



UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE
FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica

Formati di modulazione M-FSK per applicazioni spaziali

M-FSK modulation formats for space applications

Relatore:

Prof. Franco Chiaraluce

Correlatori:

Prof. Marco Baldi

Ing. Massimo Battaglioni

Tesi di Laurea di:

Francesco Clini

Anno Accademico 2020/2021

SOMMARIO

Pag. 4 - INTRODUZIONE

Pag. 6 - TELEMETRIA E TELECOMANDI

Pag. 8 - FASI CRITICHE DELLA EDL

Pag. 9 - COMUNICAZIONI DURANTE LA EDL

Pag. 15 - MODULAZIONE FSK: DEFINIZIONE

Pag. 18 - MODULAZIONE FSK: SPETTRO E BANDA OCCUPATA

Pag. 20 - MODULAZIONE FSK: DEMODULAZIONE COERENTE

Pag. 24 - MODULAZIONE FSK: ESTENSIONE PER $M > 2$

Pag. 25 - MODULAZIONE FSK: VARIANTI

Pag. 27 - MODULAZIONE FSK SPECIALE: SEGNALE TRASMESSO

Pag. 29 - RAPPRESENTAZIONE CON MATLAB DEL SEGNALE TRASMESSO

Pag. 36 - MODULAZIONE FSK SPECIALE: SEGNALE RICEVUTO

Pag. 38 - RILEVAMENTO DEL SEGNALE RICEVUTO

Pag. 40 - CONCLUSIONI

Pag. 41 - RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

INTRODUZIONE

Obiettivo di questo lavoro di tesi è lo studio delle tecniche di modulazione utilizzate nelle comunicazioni verso Terra durante le fasi più critiche delle missioni spaziali di esplorazione di altri pianeti o corpi celesti.

Le fasi più critiche per le comunicazioni dalla navicella spaziale fino a Terra, durante le missioni spaziali, sono l'ingresso nell'orbita, la discesa e l'atterraggio (EDL = Entry Descent Landing), per esempio sul suolo marziano.

Quando la navicella (MER = Mars Exploration Rover) entra nell'atmosfera marziana ha rallentato drasticamente, l'estrema accelerazione e gli strattoni causano dinamiche di Doppler, nella banda di 8.4 GHz (X-band), del segnale ricevuto sulla Terra. Dopo che la navicella rallenta sufficientemente, viene aperto il paracadute, che causa un gradino nel grafico della decelerazione al variare del tempo e, in seguito all'apertura del paracadute, la navicella scende fino alla superficie marziana appesa al paracadute e attaccata a una briglia.

Il movimento oscillatorio della navicella che scende tramite il paracadute impartisce importanti dinamiche di Doppler sul segnale e causa una notevole variazione della potenza del segnale ricevuto dovuta alla modifica degli angoli di puntamento della antenna.

Durante tutto questo periodo la navicella trasmette informazioni importanti riguardo lo stato e l'integrità della stessa che si rivelano specialmente significative se l'atterraggio non avviene con successo. Anche usando le grandi antenne Deep Space Network, la debolezza del segnale e le elevate dinamiche rendono impossibile avere comunicazioni affidabili a fase coerente; quindi, viene utilizzata una forma particolare di modulazione di frequenza (FSK = Frequency Shift Keying).

Due missioni su Marte sono state lanciate dalla NASA a maggio e a giugno del 2003. I due MER, MER A e MER B, sono entrati nell'atmosfera marziana direttamente, senza prima stazionare nell'orbita marziana, e sono arrivati sulla superficie marziana rispettivamente a gennaio e febbraio del 2004, analogamente al Mars Pathfinder che era ammartato nel 1996.

Durante le fasi della EDL è importante mantenere le comunicazioni tra la navicella e la Terra, anche se questa comunicazione non può influenzare l'atterraggio a causa del troppo tempo impiegato nel lungo viaggio di andata e ritorno alla velocità della luce, che preclude eventuali feedback in tempo reale dalla Terra alla navicella.

La comunicazione può essere critica per il successo delle missioni, specialmente in caso di fallimento della missione, quando i dati diagnostici sono molto importanti per capire cosa sia andato storto durante lo svolgimento delle varie fasi della EDL.

Il veicolo esploratore è chiuso in un una struttura quadrilatera dalla forma simile a un quadriedro: il modulo di atterraggio. Un lato triangolare funge da base e gli altri tre lati sono chiamati petali. Dopo l'atterraggio, i petali si aprono dalla base e rimangono attaccati ad essa; in seguito il veicolo esploratore è guidato fuori dal modulo di atterraggio per condurre le sue operazioni.

Le comunicazioni durante la EDL vengono eseguite tramite un collegamento DTE (Direct To Earth) nella banda di 8.4 GHz (X-band) usando una antenna a basso guadagno sul retro del guscio esterno (BLGA = Back Low Gain Antenna). Tutte queste comunicazioni sono rese difficili a causa degli effetti dinamici durante la EDL già citati prima e richiede delle sofisticate tecniche di processing del segnale ricevuto per ottenere una demodulazione affidabile [1].

TELEMETRIA E TELECOMANDI

Nelle comunicazioni spaziali possono essere definiti due tipi di collegamento.

La telemetria (TM), che permette di ricevere dati dalle sonde, opera in downlink (dalle sonde alla Terra) ed in cui il collegamento è caratterizzato da pacchetti dati di grandi dimensioni e alte velocità di trasmissione.

I telecomandi (TC), che vengono usati per inviare comandi alle sonde, operano in uplink (dalla Terra alle sonde) e sono caratterizzati da pacchetti dati di dimensioni piuttosto piccole e basse velocità di trasmissione. Ovviamente questo è dovuto al fatto che i comandi sono spesso definiti da sequenze di bit corte e quindi il numero totale di bit trasmessi è abbastanza limitato.

Entrambi i collegamenti TC e TM beneficiano dell'uso di codici di correzione errori, ma chiaramente le loro diverse caratteristiche si riflettono nelle diverse tecniche di correzione errori sviluppate per ognuno. In particolare, il collegamento TM è caratterizzato dall'uso di codici di correzione errori con dimensioni molto grandi, nell'ordine delle decine di migliaia di bit, mentre per il collegamento TC la lunghezza dei codici di correzione errori non supera mai qualche centinaio di bit.

Anche a causa di queste rilevanti differenze, l'evoluzione delle tecniche di correzione errori per i due diversi collegamenti si è sviluppata in parallelo. Tradizionalmente, la maggior parte degli sforzi si è concentrata sui codici di correzione errori per il collegamento TM, per il quale è disponibile una gamma di soluzioni già standardizzate nelle raccomandazioni TM [2][3][4].

Lo scenario della EDL per il MER B è raffigurato in Figura 1, lo scenario della EDL per il MER A è simile.

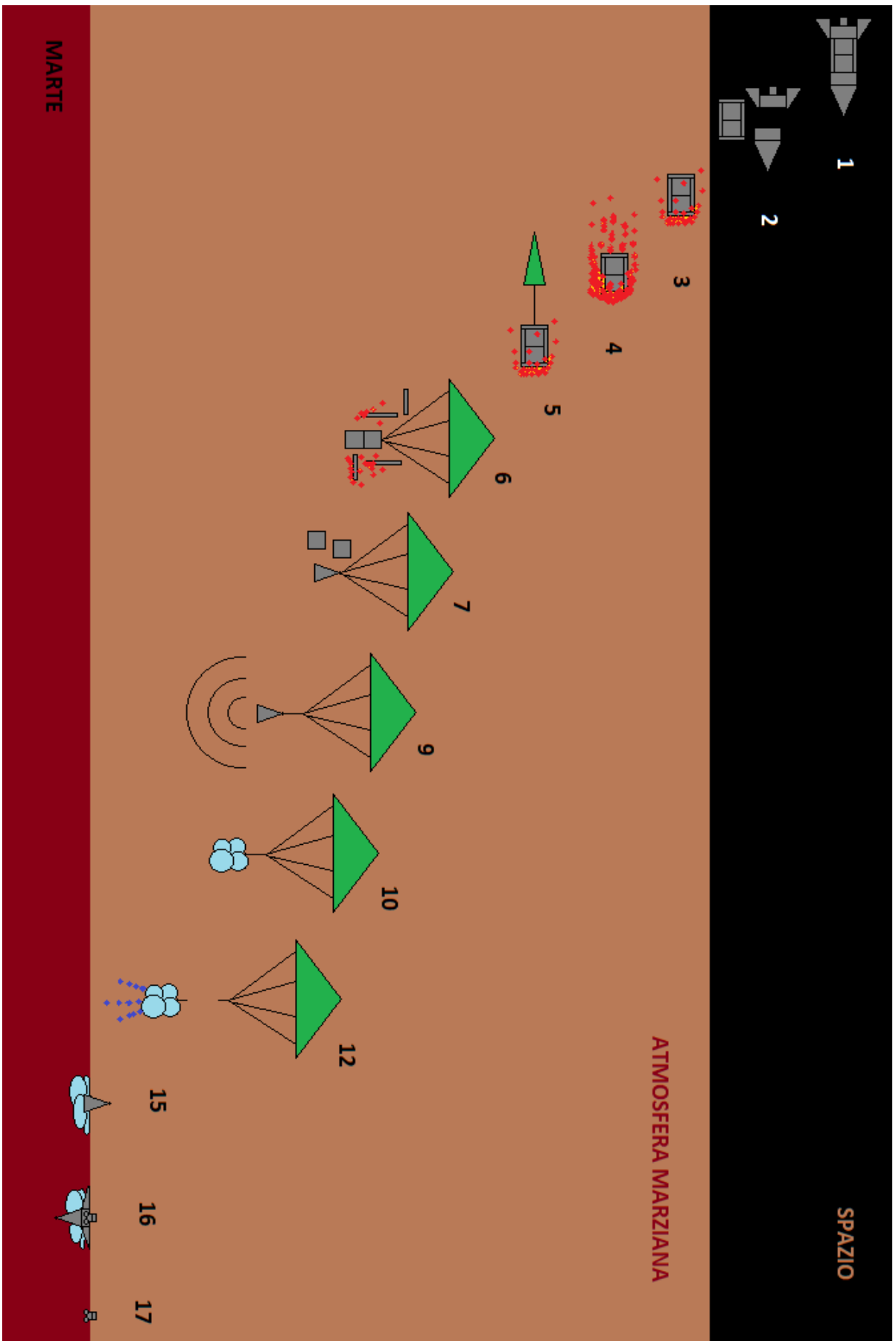


Figura 1: Fasi critiche della EDL.

FASI CRITICHE DELLA EDL

La notazione *fase - tempo* indica il *tempo* che manca all' inizio della *fase*, mentre la notazione *fase + tempo* indica il *tempo* trascorso dall' inizio della *fase*.

La numerazione corrisponde a quella introdotta in Figura 1.

X-Band DTE (Direct To Earth):

- 1) Inizio turno di entrata: E - 70 min. Turno completato in E - 50 min.
- 2) Separazione dal razzo: E - 15 min.
- 3) Entrata: E - 0, L - 365 s, 128 km, 5.55 km/s rispetto all'atmosfera (r.a.).
- 4) Picco di riscaldamento/decelerazione: 37 W/cm², 6.4 volte la g della Terra.
- 5) Dispiegamento paracadute: E + 237 s, L - 128 s, 10 km, 451 m/s r.a.
- 6) Separazione dello scudo termico: E + 257 s, L - 108 s.

Collegamento UHF di backup con l'astronave Mars Global Surveyor:

- 7) Separazione del lander dalla backshell: E + 277 s, L - 88 s.
- 8) Discesa della briglia completa: E + 287 s, L - 78 s.
- 9) Acquisizione radar del terreno: E + 328 s, L - 37 s, 2.4 km sopra il terreno.
- 10) Gonfiamento airbag: 410 m, E + 355 s, L - 10 s.
- 11) Attivazione razzi: E + 359 s, L - 6 s, 130 m, 72 m/s.
- 12) Taglio della briglia: E + 362 s, L - 3 s, 13 m.

X-Band DTE:

- 13) Atterraggio: E + 365 s.
- 14) Rimbalzi: >15, rotolamento fino a 1 km.
- 15) Fine del rotolamento: petalo base sotto, L + 2 min.
- 16) Deflazione/Apertura degli altri petali: L + 90 min.
- 17) Earth Set: L + 2 h 40 min [1].

COMUNICAZIONI DURANTE LA EDL

Dalla separazione dal razzo fino a quando il modulo di atterraggio non è separato dal guscio esterno la comunicazione avviene tramite un collegamento DTE (Direct To Earth) nella X-band. Dopo che il modulo di atterraggio è separato dal guscio esterno l'antenna BLGA (Back Low Gain Antenna) non può più essere usata; da questo momento fino all'atterraggio deve quindi essere utilizzato un collegamento UHF (Ultra High Frequency) che fa da ripetitore. Il collegamento UHF trasmette dati alla stazione base Mars Odyssey o all'astronave Mars Global Surveyor, che poi a sua volta ritrasmette i dati alla Terra usando un collegamento standard nella X-band a fase coerente.

