



ALMA MATER STUDIORUM
UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA AEROSPAZIALE

.....

UTILIZZO DI TECNICHE DI INTERLEAVING PER L'OTTIMIZZAZIONE DEI COLLEGAMENTI RF TT&C DURANTE LE CONGIUNZIONI SOLARI

Relatore

Prof. Paolo Tortora

Presentata da

Andrea Semprini

Correlatore

Prof. Marco Zannoni

Anno Accademico 2024/2025

Sommario

Elenco delle Figure	2
Introduzione	5
Validazione del software e simulazioni di canali AWGN	8
Effetto del plasma solare e simulazioni di canali in MEX MODEL	20
Applicazione delle tecniche di interleaving	25
Channel diversity	46
Conclusioni	52
Bibliografia	53

Elenco delle Figure

Figura 1 – Rappresentazione del SEP Angle (destra) e di una condizione di congiunzione solare (sinistra)	5
Figura 2 – Interfaccia di HELIOS baseband simulator	7
Figura 3- Schematizzazione del simulatore HELIOS baseband simulator	8
Figura 4 – Esempio di configurazione utilizzata per il debug nelle fasi iniziali	9
Figura 5 – Stima del Bit Error Rate prima della correzione degli errori nel PLL	11
Figura 6 - Stima del Frame Error Rate prima della correzione degli errori nel PLL	11
Figura 7 - Stima del Bit Error Rate dopo la correzione degli errori nel PLL	12
Figura 8 - Stima del Frame Error Rate dopo la correzione degli errori nel PLL	12
Figura 9 – Esempio di Bit Error Rate per un canale AWGN	13
Figura 10 – Esempio di Frame Error Rate per un canale AWGN	14
Figura 11 – BER con codifica Reed-Solomon ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presenti nel “Green Book” (rosso)	14
Figura 12 – BER con codifica Reed-Solomon ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator	14
Figura 13 - BER con codifica Convolutional ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presenti nel “Green Book” ¹ (rosso)	15
Figura 14- BER con codifica Convolutional ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator	15
Figura 15– FER con codifica Convolutional ottenuto dal progetto HELIOS	15
Figura 16 - FER con codifica Convolutional ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator	15
Figura 17 - BER con codifica concatenata Reed-Solomon/Convolutional ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presente nel “Green Book” (rosso)	16
Figura 18 - BER con codifica concatenata Reed-Solomon/Convolutional ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator	16
Figura 19 - BER con codifica concatenata Reed-Solomon/Convolutional ottenuto dal progetto HELIOS	16
Figura 20 - BER con codifica concatenata Reed-Solomon/Convolutional ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator	16
Figura 21 - FER con codifica BCH ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presente nella letteratura scientifica (rosso)	17
Figura 22 - FER con codifica BCH ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator	17

Figura 23 - BER con codifica Turbo ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presente nel “Green Book” (rosso)	17
Figura 24 - BER con codifica Turbo ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator	17
Figura 25 - FER con codifica Turbo ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presente nel “Green Book” (rosso).....	18
Figura 26 - FER con codifica Turbo ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator.....	18
Figura 27 – Confronto tra Bit Error Rate ottenuti utilizzando differenti tipologie di codifica in un canale AWGN	18
Figura 28 – Confronto tra Frame Error Rate ottenuti utilizzando differenti tipologie di codifica in un canale AWGN.....	19
Figura 29 – Valori del Bit Error Rate per un canale AWGN e con gli effetti del plasma solare a differenti angoli di SEP per un segnale non codificato	21
Figura 30 – Valori del Frame Error Rate per un canale AWGN e con gli effetti del plasma solare a differenti angoli di SEP per un segnale non codificato	21
Figura 31 – Valori del Bit Error Rate per una codifica Reed-Solomon in presenza del plasma solare a diversi angoli di SEP	22
Figura 32 - Valori del Bit Error Rate per una codifica Convolutional in presenza del plasma solare a diversi angoli di SEP.....	23
Figura 33 - Valori del Frame Error Rate per una codifica Convolutional in presenza del plasma solare a diversi angoli di SEP	23
Figura 34 - Valori del Bit Error Rate per una codifica BCH in presenza del plasma solare a diversi angoli di SEP	24
Figura 35 - Valori del Frame Error Rate per una codifica BCH in presenza del plasma solare a diversi angoli di SEP.....	24
Figura 36 – Schematizzazione della codifica del messaggio.....	25
Figura 37 – Schematizzazione della correzione di un errore sparso	25
Figura 38 – Schematizzazione della decodifica di un burst error	26
Figura 39 – Schematizzazione del funzionamento dell’interleaving	26
Figura 40 – Confronto dei valori del BER in un canale AWGN utilizzando una codifica classica ed una codifica con interleaving.....	27
Figura 41 - Confronto dei valori del FER in un canale AWGN utilizzando una codifica classica ed una codifica con interleaving.....	27
Figura 42 – Schematizzazione del funzionamento del processo di codifica e decodifica di un segnale mediante utilizzo di una codifica concatenata Reed-Solomon/Convolutional con presenza di un interleaver.....	28
Figura 43 – Confronto dei valori di Bit Error Rate utilizzando una codifica concatenata RS/Convolutional con e senza l’utilizzo di interleaving	28
Figura 44 - Confronto dei valori di Frame Error Rate utilizzando una codifica concatenata RS/Convolutional con e senza l’utilizzo di interleaving	29
Figura 45 – Valori del Bit Error Rate per una codifica concatenata RS/Convolutional con lunghezze dell’interleaving pari a 1784 e 2000	30
Figura 46 – Valori del Frame Error Rate per una codifica concatenata RS/Convolutional con lunghezze dell’interleaving pari a 1784 e 2000	30
Figura 47 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP per una codifica Turbo con $CR=1/232$	

Figura 48 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP per una codifica Turbo con CR=1/2.....	32
Figura 49 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP per una codifica Turbo con CR=1/433	
Figura 50 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP per una codifica Turbo con CR=1/4.....	33
Figura 51 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC 1/2 64	35
Figura 52 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC 1/2 64	35
Figura 53 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC 1/2 256	36
Figura 54 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC 1/2 256	36
Figura 55 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC 1/2 1024	37
Figura 56 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC 1/2 1024	37
Figura 57 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC 1/2 4096	38
Figura 58 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC 1/2 4096	38
Figura 59 – Configurazioni per gli scenari da simulare riportate nel documento “Final Report” del progetto Helios.....	39
Figura 60 – Valori del Bit Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=3	40
Figura 61 – Valori del Frame Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=3, con aggiunta del FER=10 ⁻³ posto come obiettivo.....	40
Figura 62 – Valori del Bit Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=2	41
Figura 63 – Valori del Frame Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=2, con aggiunta del FER=10 ⁻³ posto come obiettivo	41
Figura 64 – Valori del Bit Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=3	42
Figura 65 – Valori del Frame Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=3, con aggiunta del FER=10 ⁻⁵ posto come obiettivo.....	43
Figura 66 – Valori del Bit Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=2	43
Figura 67 – Valori del Frame Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=2, con aggiunta del FER=10 ⁻⁵ posto come obiettivo.....	44
Figura 68- Valori del Bit Error Rate per una codifica Turbo con differenti lunghezze dell'interleaving	45
Figura 69 - Valori del Frame Error Rate per una codifica Turbo con differenti lunghezze dell'interleaving	45
Figura 70- Valore del Tc a differenti SEP presente nel “Final Report” del progetto Helios.....	46
Figura 71 – Valori del massimo Bit Rate ottenibile rispetto alla channel diversity per una codifica concatenata RS/Convolutional a diversi SEP e con lunghezze dell'interleaving differenti	47
Figura 72 – Valori del massimo bit rate ottenibile rispetto alla time diversity del canale per la casistica TC.....	48
Figura 73 – Valori del massimo bit rate ottenibile rispetto alla time diversity del canale con codifica LDPC 256 per la casistica TC con esplicitati i valori di D/N ₀	49
Figura 74 – Valori del massimo bit rate ottenibile rispetto alla time diversity del canale per la casistica TM.....	50
Figura 75 - Valori del massimo bit rate ottenibile rispetto alla time diversity del canale per diverse lunghezze dell'interleaving.....	51
Figura 76 – Valori del massimo bit rate ottenibile rispetto alla time diversity del canale per la casistica TM con codifica Turbo 1/4.....	51

Introduzione

Durante le missioni nello spazio profondo le comunicazioni con le sonde spaziali possono presentare numerose difficoltà. Una delle più complesse riguarda il mantenimento di un link stabile tra la stazione di terra e lo spacecraft in condizioni di congiunzioni solari superiori.

Una congiunzione solare avviene quando il Sole si trova sulla linea immaginaria che collega la Terra e lo spacecraft, e in particolare, definiamo come il Sun-Earth-Probe (SEP) angle, l'angolo formato da Sole, Terra e dallo spacecraft.

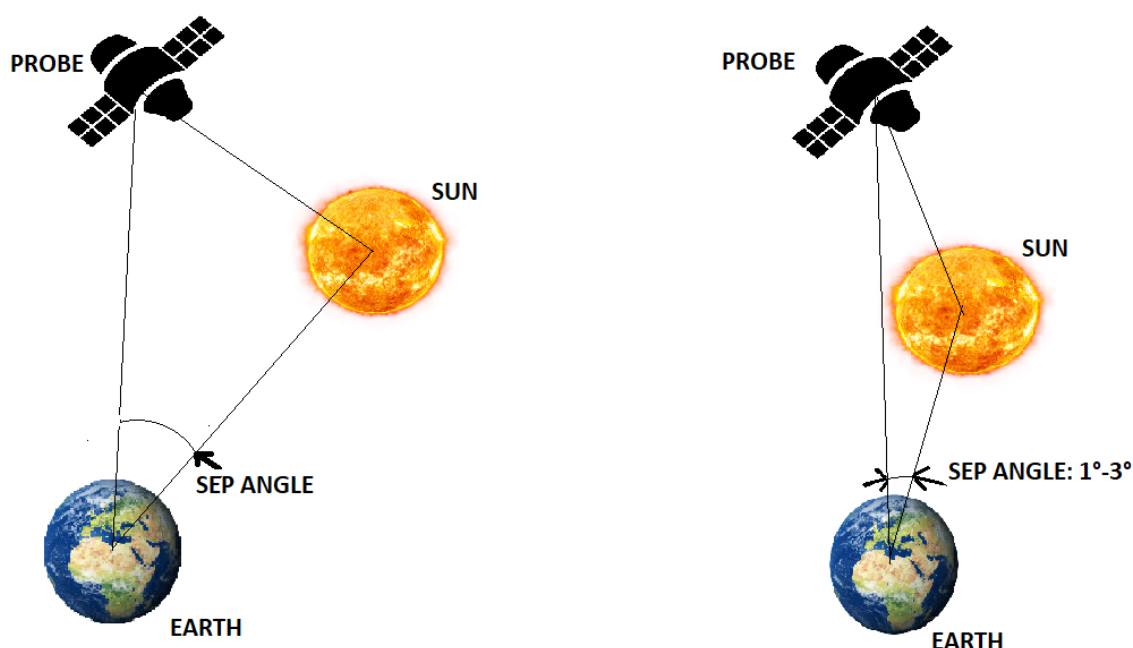


Figura 1 – Rappresentazione del SEP Angle (destra) e di una condizione di congiunzione solare (sinistra).

In questa condizione i segnali in radiofrequenza diretti o provenienti dal veicolo spaziale devono attraversare la corona solare, una zona caratterizzata da plasma, ovvero particelle ionizzate e elettroni [\[R1\]](#). Questa zona, altamente variabile e dalla distribuzione non omogenea, induce sul segnale effetti di scintillazione di fase e di ampiezza, fading profondo e allargamento spettrale, effetti talvolta accentuati anche dalla presenza in queste condizioni di un vento solare che può trasportare queste particelle aumentando le inomogeneità lungo la traiettoria della portante del segnale. Tali effetti vanno perciò a compromettere la qualità dei collegamenti di Tracking, Telemetry & Command (TT&C), con conseguenze importanti e potenzialmente critiche sulla sicurezza delle missioni interplanetarie e sulla continuità delle telecomunicazioni.

Questa tesi si propone di studiare ed analizzare i dati ottenuti dal progetto HELIOS (Highly rEliable LInks during sOLar conjunctionS), che, in collaborazione con l'Agenzia Spaziale Europea (ESA), ha affrontato questi problemi sviluppando:

- Modelli matematici e simulativi per caratterizzare gli effetti del plasma solare su segnali in banda X e Ka.

- Un simulatore, i.e. HELIOS baseband simulator, in grado di testare differenti schemi di modulazione, codifica e sincronizzazione.
- tecniche di codifica di canale avanzata, finalizzate a ridurre il tasso di errore in condizioni di forte degrado.
- approcci basati su diversità di canale (channel diversity) per aumentare l'affidabilità del collegamento in scenari estremi.

Nelle condizioni di forte degrado sarà necessario l'utilizzo di tecniche che migliorino la trasmissione e diminuiscano gli errori, come per l'interleaving.

L'interleaving è una tecnica di elaborazione del segnale in grado di contrastare gli effetti degli errori a raffica (burst errors). Questa tipologia di errore si verifica quando i bit errati non sono distribuiti in modo indipendente ma tendono a concentrarsi in raffiche, cioè in posizioni consecutive. Questo può causare la presenza di errori in blocchi singoli o anche consecutivi, rendendo più complessa la correzione degli stessi tramite l'utilizzo delle codifiche tradizionali. L'interleaving agisce andando ad incrementare la dimensione del blocco che viene trasmesso, permettendo quindi di ridurre la distribuzione dell'errore su blocchi multipli ed è quindi una tecnica che non agisce direttamente sulla correzione ma funziona in modo complementare alle codifiche del canale. Questa tecnica consiste infatti nel modificare la posizione dei bit dopo la codifica riordinandoli secondo uno schema deterministico, venendo così inviati in un ordine apparentemente casuale. Al momento della ricezione avverrà poi un processo di de-interleaving con lo scopo di ripristinare l'ordine originale.

Questo processo fa sì che una sequenza di errori consecutivi, prodotta dal canale, venga distribuita su più posizioni non contigue. A questo punto il decodificatore potrà trattarli come errori sparsi rendendone più semplice la correzione.

Per poter analizzare gli effetti dell'interleaving, abbiamo utilizzato il simulatore sviluppato nel contesto del progetto HELIOS. Si tratta di un simulatore concepito come un ambiente end-to-end capace di riprodurre con realismo un collegamento e gli effetti del canale durante un link tra una stazione di terra ed uno spacecraft, sia in condizioni standard che in situazioni di congiunzione solare superiore.

Il software, sviluppato in ambiente MATLAB fornisce un'interfaccia utente nella quale è possibile impostare determinati parametri e procedere con la simulazione.

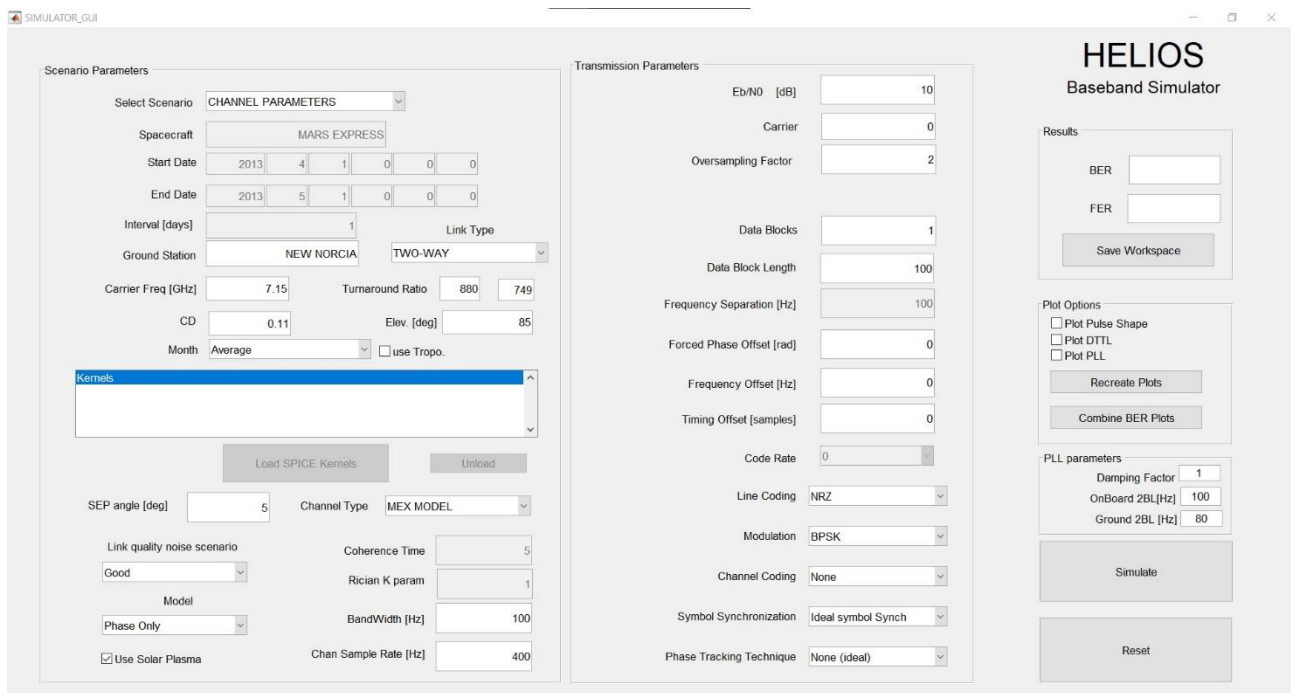


Figura 2 – Interfaccia di HELIOS baseband simulator

La finestra, come mostrato nella *Figura 2*, è divisa in tre macroaree: nella sezione sinistra, “Scenario Parameters”, sono presenti i parametri relativi alla simulazione del canale di trasmissione e del suo comportamento; la sezione centrale permette invece di impostare i parametri relativi alle caratteristiche di trasmissione (uplink) e ricezione (downlink), come ad esempio modulazioni o codifiche. La sezione di destra è invece dedicata al lancio della simulazione ed alla visualizzazione dei risultati.

Una volta avviata una simulazione il software inizia con una generazione di bit casuali che andranno a creare il segnale trasmesso, ai quali verrà applicato, se impostato nella interfaccia precedente, uno schema di codifica di canale impostabile tra: Reed-Solomon, Convolutional, Turbo, LDPC e BCH, con la possibilità di introdurre un interleaver per aumentarne la resistenza agli errori. Successivamente i dati vengono passati al blocco di modulazione, il quale supporta sia tecniche di modulazione coerente come BPSK e QPSK che tecniche non coerenti come FSK e GMSK, che saranno applicate in base all’input inserito nell’interfaccia.

A questo punto i dati vengono mandati al cuore del simulatore, ovvero alla parte dedicata alla modellazione del canale. Qui viene aggiunto l’effetto dovuto al rumore bianco additivo (AWGN) ed in caso si sia impostato come tipologia di canale “Mex Model” vengono aggiunti gli effetti specifici del plasma solare: scintillazione in ampiezza; scintillazioni di fase e allargamento spettrale, che riproduce l’effetto di dispersione del segnale. Questo consente di configurare lo scenario in funzione dell’angolo di SEP, della banda operativa (X o Ka) e dei parametri di missione.

A questo punto i dati vengono mandati ai blocchi che simulano il ricevitore dove il segnale verrà inizialmente elaborato, se selezionato nell’interfaccia, tramite un Phase Locked Loop (PLL), incaricato di correggere le variazioni di fase introdotte dal canale, e un Data Transition Tracking Loop (DTTL), responsabile della sincronizzazione temporale. A questo punto si passa ad un

modulo di demodulazione ed ai blocchi di deinterleaving e decodifica, se necessari, che andranno a ricostruire l'informazione originale.

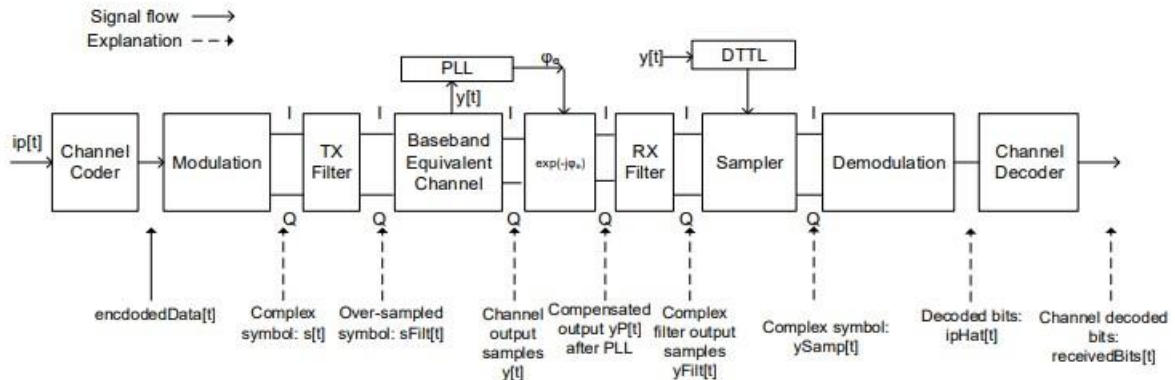


Figura 3- Schematizzazione del simulatore HELIOS baseband simulator

Infine, il simulatore andrà a fornire una valutazione quantitativa delle prestazioni del collegamento attraverso l'utilizzo di due misure: il Bit Error Rate (BER) ed il Frame Error Rate (FER).

Il bit error rate, formalmente definito come:

$$BER = \frac{N_{errori\ bit}}{N_{bit\ trasmessi}} \quad (1)$$

Rappresenta il rapporto tra il numero di bit ricevuto in modo errato ($N_{errori\ bit}$) ed il numero totale di bit inviati ($N_{bit\ trasmessi}$).

Il frame error rate è invece definito come:

$$FER = \frac{N_{frame\ errati}}{N_{frame\ totali}} \quad (2)$$

E rappresenta il rapporto tra il numero di frame, ovvero di interi blocchi o pacchetti, ricevuti con almeno un errore ($N_{frame\ errati}$) ed il numero totale di frame trasmessi ($N_{frame\ totali}$). A differenza del BER, che misura gli errori a livello di singolo bit, il FER riflette gli impatti degli errori a livello di trasmissione dei pacchetti, risultando perciò importante quando si utilizzano codici con correzione d'errore, in quanto fornisce una stima più diretta della probabilità di perdita dell'informazione utile.

Il calcolo di questi parametri permette la comparazione tra le diverse tecniche di modulazione e codifica.

Validazione del software e simulazioni di canali AWGN

Per poter utilizzare il software di simulazione sono stati necessari due passaggi: una correzione degli errori e dei bug riscontrati durante i primi utilizzi ed una validazione dei risultati.

Il primo passaggio è stato reso necessario da due principali fattori: la versione dell'ambiente MATLAB in cui il software era stato inizialmente sviluppato, e build intermedia del simulatore stesso. Il software fornito non era infatti nella build finale, perciò, presentava ancora delle piccole imprecisioni da dover correggere per garantirne il funzionamento in tutte le possibili configurazioni. Per prima cosa è stato opportuno aggiornare alcune funzioni presenti nel codice in quanto rimosse o modificate dall'ambiente di sviluppo nelle versioni rilasciate successivamente a quella in cui il software è stato sviluppato. Queste modifiche sono state in alcuni casi di poco conto, come la trasposizione dei vettori in cui erano salvati dati da utilizzare come input in quanto negli aggiornamenti di versione le funzioni erano passate dal richiedere in ingresso dei vettori colonna al chiedere dei vettori riga. In altri casi hanno invece presentato soluzioni più complesse, dovute per esempio alla totale rimozione di alcune funzioni o a degli accorpamenti tra comandi dapprima differenti ed ora uniti in un'unica funzione capace di svolgere tutti i passaggi delle precedenti in maniera più efficiente; in questi casi si è dovuto modificare in maniera più massiccia il codice, talvolta anche rimuovendo delle parti precedentemente necessarie o scrivendo nuove linee per riadattare i valori e le variabili alle esigenze delle nuove funzioni.

Completata questa parte di aggiornamento si è potuti passare alla parte di correzione degli errori e debug vero e proprio, testando il simulatore con configurazioni predefinite di cui si conosceva a priori il risultato.

Figura 4 – Esempio di configurazione utilizzata per il debug nelle fasi iniziali

Nella Figura 4 è mostrata un esempio di una configurazione utilizzata per procedere al debug, e sono presenti dei riquadri di due colori sui riquadri nei quali è possibile impostare i vari input: in nero sono segnati i dati mantenuti costanti in questa fase, mentre in rosso i dati variati per poter ottenere simulazioni differenti.

Nello specifico i dati i dati variati rappresentano:

- **Link Type:** permette di selezionare quale ramo della trasmissione simulare tra: uplink, in cui la simulazione assume che il segnale sia inviato da terra allo spacecraft; downlink, in

cui il segnale viene assunto come inviato dallo spacecraft a terra; e two-way, che considera una trasmissione in entrambe le direzioni.

- **SEP Angle:** in cui è possibile impostare l'angolo di SEP al quale vogliamo effettuare la simulazione.
- **Bandwidth:** in cui è possibile impostare il symbol rate della banda del segnale che stiamo simulando.
- **Chan Sample Rate:** permette di impostare la frequenza di campionamento del canale, ovvero il numero di campioni al secondo in cui viene discretizzato il segnale che stiamo simulando
- **Eb/N0:** indica il rapporto segnale-rumore per la componente AWGN del canale di trasmissione.
- **Carrier:** indica il rapporto segnale-rumore della portante. Se si imposta un valore diverso da 0 e 1 il codice utilizzerà PLL, in caso contrario questo non verrà utilizzato.
- **Data Blocks:** indica il numero di blocchi di dati inviati, e conseguentemente quante volte la simulazione deve essere ripetuta per il calcolo degli errori.
- **Data Block Length:** permette di impostare la lunghezza in bit di ogni blocco inviato.
- **Channel Coding:** permette all'utilizzatore di scegliere se e quale codifica applicare al canale tra quelle disponibili (Reed-Solomon, BCH, LDPC, Turbo...).

Mantenendo costanti certi parametri è stato possibile eseguire la prima parte del debug in maniera più efficiente; in questo modo infatti è stato possibile trovare i primi errori, variare un singolo input e verificare se l'errore persisteva o se quel determinato errore veniva risolto. In caso questo avvenisse diventava ovvio che la presenza dell'errore si trovava nel blocco di codice dedicato alla gestione di quello specifico aspetto della simulazione ed era possibile intervenire in maniera più efficiente nella risoluzione. Per esempio, se nella configurazione proposta nella *Figura 4* si presentasse un errore a causa della zona di codice preposta alla codifica "BCH", questo risulterebbe immediato se, andando a cambiare solo la tipologia di codifica lasciando il resto inalterato, tale errore non fosse più presente.

Una volta corretti tutti gli errori ed arrivati ad un risultato visualizzabile nelle caselle BER e FER si possono variare dati quantitativi come "Eb/N0" o il valore del SEP angle per verificare che i risultati rimangano quantomeno coerenti con i valori attesi non solo per un singolo set di dati ma anche cambiando i vari input.

La zona più soggetta alla presenza di errore è risultata essere quelle dedicate al Phase Locked Loop (PLL). Quando il valore inserito nell'input "Carrier" risulta superiore ad 1 il sistema utilizza un sistema ad anello capace di "inseguire" dinamicamente la fase della portante, resa instabile dagli effetti di fading e scintillazione dovuti alla presenza del plasma solare. Questo compito è fondamentale per poter effettuare correttamente la demodulazione del segnale, perciò, un errore in questa parte di codice rischia di compromettere completamente la stima degli errori.

Questa sezione della simulazione procede perciò a confrontare la fase della portante con quella di un oscillatore locale. Attraverso un processo iterativo il loop corregge la fase dell'oscillatore in modo da mantenerla agganciata a quella del segnale in ingresso, da qui il nome phase locked.

A questo punto il sistema è in grado di calcolare l'offset di fase e può andare a correggerlo prima di inviare il segnale ai processi successivi, garantendo al demodulatore la ricezione di un segnale correttamente sincronizzato.

