascurato ed è necessario considerare solo la velocità del mobile.

Di notevole importanza risulta anche la larghezza di banda del segnale trasmesso: se infatti essa è maggiore di quella del canale, detta *banda di coerenza*, allora il segnale ricevuto risulta distorto in frequenza; questi aspetti saranno analizzati nel § 4.4.1.

4.2 L'effetto dei multipath nel tempo

La presenza del multipath genera differenti effetti che comportano fading; in particolare può causare una rapida variazione dell'intensità del segnale, una modulazione di frequenza casuale dovuta alla variazione degli shift Doppler sui differenti contributi, nonché una dispersione temporale dovuta ai ritardi di propagazione, producendo quelli che vengono indicati come *echi*.

Se si è ubicati all'interno di un ambiente costruito (si faccia riferimento, come esempio, alla situazione di un velivolo in atterraggio, come mostrato in figura 4.1), il fading può essere dovuto al fatto che l'antenna ricevente è installata in una posizione tale da non poter ricevere il raggio diretto inviato dalla stazione trasmittente. A volte, invece, può capitare che, sebbene

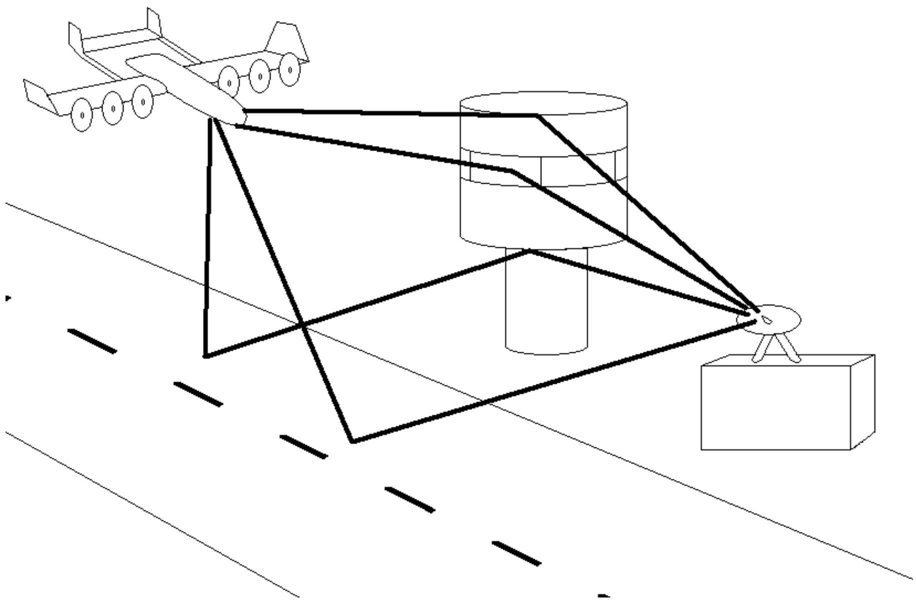

Figura 4.1. Esemplificazione del canale a cammini multipli in ambiente costruito

il raggio diretto sia presente, il fading si verifichi ugualmente a causa delle riflessioni del segnale trasmesso sul terreno o sulle costruzioni circostanti. In entrambi i casi si ha che le varie forme d'onda ricevute giungono da direzioni e con fasi differenti; ne risulta che il segnale complessivo è distorto in ampiezza. Le varie componenti in arrivo all'antenna ricevente vanno a sommarsi vettorialmente con conseguente comportamento *costruttivo*, nel caso in cui la somma avvenga in fase, o *distruttivo*, nel caso opposto. Quindi, anche se si analizzasse una situazione statica, cioè si considerasse un ricevitore fermo, si avrebbe un campo elettromagnetico non stazionario per lo spazio. Ciò comporta che, per locazioni anche molto vicine tra loro, il campo elettromagnetico possa subire attenuazioni molto consistenti. Quando il ricevitore è fisso, il segnale ricevuto potrebbe essere attenuato anche per il movimento degli oggetti presenti nel canale radio. Se poi il ricevitore è mobile, la variazione spaziale statica diventa una variazione nel tempo, cioè essendo il campo elettromagnetico nello spazio circostante il trasmettitore variabile, un ricevitore che si muove in esso avverte la variazione spaziale come una variazione nel tempo della risposta del canale. Ne risulta che un ricevitore in movimento ad alta velocità può passare attraverso diverse attenuazioni in periodi di tempo anche molto piccoli; infatti, a parità di campo statico, la velocità di risposta del canale dipende dalla velocità con cui il ricevitore si muove. Inoltre si deve considerare che le variazioni di fase del segnale ricevuto dipendono dalla frequenza della portante utilizzata e quindi, lavorando sui GHz, le variazioni di fase risultano elevate anche per piccoli spostamenti, essendo la lunghezza d'onda (λ) dell'ordine dei centimetri. Risulta lecito aspettarsi, quindi, delle situazioni più critiche in cui un ricevitore possa sostare in una zona in cui l'attenuazione del segnale sia praticamente totale. Quanto fin qui esposto evidenzia come possa essere molto difficoltoso riuscire a mantenere una buona comunicazione in presenza di cammini multipli.

4.2.1 Risposta all'impulso del canale affetto da multipath

Lo studio della risposta all'impulso caratterizza il canale e quindi consente di analizzare e simulare qualsiasi tipo di trasmissione radio, permettendo di confrontare le prestazioni di diversi sistemi di comunicazione.