Dopo l'atterraggio non viene più usato il collegamento UHF e si torna ad utilizzare il collegamento DTE come unico metodo di comunicazione. Il collegamento DTE nella X-band usa un segnale modulato con un formato speciale FSK chiamato MFSK (Multiple Frequency Shift Keying), questo tipo di modulazione è stato scelto perché le condizioni del segnale con elevate dinamiche e il basso rapporto segnale-rumore (SNR) non permettono comunicazioni a fase coerente affidabili.

La MFSK consiste in 256 frequenze diverse modulate una alla volta in una sottoportante, usando la capacità dell'astronave di cambiare la frequenza di sottoportante. Durante l'entrata ipersonica la frequenza di segnale può essere cambiata ogni 10 secondi, risultando in una comunicazione di 8 bit ogni 10 secondi. Quando il modulo di atterraggio è sospeso tramite la briglia, e il sistema di comunicazione principale è il collegamento UHF, la durata delle frequenze di modulazione può essere estesa da 10 secondi a 20 secondi per facilitare la rivelazione durante questo periodo in cui l'SNR che varia notevolmente. Questo risulterebbe nella trasmissione di un minor numero di messaggi con una più alta affidabilità rispetto a quelli di durata 10 secondi.

In figura 2 sono mostrate le dinamiche di Doppler previste per il MER B, considerando uno dei possibili punti di atterraggio. Sono visualizzati tre diversi profili: in verde per l'angolo di traiettoria di ingresso nominale, in rosso e in blu per gli altri angoli di traiettoria che corrispondono alle deviazioni massime stimate dal profilo nominale [1].

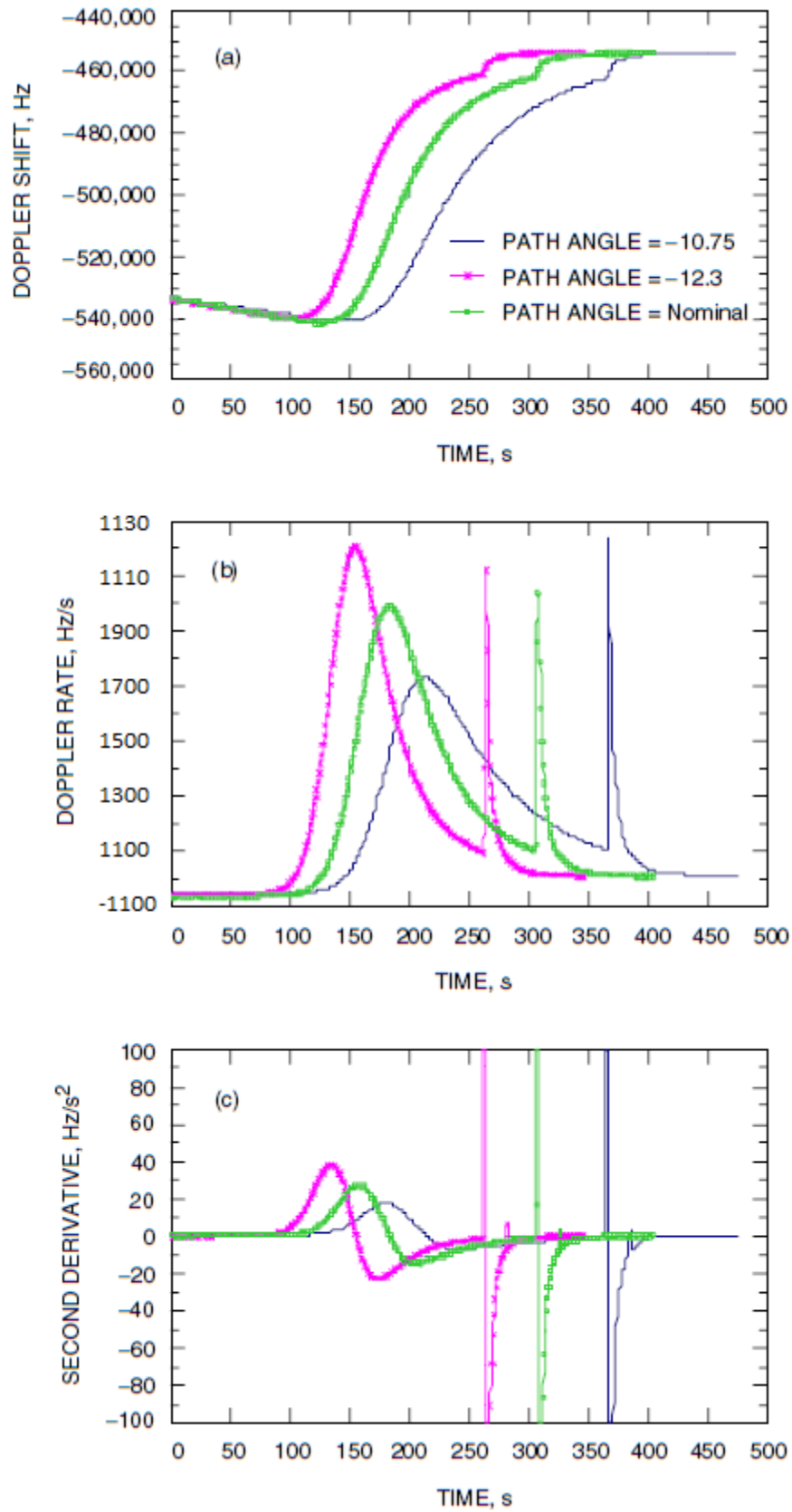


Figura 2: Dinamiche di Doppler per gli angoli di traiettoria di volo: nominale, massimo e minimo. (a) frequenza (spostamento) Doppler, (b) derivata prima di (a), (c) derivata seconda di (a). [1]

SPOSTAMENTO DOPPLER (DOPPLER SHIFT): È un fenomeno fisico che consiste nel cambiamento apparente, rispetto al valore originario, della frequenza o della lunghezza d'onda percepita da un osservatore raggiunto da un'onda emessa da una sorgente che si trovi in movimento rispetto all'osservatore stesso.

Per ogni angolo di ingresso, lo spostamento Doppler dalla astronave alla Terra nelle frequenze della X-band è mostrato in Figura 2(a). L'intervallo dello spostamento Doppler è circa 90 kHz e l'intervallo di incertezza (bilatera) è di circa 50 kHz.

La Figura 2(b) mostra la derivata prima della frequenza Doppler, dovuta alla accelerazione. Il primo massimo si verifica a causa del trascinamento atmosferico durante l'entrata ipersonica, tra i 150 e i 220 secondi dopo l'entrata. Questo massimo varia da 700 Hz/s a 1200 Hz/s e dipende dall'angolo di entrata. Il secondo massimo è un picco nella frequenza di Doppler dovuto al dispiegamento del paracadute.

Durante l'entrata ipersonica l'intervallo di incertezza nella frequenza Doppler è quasi pari a quello massimo possibile. Per esempio, dopo circa 150 secondi dalla entrata, l'accelerazione può essere da 0 Hz/s² fino a 1200 Hz/s², lo stesso vale, a maggior ragione, per il dispiegamento del paracadute.

La figura 2(c) mostra la derivata seconda della frequenza Doppler dovuta alle strattonate. Durante l'entrata ipersonica il valore varia da circa - 25 Hz/s² fino a + 40 Hz/s² e i valori esatti mostrati all'apertura del paracadute non sono significativi a causa dell'inaccuratezza nella derivata numerica usata per ottenerli.

L' SNR per il segnale trasmesso dal MER B durante la EDL è riportato in Figura 3 e rappresenta il rapporto tra la potenza del segnale e la densità spettrale di potenza di rumore termico nella X-band all'ingresso dell'antenna DSN (Deep Space Network). La potenza totale ricevuta dalla Terra e trasmessa dalla navicella spaziale dipende dall'angolo tra navicella spaziale e Terra e dal diagramma di radiazione dell'antenna; il guadagno dell'antenna dipende a sua volta sia dall'angolo al di fuori dell'asse di rotazione che dall'angolo di rotazione della navicella spaziale.

La curva rossa in Figura 3 rappresenta il valore nominale del rapporto segnale-rumore previsto in funzione del tempo. L'SNR nominale è basato sulla orientazione degli assi della navicella spaziale, cioè l'angolo nominale, e sul guadagno d'antenna nominale rispetto all'angolo di rotazione. La curva verde rappresenta l'SNR massimo che può essere raggiunto ed è basato sull'angolo di rotazione più favorevole, mentre la curva blu rappresenta l'SNR minimo previsto.

Le tre linee verticali tratteggiate indicano i tempi nominali degli eventi chiave come l'apertura del paracadute a 246 secondi dopo l'entrata, la separazione del modulo dal guscio esterno 276 secondi dopo l'entrata e la completa estensione della briglia con il modulo attaccato all'altro capo 286 secondi dopo l'entrata.

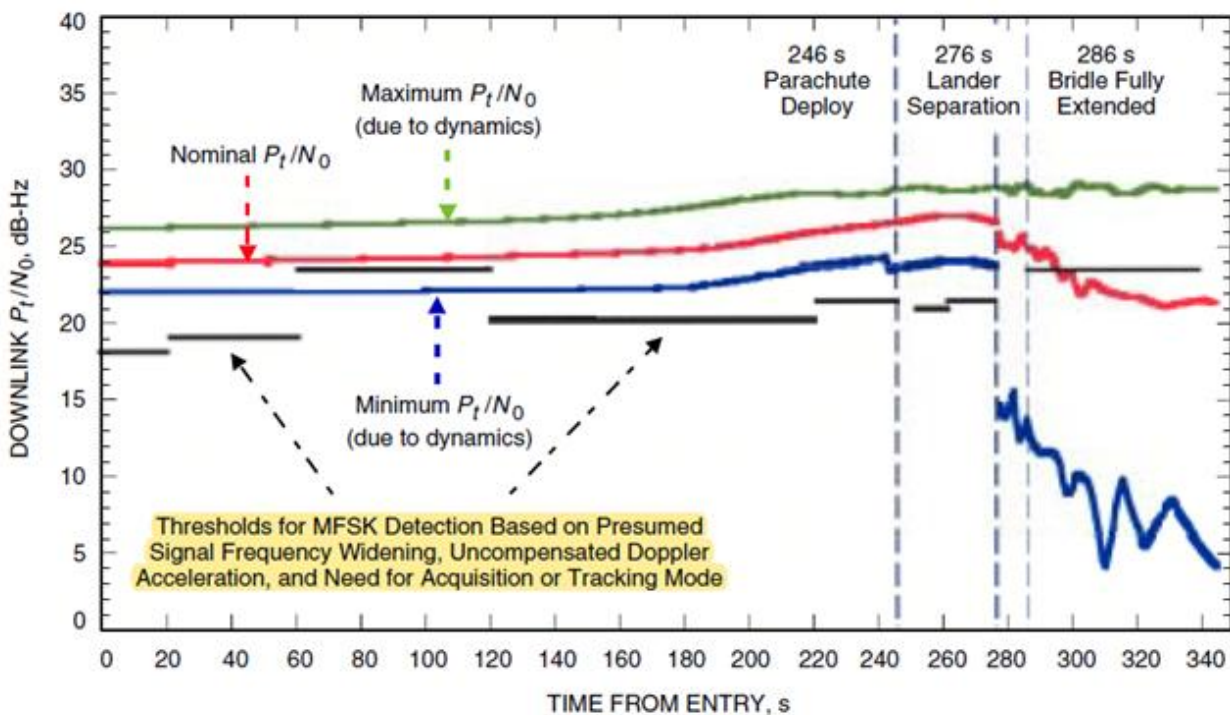


Figura 3: SNR durante la EDL. [1]

L'antenna BLGA è usata dall'entrata fino alla separazione del modulo di atterraggio. Durante questo periodo l'SNR minimo previsto è 22 dB-Hz ed è da 1 dB fino a 2 dB più alto appena prima e appena dopo l'apertura del paracadute. Quando il modulo di atterraggio è separato dal guscio esterno l'antenna BLGA non può essere più usata e viene quindi usata una antenna RLGA (Rover Low Gain Antenna) per mantenere il collegamento DTE. Lo schema di questa antenna è però diverso da quello dell'antenna BLGA e, all'inizio della separazione, l'orientazione dell'antenna rispetto alla Terra varia ulteriormente dalla condizione di picco di guadagno di antenna, diventando notevolmente variabile nel tempo in maniera casuale. Una causa di questo comportamento è che il punto di attacco della briglia al modulo di atterraggio è compensato dall'asse di rotazione di 15.7 gradi, causando lo spostamento del diagramma di radiazione di antenna alla direzione del guscio esterno. In secondo luogo, l'angolo di rotazione del modulo di atterraggio è sconosciuto e varia nell'ordine di 2 rpm (revolutions per minute) a causa della stabilizzazione della rotazione della navicella.

Infine, il modulo di atterraggio oscilla alla fine della briglia a causa degli effetti della entrata nell'atmosfera marziana ed eventuali venti sconosciuti. Come risultato di questi effetti l'SNR del segnale all'ingresso dell'antenna DNS può variare ampiamente e in modo arbitrario da 5 dB-Hz fino a quasi 30 dB-Hz mentre il modulo oscilla e ruota.