Nelle fasi iniziali, però, il software presentava degli errori nel calcolo, e quindi della relativa correzione, dell'offset di fase, portando a generare valori di BER e FER come quelli presentati nella Figura 5 e nella Figura 6.

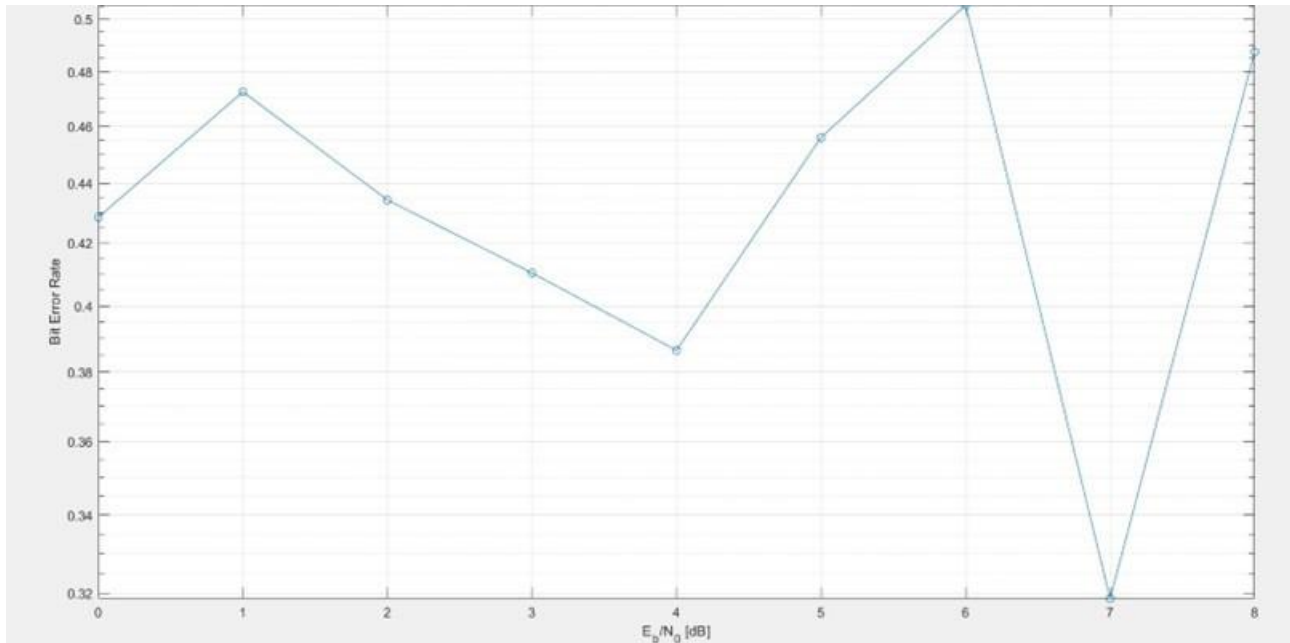


Figura 5 – Stima del Bit Error Rate prima della correzione degli errori nel PLL

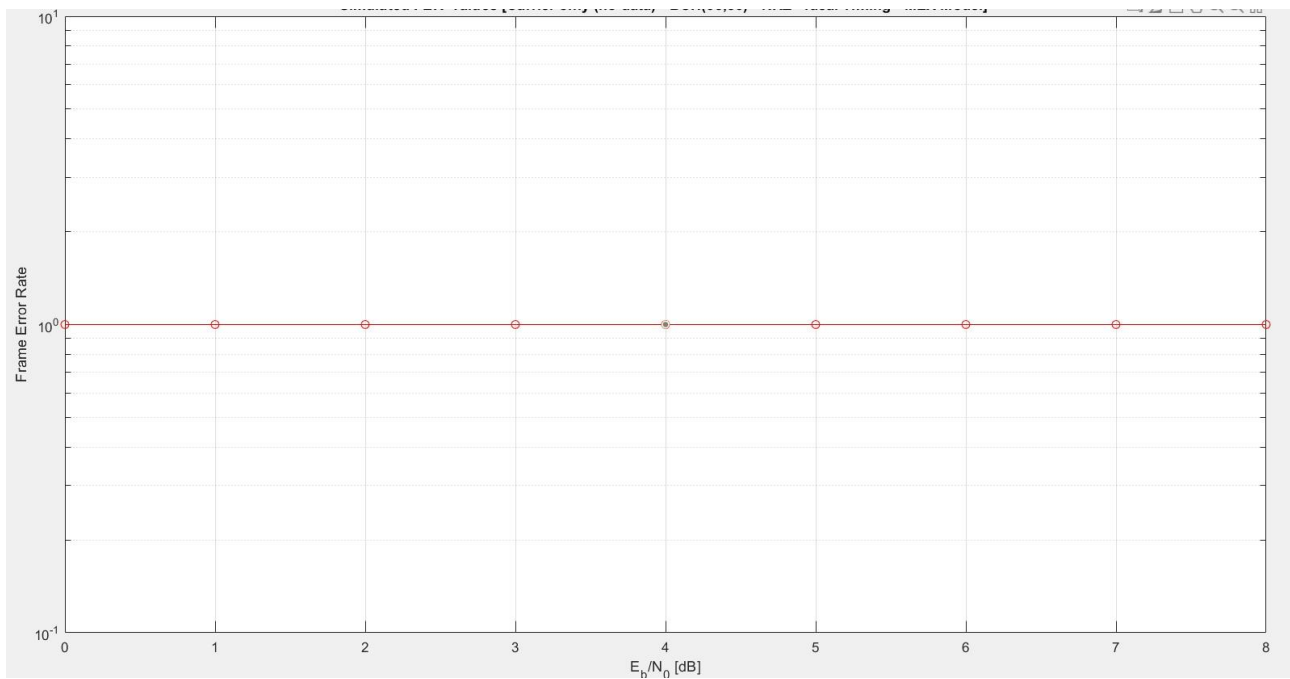


Figura 6 - Stima del Frame Error Rate prima della correzione degli errori nel PLL

Nella Figura 5 risulta evidente come l'errato funzionamento del PLL portasse a risultati non coerenti, quasi come se il sistema stimasse in maniera casuale la quantità di bit errati. Nella Figura

6 si vede come la stima dell'errore sui frame risultasse costante e dal valore uguale ad 1, che, come si evince dall'[Equazione 2](#), significherebbe che ogni singolo frame inviato presenta degli errori.

Procedendo ad un debug di questa sezione è perciò stato possibile trovare l'errore nel calcolo dell'offset, correggerlo ed andare perciò ad applicare la giusta correzione di fase al segnale, riuscendo ad arrivare a risultati coerenti come quelli presenti nella *Figura 7* e nella *Figura 8*.

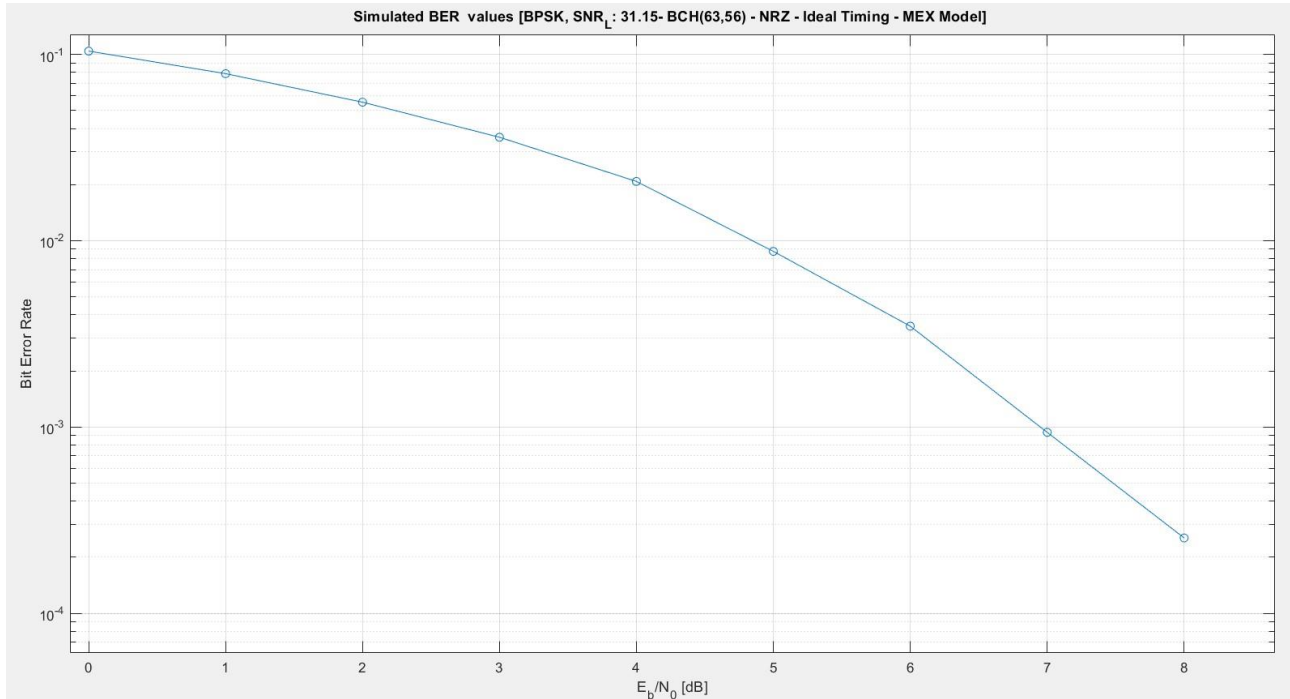


Figura 7 - Stima del Bit Error Rate dopo la correzione degli errori nel PLL

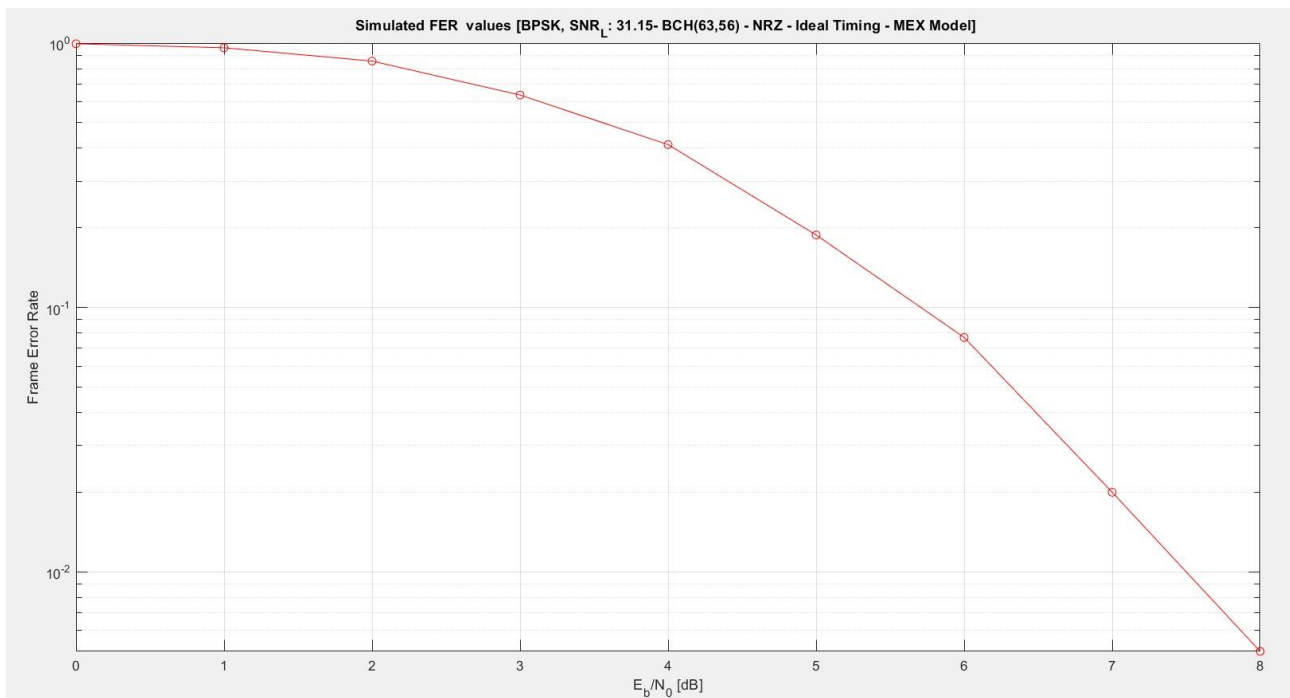


Figura 8 - Stima del Frame Error Rate dopo la correzione degli errori nel PLL

Una volta risolti la totalità degli errori ed ottenuto dei valori sensati e coerenti di BER e FER nelle prime simulazioni si può passare alla seconda fase dello studio e dell'utilizzo del software di simulazione: la validazione del software, ovvero la verifica dell'accuratezza e veridicità dei risultati ottenuti dalle simulazioni, ottenibili confrontando i valori ottenuti con configurazioni basate su dati reali con quelli precedentemente ottenuti dai ricercatori del progetto "HELIOS" e quelli presenti nei documenti messi a disposizione dal Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS).

Per ottenere una validazione dei risultati si è partiti andando a simulare dei canali AWGN. Il modello di canale AWGN, acronimo di Additive White Gaussian Noise (Rumore Gaussiano Bianco Additivo), è ottenuto simulando la sola presenza di rumore termico, ossia il rumore generato dall'agitazione termica degli elettroni nei dispositivi di comunicazione; perciò, simulando solo questa tipologia di rumore otteniamo una rappresentazione ideale del comportamento di un canale di telecomunicazione. Questa modellazione del rumore presenta tre caratteristiche principali che vanno a definire il nome stesso del modello:

- **Gaussiano:** l'ampiezza del rumore segue una distribuzione normale con una media zero ed una varianza che corrisponde alla potenza stessa del disturbo.
- **Bianco:** il rumore presenta una potenza costante in tutte le frequenze, questo comporta un disturbo uniforme in tutte le componenti di frequenza.
- **Additivo:** il rumore viene semplicemente sommato al segnale senza modificarne altre proprietà quali ampiezza o fase.

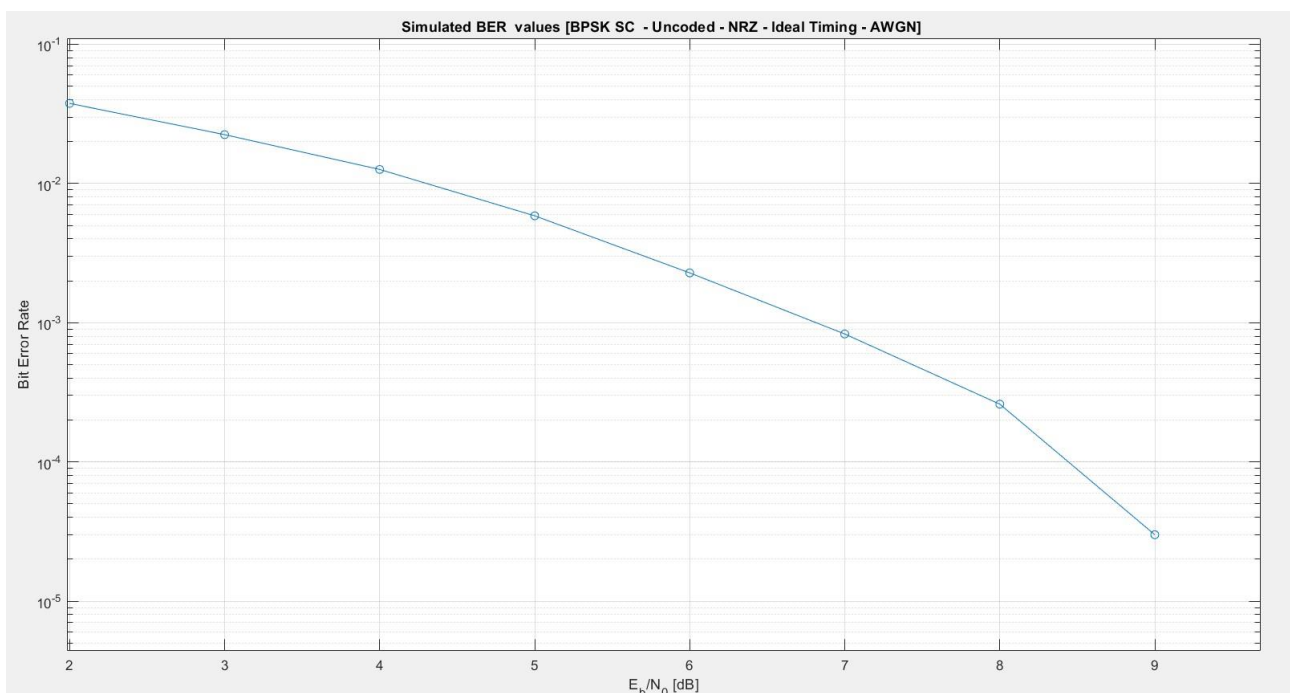


Figura 9 – Esempio di Bit Error Rate per un canale AWGN

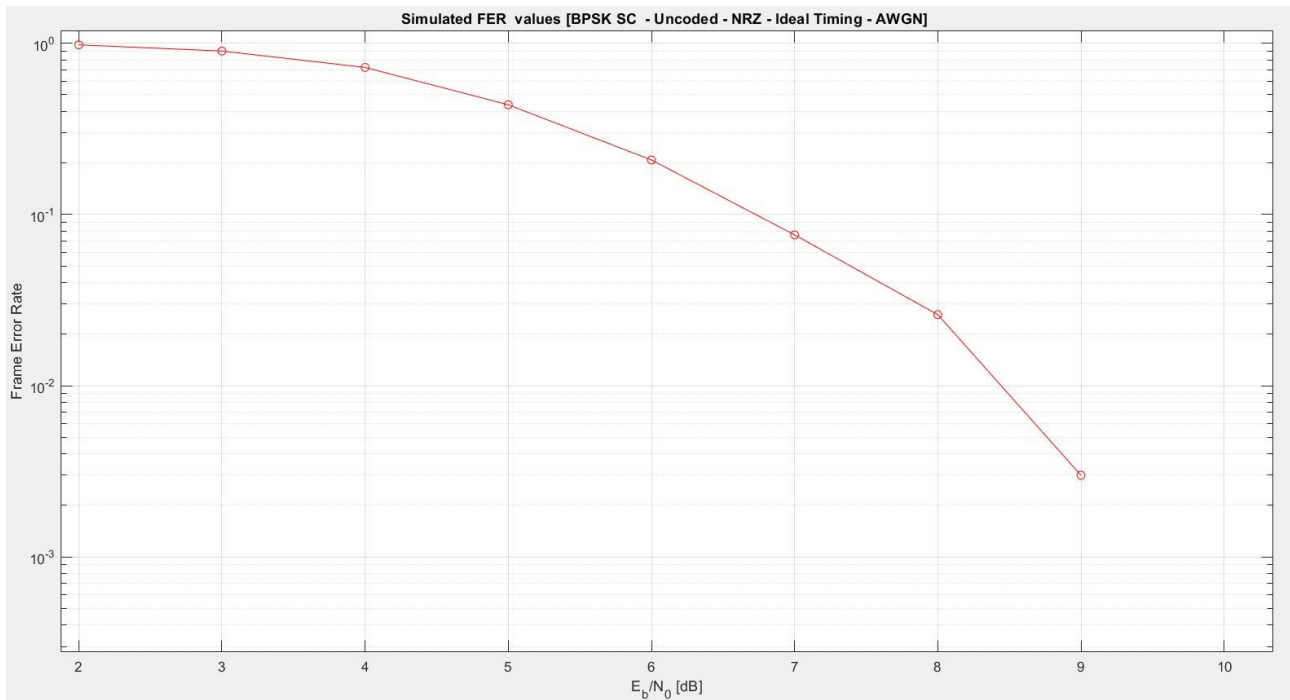


Figura 10 – Esempio di Frame Error Rate per un canale AWGN

Essendo un modello semplice e rappresentante un caso ideale lo studio del canale AWGN risulta ottimale per eseguire la validazione, ottenendo i valori di BER e FER e confrontandoli con quelli attesi dalla letteratura scientifica [R4], senza dover considerare la complessità dell'aggiunta degli effetti del plasma solare.

Sono state perciò valutate varie tipologie di codifica per ottenere le validazioni:

- **Reed-Solomon:**

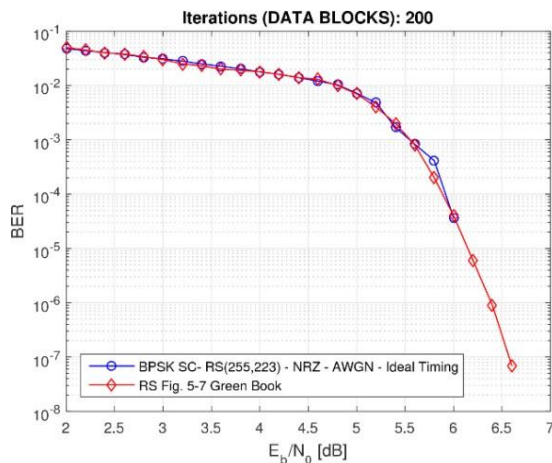


Figura 11 – BER con codifica Reed-Solomon ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presenti nel "Green Book" (rosso)

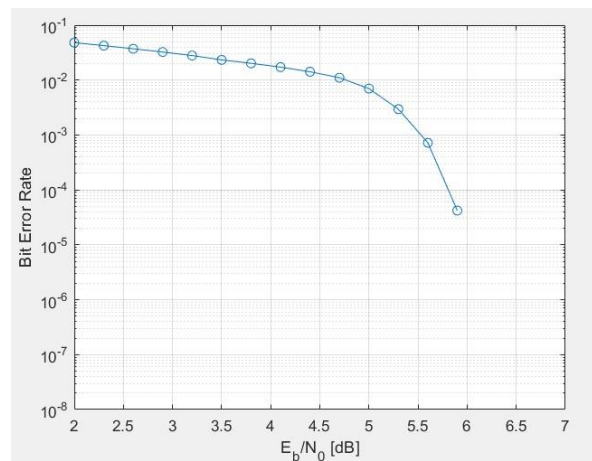


Figura 12 – BER con codifica Reed-Solomon ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator

- Convolutional:

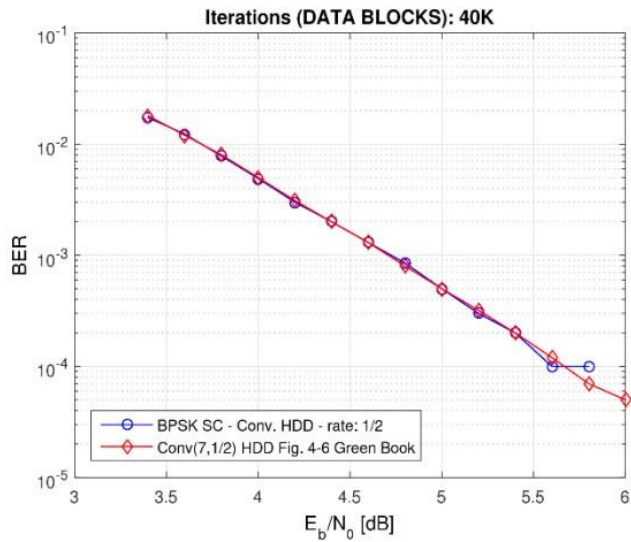


Figura 13 - BER con codifica Convolutional ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presenti nel "Green Book" (rosso)

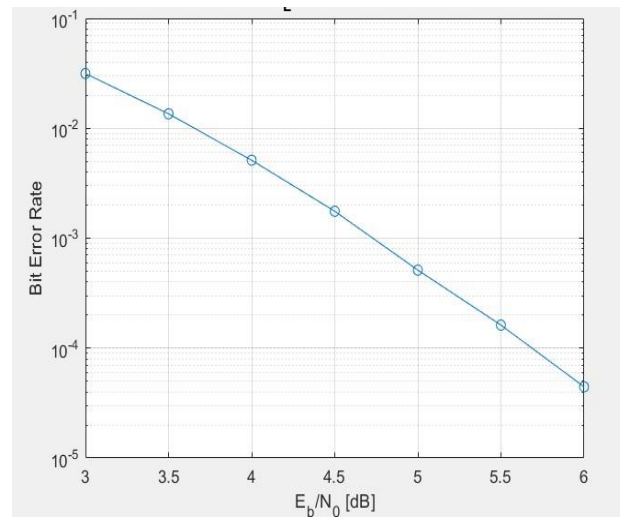


Figura 14- BER con codifica Convolutional ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator

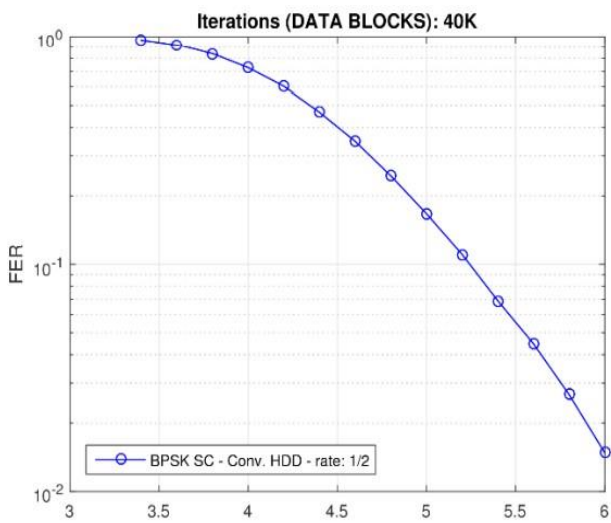


Figura 15- FER con codifica Convolutional ottenuto dal progetto HELIOS

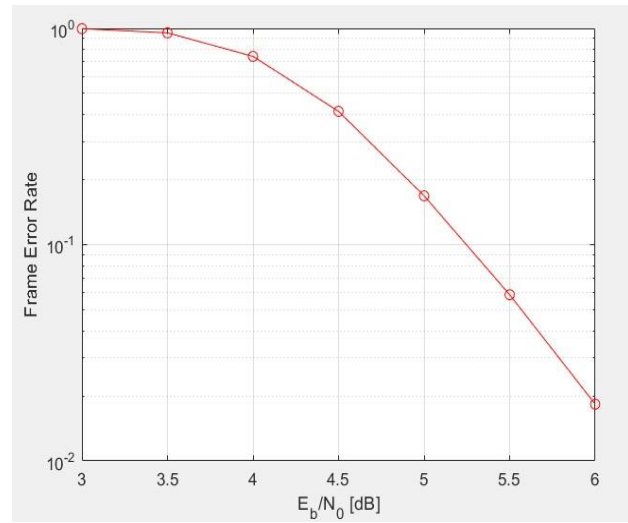


Figura 16 - FER con codifica Convolutional ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator

- Concatenata Reed-Solomon/Convolutional:

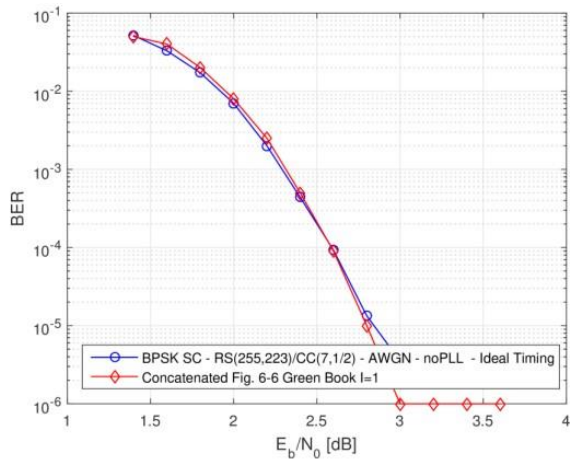


Figura 17 - BER con codifica concatenata Reed-Solomon/Convolutional ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presente nel "Green Book" (rosso)