Il canale radio mobile può essere modellizzato come un filtro lineare con risposta all'impulso tempo variante (si veda [20], pp. 143-147), dove la variazione nel tempo è dovuta al movimento spaziale del ricevitore, come analizzato nel § 4.2. Il comportamento come filtro è causato dalla somma dei vari contributi del multipath e dai differenti ritardi con cui giungono le forme d'onda al ricevitore. La presenza della dispersione nel tempo genera fading in frequenza, il quale produce l'effetto filtrante; questi concetti verranno trattati nel § 4.4.

Se in un ambiente costruito, tipo quello di figura 4.1, si irradia un impulso $u(t)$ "stretto" nel tempo, si ottiene la situazione mostrata in figura 4.2, nella quale si nota che i ritardi τ e le attenuazioni dipendono dal tempo. Se il

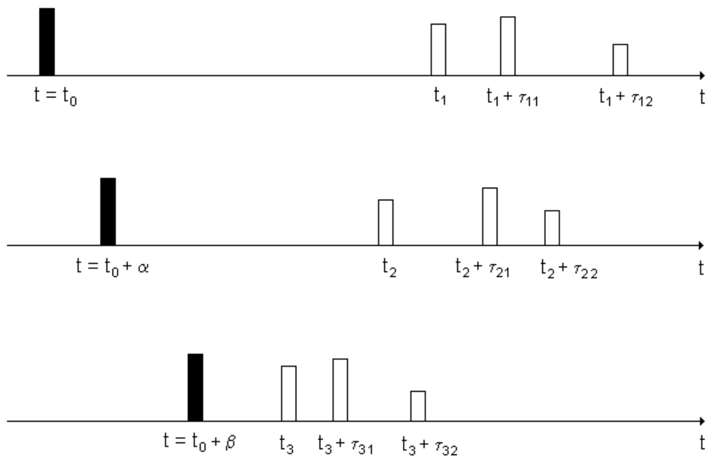

Figura 4.2. Esempio del modello tempo variante in un canale radio affetto da multipath

canale fosse tempo invariante, ritardare la trasmissione di un tempo pari ad α comporterebbe avere la ricezione dei tre impulsi considerati traslati temporalmente di α; nel caso considerato, invece, il ritardo dipende dal tempo τ e dall'istante t in cui si applica l'impulso trasmesso, il che implica avere un sistema tempo variante. La risposta all'impulso è, quindi, del tipo $h(t,\tau)$, anziché $h(\tau)$. Matematicamente il segnale trasmesso, espresso come la parte reale del segnale analitico (a sua volta legato all'inviluppo complesso), vale:

$$x(t) = \Re[u(t)e^{j2\pi f_0 t}] \tag{4.1}$$

mentre quello ricevuto è dato da:

$$y(t) = \Re[r(t)e^{j2\pi f_0 t}] \tag{4.2}$$

Il segnale ricevuto in un canale affetto da multipath consiste in una serie di repliche del segnale trasmesso, ma attenuate, ritardate temporalmente e ruotate di fase, per cui, tenendo conto di N cammini multipli, l'inviluppo complesso del segnale ricevuto può essere espresso come:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t,\tau) e^{j[2\pi f_0 \tau_i(t) + \varphi_i(t,\tau)]} u[\tau - \tau_i(t)] \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t,\tau) e^{j\phi_i(t,\tau)} u[\tau - \tau_i(t)] \end{aligned} \tag{4.3}$$

dove $\alpha_i(t,\tau)$ e $\tau_i(t)$ indicano, rispettivamente, l'ampiezza e il ritardo di propagazione dell'i-esima componente del multipath al tempo t. Il termine $\phi_i(t,\tau)$, invece, rappresenta la rotazione di fase dovuta alla propagazione in spazio libero dell'i-esima componente (termine $2\pi f_0 \tau_i(t)$) più una rotazione di fase aggiuntiva introdotta dal canale (termine $\varphi_i(t,\tau)$) e rappresenta la fase dell'i-esimo cammino. Per alcuni ritardi τ_i e tempi t, però, non è detto che vi sia una componente dovuta al multipath, il che comporta avere degli $\alpha_i(t,\tau)$ nulli. Se ora si fa tendere il generico impulso $u(t)$ ad una *delta di Dirac* $\delta(t)$, si ottiene la risposta all'impulso del canale al tempo t:

$$h(t,\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t,\tau) e^{j\phi_i(t,\tau)} \delta[\tau - \tau_i(t)] \tag{4.4}$$

La breve trattazione matematica mostra esplicitamente che i cammini multipli producono diverse repliche del segnale trasmesso, il cui numero dipende dall'ambiente nel quale la trasmissione è immersa; inoltre ciascuna replica è caratterizzata da un'attenuazione e da una fase propria. Facendo riferimento al termine $f_0\tau_i(t)$ dell'equazione (4.3), si può affermare che, siccome il valore della frequenza f_0 è elevato (ordine dei gigahertz), una piccola variazione del ritardo di propagazione $\tau_i(t)$ provoca rotazioni di fase molto grandi, le quali danno luogo, nella somma vettoriale dei vari contributi, a interferenza che può passare da costruttiva a distruttiva nello spazio di una lunghezza d'onda (ordine dei centimetri).

4.3 L'effetto dei multipath in frequenza

L'insieme delle repliche del segnale che giungono al ricevitore in un ambiente costruito, possono introdurre fenomeni anche in frequenza oltre che nel tempo. Questo accade, come già accennato nel § 4.1, quando vi è un moto relativo tra trasmettitore e ricevitore; in questo caso ciascuna componente del segnale ricevuto subisce una traslazione di frequenza. Prima di analizzare l'effetto dello shift Doppler complessivo dovuto ai vari cammini, è utile ricordare brevemente come nasce questo fenomeno.