I segmenti di linea nera orizzontale nella Figura 3 sono le soglie di SNR per le diverse porzioni della EDL. Durante i periodi con elevate dinamiche, la combinazione di un basso SNR e l'elevata variabilità del segnale rende impossibile forme di comunicazione a fase coerente affidabili. Per esempio, l'uso di un PLL (Phase Locked Loop) per tracciare le dinamiche avrebbe bisogno di una larghezza di banda di loop dell'ordine di 13 Hz e l'SNR di loop richiesto dovrebbe essere approssimativamente 11 dB, che sarebbe lievemente più alto del minimo di 10 dB richiesto per le comunicazioni coerenti con un errore di ritardo di fase dinamico trascurabile. Con una larghezza di banda di loop di 13 Hz questo risulterebbe in un SNR pari a 22 dB-Hz. Per il profilo di SNR più basso in Figura 3 l'SNR della potenza totale è tipicamente 22 dB-Hz, con la metà della potenza totale nella portante l'SNR della portante sarebbe inferiore di 3 dB rispetto a quello nominale richiesto.

Inoltre, un sistema PLL non avrebbe virtualmente possibilità di mantenere il lock dopo l'apertura del paracadute e non ci sarebbe il tempo sufficiente per riacquisire il lock dopo l'apertura del paracadute per ricevere tutte le informazioni importanti trasmesse nel seguito. Non ci sarebbe neanche un margine per le condizioni di SNR più basso, che sono statisticamente possibili.

Dunque, le comunicazioni coerenti non sono possibili e una forma speciale di MFSK deve essere usata, che comprenda anche un metodo di tracciamento della frequenza che funzioni efficientemente durante l'entrata ipersonica. È stato mostrato che la soglia di tracciamento dell'SNR di questo metodo è approssimativamente 6 dB migliore rispetto a quella del PLL.

Nel caso della missione del Mars Pathfinder c'è stata una interruzione completa del segnale per circa 30 secondi durante il periodo di elevate dinamiche che, sebbene la causa della perdita del segnale non sia conosciuta per certo, potrebbe essere dovuta all'assenza di plasma e potrebbe ricapitare nelle missioni MER future, in base alle condizioni dell'atmosfera durante la EDL.

Il metodo di tracciamento della frequenza dell'MFSK speciale è in grado di recuperare il segnale dopo la perdita del collegamento. Il processo è eseguito in maniera non causale con i dati memorizzati nelle fasi prima e dopo la perdita. Se il segnale è perduto, il piano è quindi riacquisirlo durante il periodo di basse dinamiche brevemente prima dell'apertura del paracadute, l'algoritmo di tracciamento viene poi applicato all'indietro nel tempo recuperando i dati fino alla fine dell'interruzione del segnale.

È stato anticipato che il lock viene perso durante l'apertura del paracadute e che il segnale verrà riacquisito poco dopo per poi essere processato indietro nel tempo per recuperare più dati possibile. A questo scopo, diversi algoritmi di rilevamento non coerente possono essere utilizzati per cercare in un possibile intervallo di profili Doppler. È previsto che il rilevamento del segnale si può dire avvenuto con successo quando l'SNR è all'estremità superiore del suo raggio d'azione. È anche previsto che alcune, ma non tutte, le frequenze modulate tramite l'FSK speciale saranno rilevate durante questa fase, che dura circa 80 secondi; quindi, ci saranno solo da 4 a 8 segnali in base alla durata di 10 o di 20 secondi della trasmissione di ciascuno [1].

MODULAZIONE FSK: DEFINIZIONE

La modulazione FSK (Frequency-Shift Keying) è un tipo di modulazione digitale in cui l'informazione è trasmessa tramite cambiamenti di frequenza discreti di un segnale di portante. Questa tecnologia è usata per sistemi di comunicazione come: telemetria, radiosonde con palloncini meteorologici, caller ID, apritori di porte di garage e trasmissioni radio a bassa frequenza nelle bande VLF ed ELF.

La forma più semplice di FSK è quella binaria (BFSK), che usa due frequenze discrete per trasmettere una informazione binaria (composta da zeri e uni). In questo caso i segnali ortogonali che vengono utilizzati possono essere ottenuti ragionando nel dominio della frequenza piuttosto che dominio del tempo [6].

Considerando, ad esempio:

$$u_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_1 t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T$$

$$u_2(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_2 t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T$$

Si tratta di due funzioni oscillanti, con durata limitata all'intervallo $[0, T]$, a frequenza diversa. Un esempio di segnale 2-FSK è riportato in Figura 4.

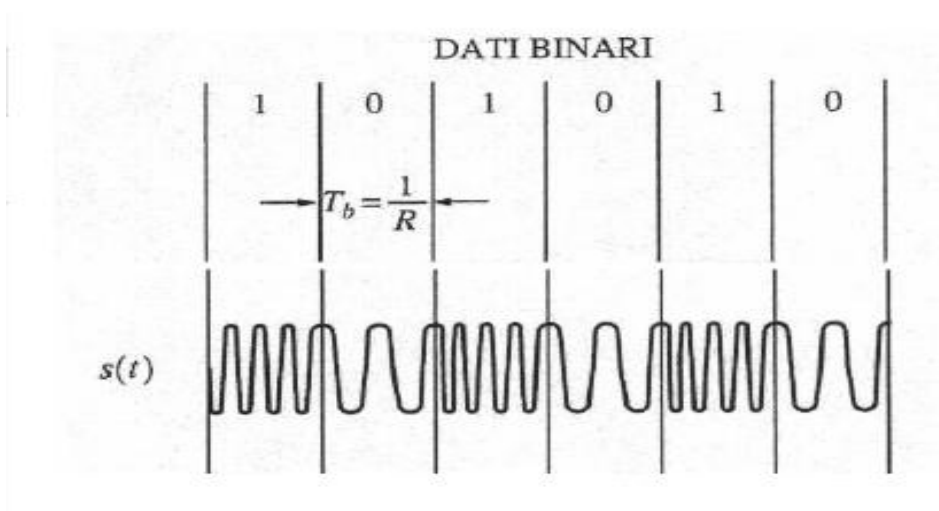


Figura 4: Segnale modulato con 2-FSK. [6]

Posto $f_2 = f_1 + \Delta f$, il problema si traduce, evidentemente nella scelta del valore di Δf . Si può calcolare il coefficiente di correlazione che, nel caso di segnali con approssimativamente la stessa energia (E), quali quelli in esame, è così definito:

$$\gamma_{12} = \frac{\int_0^{T_b} u_1(t)u_2(t)dt}{E_b}$$

E il risultato è riportato graficamente in Figura 5:

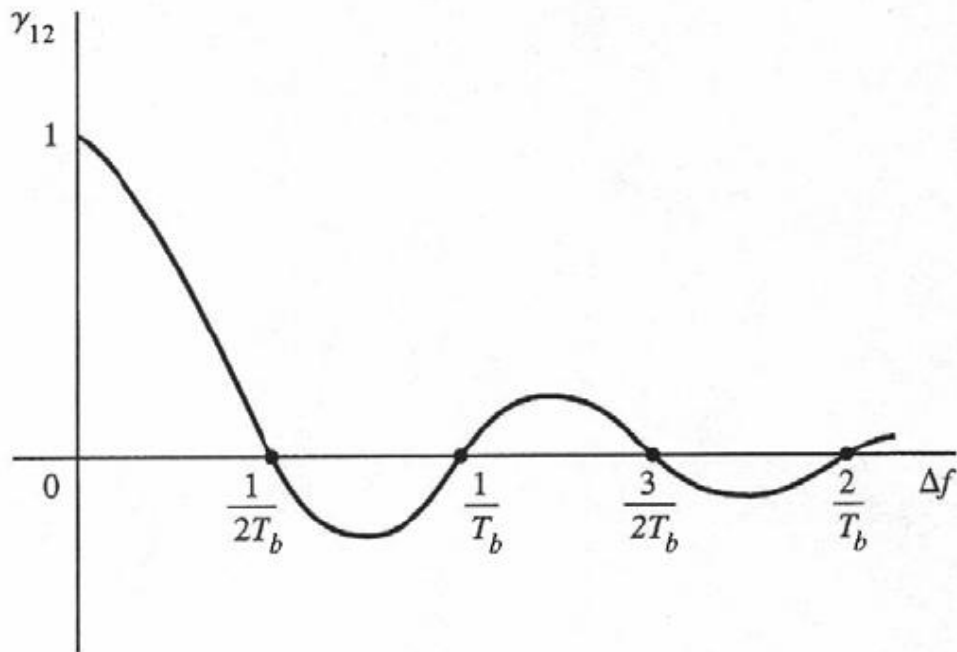


Figura 5: Andamento del coefficiente di correlazione. [6]

Si vede che per $\Delta f = 1/(2T_b)$ il coefficiente di correlazione si annulla e le due forme d'onda sono tra loro ortogonali. D'altro canto, è anche possibile verificare che questo risultato è valido sotto l'ipotesi, implicita nelle due equazioni di prima, che le due forme d'onda $u_1(t)$ e $u_2(t)$ abbiano identica fase iniziale (nel caso proposto era nulla).

Se questa condizione non fosse verificata, si avrebbero:

$$u_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_1 t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T$$

$$u_2(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_2 t + \Delta\Phi) \quad , \quad 0 \leq t \leq T$$

La condizione di ortogonalità in questo caso sarebbe verificata, indipendentemente dal valore di $\Delta\Phi$, assumendo $\Delta f = 1/T_b$.

Dal grafico di γ_{12} si vede che si può conseguire un valore del coefficiente di ortogonalità anche più favorevole (dal punto di vista della differenziazione delle forme d'onda, avvicinandole al caso di forme d'onda antipodali, che è quello che corrisponde alla massima distanza tra i segnali) assumendo $\Delta f = 0.715/T_b$, quando risulta $\gamma_{12} = -0.217$. Questo valore è però ancora piuttosto lontano dal valore ideale -1 , mentre la sua gestione (dal punto di vista della generazione e della rivelazione delle forme d'onda) è parimenti complesso. Per questo motivo, la soluzione $\Delta f = 0.715/T_b$ non viene, di norma, praticata, preferendo ad essa la più semplice soluzione ortogonale.

Sempre dal grafico di γ_{12} , si vede anche che la condizione di ortogonalità è in realtà verificata per ogni $\Delta f = k/(2T_b)$, con k intero; si assume $k = 1$ perché ciò consente di minimizzare l'occupazione spettrale [6].

MODULAZIONE FSK: SPETTRO E BANDA OCCUPATA

Nelle trasmissioni M-arie, ogni simbolo sostituisce $k = \log_2 M$ bit. Come conseguenza di questa semplice osservazione, la durata di ciascun simbolo M-ario è k volte maggiore della durata del singolo bit. Esprimendo il concetto in altri termini, mentre nella trasmissione binaria si possono avere variazioni ogni T_b secondi, nella trasmissione M-aria il segnale può variare ogni $T = T_b \log_2 M$ secondi, quindi più lentamente. In virtù del legame che intercorre tra velocità di variazione di un segnale e frequenze (elevate) che servono alla sua ricostruzione, è lecito attendersi che un segnale M-ario possa avere un'occupazione spettrale significativa (o efficace) $\log_2 M$ volte più piccola della corrispondente occupazione spettrale del segnale binario. Occorre però mettere in conto anche altri aspetti, così come viene discusso di seguito.

Per il formato 2-FSK ortogonale, la distanza tra f_1 ed f_2 , ove non sia garantito il controllo della fase, deve essere pari a $1/T_b$ o a multipli di $1/T_b$. Un esempio di spettro nel caso di $\Delta f \gg 1/T_b$ è riportato in Figura 6.

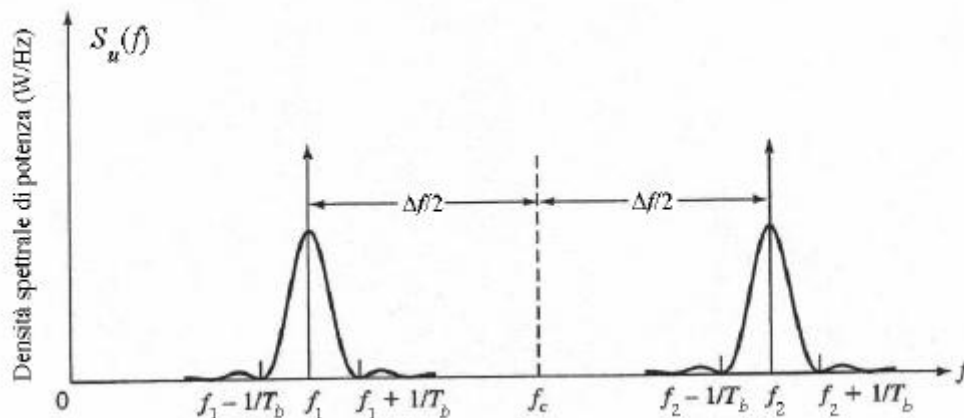


Figura 6: Spettro di un segnale modulato 2-FSK. [6]

È facile comprendere che passando al caso di una trasmissione M-aria, con $M = 2^k$, volendo mantenere l'ortogonalità tra una qualunque coppia di forme d'onda, si dovrà garantire una spaziatura fra frequenze adiacenti di nuovo pari (almeno) a $\Delta f = 1/T$. Per conservare l'ortogonalità, dunque, all'aumentare di M l'occupazione spettrale dovrà essere aumentata.