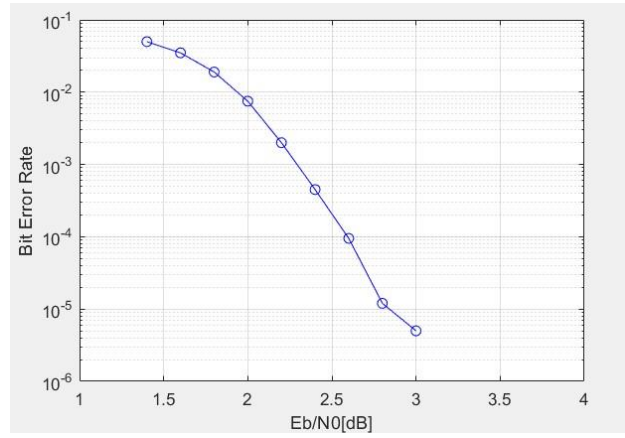


Figura 18 - BER con codifica concatenata Reed-Solomon/Convolutional ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator

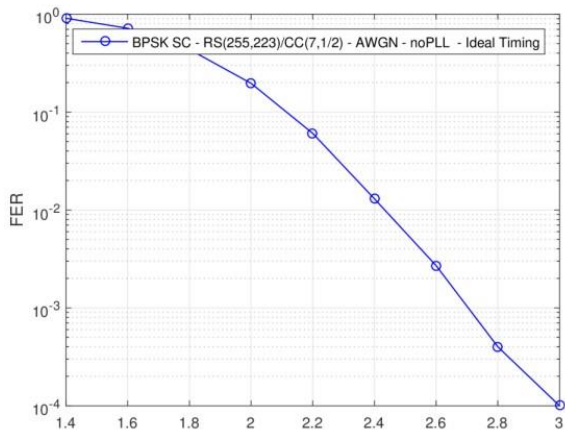


Figura 19 - BER con codifica concatenata Reed-Solomon/Convolutional ottenuto dal progetto HELIOS

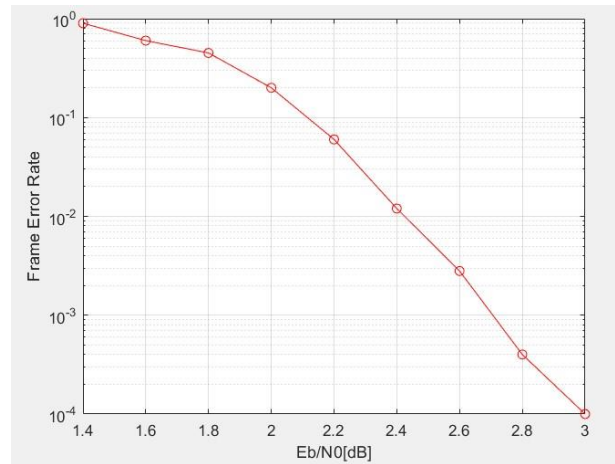


Figura 20 - BER con codifica concatenata Reed-Solomon/Convolutional ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator

- **BCH:**

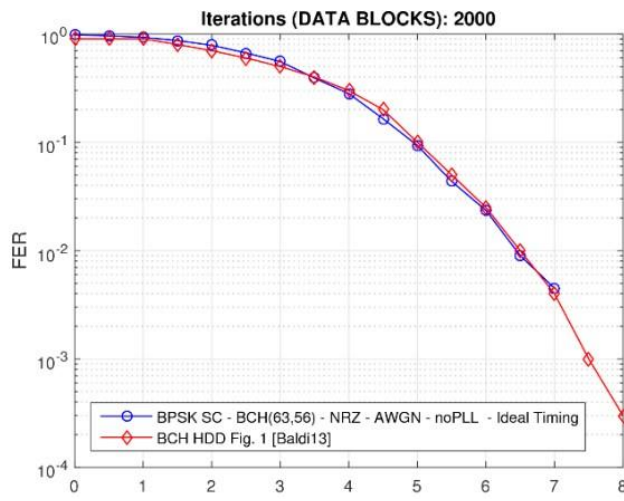


Figura 21 - FER con codifica BCH ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presente nella letteratura scientifica (rosso)

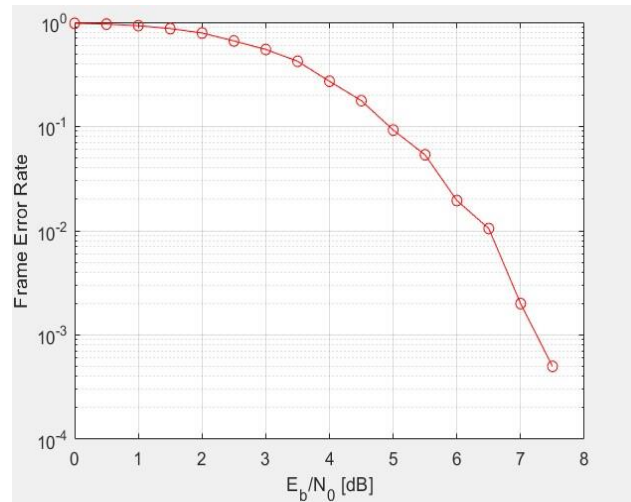


Figura 22 - FER con codifica BCH ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator

- **Turbo:**

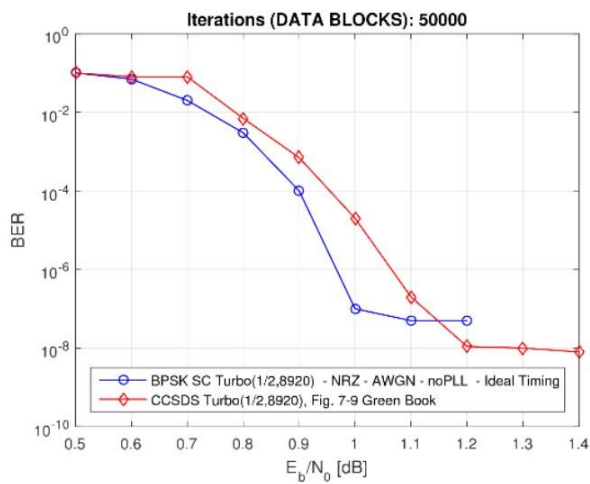


Figura 23 - BER con codifica Turbo ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presente nel "Green Book" (rosso)

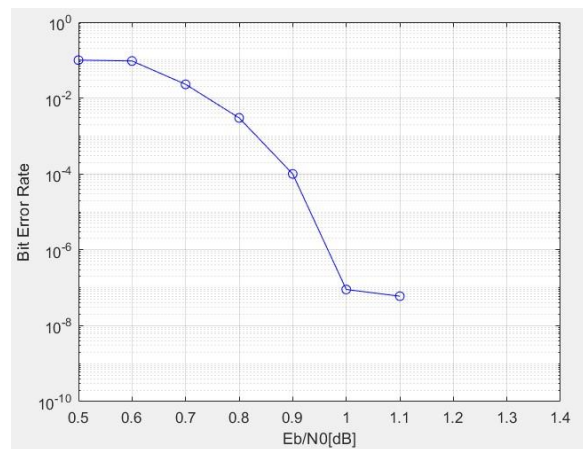


Figura 24 - BER con codifica Turbo ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator

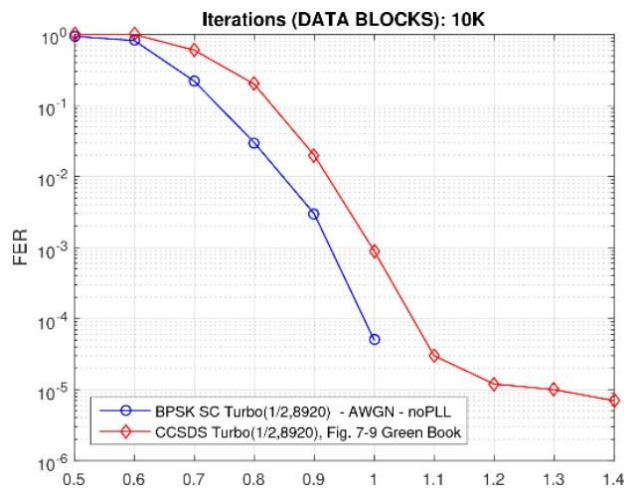


Figura 25 - FER con codifica Turbo ottenuto dal progetto HELIOS (blu) e presente nel "Green Book" (rosso)

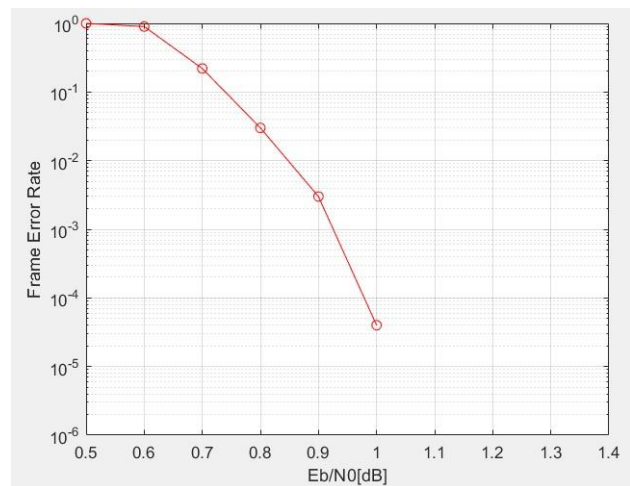


Figura 26 - FER con codifica Turbo ottenuto utilizzando HELIOS baseband simulator

Nonostante sia solo un modello ideale lo studio del canale AWGN non presenta soltanto un'utilità di validazione ma i risultati ottenuti possono essere utilizzati anche come riferimento per lo studio di canali più complessi. Possiamo per esempio valutare il massimo tasso di trasmissione teorico ottenibile per un canale AWGN, ovvero il limite di Shannon, e possiamo valutare quali codifiche permettano di operare a valori più vicini ad esso.

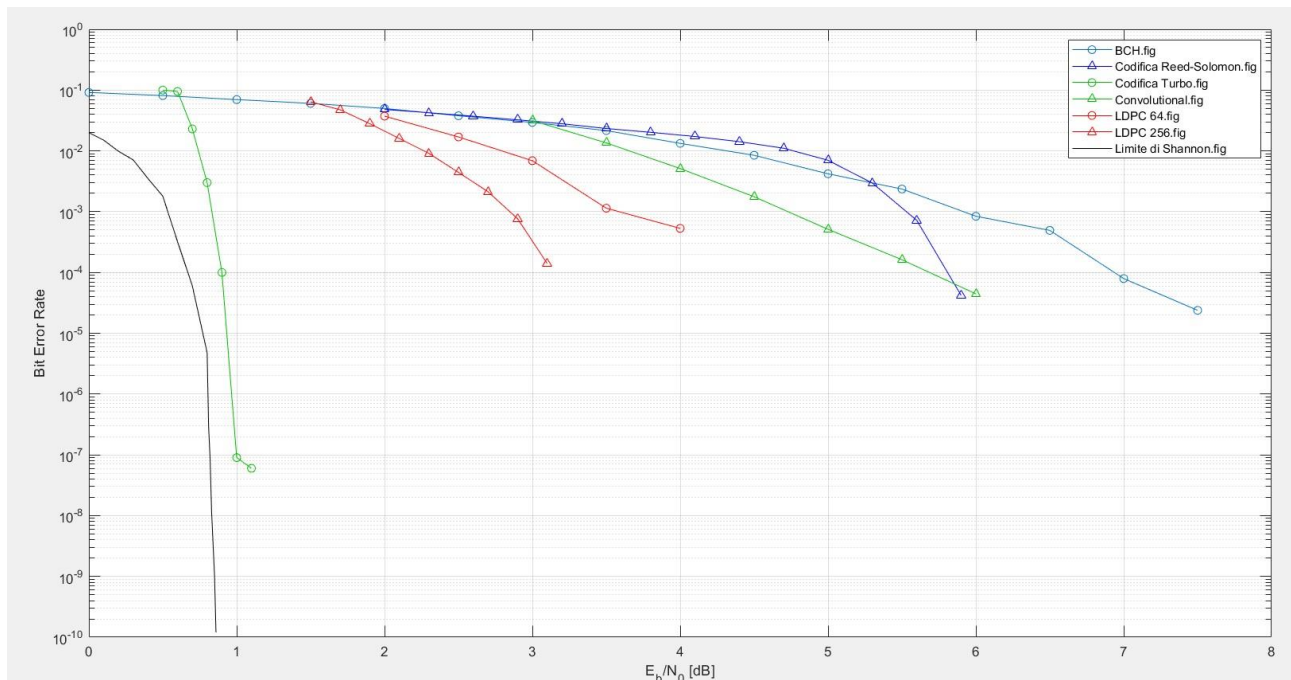


Figura 27 - Confronto tra Bit Error Rate ottenuti utilizzando differenti tipologie di codifica in un canale AWGN

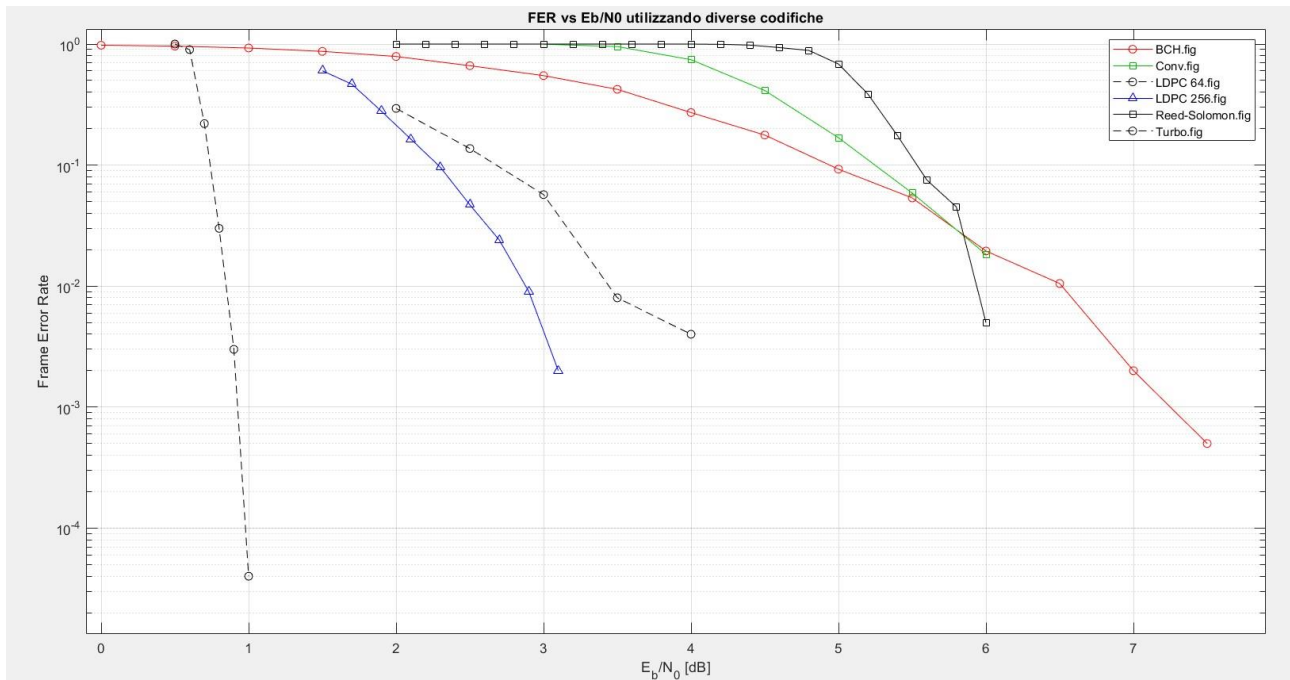


Figura 28 – Confronto tra Frame Error Rate ottenuti utilizzando differenti tipologie di codifica in un canale AWGN

Guardando i risultati ottenuti nella Figura 27 e nella Figura 28 si può vedere come l'utilizzo di metodologie di codifica più moderne ed avanzate come la codifica Turbo e Low-Density Parity-Check (LDPC) consentano di ottenere valori di Bit Error Rate e Frame Error Rate notevolmente minori, garantendo una maggiore prossimità al limite di Shannon. Questo avviene perché la codifica Turbo e la codifica LDPC utilizzano tecniche di risoluzione degli errori più efficienti rispetto ad altre tipologie di codifica. Per esempio, utilizzano lunghezze dei frame maggiori e sono in grado di gestirle in maniera più efficiente, migliorando la correzione degli errori. Inoltre, utilizzano il così detto "soft-decoding", che prevede l'utilizzo di algoritmi iterativi in grado di scambiare informazioni di probabilità (soft information) tra i blocchi di decodifica. Questo permette al decoder di capire in maniera ponderata l'eventuale presenza di errori, al contrario dei metodi "hard decoding" utilizzate in altre tipologie di codifica. L'uso di informazioni probabilistiche porta, perciò, a miglioramenti nel caso di incertezze e quindi ad una correzione degli errori più efficiente.

Questa migliore capacità di correzione dell'errore rende possibile il raggiungimento di buoni valori di BER e FER con potenze utilizzate notevolmente minori. Dalla **Figura 27 – Confronto tra Bit Error Rate ottenuti utilizzando differenti tipologie di codifica in un canale AWGN** e **Figura 28** si può vedere, infatti, come ponendo come obiettivo un determinato valore di BER e FER le codifiche Turbo e LDPC ne permettano il raggiungimento a valori di E_b/N_0 notevolmente minori.

L'altro importante utilizzo dei risultati ottenuti in AWGN è anche il puro confronto con i risultati comprendenti il plasma solare. Questo ci garantirà di visualizzare il contributo specifico del plasma solare, potendo osservare come BER e FER peggiorino drasticamente in seguito agli effetti di scintillazione e fading a cui il segnale sarà sottoposto. Ci permetterà di comprendere più semplicemente quanto ed in quale modo un collegamento effettuato durante una congiunzione solare superiore vada a differire da un caso ideale. Questo confronto renderà possibile

comprendere dove e come intervenire, rivelando anche eventuali modulazioni o codifiche capaci di ridurre maggiormente la degradazione e quindi capaci di risultare ottimali in queste condizioni estreme.

Effetto del plasma solare e simulazioni di canali in MEX MODEL

Come precedentemente detto nelle missioni reali in caso di congiunzioni solari superiori i segnali sono sottoposti non solo al rumore termico simulato nei canali AWGN ma anche agli effetti del plasma altamente instabile presente nella corona solare.

Il progetto HELIOS ha perciò dovuto sviluppare un modello di canale arricchito che tenga conto degli effetti tipici introdotti dal plasma solare, basandosi sui dati ottenuti in precedenti missioni come “*Mars Express*” del 2013, e tale modello è successivamente stato integrato nel software di simulazione. Impostando quindi sull’interfaccia utente la variabile “*Channel Type*” su “MEX MODEL” è possibile impostare l’angolo di SEP che si desidera simulare ed il sistema procederà a calcolare i principali effetti ad esso associati.

Gli effetti principali prodotti dalla presenza del plasma solare sono infatti tre ([\[R2\]](#), [\[R3\]](#)):

- **Fading di Ampiezza:** fluttuazioni casuali nell’ampiezza del segnale ricevuto che hanno come effetto principale la comparsa di improvvisi e profondi abbassamenti temporanei di potenza del segnale (deep fades), che possono portare a difficoltà nella ricezione del segnale o creare instabilità e perdita di efficacia dello stesso.
Questa prima componente degli effetti del plasma solare viene modellato dal software in maniera statistica tramite “distribuzioni di Nakagami o Rice”, a seconda della severità del fenomeno.
- **Scintillazioni di Fase:** fluttuazioni rapide e casuali della fase del segnale che rendono più difficile il funzionamento dei loop di aggancio di fase (PLL), che possono arrivare a perdere il sincronismo in condizioni estreme.
Queste scintillazioni sono state modellate a partire dai dati reali osservati in precedenti missioni, utilizzando processi che ne riproducano la statistica e la dinamica temporale in modo da renderli coerenti con le condizioni specifiche che si andranno a simulare.
- **Allargamento Spettrale:** dispersione in frequenza del segnale che causa un conseguente aumento della sua banda effettiva. Questo ha come effetto una riduzione del rapporto segnale/rumore utile e un peggioramento delle prestazioni nella fase di demodulazione, soprattutto nelle modulazioni coerenti.
Questo effetto viene simulato dal software come una dispersione di frequenza del segnale.

La presenza di questi tre fenomeni crea un importante effetto sui possibili errori. La combinazione di fading e scintillazioni, infatti, tende a generare errori non più distribuiti in maniera casuale, come avveniva nei canali AWGN, ma a concentrarli in blocchi consecutivi alterando più bit consecutivi, generando i cosiddetti “Burst Errors”. Questo genere di errore ad un peggioramento della qualità del collegamento perché risultano molto più complessi da correggere utilizzando codifiche FEC tradizionali. Per ridurre l’errore risulta perciò necessario utilizzare metodi di

correzione che aggiungano ridondanza o ridistribuiscono i bit presenti nel segnale, come l'utilizzo di interleaving.

Per poter avere una valutazione più semplice e intuitiva dell'effetto del plasma solare sono state effettuate delle simulazioni che ne tenessero conto da poter confrontare con quelle precedentemente ottenute per i canali AWGN.

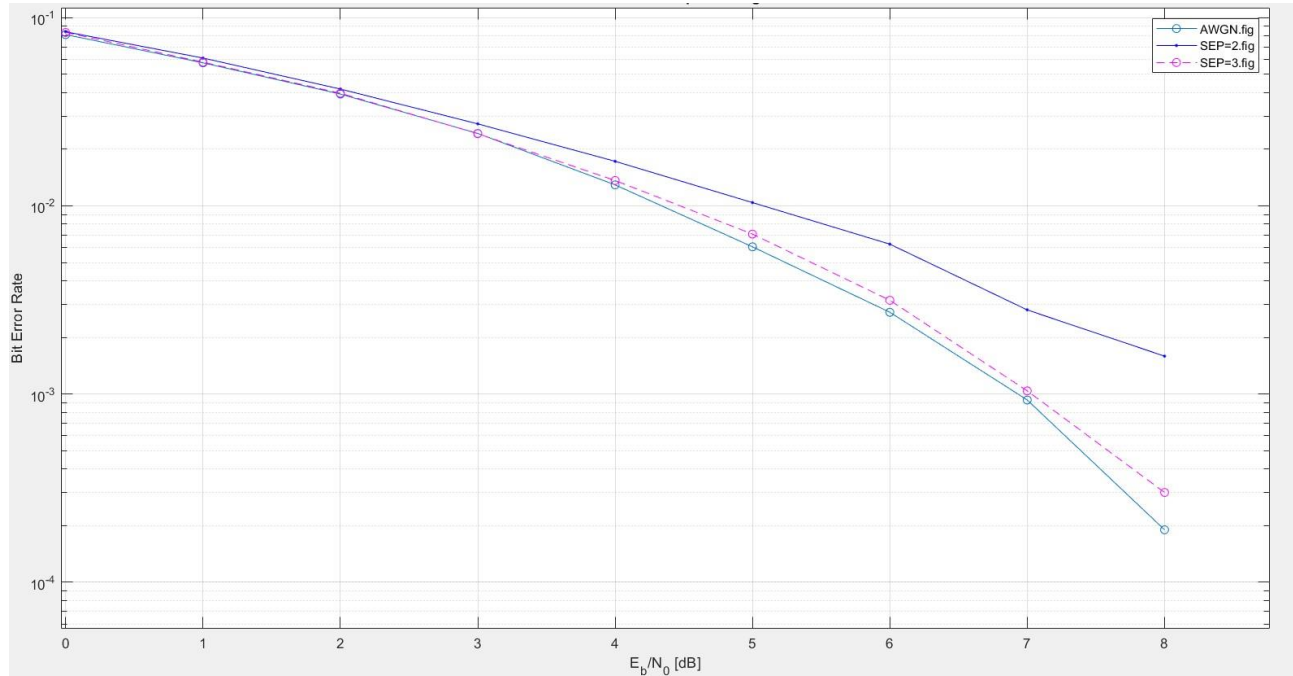


Figura 29 – Valori del Bit Error Rate per un canale AWGN e con gli effetti del plasma solare a differenti angoli di SEP per un segnale non codificato

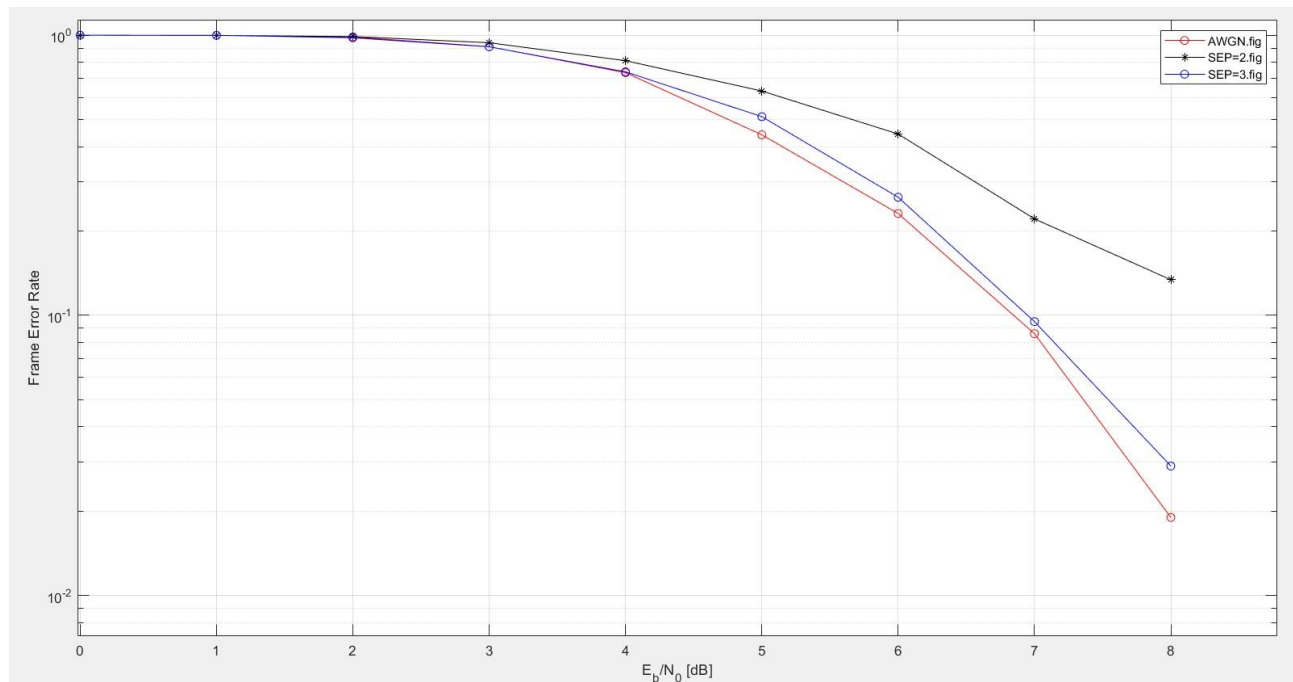


Figura 30 – Valori del Frame Error Rate per un canale AWGN e con gli effetti del plasma solare a differenti angoli di SEP per un segnale non codificato

Come si può vedere dalla *Figura 29* e dalla *Figura 30* in presenza degli effetti del plasma solare la qualità del segnale inizia a degradare. Inoltre, si può vedere come al diminuire dell'angolo di SEP i valori degli errori differiscano in maniera maggiore da quelli calcolati nel canale AWGN, andando ad aumentare notevolmente.