4.3.1 L'effetto Doppler

Consideriamo un ricevitore in movimento ad una velocità costante v che percorre un tratto di lunghezza pari a d, spostandosi dal punto A al punto B. La situazione è rappresentata in figura 4.3, dove con T si è indicato il trasmettitore remoto, supposto fermo. La differenza di cammino tra il trasmettitore e il punto A, rispetto a quella tra lo stesso e il punto B, alla quale il segnale è sottoposto, dipende dall'angolo θ secondo la relazione[1]:

$$\Delta l = d \cos\theta \tag{4.5}$$

Indicando con Δt l'intervallo di tempo impiegato dal ricevitore per spostarsi da A a B, l'equazione (4.5) può essere riscritta come:

$$\Delta l = v \Delta t \cos\theta \tag{4.6}$$

La differenza nella lunghezza del cammino di propagazione comporta una variazione di fase nel segnale ricevuto che, tenendo conto dell'equazione (4.6) può essere espressa come:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos\theta \tag{4.7}$$

dove con λ si è indicata la lunghezza d'onda.

[1] L'angolo θ è considerato lo stesso sia in A che in B; questo è lecito se si considera il trasmettitore T a grande distanza (teoricamente tendente ad infinito).

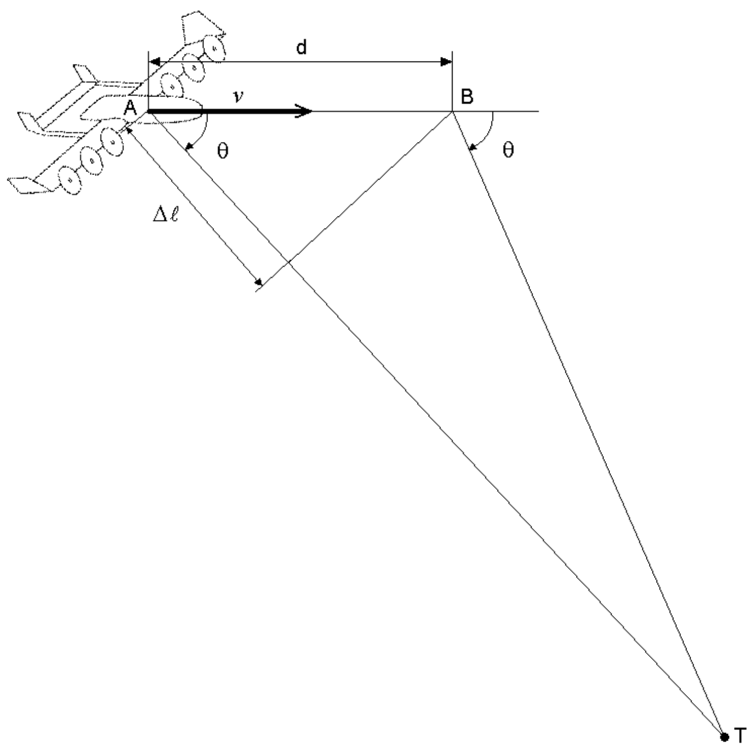

Figura 4.3. Rappresentazione che illustra come nasce l'effetto Doppler

Questi risultati permettono di esprimere l'apparente traslazione di frequenza (effetto Doppler), sulla base della sua relazione con la fase, nel seguente modo:

$$f_D \triangleq \frac{1}{2\pi}\frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda}\cos\theta = \frac{v_r}{c}f_0 \tag{4.8}$$

in cui con v_r si indica la velocità radiale, mentre c rappresenta la velocità della luce ($\lambda = c/f_0$).

L'equazione (4.8) mostra come lo shift Doppler dipenda dalla velocità v del ricevitore e dall'angolo spaziale presente tra la direzione del moto e quella di arrivo del segnale trasmesso; nel caso in cui anche il trasmettitore sia in movimento si considera la velocità relativa. Sempre dall'equazione (4.8) si può affermare che l'effetto Doppler è positivo, cioè la frequenza apparente ricevuta è maggiore, se il ricevitore si avvicina alla sorgente trasmittente ($\theta > 0$) e viceversa. La velocità che conta, quindi, non è quella assoluta, bensì la radiale.

4.3.2 L'effetto Doppler in presenza di multipath

Il risultato ottenuto nel precedente paragrafo per un singolo segnale può essere generalizzato nel caso di canale con multipath. In presenza di cammini multipli, infatti, ciascun contributo viene sottoposto all'effetto Doppler e quindi comporta una traslazione apparente della frequenza ricevuta secondo l'equazione (4.8); in generale l'i-esimo shift Doppler è pari a:

$$f_{D,i}(t) = \frac{v}{c} f_0 \cos\theta_i \tag{4.9}$$

Ciascuna componente, quindi, fornirà una frequenza Doppler differente a seconda dell'angolo θ_i, cioè della velocità radiale relativa lungo la direzione tra il ricevitore e l'i-esimo percorso: tutto avviene come se ci fossero tante sorgenti secondarie. Tenendo conto di questo risultato e ipotizzando un segnale trasmesso $x(t) = A\cos(2\pi f_0 t)$, ciascuna componente contribuirà a formare il segnale ricevuto secondo la quantità:

$$\alpha_i \cos(2\pi f_0 t + \varphi_i(t,\tau) + 2\pi f_{D,i} t) \tag{4.10}$$

Considerando una notevole presenza di cammini multipli, supponendo di lavorare con un'antenna isotropica in ricezione e ipotizzando una velocità costante, la situazione risultante è quella rappresentata nella figura 4.4, in cui si hanno contributi che arrivano omnidirezionalmente nello spazio (*multipath diffuso*). La risposta all'impulso analizzata nel § 4.2.1 subisce quindi una modifica per quanto riguarda la fase e, ricordando le equazioni (4.3) e (4.4),