In Figura 7 è mostrato un esempio nel caso $M=4$, R_b è l'inverso di T_b e si è in questo caso assunto, nel definire la spaziatura delle portanti, $1/T = 1/(2T_b) = R_b/2$.

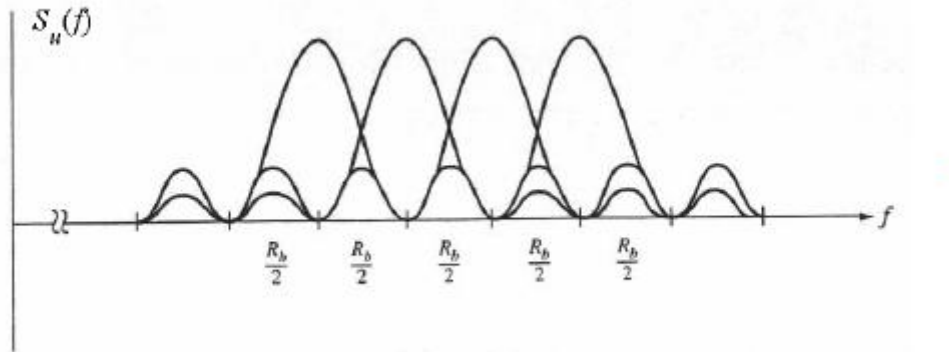


Figura 7: Spettro di un segnale modulato 4-FSK. [6]

Tornando al caso, più realistico in pratica, di spaziatura pari a $1/T$, si può stimare che la banda B_T occupata dal segnale verifichi la seguente espressione:

$$B_T = M\Delta f = \frac{M}{T} = \frac{M}{kT_b} = \frac{M}{\log_2 M} \frac{1}{T_b}$$

L'espressione sopra riportata tiene conto della distanza tra la prima e l'ultima frequenza di portante (pari a $(M - 1)/T$) e di un ulteriore contributo $1/T$ per quantificare la dispersione dello spettro a destra e a sinistra di tali frequenze.

L'informazione che si può dedurre è quindi che, in generale, la banda occupata dal segnale M-FSK aumenta, rispetto al caso di trasmissione senza modulazione, come $M/\log_2 M$, e ciò in conseguenza di due opposti meccanismi: da una parte, come in tutte le modulazioni M-arie, la frequenza di simbolo si riduce, e ciò comporta che la distanza relativa tra le portanti diminuisce in valore assoluto con legge logaritmica; dall'altra, il numero delle portanti la cui spaziatura è imposta dall'ortogonalità, aumenta linearmente. Questo secondo effetto, negativo dal punto di vista della richiesta di banda, predomina rispetto al primo [6].

MODULAZIONE FSK: DEMODULAZIONE COERENTE

Supponiamo che il sistema di comunicazione abbia un canale affetto da rumore termico (AWGN) che si somma al segnale trasmesso come schematizzato in Figura 8.

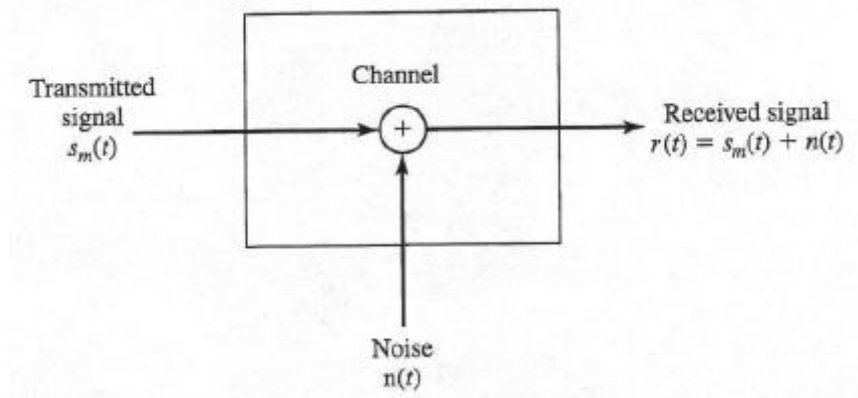


Figura 8: Schema di un sistema di comunicazione affetto da rumore termico. [6]

L'obiettivo è progettare un ricevitore che sia ottimo, nel senso che minimizzi la probabilità di errore. È conveniente suddividere il ricevitore in due parti:

- Demodulatore del segnale ricevuto
- Decisore

Il demodulatore ha il compito di convertire la forma d'onda ricevuta $r(t)$ in un vettore N -dimensionale $\mathbf{r} = (r_1, r_2, \dots, r_N)$. Il vettore \mathbf{r} rappresenta il segnale ricevuto nello spazio di dimensione N in cui sono rappresentati i segnali (simboli) dell'alfabeto di trasmissione, nel caso ideale $\mathbf{r} = s_m$, dove s_m è il segnale trasmesso.

Il decisore ha il compito di decidere, dall'osservazione del vettore \mathbf{r} , quale degli M simboli è stato trasmesso (stima). Dalla stima del simbolo trasmesso è poi possibile recuperare l'informazione [6].

Nel caso della demodulazione coerente viene richiesta la conoscenza della fase di riferimento o, in alternativa, la ricostruzione esatta della fase. Questo implica che dovranno essere utilizzati oscillatori locali, PLL e circuiti per il recupero della portante, aumentando la complessità del ricevitore.

Un esempio di demodulatore coerente è fornito dal demodulatore a correlatore in Figura 9, nel caso di una modulazione 2-FSK, in cui i segnali di riferimento sono $\cos(2\pi f_1 t)$ e $\cos(2\pi f_2 t)$, i quali devono essere sincronizzati con il segnale ricevuto.

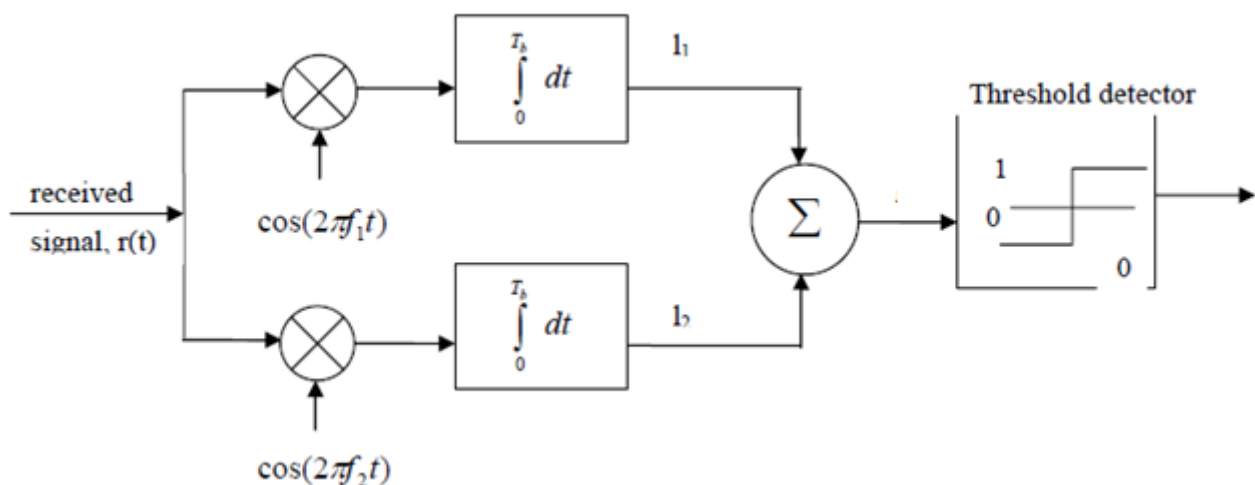


Figura 9: Schema di un demodulatore coerente a correlatore. [7]

Il ricevitore è ottimo, nel senso che minimizza la probabilità di errore per segnali binari ugualmente probabili.

Quando il segnale $s_1(t)$ è trasmesso, il correlatore in alto produce un segnale l_1 con una componente del segnale positiva e una componente di rumore, mentre il correlatore in basso produce un segnale l_2 che, a causa dell'ortogonalità, contiene solo una componente di rumore. In questo modo, il risultato della somma dei due segnali sarà più probabilmente sopra lo zero e il rivelatore di soglia produrrà in uscita un 1.

Quando il segnale $s_2(t)$ è trasmesso, dai due correlatori si hanno risultati opposti a quelli di prima e in uscita il demodulatore probabilmente produrrà uno 0.

Comunque, visto che il rumore varia in un intervallo che va da $-\infty$ a $+\infty$, potrebbe succedere che la sua potenza superi quella del segnale e si abbiano errori.

Una alternativa al modulatore a correlatore è l'implementazione a filtri adattati, il cui schema è mostrato in Figura 10, che è del tutto equivalente allo schema a correlatore in termini di probabilità di errore.

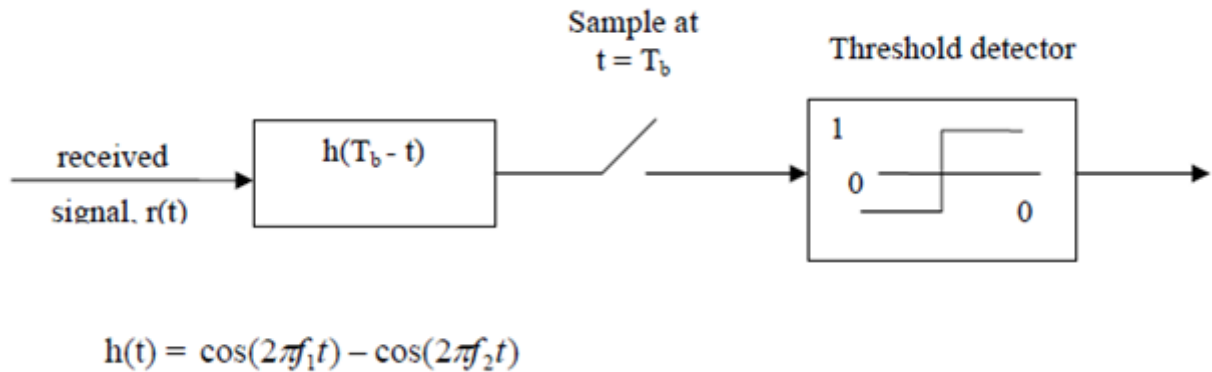


Figura 10: Schema di un demodulatore coerente a filtri adattati. [7]

In presenza di rumore termico, il segnale ricevuto è:

$$r(t) = s_i(t) + n(t) \quad , \quad i = 1,2$$

Dove $n(t)$ è il rumore termico con valore medio nullo e densità spettrale di potenza bilaterale $N_0/2$. Per due segnali binari ugualmente probabili, la probabilità di errore sul bit è:

$$P_b = Q \left(\sqrt{\frac{E_1 + E_2 - 2\rho_{12}\sqrt{E_1 E_2}}{2N_0}} \right)$$

Dove E_1 ed E_2 sono le energie dei due segnali binari, ρ_{12} è il coefficiente di correlazione dei due segnali binari.

La funzione $Q(z)$ è definita come:

$$Q(z) = \int_z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz$$

Per la modulazione FSK, supponendo $E_1 = E_2 = E_b$ e $\rho_{12} = 0$ per l'ortogonalità, la probabilità di errore diventa:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

Dove E_b è la energia media di bit trasmessa per il segnale modulato. La Figura 11 mostra il grafico di quest'ultima P_b ottenuta [7].