Anche simulando l'applicazione al segnale delle codifiche che non utilizzino interleaving o metodi di decorrelazione degli errori la presenza del plasma solare porta ad una decisa degradazione del canale, come visibile dai grafici sottostanti:

- Reed-Solomon:

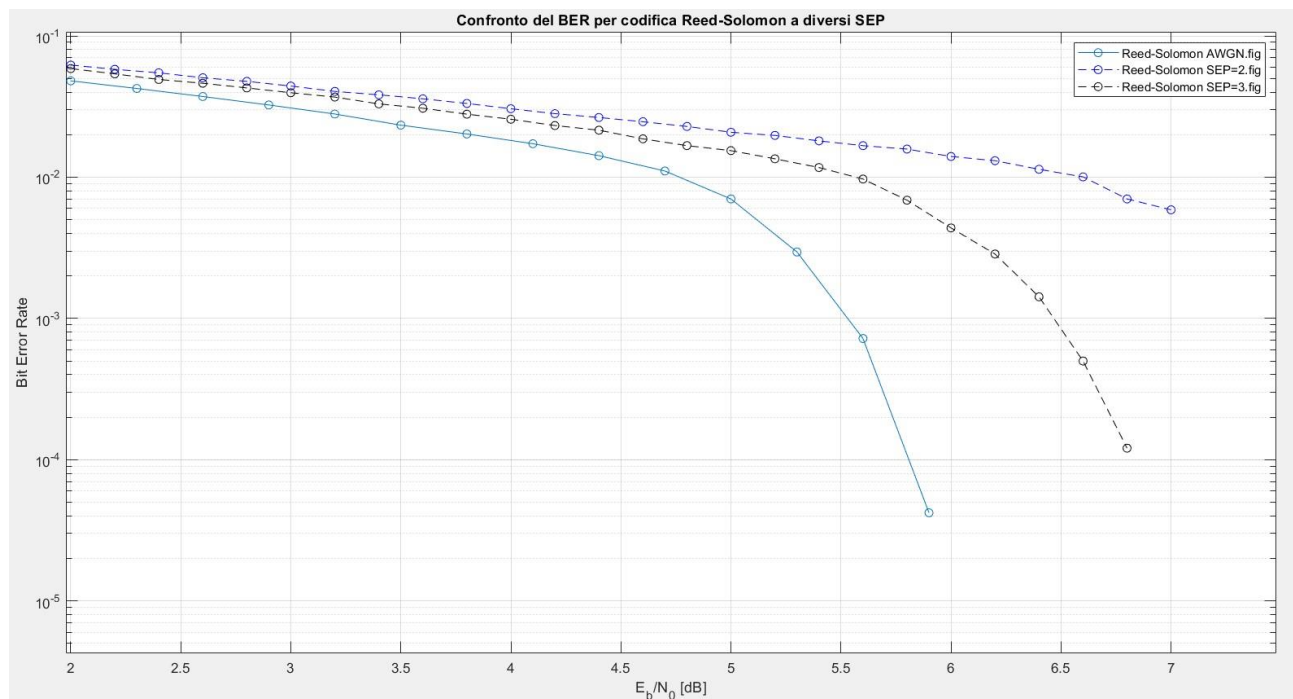


Figura 31 – Valori del Bit Error Rate per una codifica Reed-Solomon in presenza del plasma solare a diversi angoli di SEP

- Convolutional:

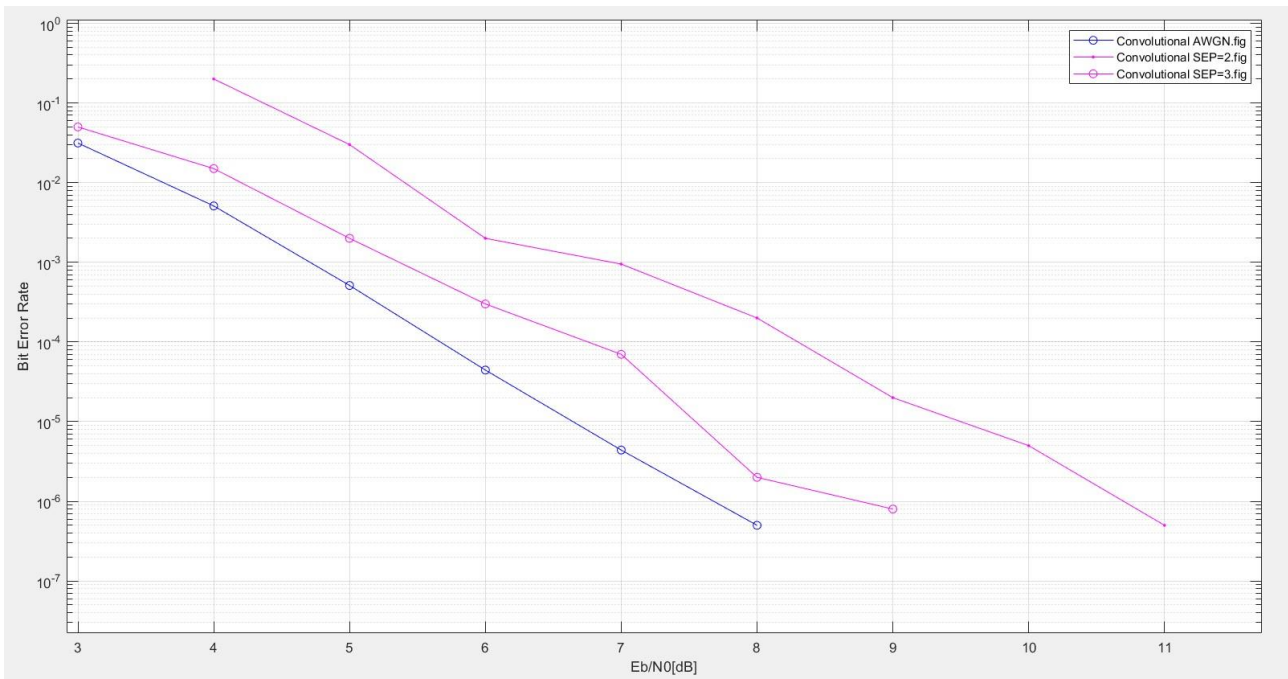


Figura 32 - Valori del Bit Error Rate per una codifica Convolutional in presenza del plasma solare a diversi angoli di SEP

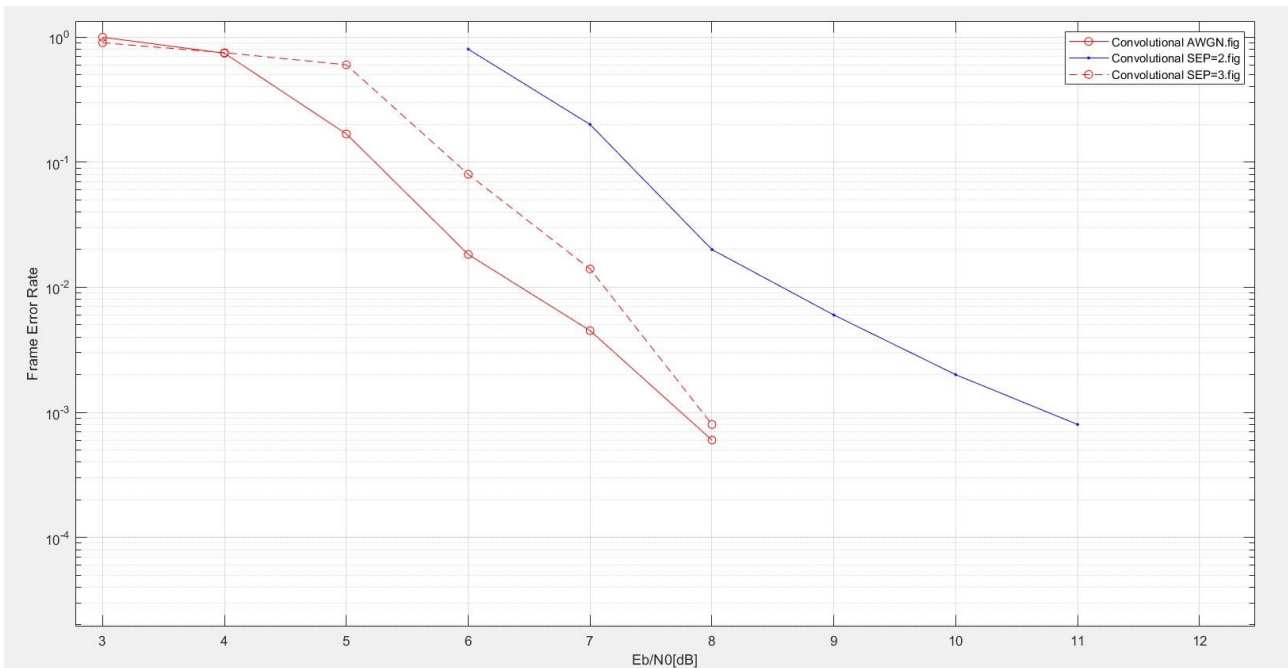


Figura 33 - Valori del Frame Error Rate per una codifica Convolutional in presenza del plasma solare a diversi angoli di SEP

- BCH:

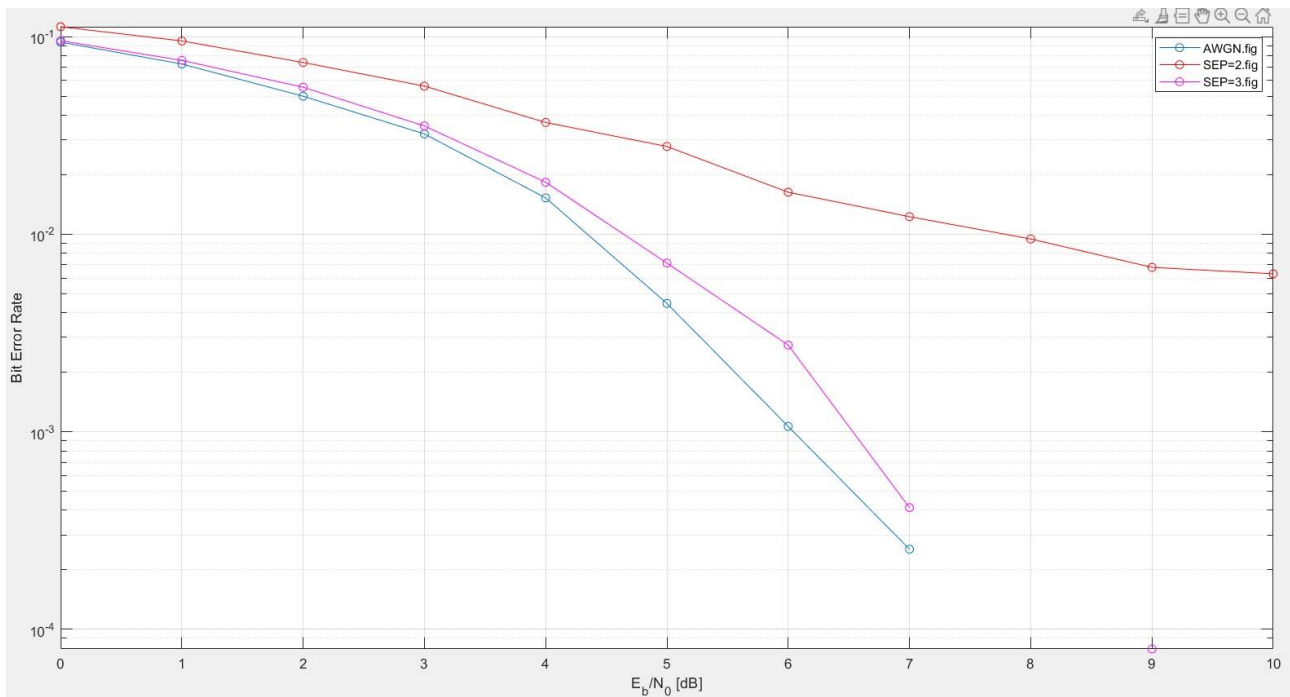


Figura 34 - Valori del Bit Error Rate per una codifica BCH in presenza del plasma solare a diversi angoli di SEP

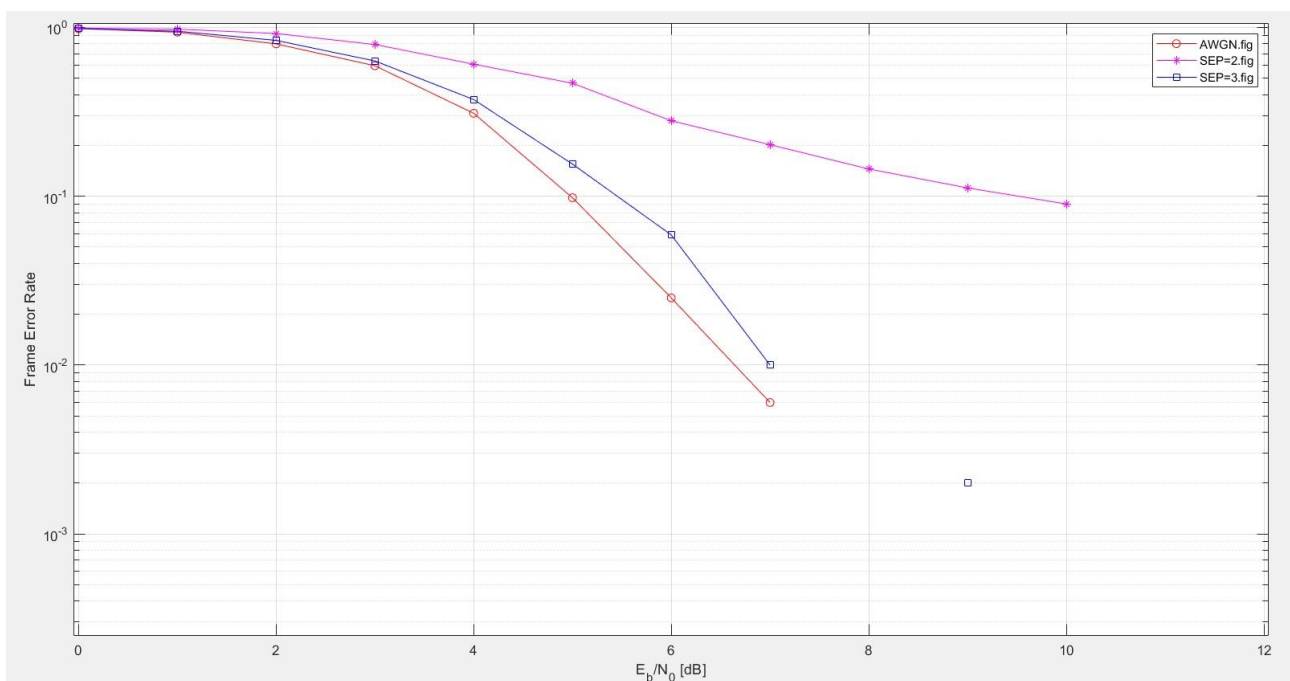


Figura 35 - Valori del Frame Error Rate per una codifica BCH in presenza del plasma solare a diversi angoli di SEP

I grafici soprastanti evidenziano che le codifiche che non utilizzano tecniche capaci di intervenire sui burst errors riscontrano una presenza di errori elevata. I valori di BER e FER tendono a crescere rendendo, ad angoli di SEP piccoli, i segnali estremamente degradati.

Applicazione delle tecniche di interleaving

Come precedentemente introdotto, le tecniche di interleaving permettono di agire sulla disposizione dei bit inviati in modo da contrastare i burst errors prodotti da fading e scintillazioni tipici della presenza del plasma solare [\[R8\]](#).

Quando viene inviato un segnale, ogni frame è composto da due parti: i bit che compongono il messaggio vero e proprio che viene inviato e dei bit definiti di ridondanza o di controllo. Entrambe le parti, che insieme compongono il messaggio effettivamente inviato, definito “codeword”, svolgono un ruolo fondamentale per la giusta ricezione del segnale. I bit di ridondanza hanno infatti il compito di permettere il riconoscimento e la correzione degli errori in fase di decodifica.

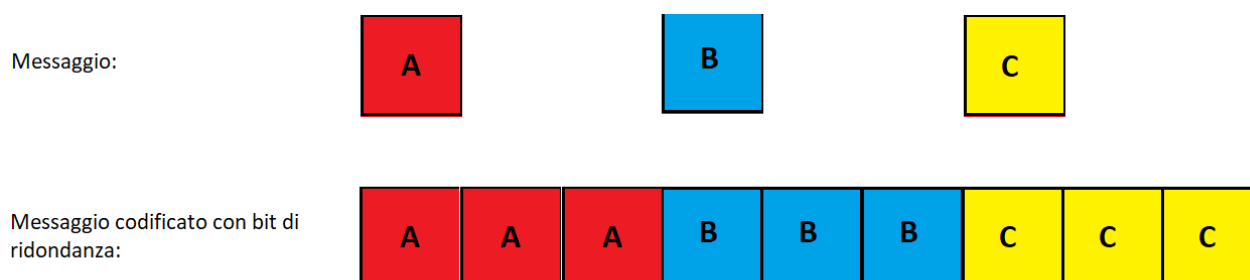


Figura 36 – Schematizzazione della codifica del messaggio

Nel caso di errori sparsi i bit di ridondanza permettono al decodificatore di individuare gli errori in quanto solo un numero limitato di bit in ogni codeword verrà ricevuto errato, permettendone una semplice correzione.

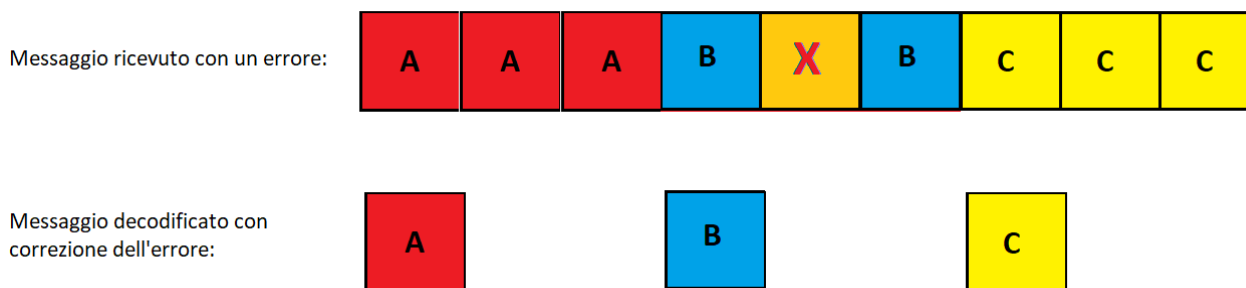


Figura 37 – Schematizzazione della correzione di un errore sparso

In caso siano presenti burst errors però grandi porzioni, se non l'intera, di una codeword verrà danneggiata; perciò, il ricevitore non sarà in grado di decodificare correttamente il messaggio, portando alla presenza di un intero frame ricevuto non correttamente.

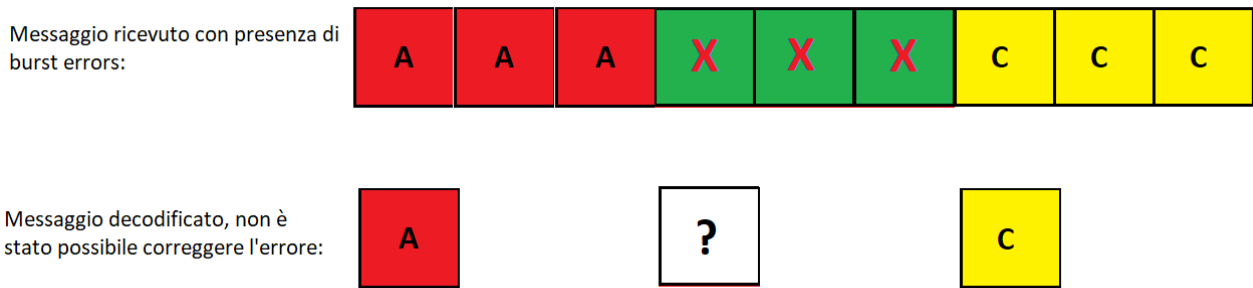


Figura 38 – Schematizzazione della decodifica di un burst error

L'utilizzo di un interleaver agisce proprio nel prevenire questa evenienza, andando a manipolare l'ordine dei bit del segnale, quindi tra quelli di diverse codeword. Le manipolazioni applicate alla distribuzione dei bit sono ovviamente conosciute dal de-interleaver, questo permette di tornare all'ordine originale in fase di decodifica. In questo modo la presenza di burst errors andrà a modificare bit che nel messaggio originale componevano codeword differenti. Al momento della ricezione del messaggio il segnale passerà attraverso la fase di de-interleaving che, utilizzando in maniera inversa le variazioni applicate al messaggio, procede a ricostruire la disposizione originale. In questo modo gli errori appariranno come sparsi e non più come burst errors e saranno facilmente correggibili in fase di decodifica.

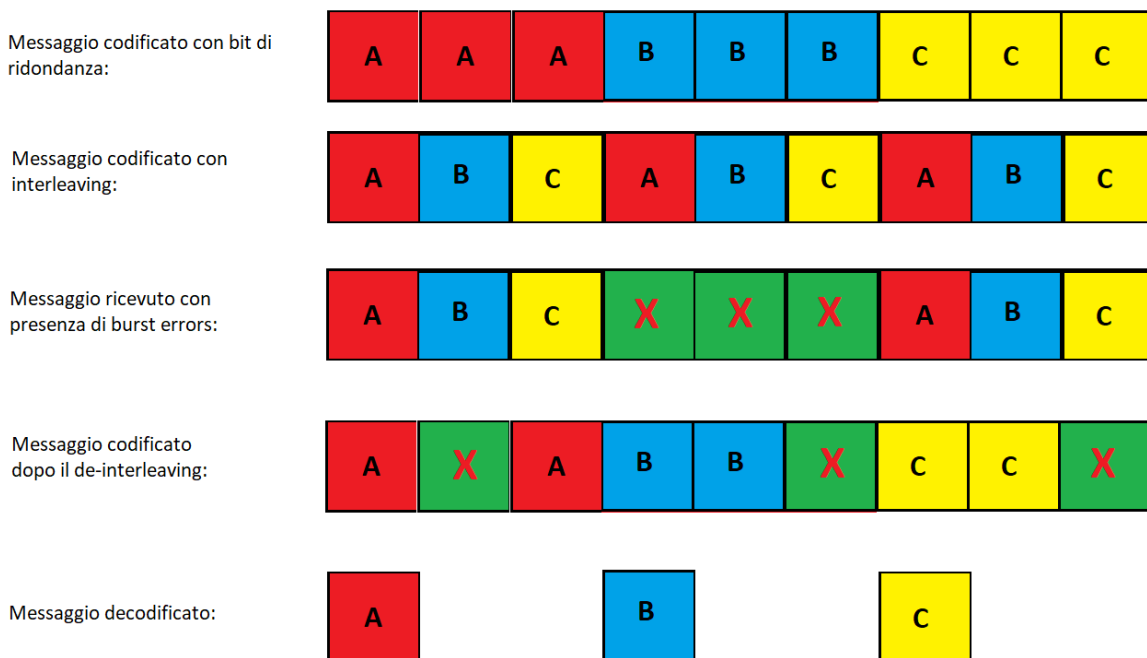


Figura 39 – Schematizzazione del funzionamento dell'interleaving

L'utilizzo dell'interleaving permette perciò di ottenere un messaggio che invece di avere 100 errori su una singola codeword, che sarebbe a quel punto indecifrabile, avrà 5 errori distribuiti su 20 codeword, aumentando le possibilità che queste non vadano perse nella loro totalità.

Data la natura dell'interleaving, questa tecnica porta benefici significativi solo in presenza di burst errors, come per l'appunto in presenza degli effetti del plasma solare. Simulando un segnale in un canale AWGN puro, nel quale gli errori sono indipendenti e casuali, una stessa codifica utilizzata con e senza interleaving fornirà risultati simili, come visibile in figura 40 e 41.

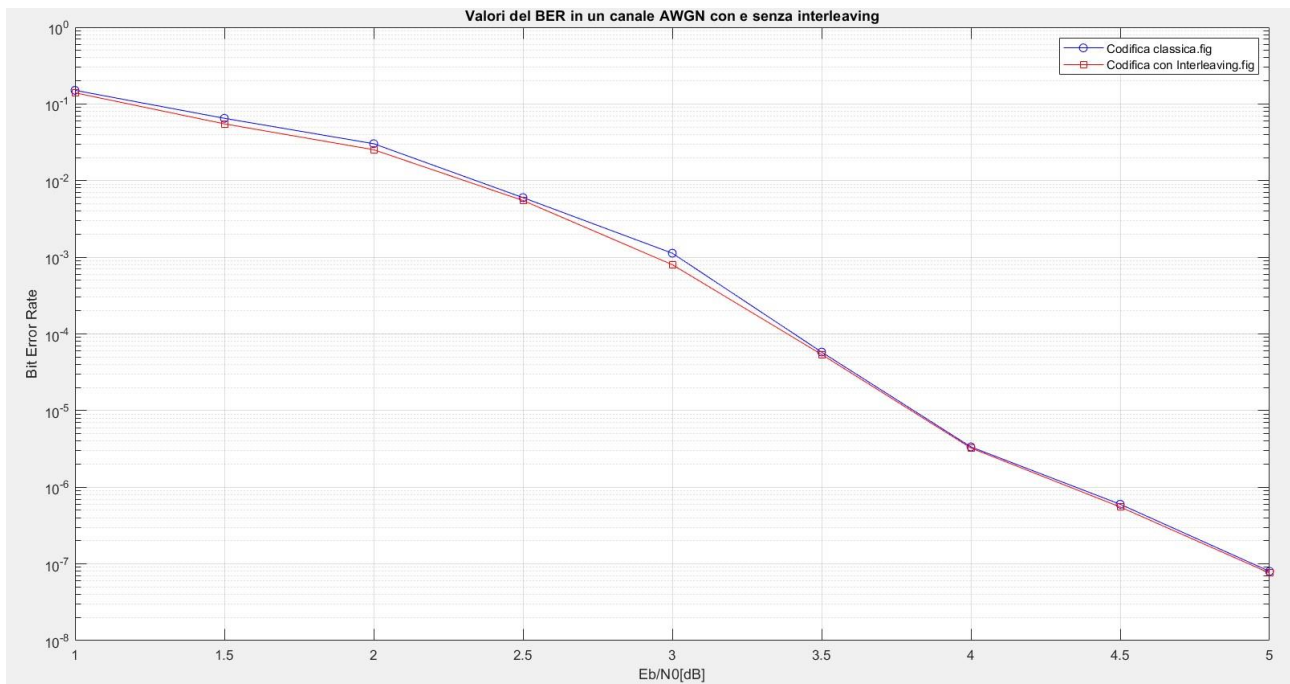


Figura 40 – Confronto dei valori del BER in un canale AWGN utilizzando una codifica classica ed una codifica con interleaving

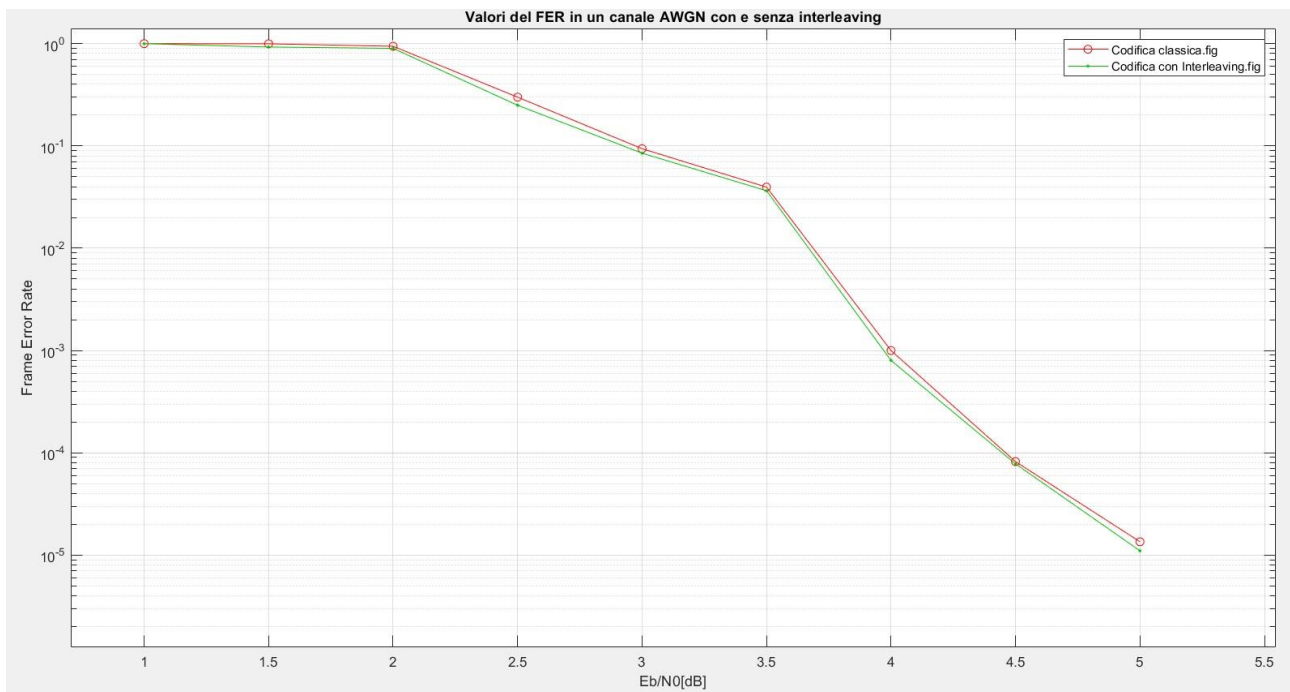


Figura 41 - Confronto dei valori del FER in un canale AWGN utilizzando una codifica classica ed una codifica con interleaving

L'interleaving può essere aggiunto nelle codifiche concatenate standard, che prevedono come dice il nome l'utilizzo concatenato di una prima codifica definita "outer code" ed una seconda definita "inner code". Questa tipologia di concatenazione viene definita concatenazione standard o in serie, in quanto il codice procede alle codifiche sequenzialmente: prima outer code, poi inner code in fase di codifica, l'opposto in fase di decodifica. Nello specifico, la codifica concatenata presente nel software di simulazione del progetto HELIOS prevede l'utilizzo di una codifica Reed-Solomon come outer code e di una codifica Convolutional come inner code. L'effetto ottenuto dall'utilizzo dell'interleaver tra le due codifiche più frame del codice esterno vengono mescolati e codificati, risultando in blocchi effettivamente più lunghi visti dalla codifica interna.