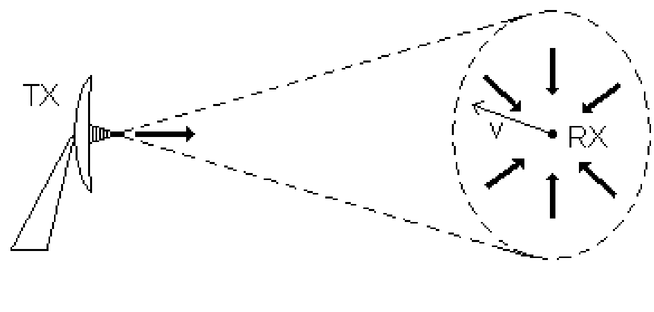

Figura 4.4. Rappresentazione di multipath diffuso

ora assume l'espressione:

$$h(t,\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t,\tau) e^{-j2\pi[(f_0+f_{D,i}(t))\tau_i(t)-f_{D,i}(t)t]+j\varphi_i(t,\tau)} \delta[\tau - \tau_i(t)] \tag{4.11}$$

cioè la fase associata all'i-esimo cammino vale:

$$\phi_i(t,\tau) = 2\pi[(f_0 + f_{D,i}(t))\tau_i(t) - f_{D,i}(t)t] + \varphi_i(t,\tau) \tag{4.12}$$

Rispetto al caso di puro multipath ora, oltre alle veloci fluttuazioni di fase, si ha anche un incremento della larghezza di banda del segnale, a causa delle differenti traslazioni di frequenza di ciascuna componente del multipath. Questo allargamento di frequenza viene quantificato, si veda [21] (pp. 19-31), con uno spettro di potenza del tipo:

$$S(f) = \begin{cases} \frac{P}{\pi\sqrt{f_D^2 - f^2}} & \text{con} \quad f \in (-f_D, + f_D) \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \tag{4.13}$$

dove P rappresenta la potenza media associata al raggio riflesso; tale spettro viene rappresentato in figura 4.5.

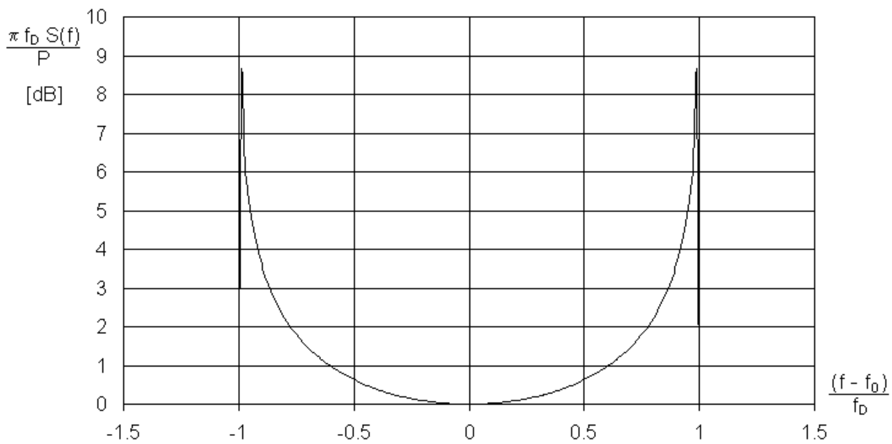

Figura 4.5. Spettro di potenza del segnale con multipath diffuso ed effetto Doppler che provocano l'allargamento di banda

4.4 Parametri caratteristici del canale mobile soggetto a multipath

Per poter confrontare differenti canali con multipath e quindi per sviluppare alcune considerazioni utili per progettare sistemi di comunicazione via radio, è necessario descrivere i parametri caratteristici del canale e gli effetti che essi hanno sul segnale. A seconda dei valori assunti da tali grandezze, infatti, è possibile individuare il tipo di modello che meglio approssima il canale, così da riuscire a simulare nel modo più realistico possibile gli effetti a cui è sottoposto il segnale da trasmettere. I parametri che ora verranno analizzati riguardano il comportamento sia nel dominio del tempo che in quello della frequenza e, come verrà mostrato, essi sono strettamente legati tra loro.

4.4.1 Parametri relativi alle caratteristiche del canale

Il primo parametro che permette di ottenere un'indicazione sul canale è il *delay spread* T_M, che indica la dispersione dei ritardi di propagazione per i vari cammini multipli. Esso può essere valutato come il massimo ritardo di propagazione, cioè il massimo intervallo di tempo che intercorre da quando viene inviato un impulso a quando si finisce di ricevere la potenza ad esso associata. Poiché la potenza si ripartisce all'antenna ricevente tra i vari cammini, è possibile misurare lo spettro di potenza ricevuto in funzione del tempo; ogni picco rilevato rappresenta la potenza del cammino con quel particolare ritardo. Secondo queste considerazioni, il delay spread può essere valutato come il valore efficace normalizzato della distribuzione di potenza dei ritardi.

Direttamente collegato alla dispersione dei ritardi di propagazione vi è il parametro detto *banda di coerenza* del canale $(\Delta f)_c$, che assume la seguente espressione:

$$(\Delta f)_c = \frac{1}{T_M} \tag{4.14}$$

Esso è usato per caratterizzare il canale nel dominio della frequenza e permette di valutare la dipendenza tra i vari effetti subiti dai cammini multipli. Se infatti si considerano due sinusoidi la cui frequenza differisce per meno della quantità $(\Delta f)_c$, allora esse subiscono, sul canale, la stessa attenuazione.