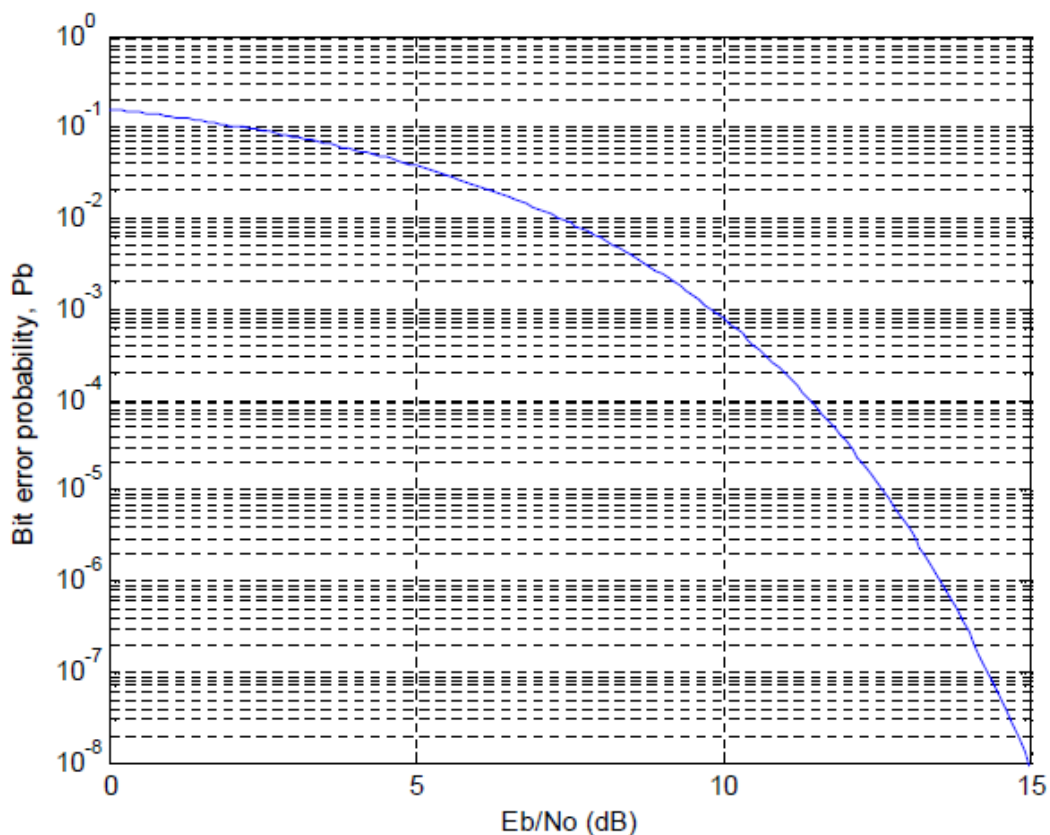


Figura 11: Andamento della probabilità di errore sul bit. [7]

MODULAZIONE FSK: ESTENSIONE PER $M > 2$

I segnali modulati con una M-FSK ($M = 2^k$, $k = 2, 3, \dots, N$) possono essere demodulati in modo analogo al caso binario con $M = 2$, in Figura 12 e in Figura 13 verranno riportati rispettivamente gli schemi dei demodulatori a correlatore e a filtri adattati estesi al caso generale di $M > 2$ [7].

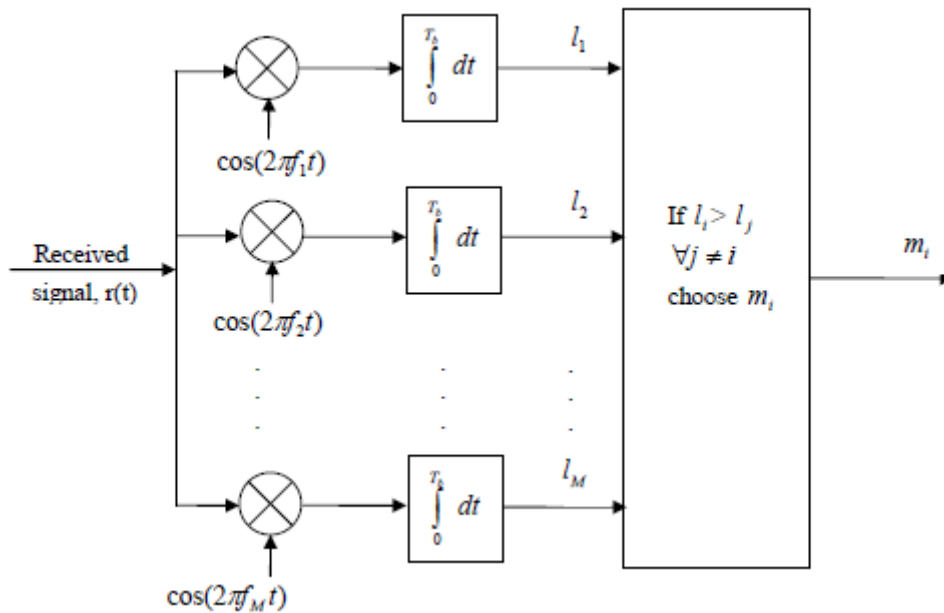


Figura 12: Schema di un demodulatore coerente a correlatore per $M > 2$. [7]

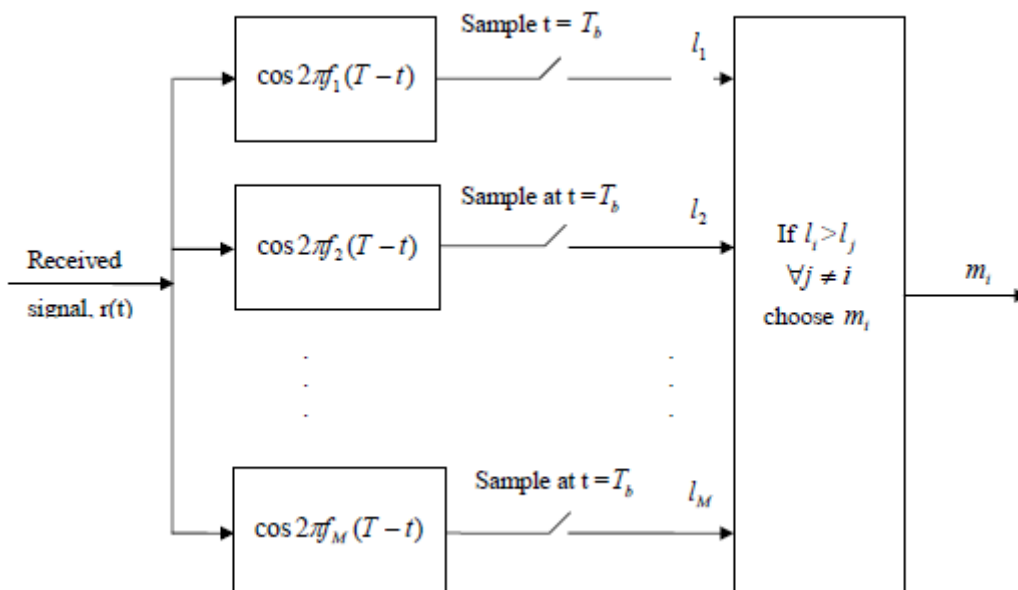


Figura 13: Schema di un demodulatore coerente a filtri adattati per $M > 2$. [7]

MODULAZIONE FSK: VARIANTI

CPFSK (Continuous-Phase Frequency-Shift Keying): è una variante comunemente usata, che è un caso speciale di modulazione di frequenza analogica. In generale il segnale modulato con la FSK standard non ha la fase continua, perché la forma d'onda modulata cambia istantaneamente tra due sinusoidi a frequenza diversa. La fase continua della CPFSK la rende preferibile nelle trasmissioni su un canale a larghezza di banda limitata, quando le discontinuità del segnale introducono componenti ad alta frequenza. Inoltre, alcune classi di amplificatori mostrano un comportamento non lineare quando pilotati da segnali discontinui, causando effetti indesiderati sulla forma del segnale trasmesso.

GFSK (Gaussian Frequency-Shift Keying): questo tipo di modulazione filtra gli impulsi di dati con un filtro Gaussiano per rendere le transizioni del segnale meno istantanee della FSK standard. Questa procedura ha il vantaggio di ridurre la potenza delle bande laterali, riducendo l'interferenza con i canali vicini, al costo di aumentare l'interferenza di intersimbolo.

MSK (Minimum-Shift Keying): è un tipo di modulazione FSK a fase continua, codificata con i bit che si alternano tra componenti in quadratura, con la componente Q ritardata di mezzo periodo di simbolo. In questo tipo di modulazione la differenza tra la frequenza più alta e quella più bassa è pari al bit rate, quindi le forme d'onda usate per rappresentare lo 0 e l'1 differiscono esattamente di mezzo periodo di portante. La massima deviazione di frequenza è così la metà della frequenza massima del segnale modulante. Questo comporta un indice di modulazione pari a 0.5, che è il più basso valore possibile per utilizzare forme d'onda ortogonali.

GMSK (Gaussian Minimum-Shift Keying): è un caso particolare della MSK che, analogamente alla GFSK, usa un filtro Gaussiano per sagomare gli impulsi prima della modulazione MSK e viene usata nello standard GSM per la telefonia mobile, Bluetooth, comunicazioni satellitari e nella navigazione marittima.

AFSK (Audio Frequency-Shift Keying): è una tecnica di modulazione nella quale i dati digitali sono rappresentati con i cambiamenti nella frequenza (pitch) di un tono audio, producendo un segnale codificato adatto per le trasmissioni via radio o telefono. Normalmente, l'audio trasmesso si alterna tra due toni: il "mark", che rappresenta l' 1 binario, e lo "space", che rappresenta lo 0 binario. L'AFSK differisce dalla FSK standard nel modulare in banda base. Nelle applicazioni radio, il segnale modulato AFSK viene usato per modulare una portante RF (usando una tecnica convenzionale come AM o FM) per la trasmissione. L'AFSK non è sempre usata per le comunicazioni ad alta velocità di dati perché è meno efficiente, sia in termini di potenza che di larghezza di banda rispetto alle altre modulazioni, ma in aggiunta alla sua semplicità ha il vantaggio che i segnali modulati possono passare attraverso i collegamenti AC-coupled, includendo la maggior parte dell'apparecchiatura designata per musica e voce [6].

MODULAZIONE FSK SPECIALE: SEGNALE TRASMESSO

Il segnale trasmesso assume una forma del tipo:

$$s(t) = \sqrt{2P_T} \cos \left[2\pi f_c t + \Delta \cdot Sqr \left(2\pi \int_{-\infty}^t f_d(\tau) d\tau \right) \right]$$

P_T = potenza trasmessa

f_c = frequenza della portante trasmessa

Δ = indice di modulazione

f_d = frequenza del tono dati

$Sqr(\cdot)$ = funzione seno hard limited (Figura 14)

$$\begin{cases} Sqr(x) = \begin{cases} 1, & 0 < x \leq \pi \\ -1, & \pi < x \leq 2\pi \end{cases} \\ Sqr(x) = Sqr(x + 2\pi) \end{cases}$$

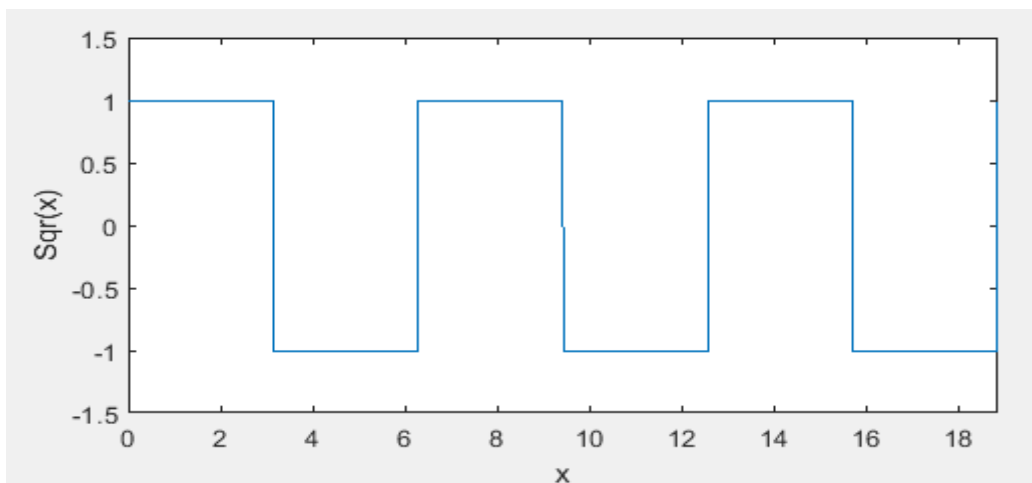


Figura 14: funzione seno hard limited.

$$f_d(t) = f_{initial} + n_d(t) f_{interval} \quad , \quad n_d(t) \in [1,256]$$

$f_{initial}$ = frequenza del tono dati iniziale

$f_{interval}$ = intervallo di frequenza tra due toni dati

$n_d(t)$ = coefficiente del tono dati

Lo spettro di $s(t)$ comprende linee discrete alla frequenza di portante, due linee dovute ai toni dati (a destra e a sinistra delle linee della portante) e altre linee di ampiezza minore, da ambo i lati, create dalla funzione seno hard limited $Sqr(\cdot)$. Uno spettro campione di $s(t)$ con $\Delta = 48$ gradi è rappresentato in Figura 15, anche se le informazioni relative ai valori di normalizzazione utilizzati per l'esempio non vengono specificati in [1] e non sono correlati con quelli che verranno utilizzati in seguito. Come si vede, le componenti dello spettro relative ai dati sono posizionate simmetricamente rispetto alle righe della portante. La scelta migliore di Δ rappresenta un compromesso tra l'acquisizione/tracciamento della portante e la reperibilità dei toni dati in fase di ricezione del segnale, al fine di poterlo ricostruire in maniera affidabile. A priori, $\Delta = 48$ gradi sembra essere una scelta ragionevole, anche se, quando si prova a recuperare la portante del segnale compromesso durante le fasi della EDL con alte dinamiche, un valore leggermente inferiore di Δ potrebbe essere più appropriato [1].