Figura 42 – Schematizzazione del funzionamento del processo di codifica e decodifica di un segnale mediante utilizzo di una codifica concatenata Reed-Solomon/Convolutional con presenza di un interleaver

L'utilizzo dell'interleaving nella codifica concatenata rende possibile il raggiungimento di buone prestazioni a piccoli angoli di SEP:

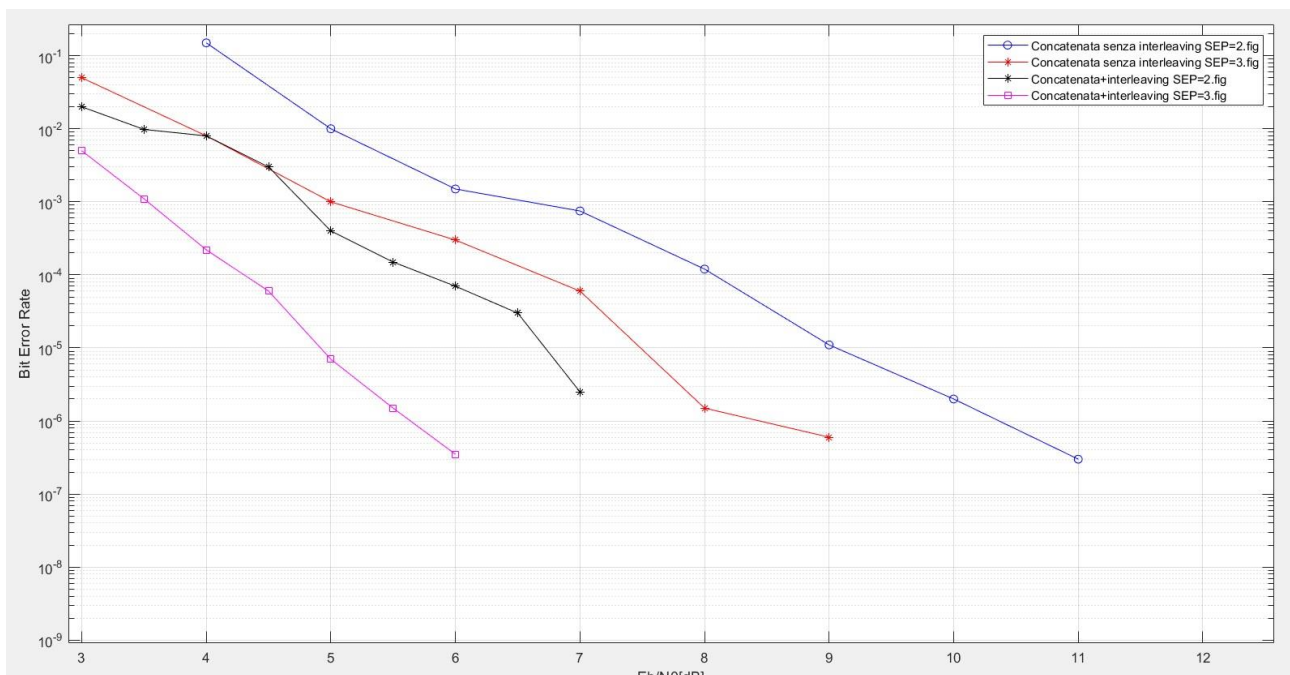


Figura 43 – Confronto dei valori di Bit Error Rate utilizzando una codifica concatenata RS/Convolutional con e senza l'utilizzo di interleaving

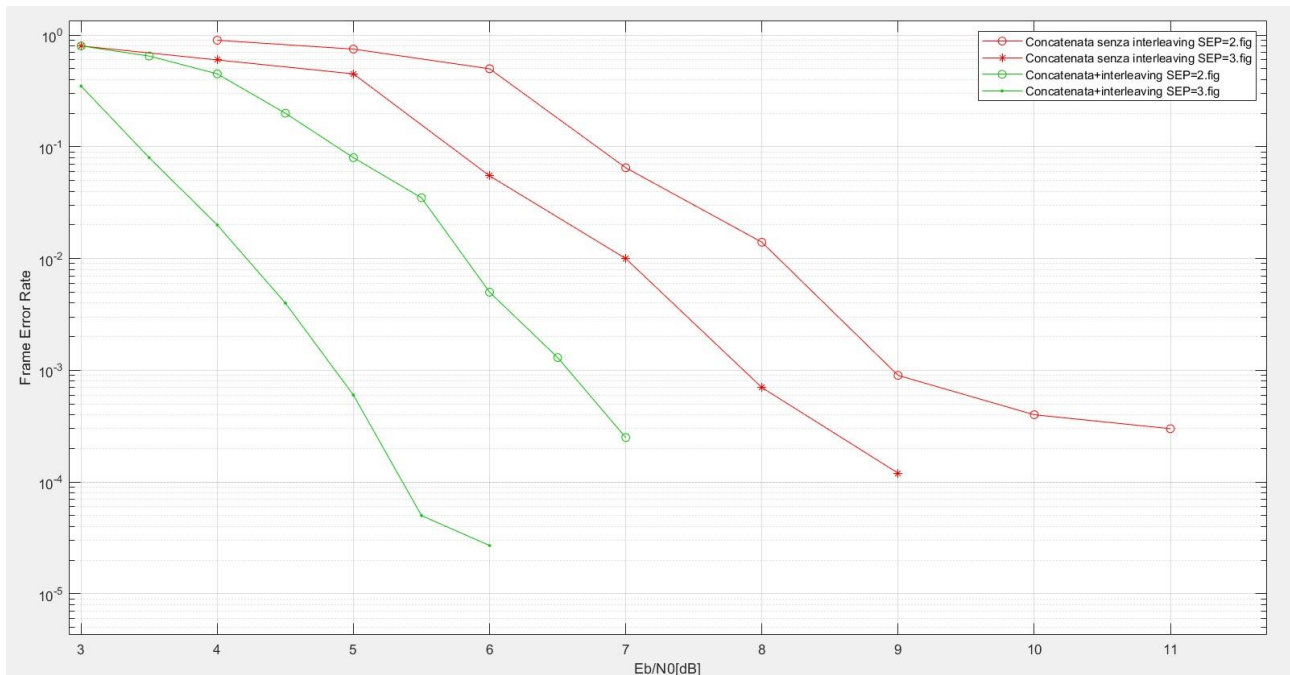


Figura 44 - Confronto dei valori di Frame Error Rate utilizzando una codifica concatenata RS/Convolutional con e senza l'utilizzo di interleaving

Dai grafici **Error! Reference source not found.**stanti si può vedere come questa codifica porti un grande vantaggio in termini di BER e FER rispetto all'utilizzo di codifiche che non prevedono la presenza di un interleaver, come quelle Reed-Solomon e Convolutional rappresentate nella Figura 31, Figura 32 e Figura 33.

Inoltre dalla *Figura 43* e dalla *Figura 44* risulta evidente come due codifiche concatenate, identiche se non per la presenza di un interleaver tra outer code ed inner code, differiscano sensibilmente sui valori di E_b/N_0 necessari per raggiungere valori di BER e FER equivalenti, a parità di angolo di SEP.

Un ulteriore miglioramento delle prestazioni può essere ottenuto andando ad aumentare la lunghezza dell'interleaving. Aumentando la lunghezza dell'interleaving a valori maggiori della lunghezza del blocco di dati esso andrà ad agire su blocchi diversi andando ad aumentare la lunghezza effettiva dei blocchi. Aumentando la lunghezza dell'interleaving da 1784, il valore della lunghezza del blocco di dati, a 2000 andiamo perciò ad ottenere un miglioramento delle prestazioni:

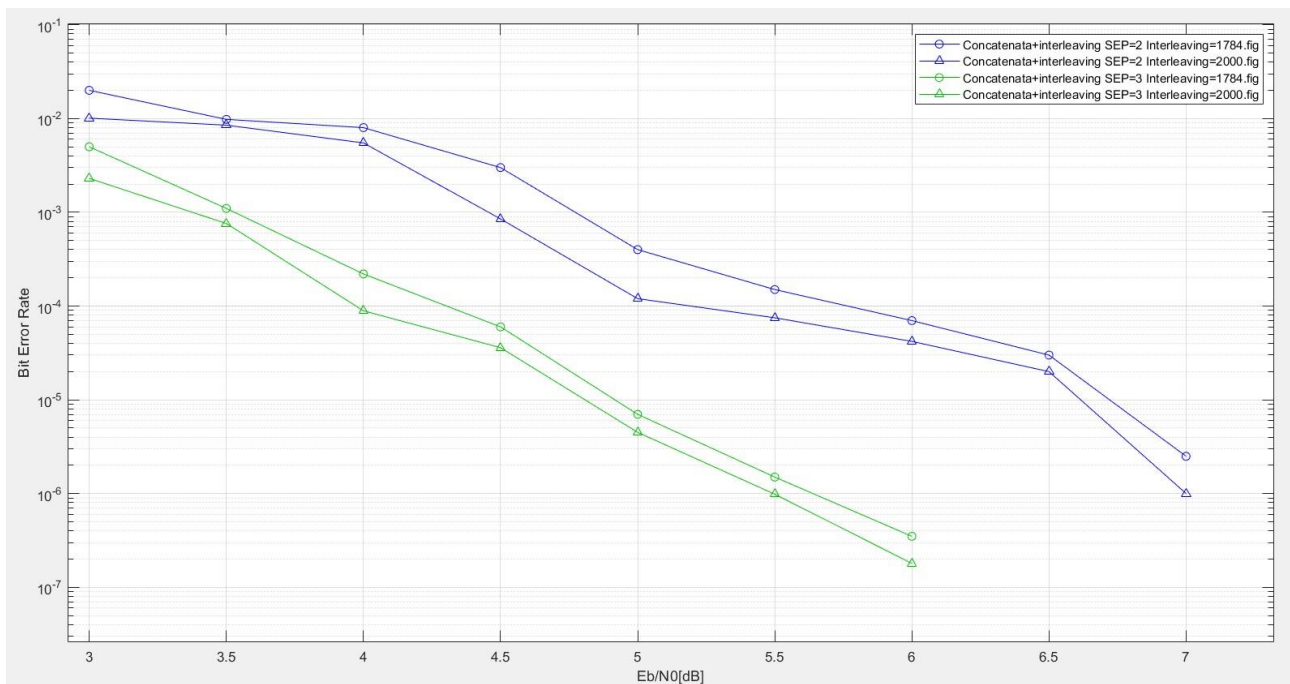


Figura 45 – Valori del Bit Error Rate per una codifica concatenata RS/Convolutional con lunghezze dell'interleaving pari a 1784 e 2000

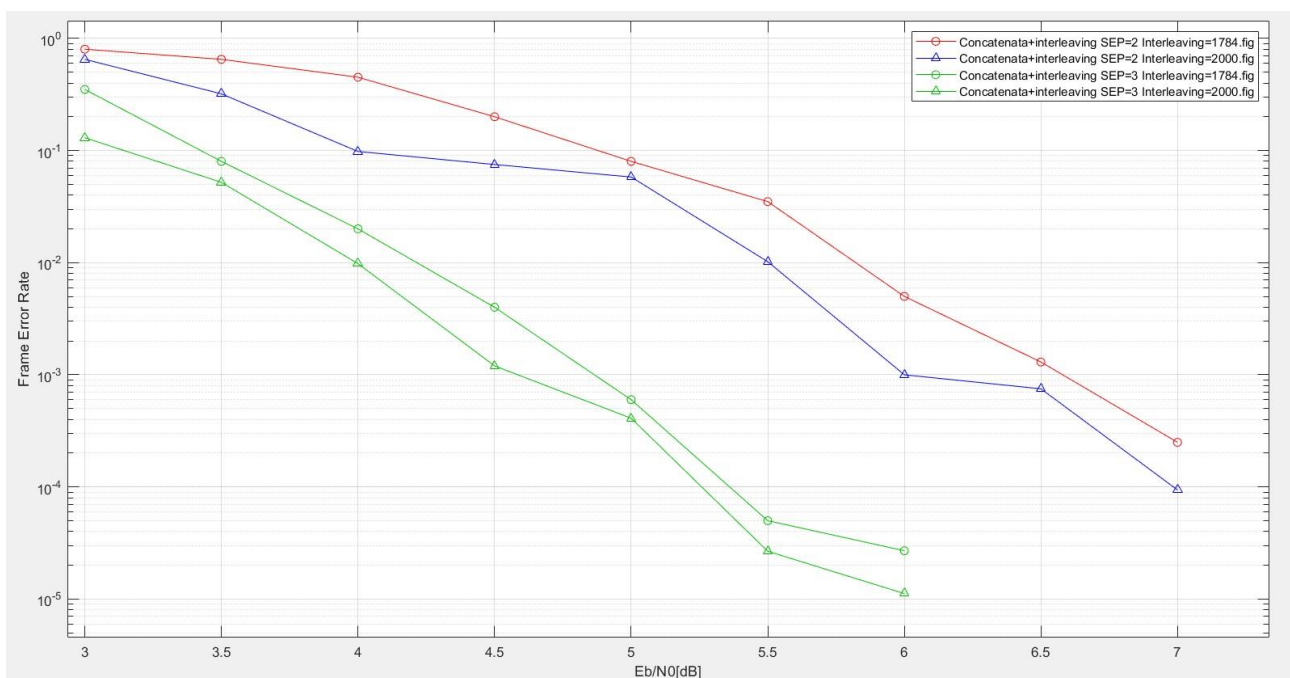


Figura 46 – Valori del Frame Error Rate per una codifica concatenata RS/Convolutional con lunghezze dell'interleaving pari a 1784 e 2000

Le codifiche concatenate standard non sono però le uniche che beneficiano dell'utilizzo di tecniche di interleaving: questa tecnica risulta infatti parte integrante delle codifiche Turbo.

Le codifiche Turbo ([R5], [R6], [R7]) sono tipologie di codifiche concatenate parallele, ovvero in cui due codificatori convoluzionali operano in parallelo. Questo significa che i due codificatori elaborano contemporaneamente, ma in modo indipendente, lo stesso messaggio da codificare. Anche se il messaggio in entrata è unico, essendo il segnale che vogliamo inviare, ai codificatori

vengono inviate versioni differenti di esso in modo da non creare una ridondanza sostanzialmente inutile. Proprio per questo passaggio risulta fondamentale la presenza di un interleaver che riorganizzi l'ordine dei bit prima che questi vengano elaborati. A questo punto le due sequenze codificate vengono combinate ed inviate.

Una volta ricevute il segnale viene decodificato utilizzando un soft decoding che, come introdotto precedentemente, prevede una codifica iterativa in cui i due decodificatori si scambiano informazioni (soft information) tramite il de-interleaver. Questo scambio di informazioni permette una migliore correzione e un avvicinamento al limite di Shannon del canale.

La presenza di una correzione di errori tramite soft decoding e l'utilizzo di interleaving rende le codifiche Turbo più complesse ma sensibilmente più efficaci nella trasmissione di segnali in presenza di forti fenomeni di fading e scintillazioni, tipiche delle congiunzioni solari.

Nel software di simulazione è possibile utilizzare due codifiche Turbo che differiscono per il valore del "code rate (CR)", ovvero il rapporto tra il numero bit di informazione in ingresso ed il numero di bit totali trasmessi dopo la codifica.

$$CR = \frac{k}{n} \quad (3)$$

Dove **k** rappresenta il numero di bit che racchiudono l'informazione che voglio trasmettere; e **n** rappresenta il numero totale di bit inviati, quindi bit informativi più i bit di parità, ovvero i bit di ridondanza che vengono utilizzati per l'individuazione degli errori. Un code rate pari a $\frac{1}{2}$ significa quindi che per ogni bit informativo in entrata avrò 2 bit in uscita: 1 informativo + 1 di parità; mentre un code rate di $\frac{1}{4}$ prevederà per ogni bit informativo un'uscita di 1 informativo + 3 di parità. Un code rate inferiore significa perciò una maggior ridondanza nei bit utilizzati per il controllo e correzione degli errori. Questo porterà ad una maggiore complessità e ad un tempo di trasmissione maggiore, ma anche ad una migliore capacità di rispondere ai disturbi.

- Code rate $\frac{1}{2}$:

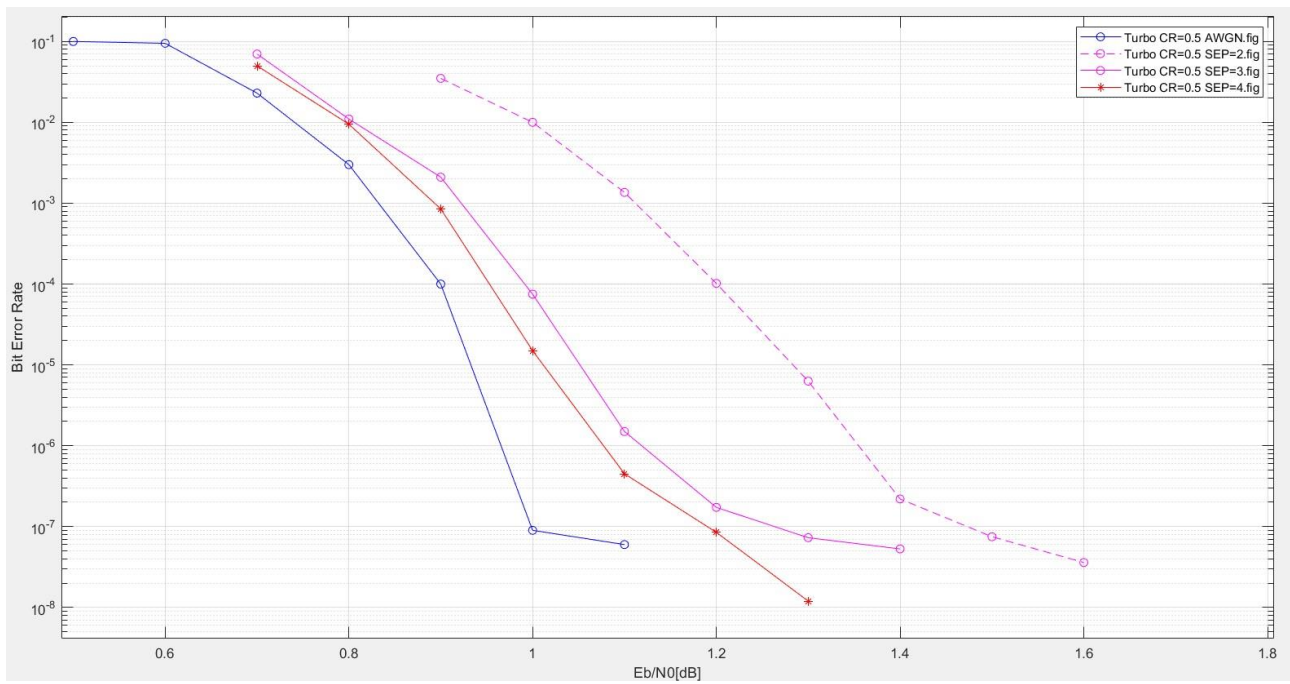


Figura 47 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP per una codifica Turbo con CR=1/2

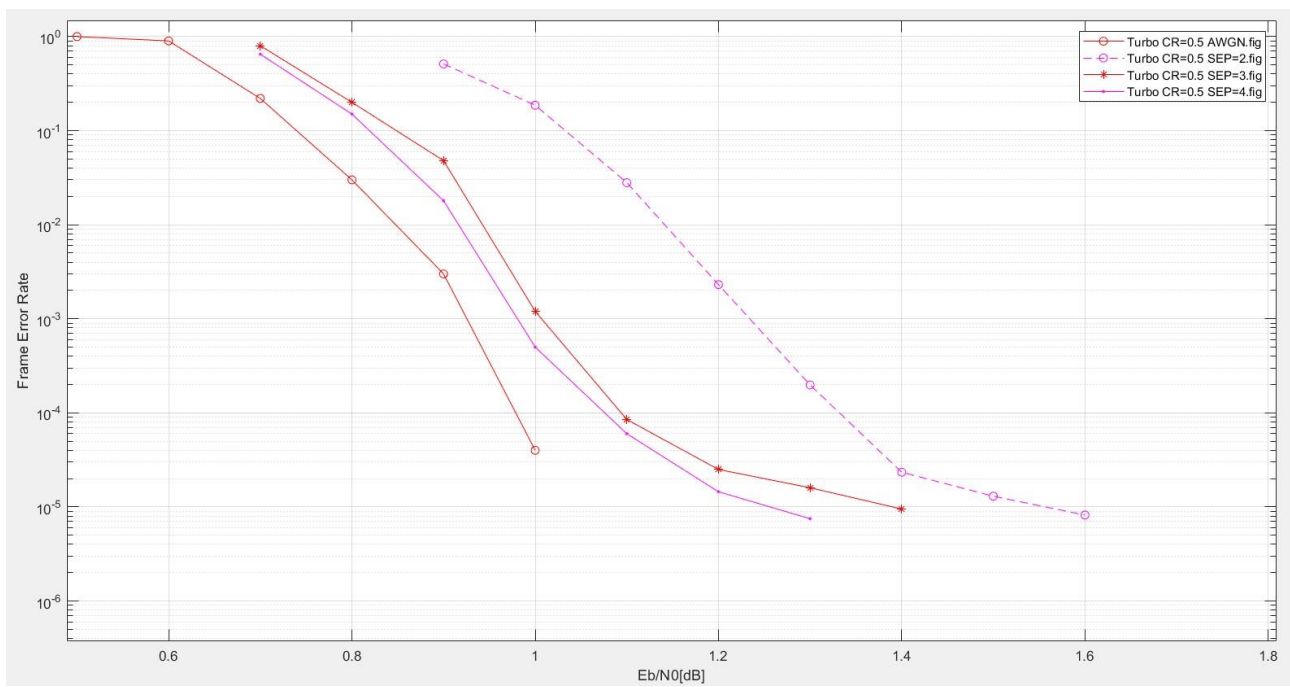


Figura 48 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP per una codifica Turbo con CR=1/2

- Code rate $\frac{1}{4}$:

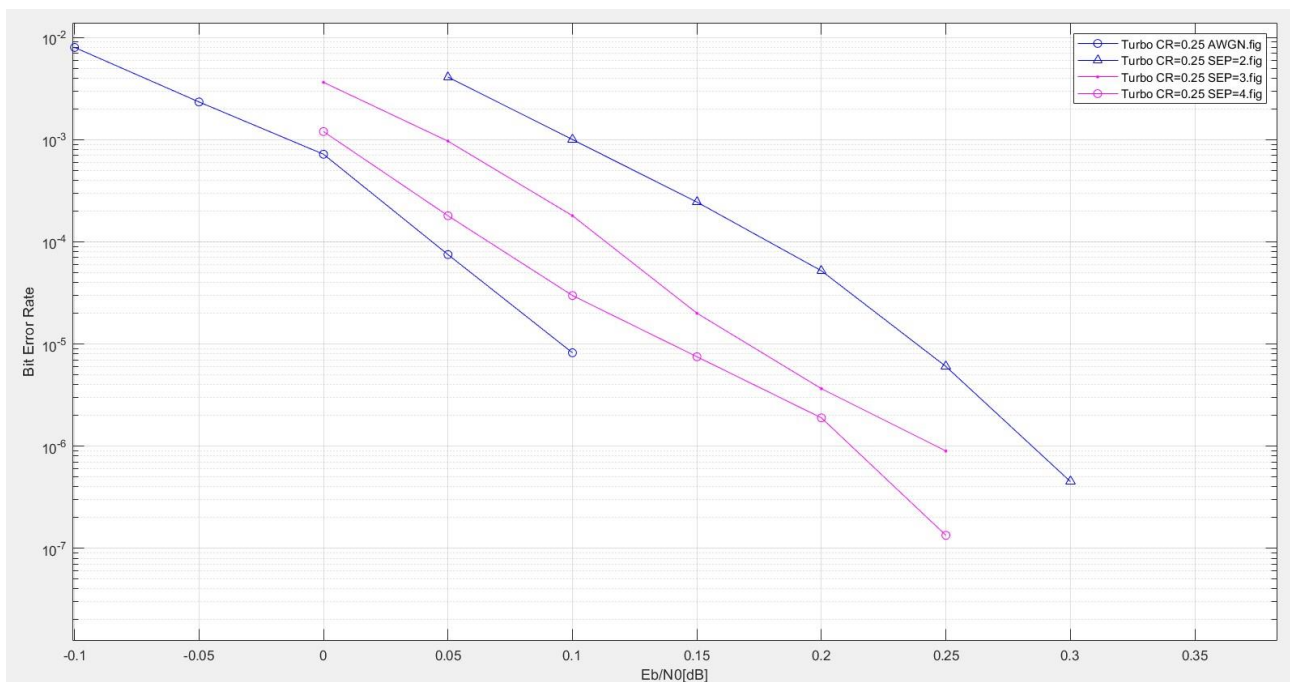


Figura 49 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP per una codifica Turbo con CR=1/4

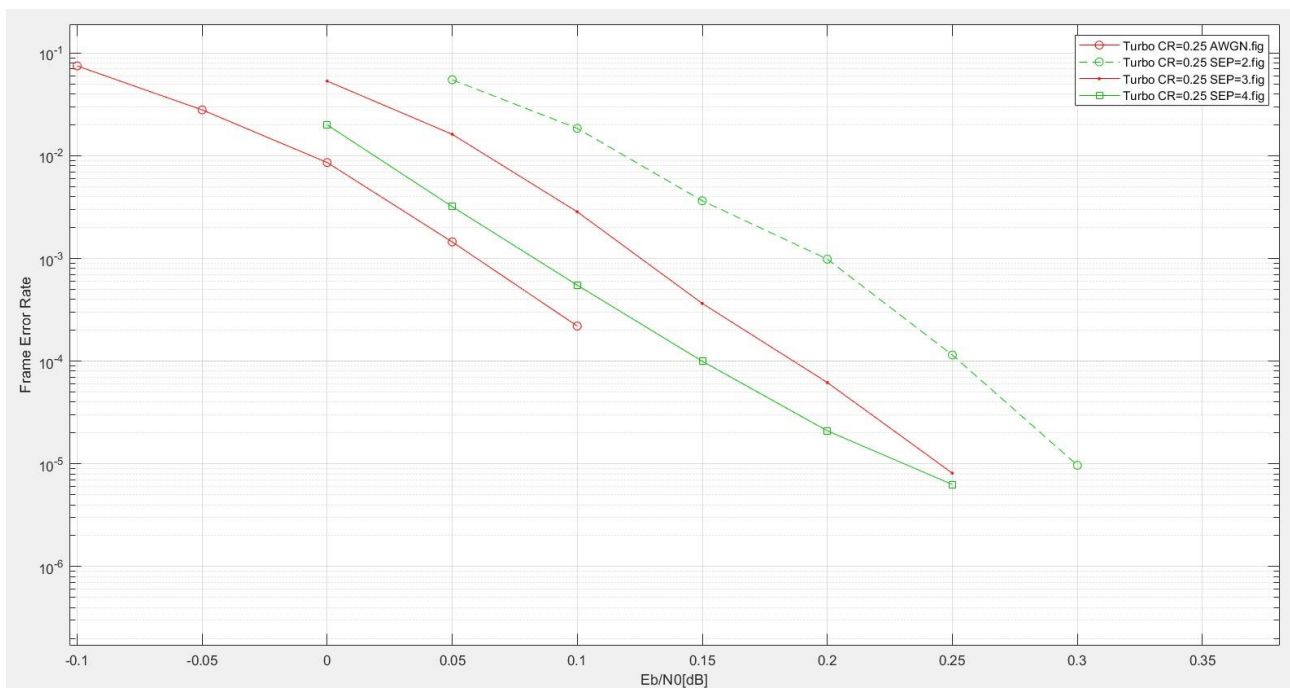


Figura 50 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP per una codifica Turbo con CR=1/4

Dai grafici precedenti si vede come le codifiche Turbo, grazie all'utilizzo di interleaving e soft decoding, permette di raggiungere valori di BER e FER significativamente inferiori alle altre codifiche analizzate in precedenza. Inoltre, i bassi valori di BER e FER vengono raggiunti a E_b/N_0 estremamente ridotti.