Se però tale differenza supera $(\Delta f)_c$, l'attenuazione subita dalle due sinusoidi sul canale può essere diversa, rendendo quindi indipendenti gli effetti che ciascuna di esse subisce. La banda di coerenza è quindi una misura dell'intervallo di frequenza nel quale il canale lascia passare tutte le componenti spettrali approssimativamente con lo stesso guadagno e fase lineare.

Questi primi due parametri analizzati sono relativi alle caratteristiche statiche dell'ambiente propagativo e sono indipendenti dal tipo di segnale che viene trasmesso; in particolare non tengono conto dell'eventuale movimento relativo tra trasmettitore e ricevitore. La visione dinamica dell'ambiente propagativo può essere ottenuta analizzando altri due parametri.

Il primo di essi è la *dispersione in frequenza* del canale dovuta al Doppler, che viene indicata con f_{D0}. Questo parametro è definito come la massima larghezza spettrale del segnale ricevuto in conseguenza della trasmissione di un segnale sinusoidale, cioè la banda in cui lo spettro Doppler ricevuto è sostanzialmente non nullo. Ricordando la teoria dell'effetto Doppler analizzata nel § 4.3.1, si può scrivere che:

$$f_{D0} = \frac{v}{c} f_0 \tag{4.15}$$

da cui si evince che lo spettro Doppler ha delle componenti nell'intervallo da $(f_0 - f_{D0})$ a $(f_0 + f_{D0})$. Il fatto che f_{D0} dipenda dalla velocità v sottolinea la caratteristica dinamica del parametro che sarebbe nullo nel caso statico.

Il duale nel dominio del tempo della dispersione Doppler è il *tempo di coerenza* del canale che caratterizza la natura tempo variante della dispersione di frequenza del canale. L'espressione del tempo di coerenza $(\Delta t)_c$ è dunque legata a f_{D0} come segue:

$$(\Delta t)_c = \frac{1}{f_{D0}} \tag{4.16}$$

Essendo il duale di f_{D0}, il significato fisico di $(\Delta t)_c$ può essere espresso mediante l'utilizzo di impulsi stretti, anziché con sinusoidi. In particolare si può affermare che se due impulsi stretti sono separati temporalmente di una quantità minore di $(\Delta t)_c$, allora essi subiscono la stessa attenuazione sul canale; in caso contrario l'attenuazione subita può essere diversa e quindi gli effetti sui vari cammini risultano indipendenti.

4.4.2 Effetti del canale sul segnale trasmesso

I parametri analizzati nel paragrafo precedente caratterizzano il comportamento del canale, ma per sapere come essi influiscono sul segnale trasmesso occorre valutare le grandezze con cui quest'ultimo può essere descritto.

Nel dominio della frequenza il segnale trasmesso è caratterizzato dalla sua banda B_s, mentre nel dominio del tempo si considera il periodo di segnalazione T_s, che rappresenta l'intervallo di simbolo (si ha un segnale trasmesso ogni T_s secondi).

Gli effetti sul segnale trasmesso dovuti alla presenza del canale con multipath, possono essere analizzati sia nel dominio del tempo che in quello della frequenza e dipendono da come vengono considerati i contributi dei cammini multipli. Nel caso ci si trovi in presenza di multipath diffuso (si veda quanto esposto nel § 4.3.2), si ha *dispersione in frequenza*, che comporta *fading nel tempo*. Quest'ultimo può essere *piatto* o *selettivo* a seconda dei valori relativi che assumono l'intervallo di simbolo del segnale numerico e il tempo di coerenza. In particolare, se:

$$T_s > (\Delta t)_c \tag{4.17}$$

allora il simbolo trasmesso viene fortemente distorto ed una sua demodulazione coerente fornirebbe grossi errori. Questo è il caso di fading selettivo nel tempo, in quanto l'ampiezza del simbolo varia nel tempo all'interno del suo periodo di segnalazione. Se invece è valida la condizione:

$$T_s < (\Delta t)_c \tag{4.18}$$

allora siamo nel caso di fading piatto nel tempo, in cui l'ampiezza del simbolo può subire un'attenuazione, ma questa risulta costante all'interno dell'intervallo di simbolo del segnale trasmesso.

Altro caso da analizzare è quello in cui ci si trovi in presenza di *multipath discreto*, cioè in un mezzo propagativo dove l'energia ricevuta arriva da diversi cammini propagativi distinti, risultanti dalla diffusione (detta *scattering*) e successiva riflessione del raggio elettromagnetico trasmesso. Questa situazione comporta *dispersione nel tempo* e, quindi, *fading in frequenza*. Come nel caso precedente è possibile individuare due situazioni differenti, questa volta legate alla relazione tra la banda del segnale e la banda di coerenza del canale. Se:

$$B_s > (\Delta f)_c \tag{4.19}$$

allora il segnale presenta differenti attenuazioni al variare della frequenza risultando così distorto e producendo interferenza intersimbolica. Questo è il caso di fading selettivo in frequenza ed è dovuto al fatto che i ritardi hanno tipicamente un profilo esponenziale decrescente, in quanto la maggior parte di essi ha durata limitata, mentre sono pochi quelli elevati. Trasformando con Fourier un simile andamento, si ottiene un comportamento simile a quello di un filtro passa basso di ampiezza pari alla banda di coerenza. Se, quindi, si trasmette un segnale in un canale la cui $(\Delta f)_c$ è più piccola di quella del segnale, allora, poiché il canale si comporta come un filtro passa basso, le frequenze dello spettro del segnale che si trovano al di fuori della banda di coerenza subiranno delle grosse attenuazioni. Analogamente, se:

$$B_s < (\Delta f)_c \tag{4.20}$$

allora il canale non "taglia" nessuna delle frequenze dello spettro del segnale trasmesso e lo sfasamento introdotto risulta trascurabile. Il canale, quindi, si comporta semplicemente come una costante moltiplicativa facendo subire al segnale un'attenuazione lentamente variabile tale da essere considerata costante al variare della frequenza, per un periodo di tempo almeno pari al periodo di simbolo. Questa situazione viene indicata come fading piatto in frequenza.