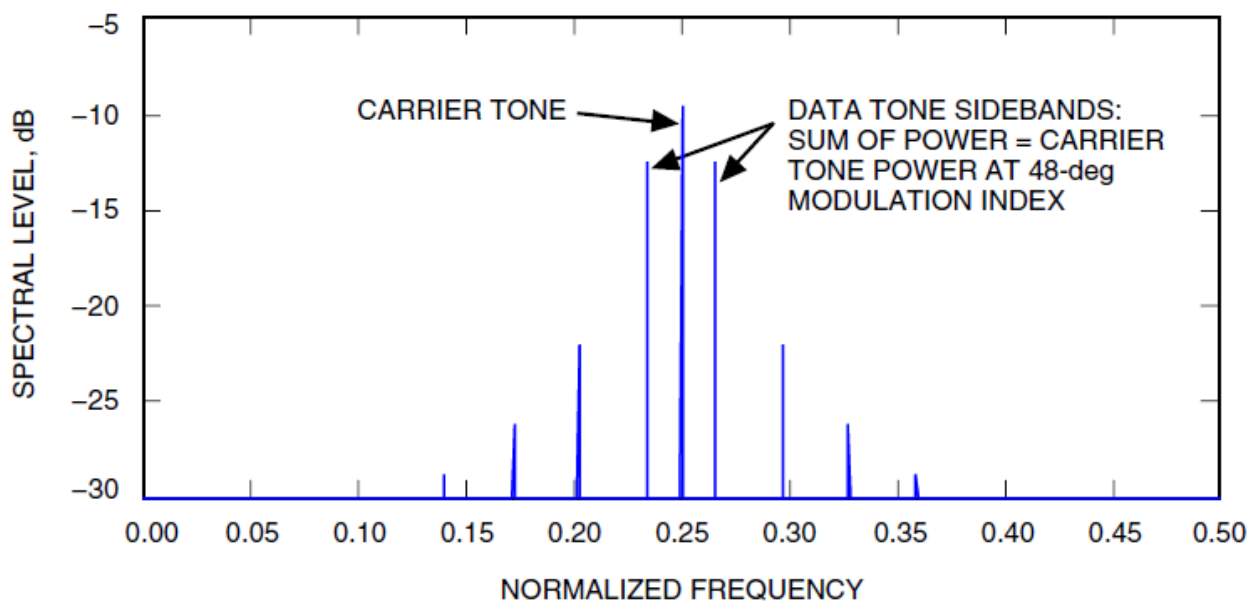


Figura 15: Esempio di spettro del segnale trasmesso modulato FSK speciale. [1]

RAPPRESENTAZIONE CON MATLAB DEL SEGNALE TRASMESSO

Per implementare la $Sqr(x)$ in Matlab si è usata la funzione $square(t)$, che realizza la stessa onda quadra della $Sqr(x)$ con l'unica differenza che nel punto 2π vale +1 anziché -1 e viceversa nel punto π . Tuttavia, queste differenze locali non sono state considerate rilevanti per gli scopi seguenti. Il valore dell'indice di modulazione Δ è stato considerato in radianti per conformarsi alle impostazioni di default di Matlab.

I dati usati per le simulazioni sono i seguenti:

P_T = supposta arbitrariamente pari a $\frac{1}{2}$ per rendere unitaria l'ampiezza del coseno

f_c = supposta arbitrariamente 50 kHz

$\Delta = 0.838$ rad (48°)

$f_{initial} = 2$ kHz

$f_{interval} = 80$ Hz

Per avere una idea dell'andamento della funzione $Sqr(x)$ e di $s(t)$ al variare della frequenza $f_d(t)$ si sono presi come esempio 3 valori fissati di quest'ultima, in un intervallo temporale di 10 secondi, scelti dividendo l'intervallo totale delle frequenze (2080 Hz - 22480 Hz) in 4 parti uguali di ampiezza 5100 Hz.

Si sono prese quindi:

$f_1 = 2080 \text{ Hz} + 5100 \text{ Hz} = 7180 \text{ Hz}$ (normalizzata: 0.1436)

$f_2 = 7180 \text{ Hz} + 5100 \text{ Hz} = 12280 \text{ Hz}$ (normalizzata: 0.2456)

$f_3 = 12280 \text{ Hz} + 5100 \text{ Hz} = 17380 \text{ Hz}$ (normalizzata: 0.3476)

In Figura 16 si sono riportati gli andamenti dell'integrale, della funzione $Sqr(x)$ e del segnale trasmesso $s(t)$ utilizzando i valori precedentemente definiti. Per comodità di visualizzazione si è scelto di dividere tutte le frequenze in questione per quella di portante (f_c) e di usare una frequenza di campionamento per i segnali pari a $16f_c$. Si nota come il segnale modulato sia composto dalla trasmissione alterna di due segnali: $s_1(t)$ quando $Sqr(x) = 1$ e $s_2(t)$ quando $Sqr(x) = -1$.

$$s_1(t) = \cos(2\pi f_c t + \Delta) \quad , \quad s_2(t) = \cos(2\pi f_c t - \Delta)$$

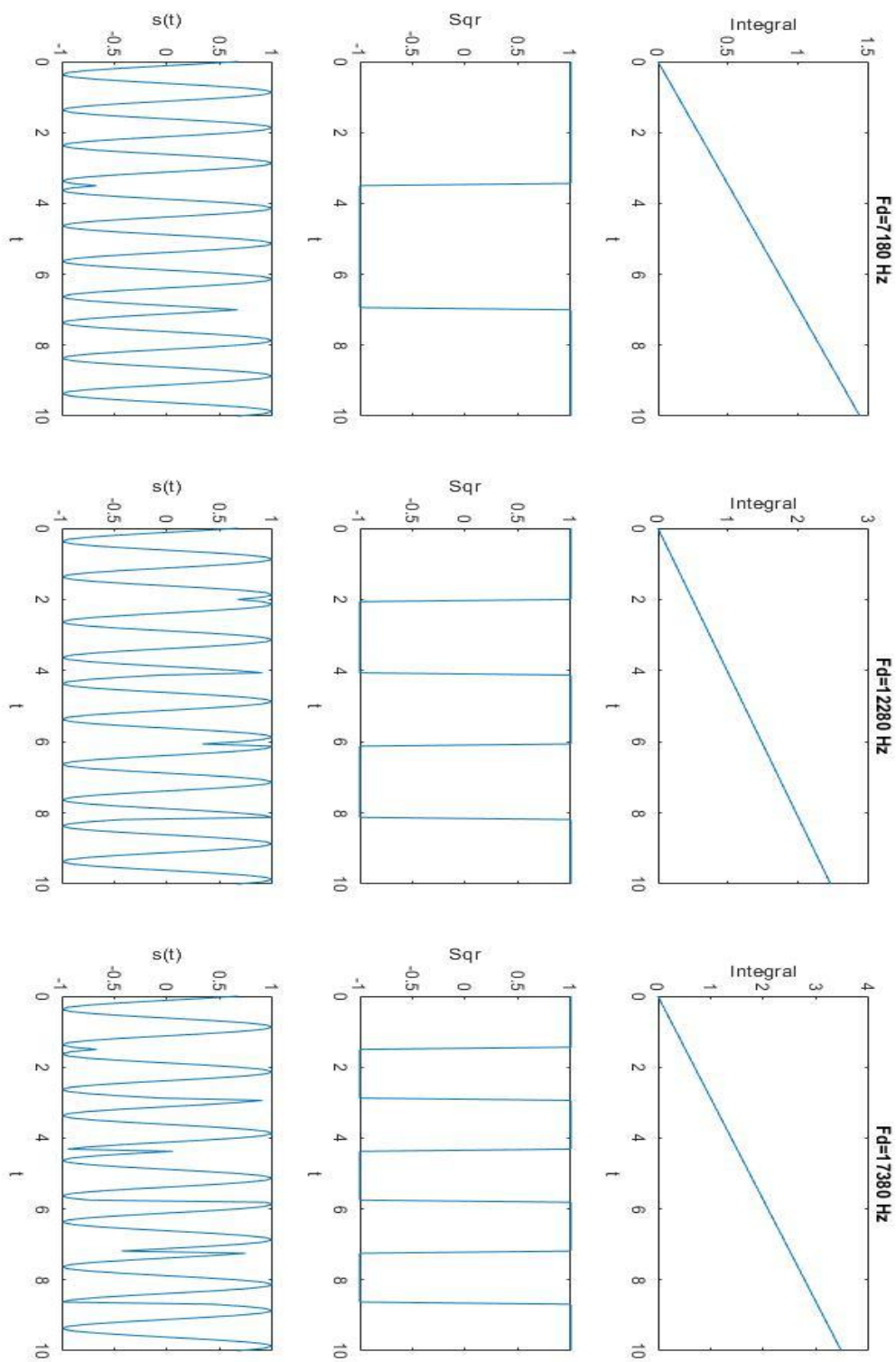


Figura 15: Andamento del segnale modulato FSK speciale all'aumentare di $F_d(t)$.

Il termine integrale dentro la funzione $Sqr(x)$ garantisce l'effetto di memorizzazione di tutte le frequenze utilizzate nell'intera sequenza temporale in cui avviene la comunicazione. Vista la natura costante a tratti di $f_d(t)$ possiamo sostituire l'integrale con una più semplice sommatoria:

$$\int_{-\infty}^t f_d(\tau) d\tau = f_d(t)(t - 10n) + 10 \sum_{i=0}^n f_d(10i)$$

Dove $n = \text{floor}(\frac{t}{10})$ è il rapporto tra l'istante di tempo attuale t e l'ampiezza dell'intervallo di tempo in cui $f_d(t)$ rimane costante a una certa frequenza (da $10i$ fino a $10(i + 1)$). Il termine $f_d(10i)$ assume quindi i valori di tutte le frequenze utilizzate fino all'istante di tempo attuale, considerando l'istante di tempo iniziale nullo.

Per capire come varia il segnale trasmesso $s(t)$ con questo modello, supponiamo una sequenza temporale di durata totale 30 secondi, in cui verranno trasmesse in ordine crescente le tre frequenze prese in esame prima.

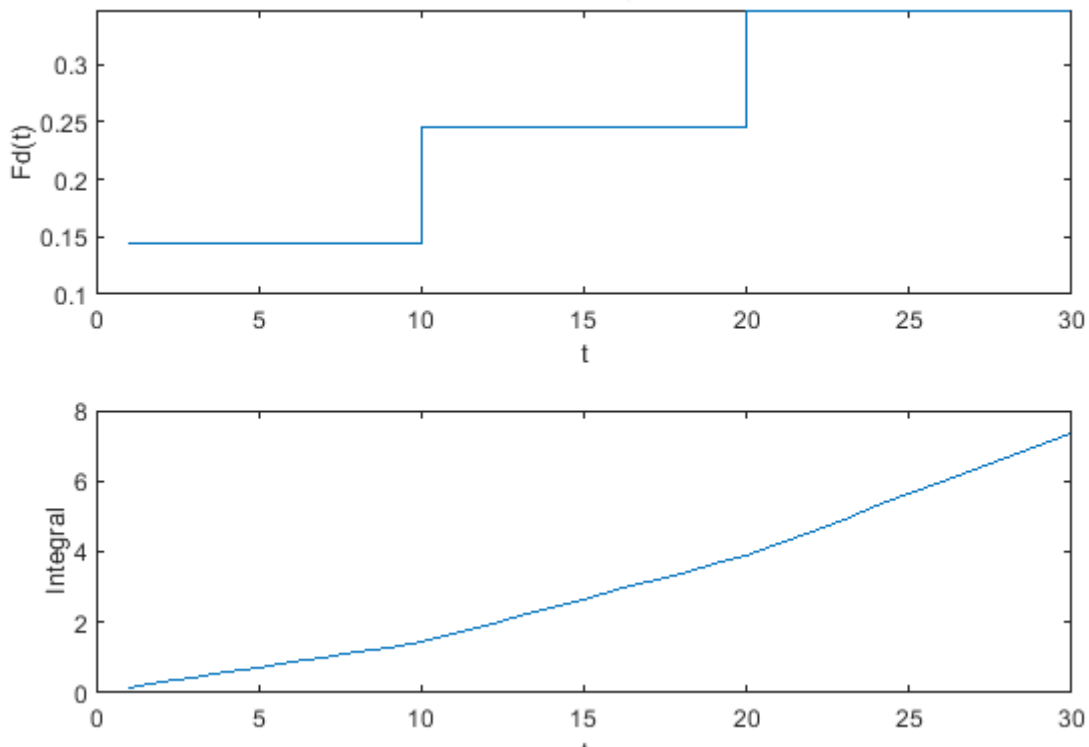


Figura 16: Esempio di integrale con la trasmissione consecutiva di f_1, f_2, f_3 .