Confrontando le *Figura 47* e *Figura 48* con le *Figura 49* e *Figura 50* si può inoltre vedere come un code rate minore permetta di accentuare quest'ultimo effetto, rendendo possibile il raggiungimento di valori ottimali di BER e FER a E_b/N_0 ancora inferiori.

Per poter intervenire sui burst errors che si presentano nei collegamenti durante le congiunzioni solari l'utilizzo di tecniche di interleaving, come quelle utilizzate nelle codifiche turbo e nelle codifiche concatenate lineari, non è l'unica possibilità.

Un'altra codifica che permette di raggiungere ottimi risultati in termini di BER e FER anche a piccoli angoli di SEP è la codifica LDPC. Questa tipologia di codifica, come detto, non utilizza l'interleaving ma in fase di correzione degli errori utilizza una tecnica capace di riprodurre degli effetti analoghi a quest'ultimo.

La codifica LDPC (Low-Density Parity-Check) ([R5], [R6]), utilizza una matrice, detta matrice di parità, che viene utilizzata per il controllo degli errori e consente di generare una decorrelazione ed una redistribuzione di quest'ultimi. Per ottenere questo risultato si utilizza una matrice sparsa, ovvero nella quale gli 1 sono molto minori in numero degli 0. La matrice ha poi la funzione di porre ai bit del codice dei vincoli di parità da rispettare: in pratica la matrice rappresenta un insieme di equazioni di parità che tutti i bit del messaggio devono rispettare. Essendo molto sparsa ogni bit parteciperà a poche equazioni di parità ed ogni equazione coinvolgerà pochi bit. In fase di decodifica poi il codice utilizzerà un metodo iterativo nel quale le informazioni ottenute da ogni equazione verrà scambiata ed utilizzata per migliorare la correzione degli errori. La sparsità della matrice permette quindi non solo di ridurre notevolmente la complessità di questa decodifica iterativa ma anche di ottenere una decorrelazione tra gli errori e tra le informazioni scambiate. Proprio questa decorrelazione permette di trattare i burst errors in maniera simile a degli errori sparsi, ottenendo un effetto simile a quello che otterremmo utilizzando un interleaving.

Essendo la matrice di parità il fulcro di questa tipologia di codifica la sua progettazione ha un effetto diretto sulle caratteristiche di quest'ultima. In particolare, le dimensioni della matrice utilizzata definiscono la dimensione dei blocchi di codice al quale è possibile applicare la codifica. La matrice, infatti, ha dimensioni $m \times n$ in cui n (*numero di colonne della matrice*) rappresenta proprio la lunghezza totale del codice, quindi il numero totale dei bit inviati. Il valore di m rappresenta invece il numero di vincoli di parità. È possibile, perciò, calcolare il numero di bit di informazione del messaggio che vogliamo inviare con una differenza tra n ed m , e utilizzando l'equazione 3 è possibile calcolare facilmente il code rate utilizzato.

Nel software di simulazione la codifica LDPC utilizza un code rate di $1/2$ e sono presenti diverse matrici di parità utilizzabili rendendo possibile il confronto tra l'utilizzo della codifica LDPC con blocchi di codice più corti, 64 o 256 bit, e codici di lunghezza maggiore, 1024 e 4096.

- LDPC $\frac{1}{2}$ 64:

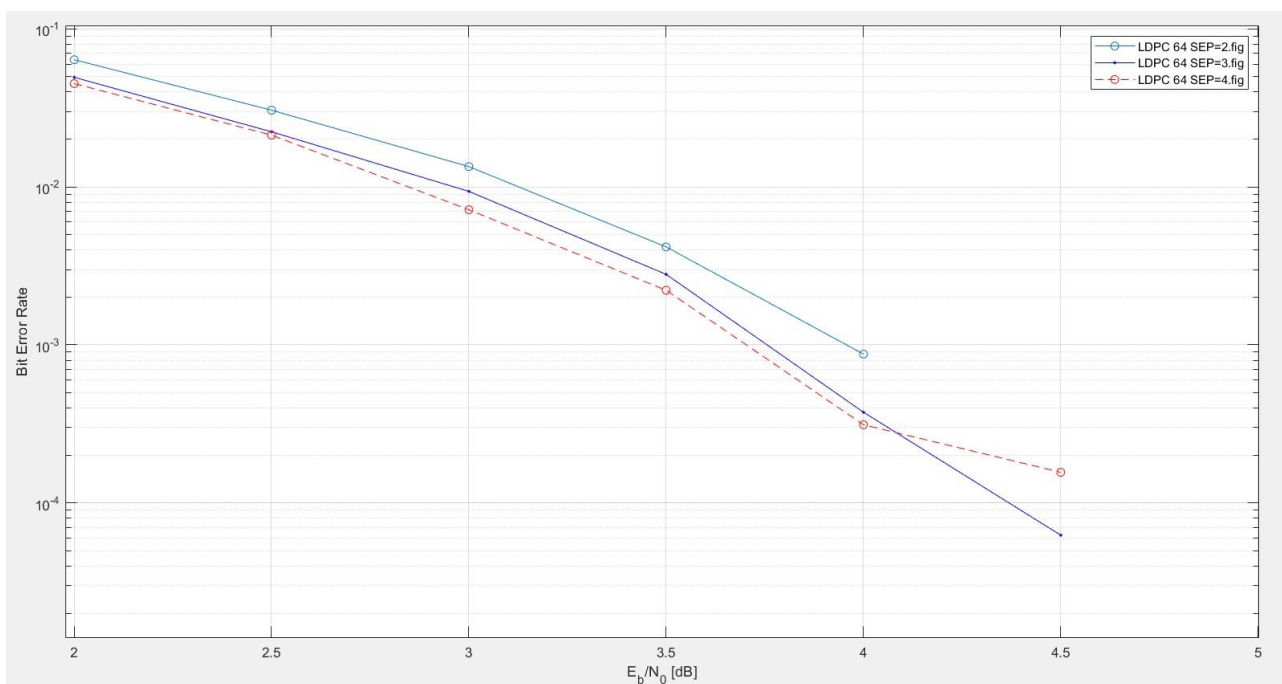


Figura 51 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC $\frac{1}{2}$ 64

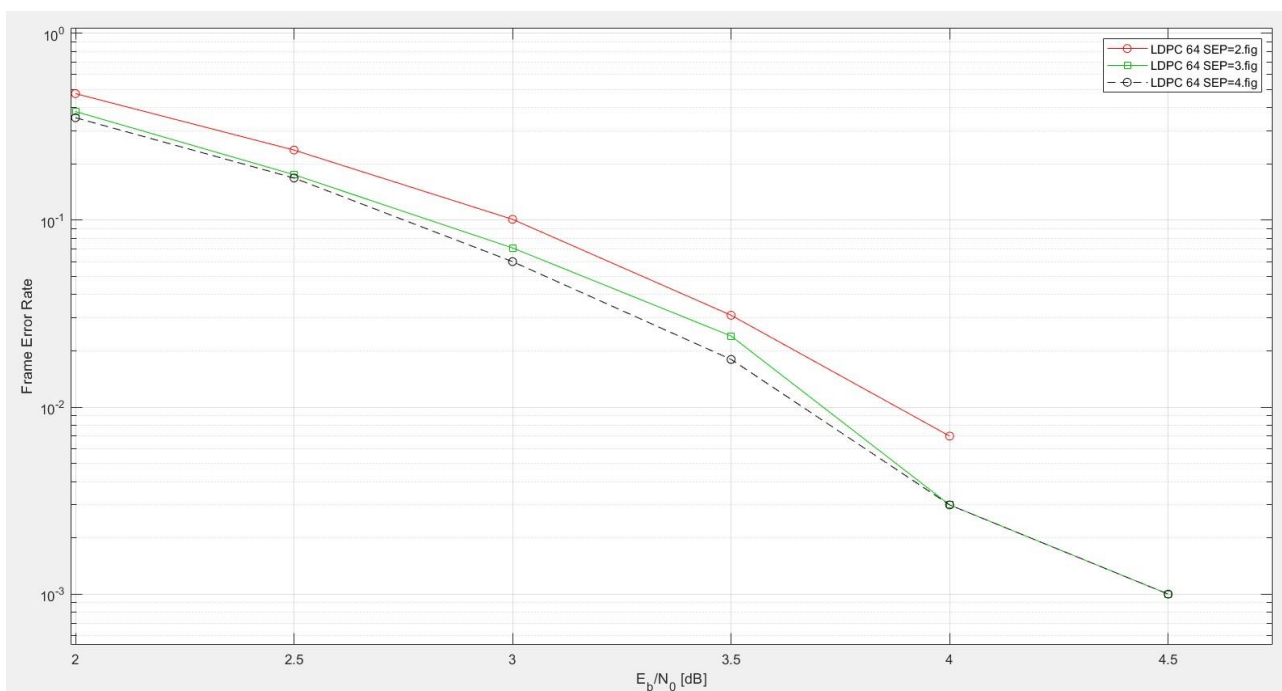


Figura 52 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC $\frac{1}{2}$ 64

- LDPC $\frac{1}{2}$ 256:

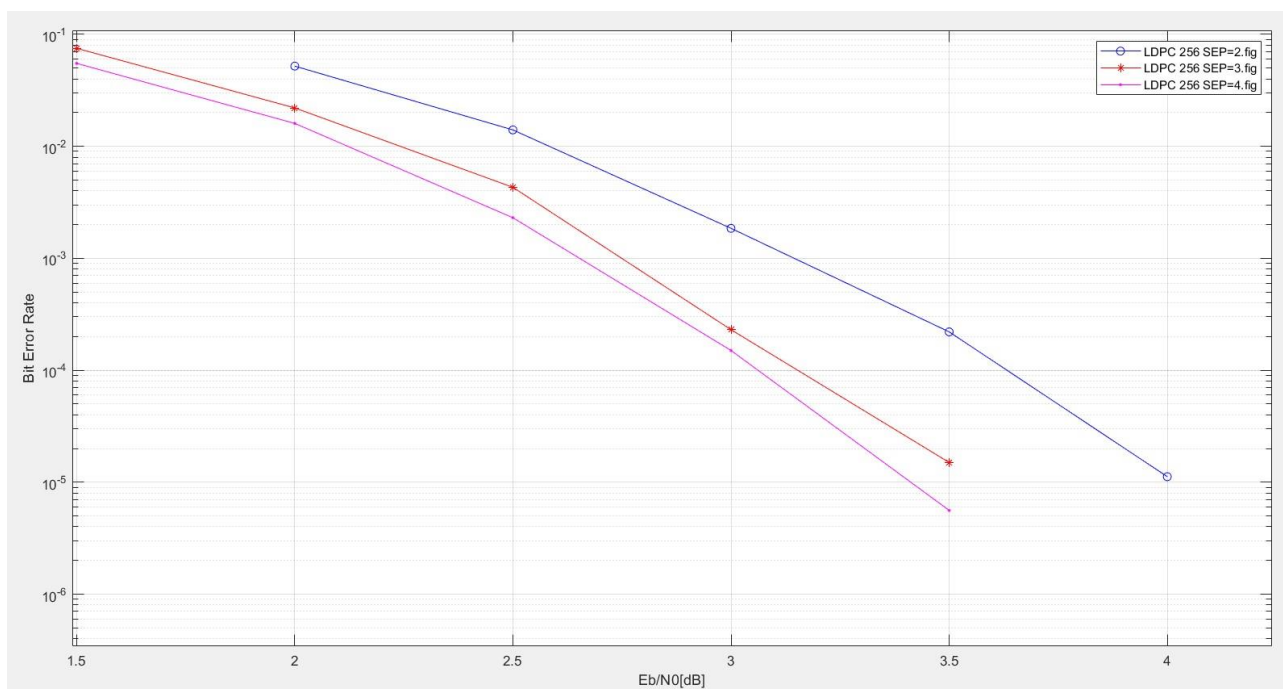


Figura 53 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC $\frac{1}{2}$ 256

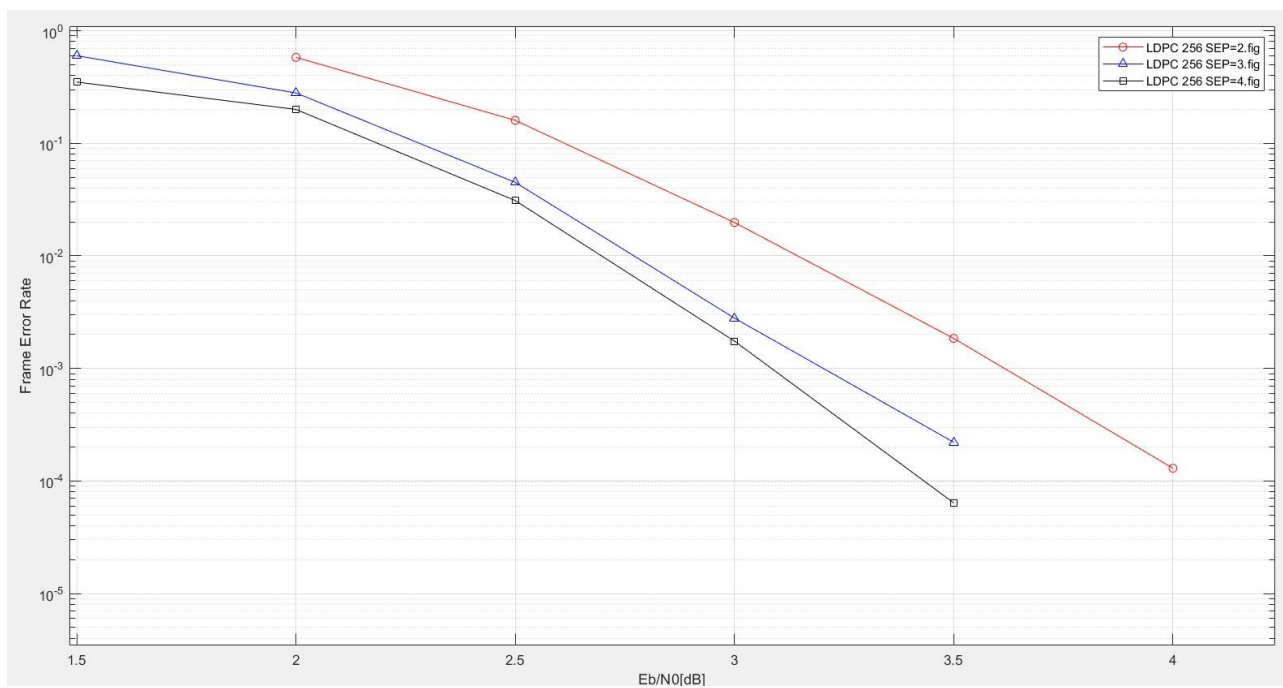


Figura 54 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC $\frac{1}{2}$ 256

- LDPC $\frac{1}{2}$ 1024:

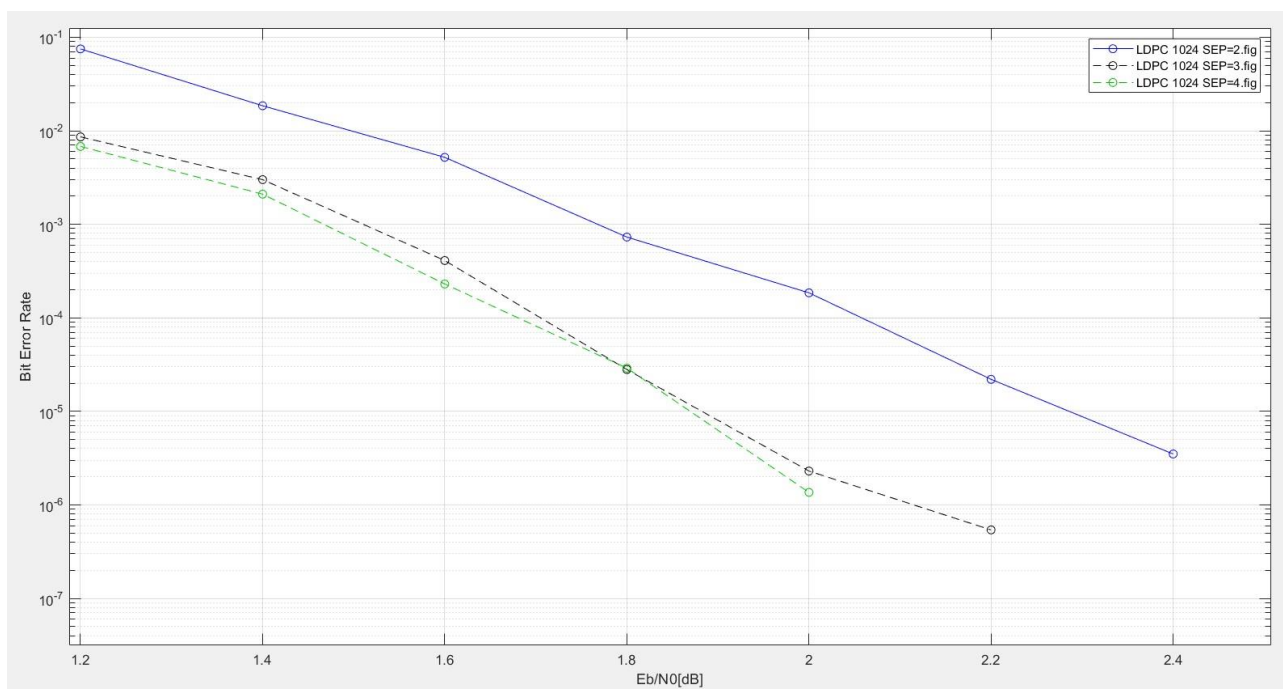


Figura 55 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC $\frac{1}{2}$ 1024

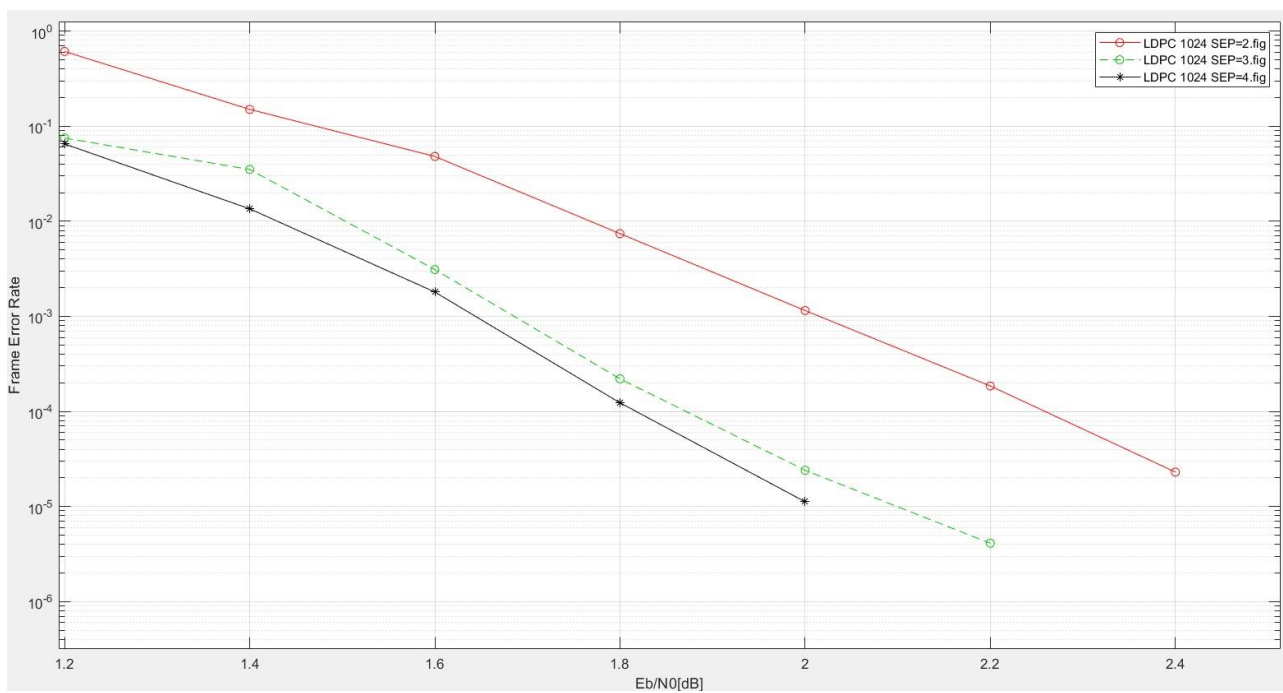


Figura 56 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC $\frac{1}{2}$ 1024

- LDPC $\frac{1}{2}$ 4096:

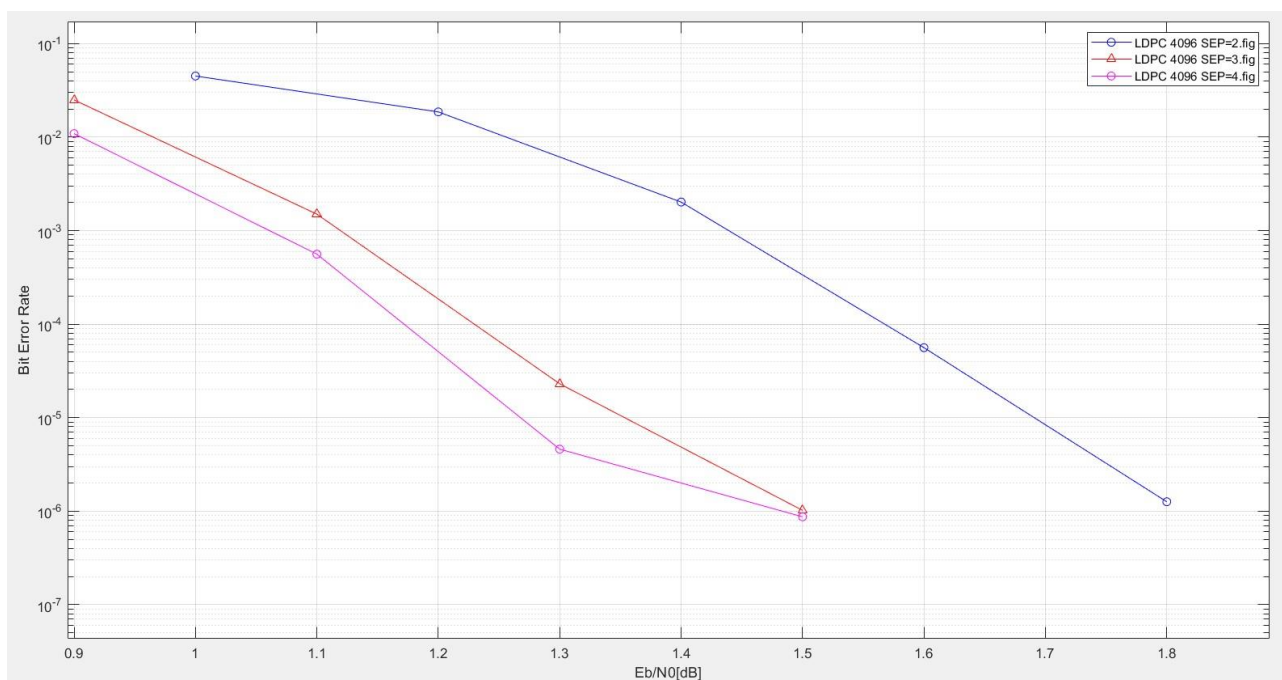


Figura 57 – Valori del Bit Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC $\frac{1}{2}$ 4096

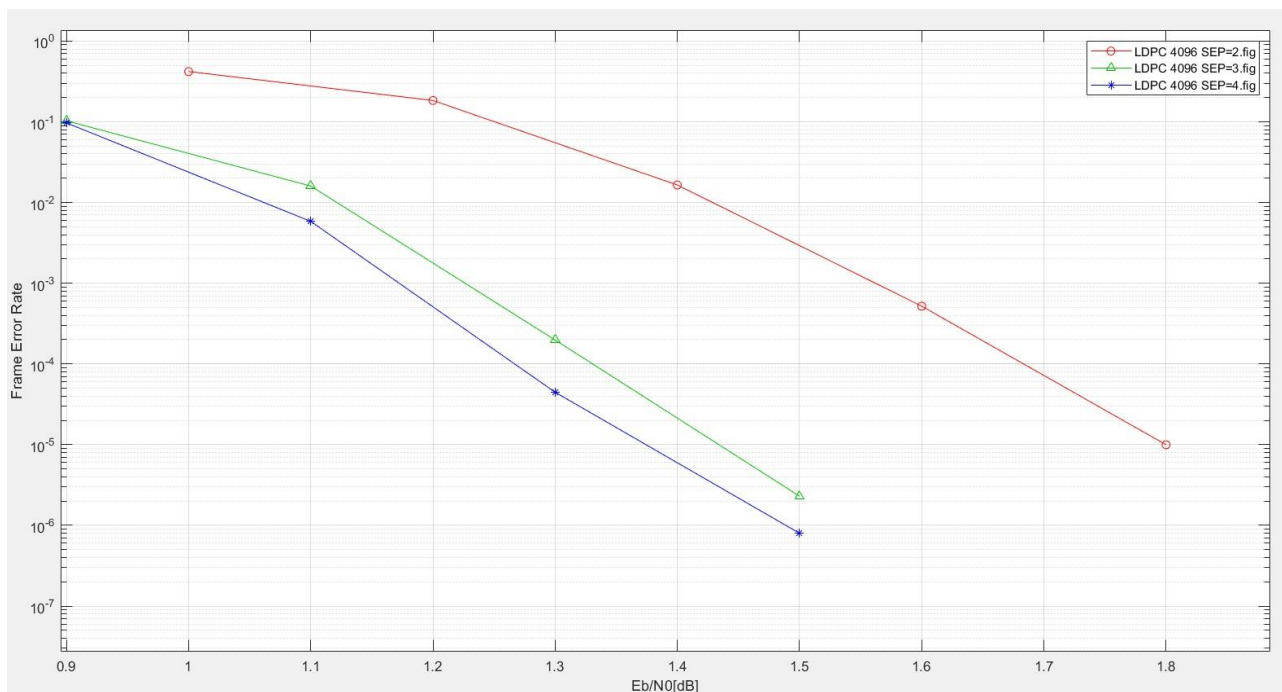


Figura 58 – Valori del Frame Error Rate a differenti angoli di SEP con codifica LDPC $\frac{1}{2}$ 4096

I grafici precedenti dimostrano come l'utilizzo della codifica LDPC rende possibile ottenere valori di BER e FER migliori di quelli ottenuti con la codifica concatenata in serie con utilizzo di interleaving. Inoltre, dimostrano come i risultati ottenuti con la codifica LDPC 1024 e 4096 sono paragonabili a quelli ottenuti utilizzando la codifica Turbo. Proprio come le codifiche che

utilizzano interleaving, anche la codifica LDPC garantisce ottime correzioni degli errori anche a piccoli valori di E_b/N_0 .