La trattazione degli effetti che il segnale subisce attraversando un canale possono dunque essere riassunte secondo lo schema mostrato in figura 4.6.

4.5 Modellizzazione del canale di propagazione

La simulazione di un sistema di comunicazione radio necessita di un modello attendibile del canale di propagazione, in modo da considerare tutti gli effetti che possono danneggiare, o comunque attenuare, il segnale d'informazione trasmesso.

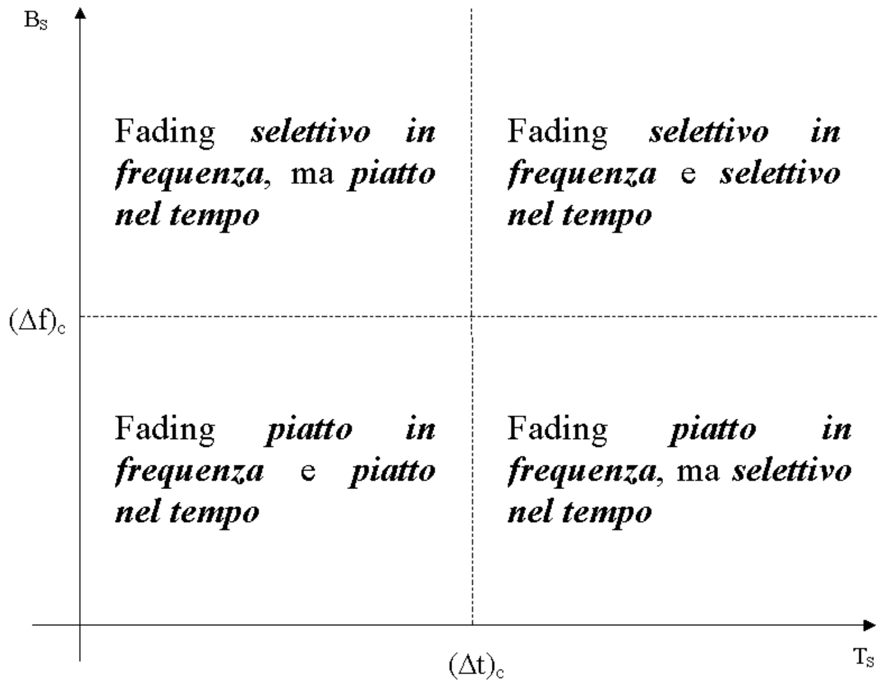

Figura 4.6. Schema riassuntivo riguardante gli effetti del canale sul segnale trasmesso

4.5.1 Modello generale del canale

Per poter realizzare un modello generale, è necessario considerare tutti gli effetti fin qui esposti; innanzitutto occorre realizzare separatamente il raggio diretto e i contributi dovuti al multipath. Il primo può subire, oltre ad un'attenuazione d'ampiezza, anche una pura traslazione in frequenza dovuta all'effetto Doppler. Per quanto riguarda, invece, la trattazione dei raggi dovuti al multipath, la realizzazione diventa più complessa, in quanto i raggi ricevuti sono dovuti a molteplici riflessioni, ognuna delle quali presenterà un ritardo e un'attenuazione che dipendono dal punto in cui tale riflessione si è generata. Un modo per realizzare il modello generale dal punto di vista simulativo, è quello di considerare una serie di "rami" in parallelo, rappresentanti ciascuno un contributo riflesso, i quali vengono poi sommati per ottenere il segnale complessivo.

Ciascun ramo può essere realizzato mediante un blocco ritardatore con in serie un attenuatore; il segnale così ottenuto viene moltiplicato per un processo casuale con modulo distribuito alla Rayleigh e fase uniforme tra 0 e π, realizzato mediante la somma di due processi casuali gaussiani in quadratura (si veda [21], pp. 16-19), come mostrato in figura 4.7. Il blocco

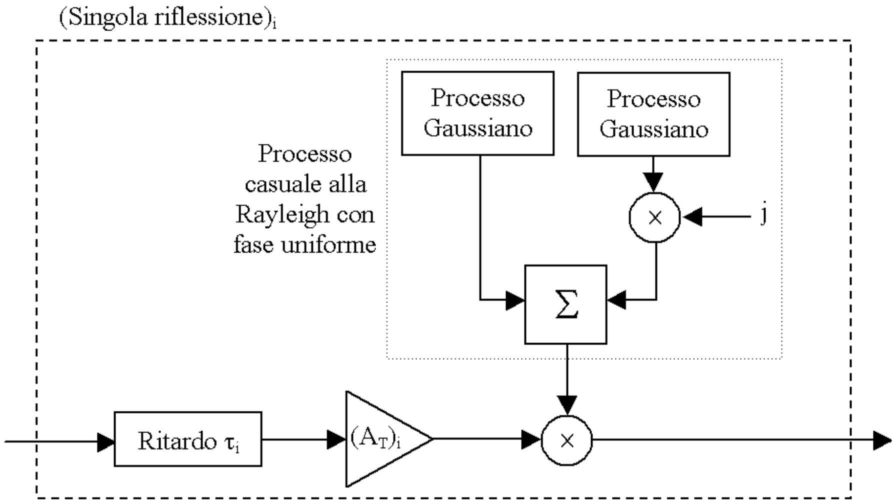

Figura 4.7. Schema simulativo relativo ad una singola riflessione

ritardatore è necessario in quanto i raggi riflessi che giungono al ricevitore presentano un ritardo temporale τ dovuto alla differenza di cammino Δd rispetto al raggio diretto, secondo la relazione:

$$\tau = \frac{\Delta d}{c} \tag{4.21}$$

La scelta del valore appropriato di tale ritardo è molto critica, in quanto si tratta di una variabile casuale la cui distribuzione è funzione dell'ambiente in cui il sistema opera.