Anche in Figura 16 le frequenze sono state normalizzate dividendole per quella di portante per uniformità di notazione con gli altri grafici. In questo caso, la $f_d(t)$ vale:

7180 Hz	per	$0 < t \leq 10$ s
12280 Hz	per	$10 < t \leq 20$ s
17380 Hz	per	$20 < t \leq 30$ s

Di conseguenza l'integrale di $f_d(t)$ vale:

$7180t$	per	$0 < t \leq 10$ s
$12280(t - 10) + 71800$	per	$10 < t \leq 20$ s
$17380(t - 20) + 194600$	per	$20 < t \leq 30$ s

In Figura 17 è stato riportato anche l'andamento della funzione $Sqr(x)$, in cui si nota ovviamente l'infittimento delle alternanze già identificato nei grafici di Figura 15, e viene rappresentato anche l'andamento del segnale $s(t)$ finale con la modulazione MFSK special applicata.

In Figura 18 si è aggiunto un confronto tra il segnale $s(t)$ modulato con la MFSK special e un segnale $s_2(t)$ modulato con la MFSK convenzionale, usando come segnale modulante la $f_d(t)$ di prima.

$$s_2(t) = \cos(2\pi f_d(t)t)$$

Infine, in Figura 19 si sono riportati tutti gli andamenti di MFSK special e MFSK normale per il segnale con la sequenza di $f_d(t)$ che dura 80 secondi e assume valori casuali (funzione randi(256) di Matlab) ogni 10 secondi. Nel caso specifico la sequenza di frequenze è:

22000 Hz	per	$0 < t \leq 10$ s	$n_d(t) = 250$
15360 Hz	per	$10 < t \leq 20$ s	$n_d(t) = 167$
18400 Hz	per	$20 < t \leq 30$ s	$n_d(t) = 205$
11360 Hz	per	$30 < t \leq 40$ s	$n_d(t) = 117$
10880 Hz	per	$40 < t \leq 50$ s	$n_d(t) = 111$
18960 Hz	per	$50 < t \leq 60$ s	$n_d(t) = 212$
3760 Hz	per	$60 < t \leq 70$ s	$n_d(t) = 22$
4800 Hz	per	$70 < t \leq 80$ s	$n_d(t) = 35$

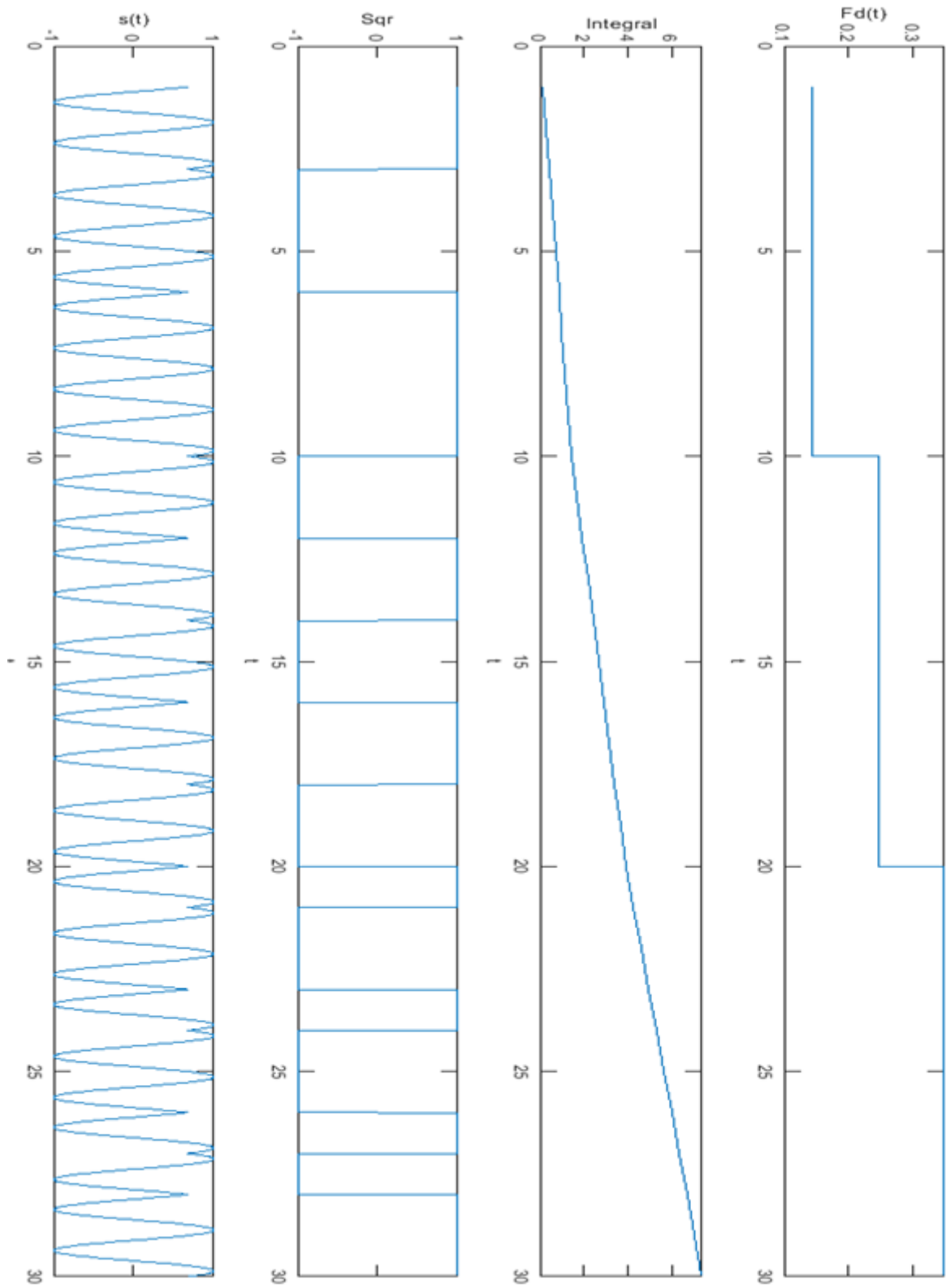


Figura 17: Esempio di FSK speciale con la trasmissione consecutiva di f_1, f_2, f_3 .

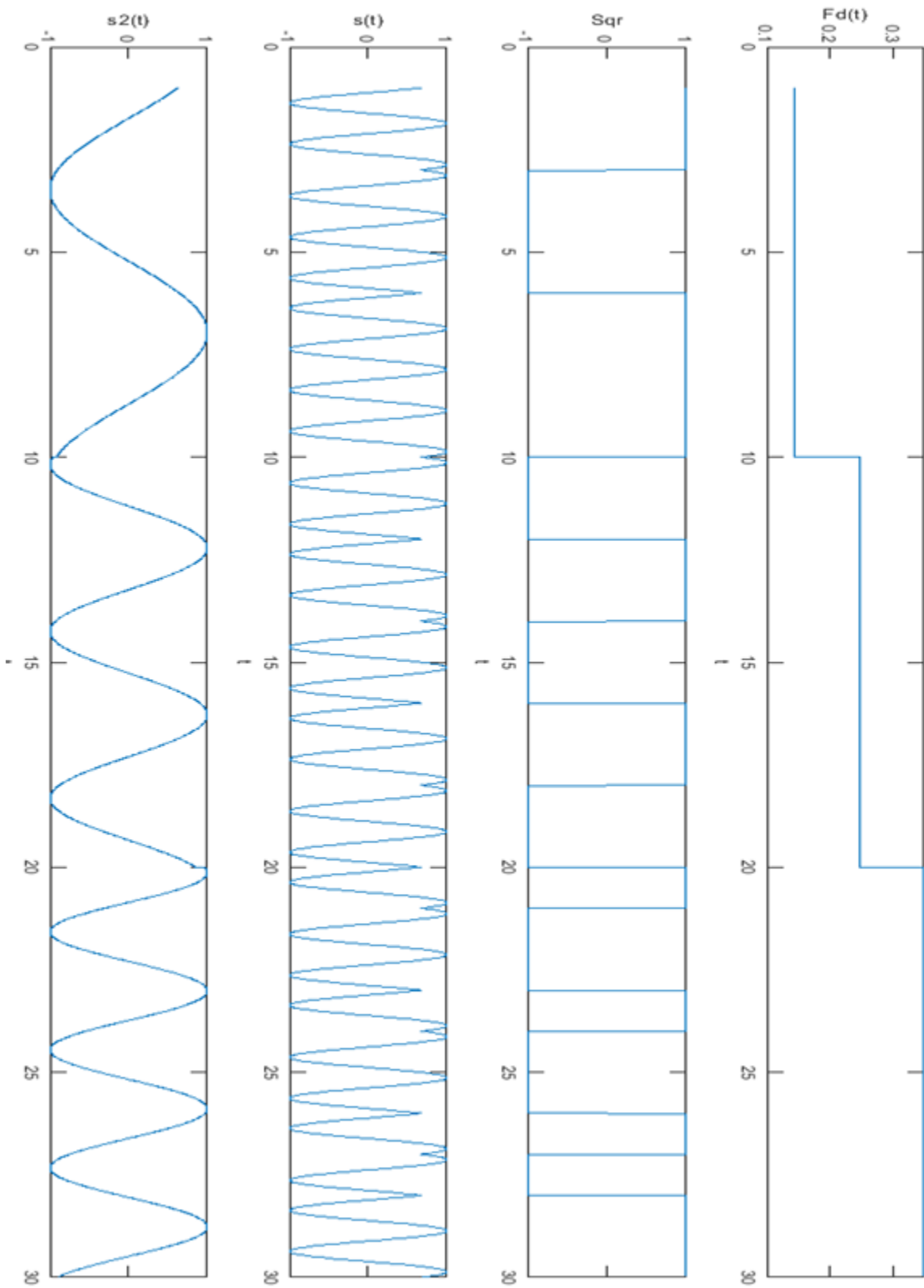


Figura 18: FSK speciale e FSK normale con la trasmissione consecutiva di f_1, f_2, f_3 .

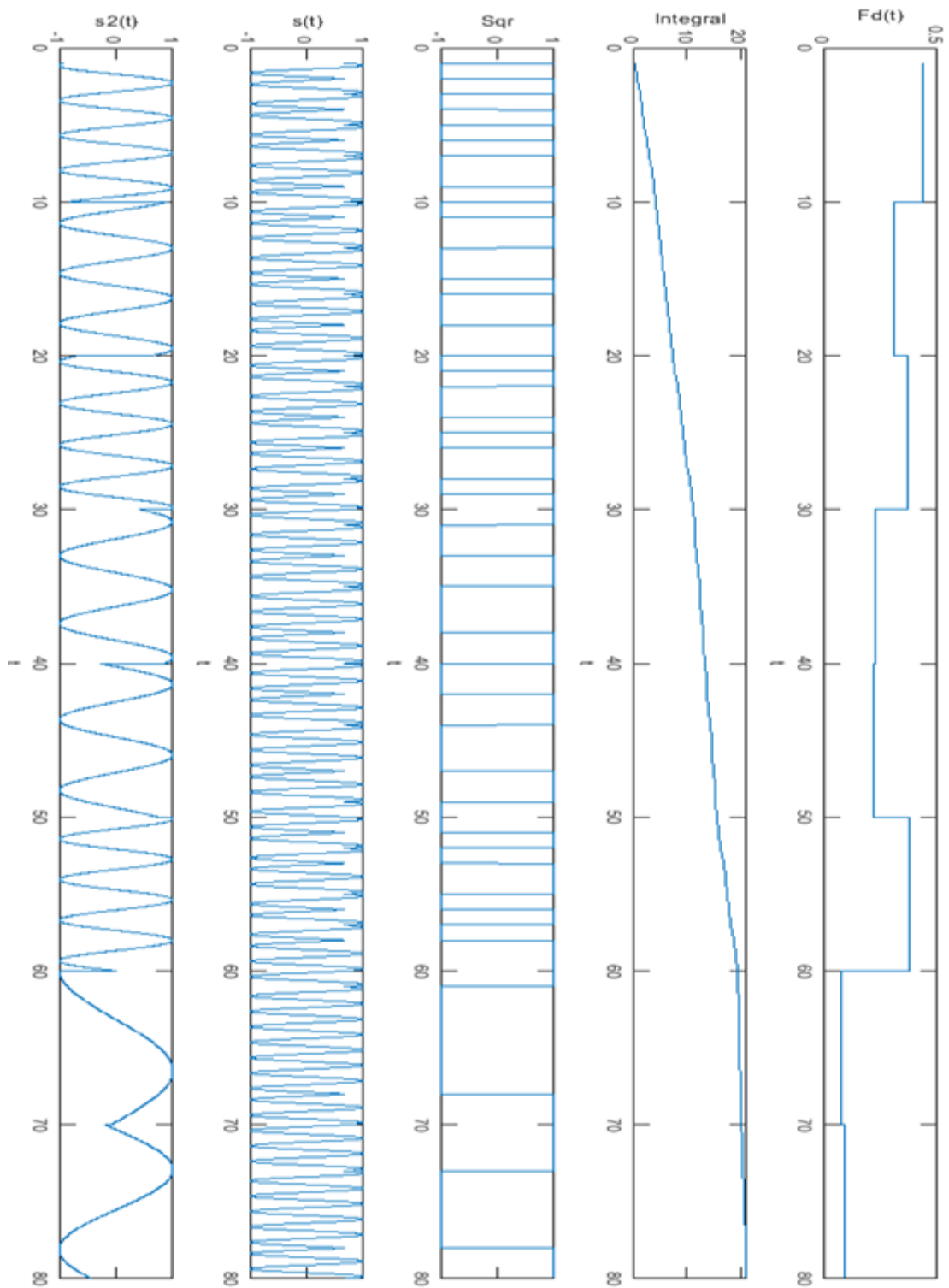


Figura 19: FSK speciale e FSK normale con la trasmissione del segnale canonico.