Per poter ottenere valutazioni più pratiche si sono poi simulati delle casistiche di telecomandi (TC) e telemetria (TM) utilizzando dati reali provenienti da precedenti missioni, forniti dalle agenzie spaziali e riportati dal progetto HELIOS nel report finale.

	Uplink					Downlink			
	Jupiter	Mars	SoLo	BC MGA	BC LGA	Jupiter	Mars	SoLo	BC
S/N0 [dBHz]	31.15	39.07	47.04	40	28	32.94	29.84	37.2	30
PLL Bw [Hz]	30	25	120	50	50	5	3.6	30	-
m [rad]	0.6	0.7	1	-	-	0.6	0.5	0.75	-
Coding scheme	BCH	BCH	BCH	BCH	BCH	Turbo 1/4	Turbo 1/4	Turbo 1/4	Turbo 1/4
Bs [sps]	7.81	15.63	15.63	250	7.81	508	64	5439.4	1020
Br [bps]	7.07	14.14	14.14	226.19	7.07	127	15.9	1359.85	255
E_b/N_0 [dB]	14.82	20.91	31.42	-	-	6.94	11.44	2.54	-
SNR_{PLL} [dB]	15.58	24	23.92	-	-	24.28	23.15	19.72	-

Figura 59 – Configurazioni per gli scenari da simulare riportate nel documento “Final Report” del progetto Helios

La prima simulazione è stata effettuata nell’ambito dei telecomandi. In questa simulazione sono stati messi a confronto la codifica BCH con due codifiche LDPC per blocchi di codice corti, ovvero LDPC 64 e LDPC 256. Tutte e tre le codifiche sono state confrontate a partire le stesse condizioni di scenario, nello specifico prendendo i dati della missione “Jupiter” con angolo di SEP=3°. Inoltre, per la valutazione, è stato considerato un valore di FER come obiettivo pari a 10^{-3} .

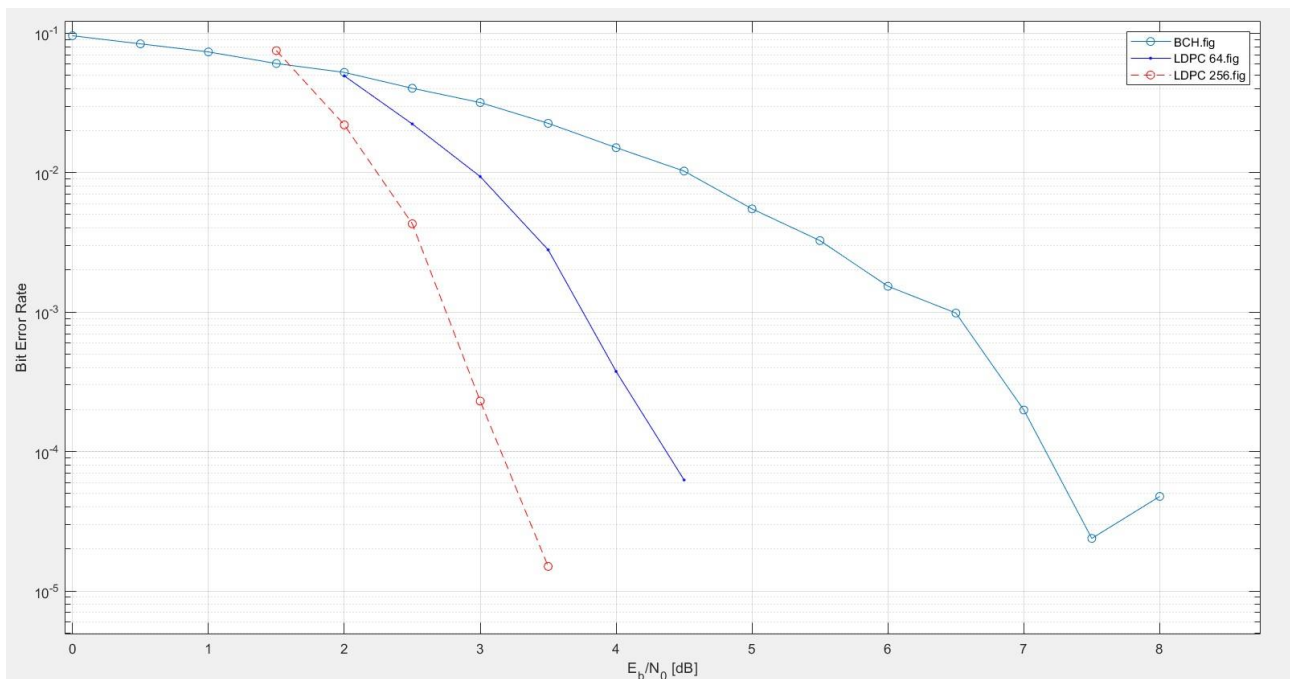


Figura 60 – Valori del Bit Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=3

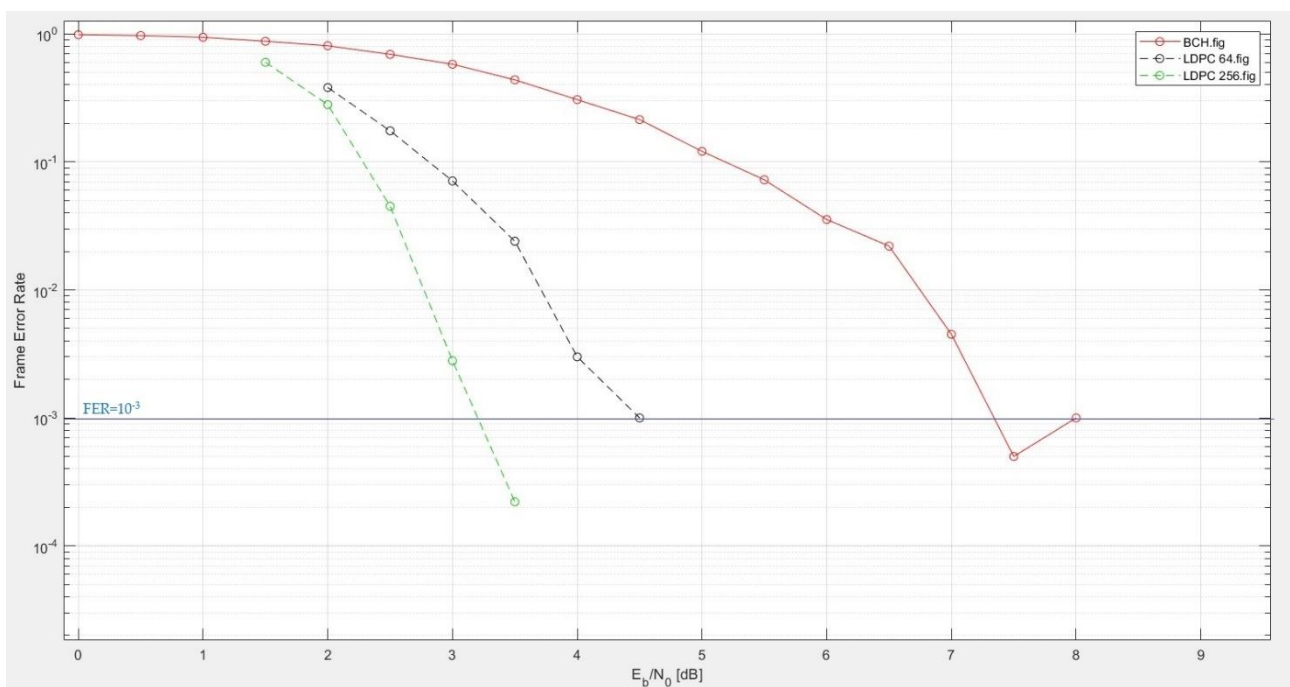


Figura 61 – Valori del Frame Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=3, con aggiunta del FER=10-3 posto come obiettivo

Le figure riportate più sopra rendono facilmente visibile come le codifiche LDPC presentino un sensibile miglioramento rispetto alla codifica BCH riuscendo a raggiungere gli stessi valori di BER e FER a E_b/N_0 notevolmente inferiori. Questo porta ad una riduzione di circa 3-4 dB del valore di E_b/N_0 necessario per raggiungere il FER posto come obiettivo.

Andando a diminuire l'angolo di SEP, portandolo a 2°, i vantaggi delle codifiche LDPC diventano ancora più evidenti, com'è possibile vedere nelle Figura 62 e Figura 63:

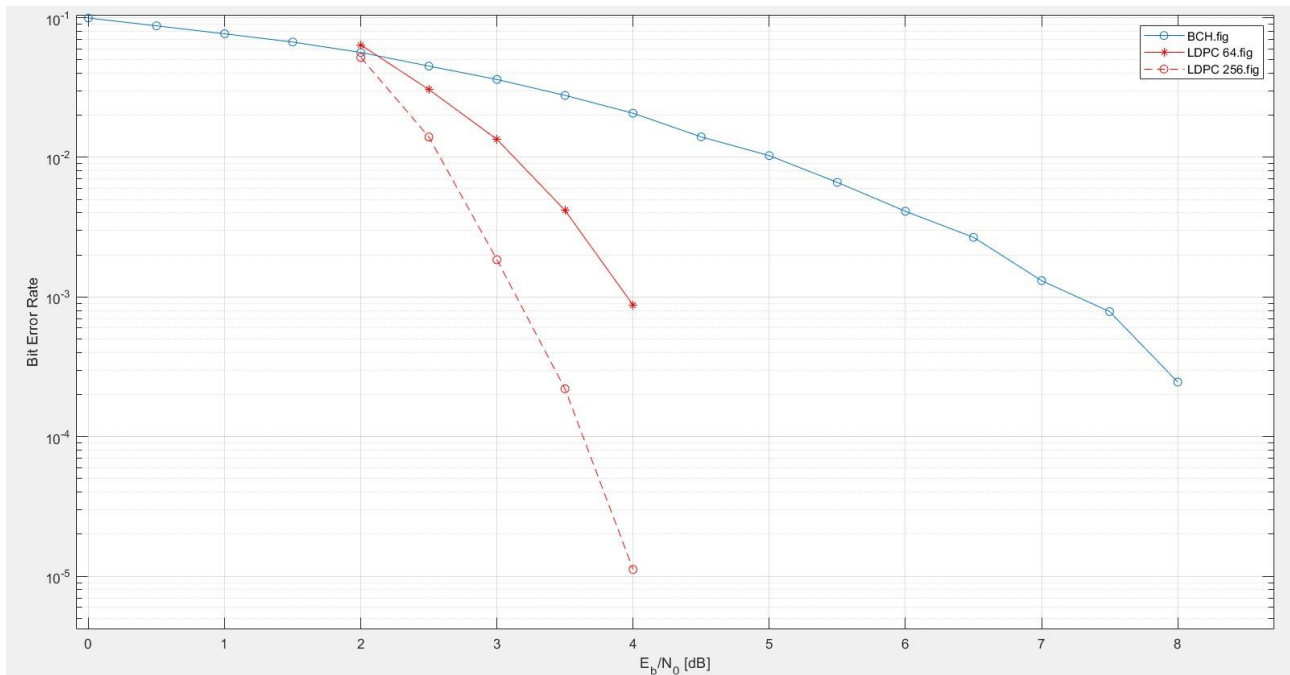


Figura 62 – Valori del Bit Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=2

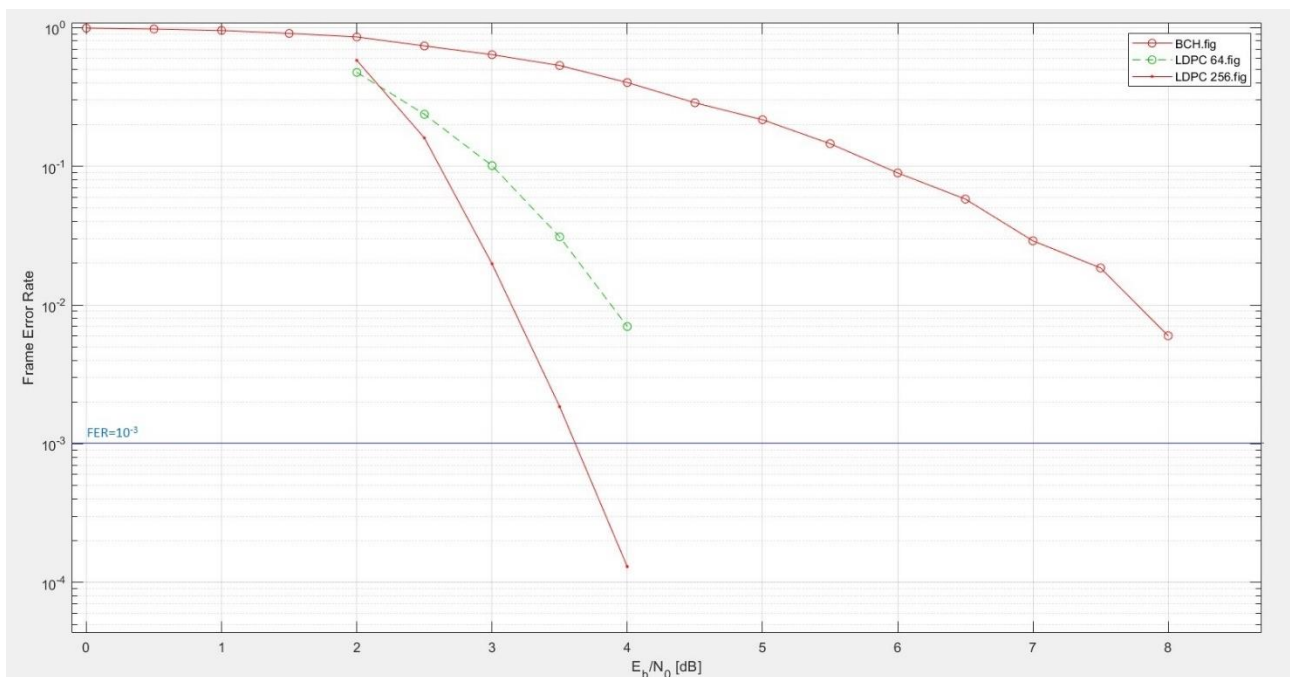


Figura 63 – Valori del Frame Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=2, con aggiunta del FER=10⁻³ posto come obiettivo

Risulta perciò evidente come la tecnica di decorrelazione degli errori utilizzata dalla codifica LDPC ed il relativo soft decoding portino, in presenza di fenomeni di fading e scintillazioni, ad un vantaggio rispetto alla decodifica classica utilizzata dai codici BCH, con un divario che cresce al diminuire del SEP e quindi all'aumentare della presenza di burst errors. Possiamo inoltre notare come l'utilizzo di blocchi di codice più lunghi nella codifica LDPC 256 porti ad un miglioramento delle prestazioni rispetto ai codici più corti utilizzati nella codifica LDPC 64.

Si è poi proceduto ad effettuare una simulazione nell'ambito della telemetria. In questo caso sono state confrontate codifiche Reed-Solomon e Convolutional con codifiche che presentano l'utilizzo di interleaving, ovvero la codifica concatenata RS/Convolutional, studiata ad inizio capitolo, e la codifica Turbo $\frac{1}{2}$. Sono poi state inserite nel confronto due codifiche LDPC che sfruttano blocchi lunghi, LDPC 1024 e LDPC 4096, per poterne confrontare le prestazioni con codifiche che utilizzano un interleaving classico.

Anche in questo caso sono stati considerate condizioni di scenario identiche per tutte le codifiche e sono state effettuate delle simulazioni per angoli di SEP pari a 3° e 2° per poter cogliere come ciascuna codifica reagisca all'aumento degli effetti del plasma solare.

In questa simulazione è stato posto come obiettivo il raggiungimento di un $FER=10^{-5}$.

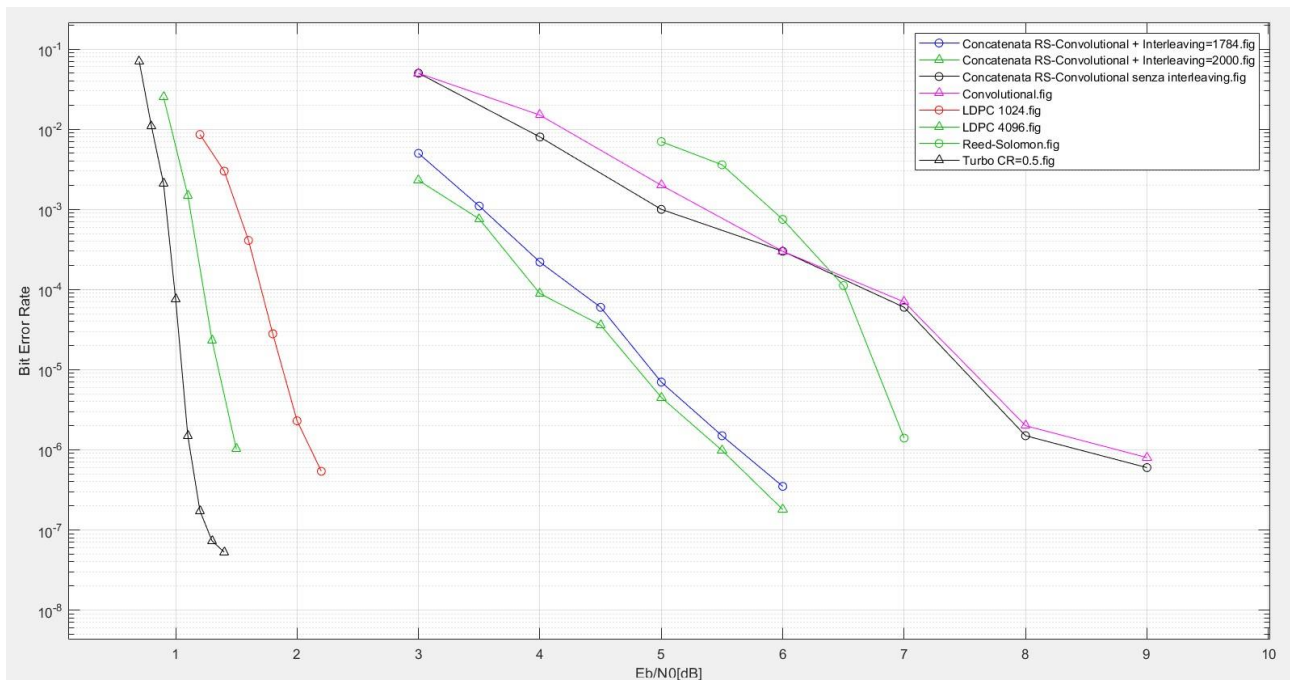


Figura 64 – Valori del Bit Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=3

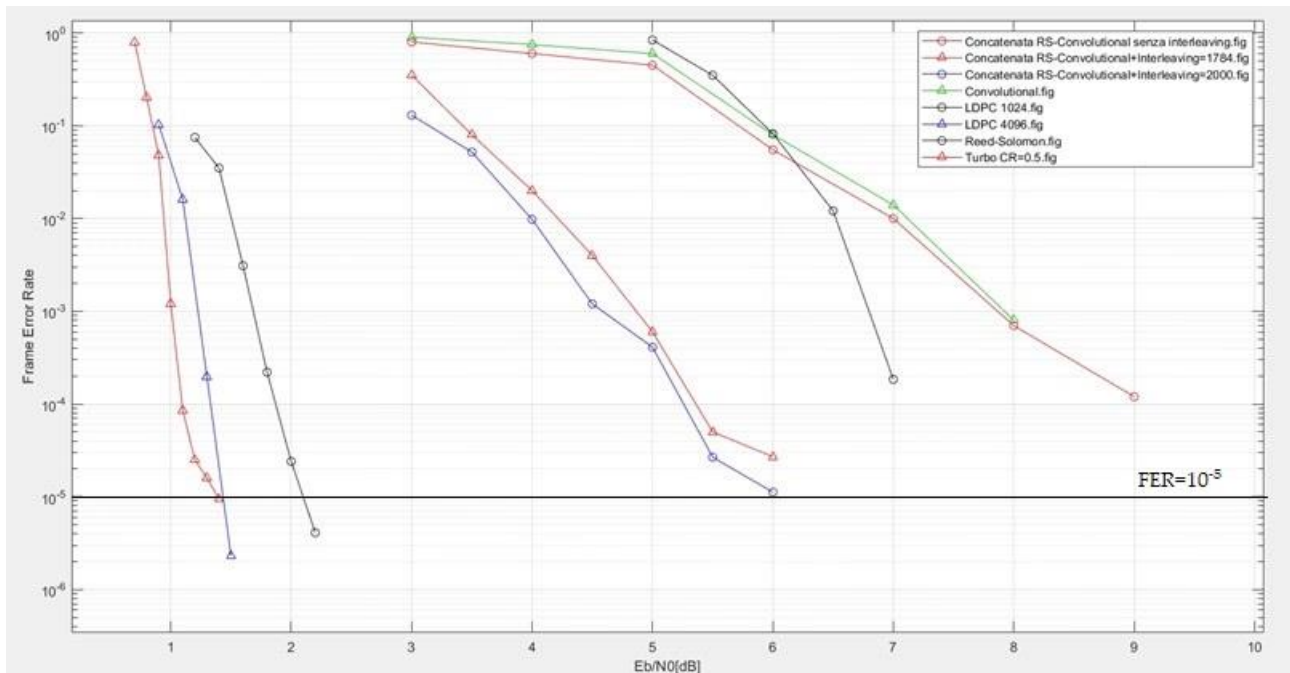


Figura 65 – Valori del Frame Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=3, con aggiunta del FER=10-5 posto come obiettivo

Dalle figure precedenti si può vedere come le codifiche che utilizzano interleaving e le codifiche LDPC consentano il raggiungimento di buoni valori di E_b/N_0 decisamente inferiori rispetto alle codifiche Reed-Solomon e Convolutional. Inoltre, permettono di vedere come la presenza di soft decoding e decodifiche in parallelo, quindi di scambi di informazioni di probabilità durante la fase di decodifica, permetta ai codici Turbo e LDPC un ulteriore, e quantitativamente importante, miglioramento delle prestazioni.

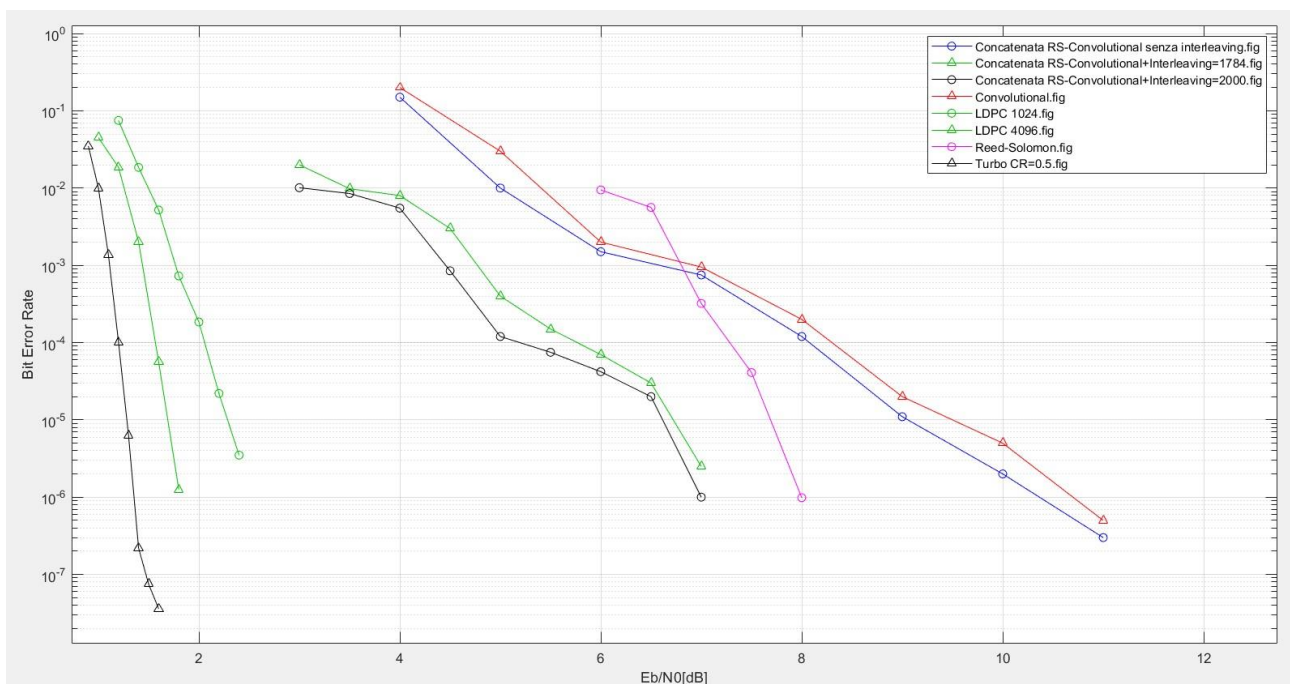


Figura 66 – Valori del Bit Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=2

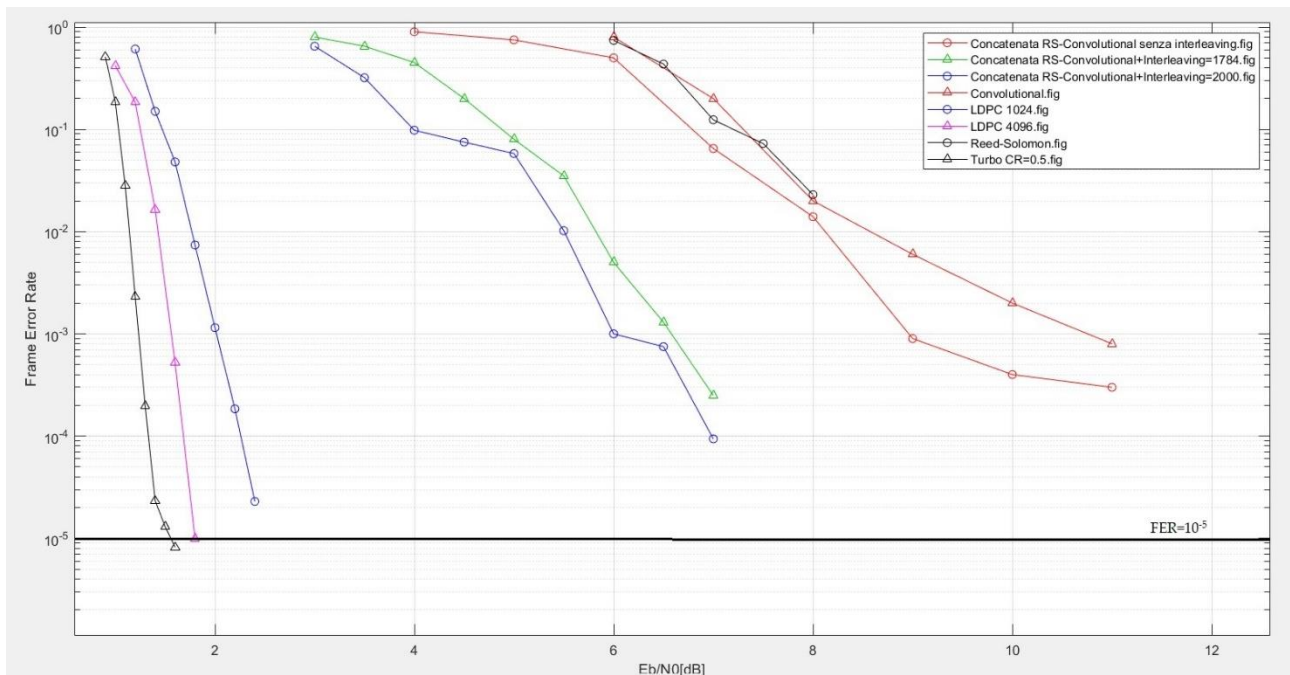


Figura 67 – Valori del Frame Error Rate utilizzando diverse codifiche, a parità di scenario e SEP=2, con aggiunta del FER=10-5 posto come obiettivo

Anche in questo caso il decremento dell'angolo di SEP porta ad una crescita del divario tra le codifiche che presentano l'utilizzo di interleaving e le codifiche classiche. Risulta perciò evidente come le codifiche LDPC e le codifiche Turbo portino ad enormi benefici durante i link in presenza di congiunzioni solari, sia in ambito TC che in ambito TM, fornendo i risultati migliori in termini di E_b/N_0 necessario.