Il blocco di attenuazione è necessario poiché un raggio soggetto ad un cammino differente da quello diretto, subisce un diverso affievolimento, il quale può essere espresso mediante due componeneti. Il valore totale è espresso da:

$$A_T|_{dB} = A_{sl}|_{dB} + A_r|_{dB} \tag{4.22}$$

dove A_{sl} rappresenta l'attenuazione di spazio libero relativa al maggior percorso Δd compiuto dal raggio riflesso in questione rispetto a quello diretto, mentre A_r è un fattore di attenuazione aggiuntiva che tiene conto delle perdite di energia dovute alla riflessione e alle differenti attenuazioni del mezzo propagativo attraversato. In ambiente urbano, per esempio, l'attenuazione segue una legge che varia con un esponente più che quadratico con la distanza. Il parametro A_r è una variabile casuale la cui distribuzione non è nota a priori, in quanto dipende dall'ambiente in cui si effettua la comunicazione; A_{sl}, invece, è direttamente proporzionale al quadrato del ritardo τ usato nel blocco ritardatore, cioè:

$$A_{sl} = \left(\frac{4\pi \Delta d}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{4\pi\tau c}{c/f}\right)^2 = (4\pi\tau f)^2 \tag{4.23}$$

In serie al blocco attenuatore vi è, come già accennato, la moltiplicazione per un processo casuale alla Rayleigh, che serve per simulare l'effetto del multipath diffuso (si veda quanto esposto nel § 4.3.2). Il processo alla Rayleigh può essere realizzato generandone uno casuale gaussiano complesso[2] avente densità spettrale di potenza pari a quella indicata nell'equazione (4.13). Per le simulazioni che verranno effettuate si utilizzerà una potenza P unitaria; questa scelta consente di lasciare inalterata la potenza del segnale all'uscita del moltiplicatore rispetto a quella in ingresso. Nelle simulazioni, comunque, la potenza del processo casuale gaussiano complesso è unitaria solo se si osserva il processo per un intervallo di tempo sufficientemente lungo, in modo da poter utilizzare la media temporale come se fosse quella d'insieme (processo ergodico).

Quanto fin qui esposto per un singolo contributo riflesso, viene ripetuto per tutte le N componenti, le quali vengono poi sommate insieme al raggio diretto traslato in frequenza e opportunamente attenuato, come mostrato in figura 4.8. Il raggio diretto viene traslato in frequenza di una quantità pari a f_D, calcolata nell'equazione (4.8), per poter simulare l'effetto Doppler, secondo quanto esposto nel § 4.3.1. Il blocco di attenuazione sul raggio diretto può essere utile quando si voglia effettuare un controllo o inserire delle attenuazioni aggiuntive dovute, per esempio, ad eventuali perdite realizzative.

Successivamente alla somma del raggio diretto e delle varie riflessioni, occorre ancora simulare l'effetto del rumore che si riscontra in ricezione, il

[2]Si ricorda che se x e y sono variabili casuali gaussiane, allora $z = \sqrt{x^2+y^2}$ è una variabile casuale distribuita alla Rayleigh

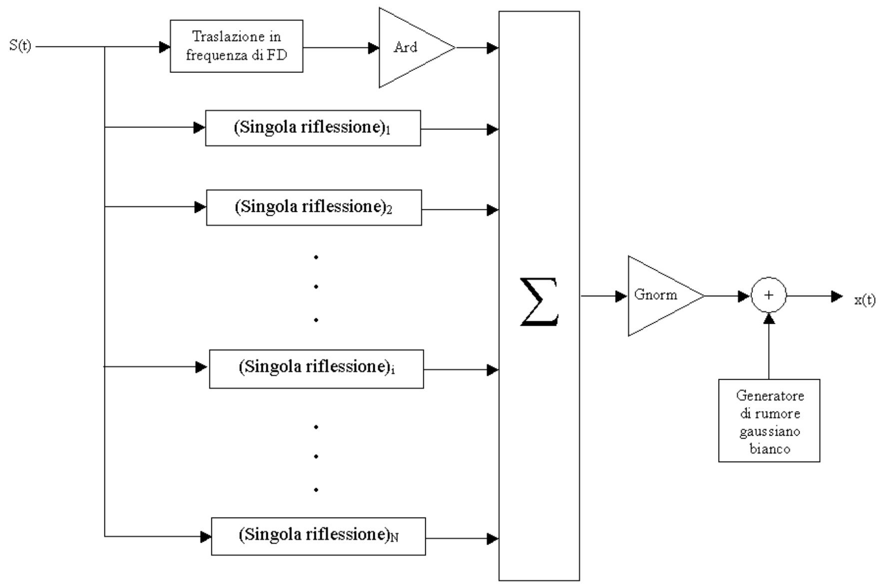

Figura 4.8. Schema simulativo relativo al modello generale del canale.

quale viene modellizzato come un rumore AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Il blocco utilizzato in simulazione consente di ottenere delle potenze di rumore prestabilite a patto, però, che in ingresso si abbia sempre la stessa potenza utilizzata per il calcolo dei relativi parametri. Per garantire questa condizione è bene inserire un opportuno blocco di guadagno (indicato, in figura 4.8, con G_{norm}) all'uscita del sommatore.