MODULAZIONE FSK SPECIALE: SEGNALE RICEVUTO

L'effetto del canale di comunicazione (collegamento DTE nella X-band) è di introdurre un'ampiezza e un Doppler significativamente variabili nel tempo (assumendo uno sfasamento uguale tra portante e sottoportanti dei toni dati) e di aggiungere rumore. Questo spiega la potenza ricevuta che dipende dal tempo e la frequenza di portante ricevuta che risulta la somma di quella trasmessa f_{c0} (in precedenza indicata con f_c) e di una componente Doppler tempo variante $\Delta f(t)$. Il segnale ricevuto $r(t)$ è un segnale passa-banda con lo spettro centrato in f_{c0} , $r'(t)$ è l'equivalente passa-basso del segnale ricevuto $r(t)$ e il rumore $n'(t)$ è l'equivalente passa-basso del rumore ricevuto $n(t)$. Possiamo rappresentare il segnale ricevuto come [5]:

$$r(t) = \sqrt{2P_R(t)} \cos \left[2\pi \int_{t_0}^t f_c(\tau) d\tau + \Delta \cdot Sqr \left(2\pi \int_{t_0}^t f_d(\tau) d\tau \right) \right] + n(t)$$

$P_R(t)$ = potenza totale del segnale ricevuto

$f_c(t) = f_{c0} + \Delta f(t)$ = frequenza della portante del segnale ricevuto

$n(t) = n_I(t) \cos(2\pi f_{c0} t) - n_Q(t) \sin(2\pi f_{c0} t)$

($n_I(t)$ è la componente di rumore in fase e $n_Q(t)$ è quella in quadratura)

$n(t) = \text{Re}\{ n'(t) \exp(j2\pi f_{c0} t) \}$

$$r'(t) = \sqrt{2P_R(t)} \exp j \left[-2\pi f_{c0} t_0 + 2\pi \int_{t_0}^t \Delta f_c(\tau) d\tau + \Delta Sqr \left(2\pi \int_{t_0}^t f_d(\tau) d\tau \right) \right] + n'$$

In Figura 20 viene rappresentato il segnale ricevuto $r(t)$ per una sequenza di prova che dura 40 secondi invece di 80, sempre con frequenze casuali nell'intervallo già definito precedentemente e supponendo che:

- 1) Non c'è fading del segnale: $P_R(t) = P_R$ supposta arbitrariamente $\frac{1}{2}$
- 2) Non ci sono effetti Doppler: $f_c(t) = f_{c0}$
- 3) Istante iniziale nullo: $t_0 = 0$
- 4) Rumore termico con SNR = 20 dB

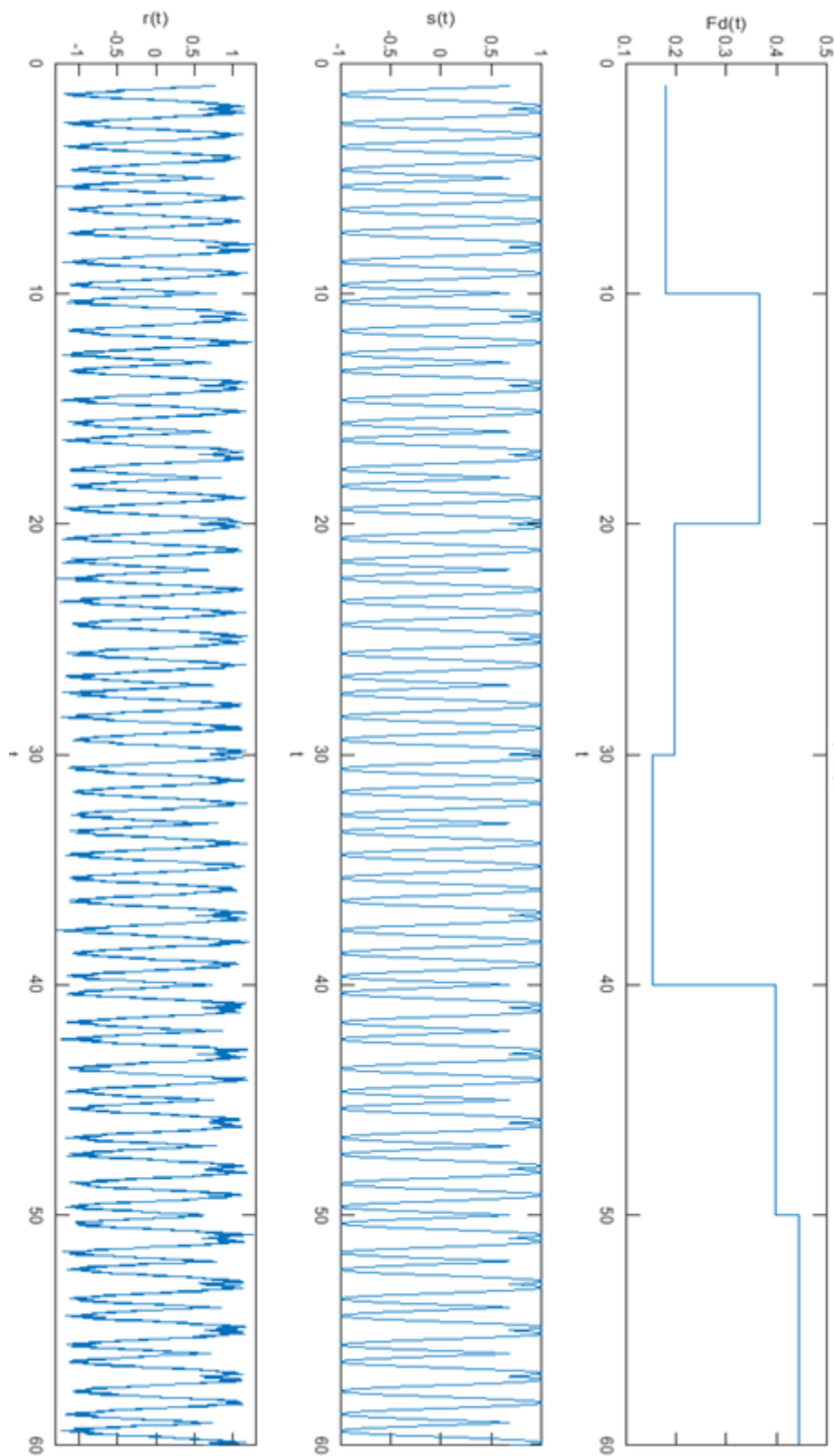


Figura 20: Segnale ricevuto con canale affetto da rumore termico.

RILEVAMENTO DEL SEGNALE RICEVUTO

Per rilevare correttamente il segnale ricevuto, modulato con la MFSK speciale, vengono utilizzate tre procedure principali, che consistono nell'acquisizione della portante, nel tracciamento della portante in caso di perdita del segnale e nel calcolo dei toni dati.

Il procedimento di acquisizione della portante è molto importante perché tutte le procedure successive dipendono dai risultati che ne derivano. Gli algoritmi di acquisizione della portante per processare un segnale con un estremamente basso rapporto segnale-rumore e con elevate dinamiche principalmente consistono in:

1) Un algoritmo di stima con criterio di massima verosimiglianza (ML): L'algoritmo ML tradizionale è un problema di ottimizzazione non lineare basato su ricerche multidimensionali, il quale è difficile però da applicare nella pratica. Un algoritmo di stima di un parametro basato sulla somma di fasi pesate e differenze di fase di un ordine o di due ordini semplifica quello ML tradizionale. Un metodo basato su una funzione a fase discreta di ordine superiore al precedente può invece essere usato per la stima del segnale in caso ci siano delle dinamiche Doppler di ordine più elevato, ma può essere applicato solo quando il rapporto segnale-rumore non è troppo basso.

2) Un algoritmo a massima verosimiglianza basato sulla FFT (Fast Fourier Transform): L'algoritmo usa un periodogramma a corrispondenza media nel dominio del tempo (TDMAP). Questo algoritmo riduce i requisiti di accuratezza per la frequenza di Doppler abbinato equamente alla complessità di calcolo, quindi è adatto per l'acquisizione della portante, però quando l'intervallo delle dinamiche viene esteso la sezione corrispondente aumenta a sua volta causando così anche un notevole aumento della complessità computazionale e rendendo molto più difficile una acquisizione della portante in tempo reale. Tenendo presente che la complessità computazionale dell'algoritmo tradizionale nel dominio del tempo è elevata, esiste un ulteriore algoritmo migliorato che abbassa la complessità computazionale senza perdita di prestazione inserendo zeri extra nel segnale.

Analizzando l'algoritmo ML tradizionale si può arrivare a un algoritmo chiamato "potenziamento del recupero della portante per la stima dello spostamento di Doppler a massima verosimiglianza" (CRE-ML), che tiene conto della potenza nei toni dati per potenziare il recupero della portante. L'algoritmo riduce la soglia di rilevamento del segnale di 3 dB, ma la complessità del processamento dei dati è incrementata di circa 2000 volte.

Analizzando invece la relazione tra la ricerca in 4 dimensioni e il potenziamento del recupero della portante nell'algoritmo CRE-ML e applicando il principio della ricerca in 4 dimensioni nell'algoritmo TDMAP (che diventa 4D-TDMAP) si trova che la complessità computazionale del 4D-TDMAP è solo lo 0.26% di quella del CRE-ML con le stesse prestazioni per quanto riguarda il rilevamento del segnale. Aggiungendo due dimensioni di ricerca, che sono il tono dati e la fase del tono dati, si utilizza al meglio la potenza nei toni dati allo stesso modo di quella nella portante. La soglia di rilevamento del segnale usando il 4D-TDMAP diminuisce di 3 dB in confronto a quella del TDMAP tradizionale [5].

CONCLUSIONI

In questo lavoro sono emerse le profonde differenze tra due formati di modulazione simili concettualmente, ma molto diversi dal punto di vista pratico. La redazione di questa tesi di laurea si è svolta in due fasi altrettanto simili e diverse: nella prima si sono raccolte e organizzate tutte le informazioni riguardo la modulazione M-FSK standard, di cui si avevano già le basi grazie al corso di Telecomunicazioni, e di cui si sono approfondite alcune interessanti sfumature; nella seconda parte ci si è tuffati dentro un argomento totalmente nuovo di più recente sviluppo e di più specifica applicazione, come quello della M-FSK speciale. Si è cercato dunque di interpretare i risultati e gli esperimenti riportati nelle fonti e, con le dovute ipotesi semplificative, dare una idea grafica e analitica di questa nuova forma d'onda ben meno intuitiva di quella già conosciuta, che, a un occhio poco esperto come può essere quello di uno studente, è sicuramente più riconducibile a una modulazione PSK piuttosto che a una modulazione FSK. In estrema sintesi, tutto questo lavoro ha soprattutto fatto emergere le grandi differenze che ci sono tra metodi e concetti di carattere generico e applicazioni dei medesimi in un contesto più specifico.

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

- [1] *E. Satorius, P. Estabrook, J. Wilson, D. Fort. Direct-to-Earth Communications and Signal Processing for Mars Exploration Rover Entry, Descent and Landing.*
(https://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/42-153/153A.pdf)
- [2] *Nicola Mauro. Short codes for telecommand space link.*
(UNIVPM, Ancona, Italy)
- [3] *Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS), TM Synchronization and Channel Coding, CCSDS 131.0- B-3 Blue Book (2017).*
- [4] *Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS), TC Synchronization and Channel Coding, CCSDS 231.0- B-4 Blue Book (2021).*
- [5] *Tiansheng Zhang, Xiaolin Zhang, Zan Li, Junhai Bao. An improved MFSK Signal Detection Algorithm for Mars Probe Entry, Descent, Landing Phase.*
(https://www.researchgate.net/publication/318727115_An_Improved_MFSK_Signal_Detection_Algorithm_for_Mars_Probe_Entry_Descent_Landing_Phase)
- [6] https://en.wikipedia.org/wiki/Frequency-shift_keying
- [7] *Eric Nii Otorkunor Sackey. Performance Evaluation of M-ary Frequency Shift Keying Radio Modems via Measurements and Simulations.*
(<https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:830550/FULLTEXT01.pdf>)
- [8] *Franco Chiaraluce. Materiale didattico del corso di Telecomunicazioni.*
(UNIVPM, Ancona, Italy)

*Dedico la fine di questa lunga avventura alla mia migliore amica Giulia,
che ha creduto in me anche quando io stesso non ci riuscivo.
Il suo brillante intuito sarà sempre un passo avanti alla mia fredda logica.*