4.5.2 Modello del canale simulato

Da un'attenta analisi del sistema radio di telecomando e telemetria di Heliplat, si è potuto dedurre che il canale da simulare risulta semplificato rispetto a quello generale analizzato nel paragrafo precedente. A questa conclusione si è giunti per via simulativa, introducendo man mano delle singole riflessioni in parallelo al raggio diretto. La prima di queste è stata inserita con un ritardo nullo, per poter simulare l'effetto del multipath diffuso sul raggio diretto presente attorno al trasmettitore o al ricevitore; in questa situazione, infatti, non sono presenti le riflessioni caratterizzate da differenze di cammino rispetto al raggio diretto. Successivamente si è complicato il modello inserendo anche dei rami rappresentanti delle riflessioni effettive, cioè con ritardi diversi da zero; questa situazione ha evidenziato che, anche per il più piccolo ritardo che sia possibile introdurre nelle simulazioni, la componente ricevuta giunge al ricevitore con un'attenuazione tale da renderla trascurabile rispetto al raggio diretto. Questo è dovuto al fatto che un ritardo di tempo apprezzabile implica una differenza di cammino sufficiente ad introdurre un'elevata attenuazione di spazio libero. Inoltre, se venissero introdotti dei ritardi inferiori al limite simulativo, questi non causerebbero del fading selettivo in frequenza, in quanto la banda di coerenza risulterebbe molto elevata; la validità di questa affermazione è basata sull'equazione (4.14) e su quanto esposto nel § 4.4.2.

Alla luce di queste considerazioni si è quindi realizzato il modello simulativo di canale mostrato in figura 4.9. Il ramo principale presenta come

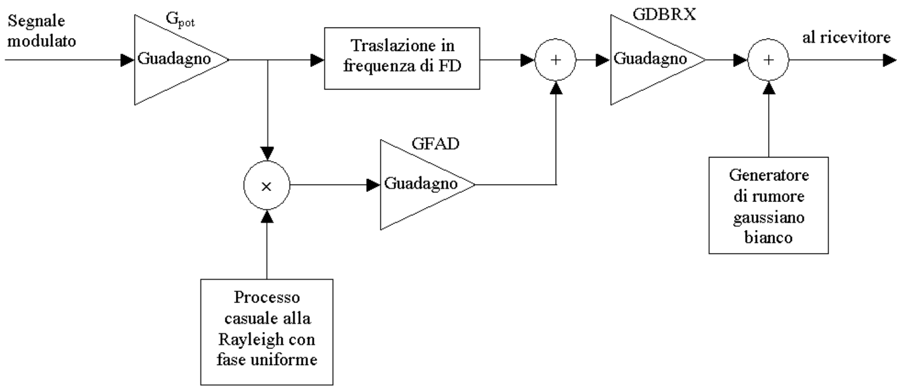

Figura 4.9. Schema simulativo relativo all'effettivo canale radio per il telecomando e la telemetria di Heliplat

primo elemento un blocco di guadagno (indicato con G_{pot}), necessario a normalizzare le potenze in uscita da un qualsiasi schema di modulazione; questo permette di poter confrontare diversi schemi simulativi a parità di potenza trasmessa. Eseguita questa normalizzazione vengono realizzati il raggio diretto e quello relativo al multipath diffuso. Il primo è realizzato mediante un blocco di traslazione della frequenza per simulare l'effetto Doppler, mentre non vengono considerate, in relazione allo schema generale di figura 4.8, le perdite realizzative, in quanto di esse si terrrà conto nel calcolo del link-budget (si veda § 10.2.5).

Il multipath diffuso relativo al raggio diretto è realizzato mediante la moltiplicazione del segnale per un processo casuale con modulo distribuito alla Rayleigh e fase uniforme, come visto nel § 4.5.1 e nella figura 4.7, e l'uscita così ottenuta viene attenuata o amplificata da un blocco di guadagno il cui valore, indicato con $GFAD$, può essere opportunamente variato. Il parametro GFAD, infatti, serve a quantificare la potenza del multipath diffuso (P_{md}) rispetto a quella del raggio diretto (P_{rd}), cioè:

$$GFAD = \frac{P_{md}}{P_{rd}} \tag{4.24}$$

Essendo un rapporto di potenza, questo parametro è usualmente espresso in decibel, per cui:

$$GFAD|_{dB} = P_{md}|_{dB} - P_{rd}|_{dB} \tag{4.25}$$

Nel seguito si ometterà l'indicazione, ma GFAD sarà considerato espresso in decibel.

I due rami così ottenuti vengono sommati: questa operazione introduce un nuovo problema di normalizzazione delle potenze. Infatti, facendo variare il parametro GFAD all'interno di una simulazione, la potenza in uscita dalla sommatoria non può restare costante. Si è allora cercata una legge che correlasse quest'ultima con la variabile GFAD per consentire una normalizzazione e, mediante un blocco di guadagno, la si è realizzata; in particolare si ha che:

$$GDBRX|_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{1 + 10^{GFAD/10}} \right) \tag{4.26}$$

dove GDBRX è il guadagno da impostare al blocco. Da tale equazione si può vedere che la potenza all'uscita del sommatore è pari alla somma delle potenze dei due rami; questo risultato è ragionevole in quanto l'introduzione del processo casuale alla Rayleigh ha reso scorrelati i relativi segnali.

Anche in questo modello, come in quello generale analizzato in precedenza, l'ultimo stadio è costituito dall'inserzione del rumore AWGN.

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