Anche in questo caso è possibile aumentare la lunghezza dell'interleaving per la codifica Turbo. Un aumento della lunghezza da 8920, lunghezza del blocco di dati, a 10000 porta a un miglioramento delle prestazioni, come si evince dai grafici sottostanti:

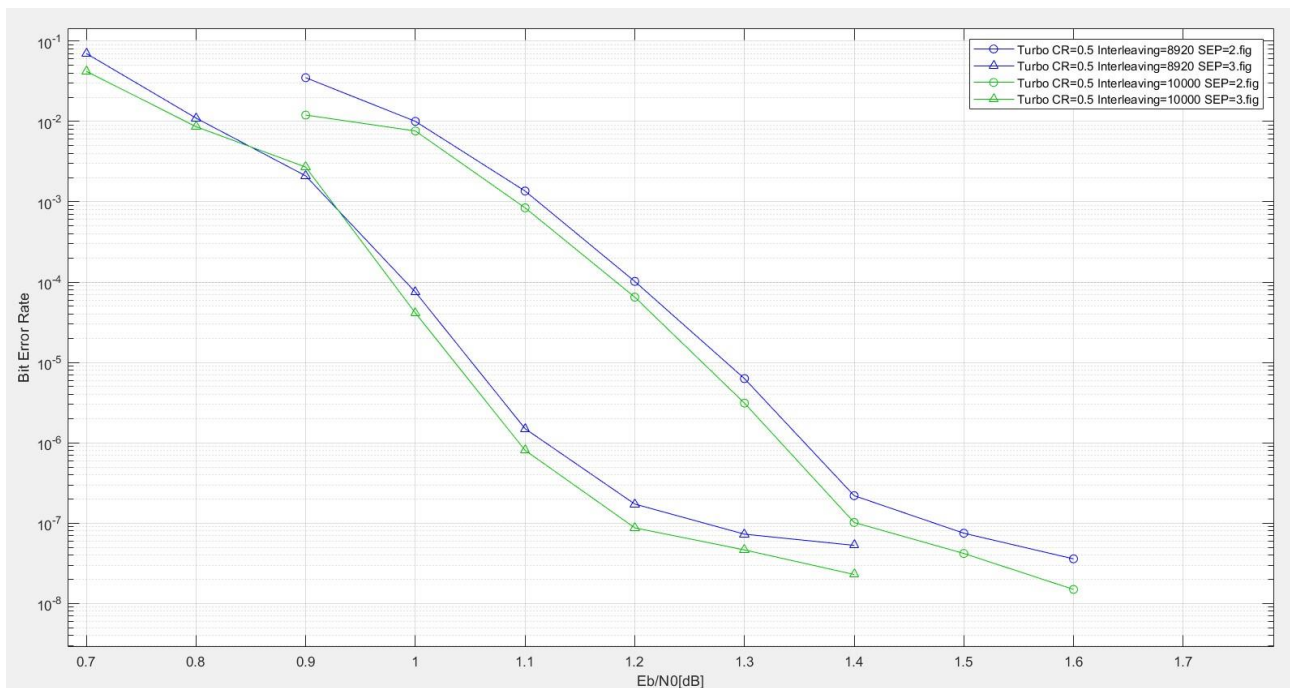


Figura 68- Valori del Bit Error Rate per una codifica Turbo con differenti lunghezze dell'interleaving

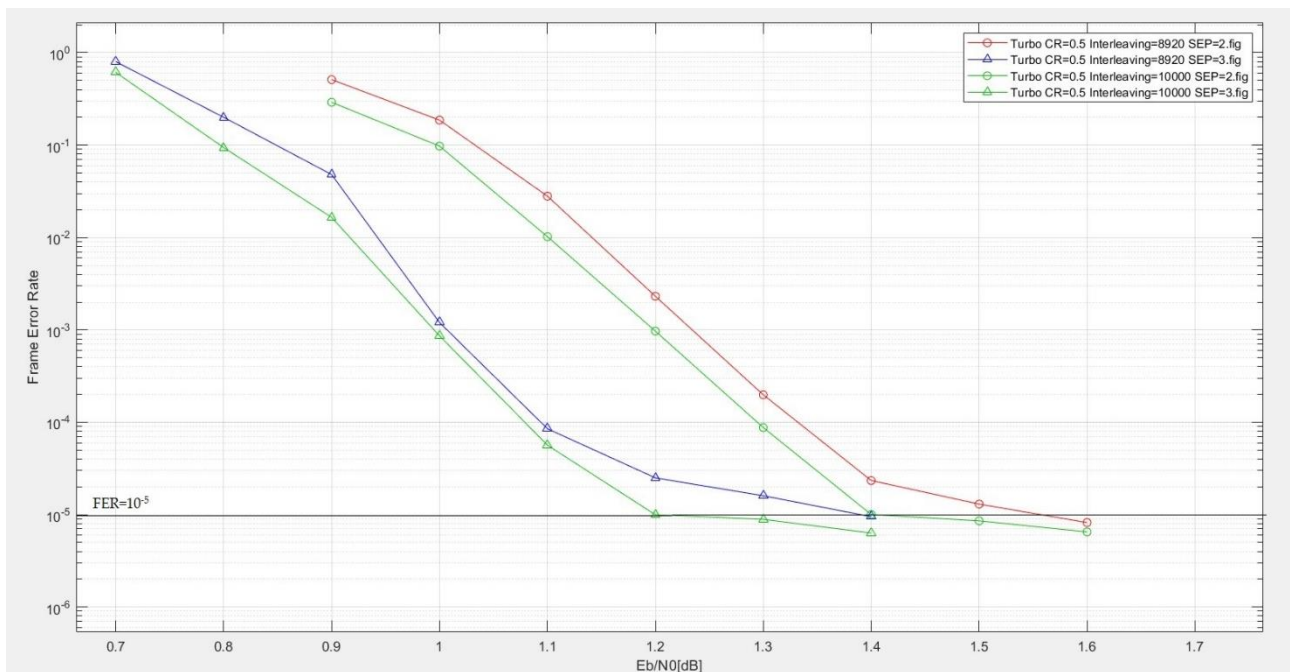


Figura 69 - Valori del Frame Error Rate per una codifica Turbo con differenti lunghezze dell'interleaving

Il minimo valore che consente di raggiungere piccoli valori di BER e FER non è l'unico parametro capace di permetterci una valutazione delle prestazioni tra differenti codifiche. Per esempio, per poter comprendere quale tra codifica Turbo e codifica LDPC apporti migliori benefici è possibile studiarle dal punto di vista della "channel diversity".

Channel Diversity

La channel diversity è un parametro utilizzato per calcolare l'affidabilità di una trasmissione in presenza di fading ed altri disturbi a cui può essere sottoposto il canale. L'idea alla base di questa tecnica è l'utilizzo di più canali indipendenti attraverso i quali inviare l'informazione, in modo che non tutti subiscano le stesse identiche degradazioni allo stesso momento.

La channel diversity è definita come il numero di stati di fading differenti ai quali è sottoposta ogni codeword.

Ogni canale, infatti, presenta un intervallo di tempo durante il quale le caratteristiche del canale (ampiezza, fase, disturbi) possono essere considerati costanti o quantomeno fortemente correlati: questo intervallo di tempo prende il nome di "coherence time" (T_c). Due segnali inviati attraverso lo stesso canale entro un intervallo di tempo inferiore al coherence time subiranno quindi gli stessi tipi di disturbi, subendo lo stesso fading.

Il valore del T_c al variare dell'angolo di SEP è stato calcolato dal progetto HELIOS ed è possibile trovarlo nel "Final Report" Error! Bookmark not defined..

SEP (deg)	T_c [ms]
3	30
2	18.75
1	6.35

Figura 70- Valore del T_c a differenti SEP presente nel "Final Report" del progetto Helios

Questo significa che inviando una codeword in un intervallo di tempo inferiore al coherence time porterà ogni bit della stessa a subire gli stessi disturbi e quindi aumenterà la probabilità di subire errori in tutta la sua interezza.

L'utilizzo dell'interleaving permette di scambiare i bit appartenenti a più frame; perciò, il tempo di trasmissione di una singola codeword aumenterà sensibilmente in quanto la posizione dei bit che la compongono non sarà consecutiva ma si creerà una distanza tra di essi. In questo modo la presenza di un burst error verrà distribuito tra più codeword, e ciascuna di esse vedrà uno stato del canale differente, andando ad aumentare la time diversity.

Possiamo perciò definire la channel diversity come:

$$L = \frac{T_{code}}{T_c} \quad (4)$$

Dove T_{code} rappresenterà il tempo necessario all'invio della codeword.

Per alti valori di L , nello specifico utilizzando una modulazione BPSK, per valori superiori a 10^2 , il canale viene definito "ergodico", ovvero il fading può essere assunto come indipendente da simbolo a simbolo. Per valori di L inferiori a 10, invece, il canale viene definito "non-ergodico"; in

questo caso i disturbi risulteranno dipendenti l'uno all'altro portando a burst errors sulle stesse codeword, e quindi portando ad un relativo deterioramento della qualità del segnale.

Lo studio della channel diversity è perciò legata allo studio del bit rate del canale, in quanto un alto bit rate porterà ad una maggior velocità nella trasmissione del segnale, ma un bit rate troppo elevato porterà all'operatività in regimi non-ergodici.

Possiamo quindi definire tempo necessario all'invio di una codeword come:

$$T_{code} = \frac{k}{B_r} \quad (5)$$

In cui k rappresenta la lunghezza in bit del blocco di bit d'informazione, e B_r rappresenta il massimo bit rate ottenibile.

A questo punto inserendo la formula di T_{code} nell'[equazione 4](#) otterremo:

$$L = \frac{k}{T_c * B_r} \quad (6)$$

A questo punto per poter calcolare il B_r potremo ricorrere all'equazione di calcolo di E_b/N_0 :

$$E_b/N_0 = D/N_0 - 10 * \log_{10}(B_r)$$

Dove D/N_0 rappresenta la componente del rapporto segnale/rumore utilizzata per la trasmissione.

In questo modo è possibile ottenere delle curve che rappresentino i bit rate raggiungibili in funzione della channel diversity, che ci permetteranno di capire quali codifiche siano maggiormente in grado di garantire una maggiore diversità.

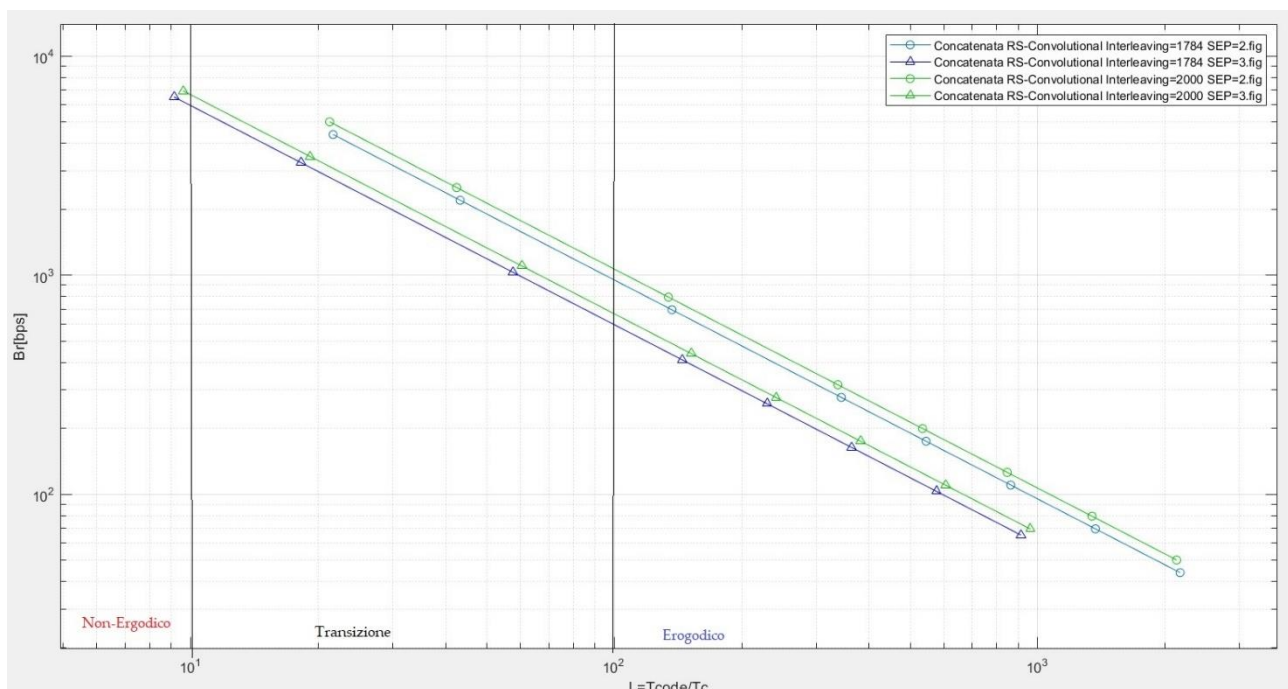


Figura 71 – Valori del massimo Bit Rate ottenibile rispetto alla channel diversity per una codifica concatenata RS/Convolutional a diversi SEP e con lunghezze dell'interleaving differenti

Dal grafico soprastante si capisce come l'utilizzo dell'interleaving garantisca un valore alto di channel diversity, quindi ad un funzionamento in condizioni ergodiche. Inoltre, si può vedere come l'utilizzo di un interleaving di lunghezza maggiore garantisca un ulteriore aumento sia della channel diversity che del massimo bit rate ottenibile.

Utilizzando i dati ottenuti nelle simulazioni effettuate alla fine dello scorso capitolo possiamo quindi studiare come la channel diversity agisca nei casi di Telemetria e Telecomandi.

Studio casistica TC:

Considerando come valore di E_b/N_0 quello a cui le codifiche studiate raggiungono il valore di FER preso come obiettivo possiamo ottenere dei grafici che vadano a mettere in relazione bit rate e channel diversity.

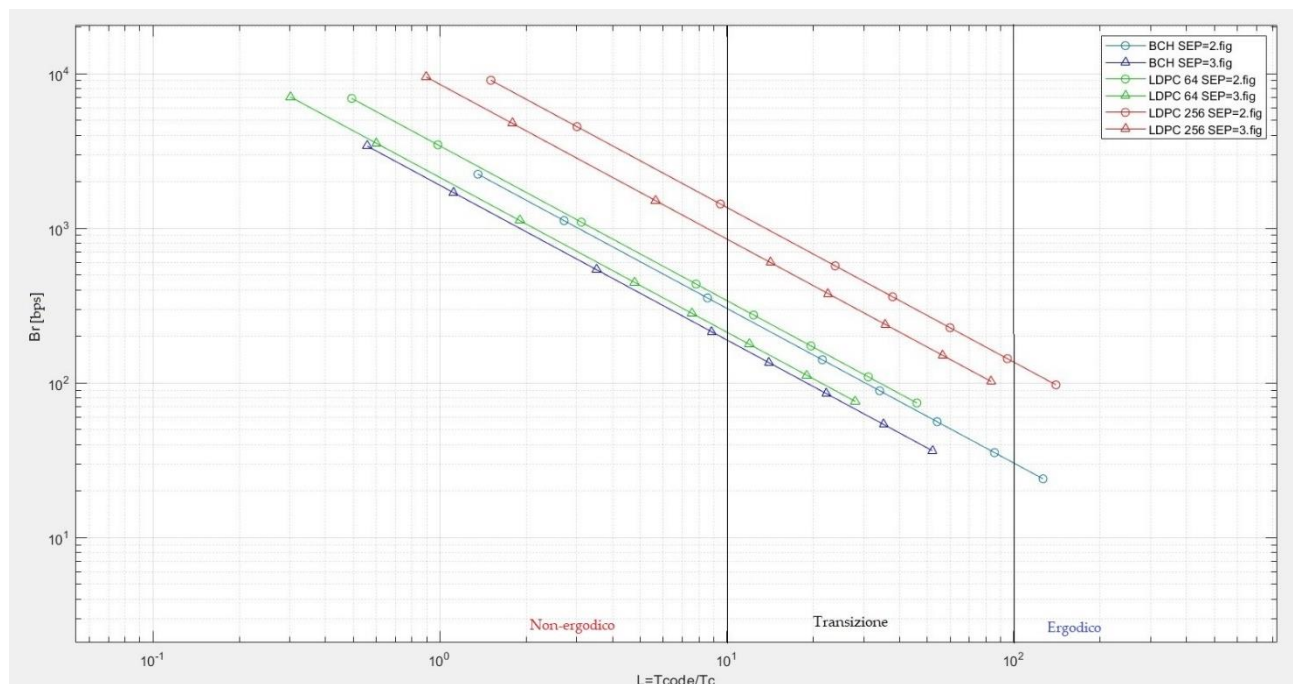


Figura 72 – Valori del massimo bit rate ottenibile rispetto alla time diversity del canale per la casistica TC

Dalla Figura 72 si vede come la codifica LDPC 256 non solo garantisca le migliori performance per ciò che riguarda il minimo E_b/N_0 necessario a raggiungere i valori di FER posti come obiettivo, ma anche i maggiori bit rate possibili per la trasmissione.

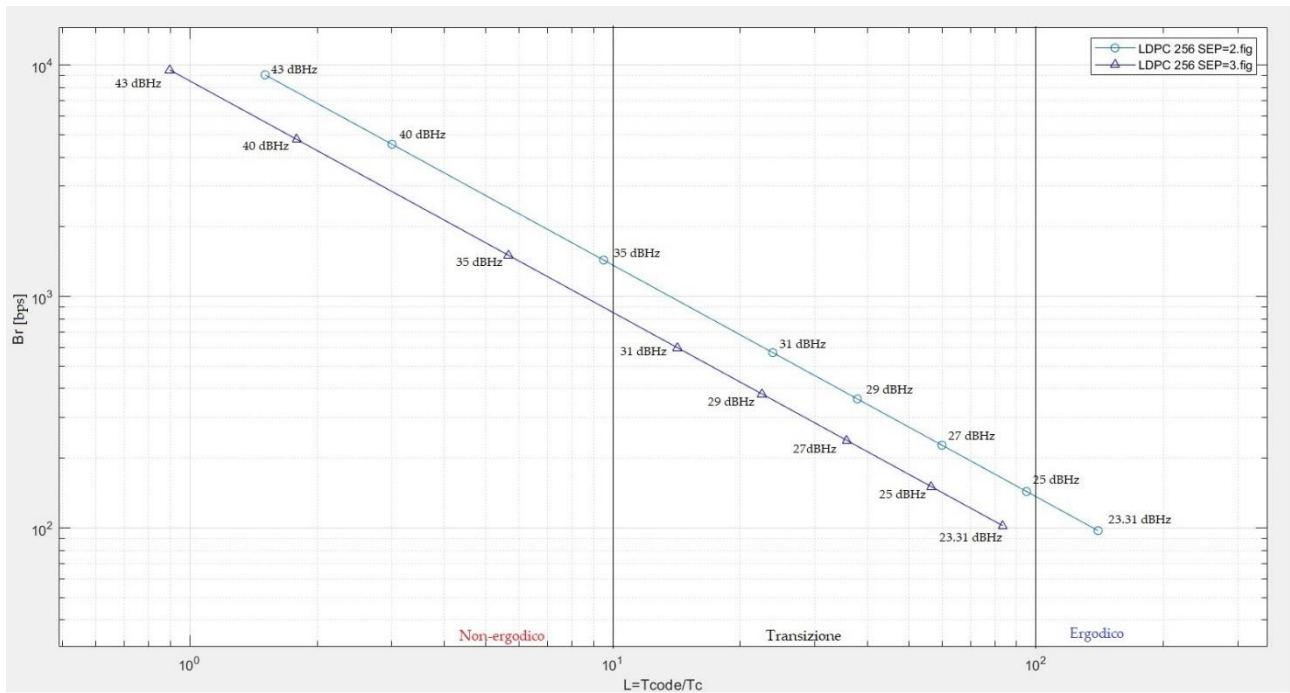


Figura 73 – Valori del massimo bit rate ottenibile rispetto alla time diversity del canale con codifica LDPC 256 per la casistica TC con esplicitati i valori di D/N_0

Nel grafico presente nella Figura 73 si ricrea perciò il caso specifico della codifica LDPC 256. Nonostante le buone performance si può vedere come per valori di D/N_0 superiori a 35 dBHz nel caso del SEP=2° e di 31 dBHz nel caso di SEP=3° il valore di L tende a diminuire al di sotto del 10 che segna l'entrata in regime non-ergodico.

Studio casistica TM:

Anche in questo caso è stato utilizzato come E_b/N_0 il relativo valore necessario al raggiungimento del FER=10⁻⁵ posto come obiettivo, e come nella casistica TC sono stati assunti come valori di D/N_0 =[43 40 35 31 29 27 25 23] dBHz.

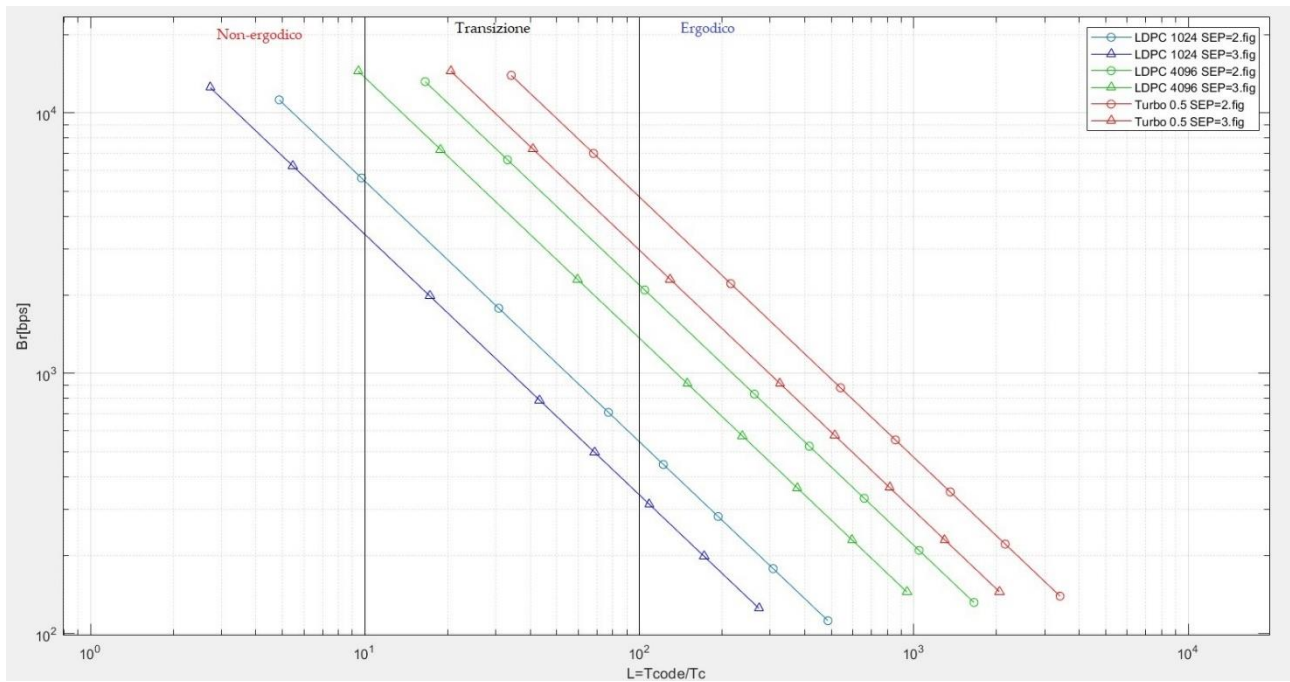


Figura 74 – Valori del massimo bit rate ottenibile rispetto alla time diversity del canale per la casistica TM

La Figura 74 mostra come la codifica Turbo $\frac{1}{2}$ porti un vantaggio rispetto alla codifica LDPC 1024, quindi con lunghezza del blocco di codice più corto, sia in termini di E_b/N_0 che in termini di bit rate ottenibile. Le differenze tra codifica Turbo $\frac{1}{2}$ e LDPC 4096 risultano invece meno evidenti, con prestazioni simili sia in termini di bit rate che di E_b/N_0 .

Si può inoltre vedere come i valori di L sia per la codifica LDPC 4096 che per la codifica Turbo $\frac{1}{2}$ sono superiori a 10 per tutti i valori di D/N_0 presi per lo studio. Questo dimostra come entrambe le codifiche operino in condizioni ergodiche o quantomeno in condizioni di transizione. Si può inoltre vedere come la presenza dell'interleaving nel codice Turbo garantisca una channel diversity decisamente maggiore.

Aumentando la lunghezza dell'interleaving possiamo poi ottenere un piccolo aumento della channel diversity ed un aumento del bit rate ottenibile, riuscendo a migliorare le prestazioni della codifica Turbo:

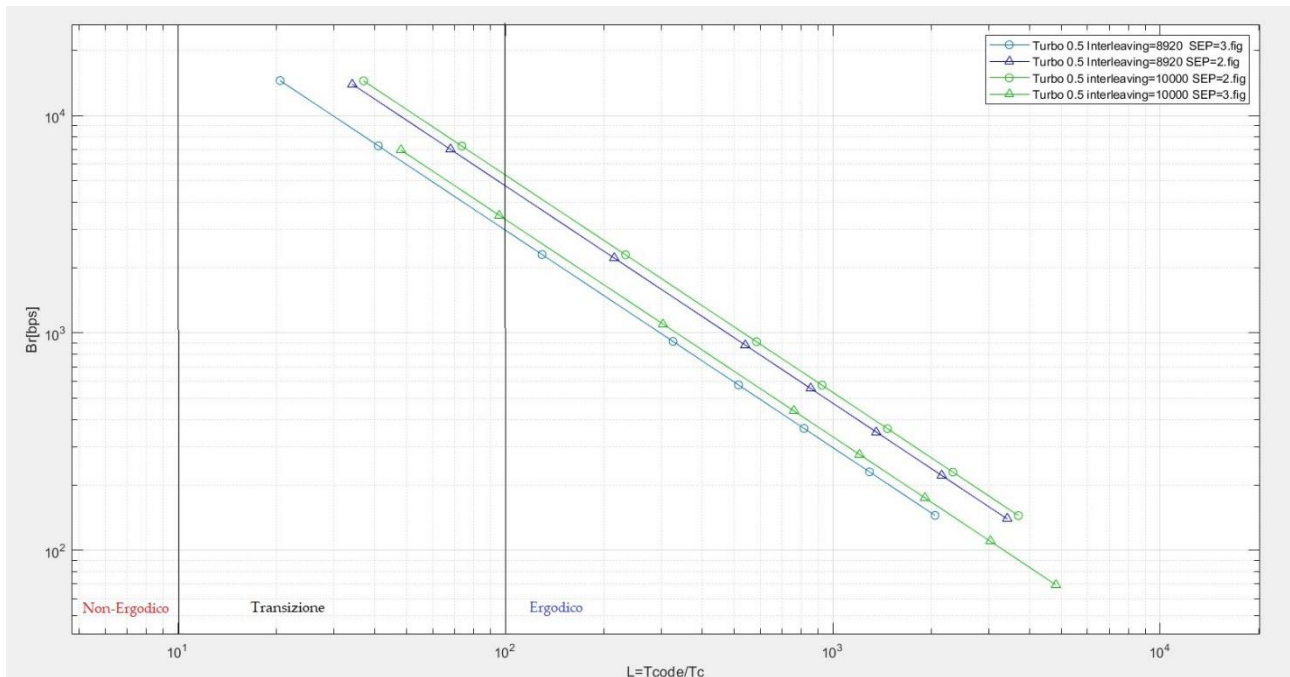


Figura 75 - Valori del massimo bit rate ottenibile rispetto alla time diversity del canale per diverse lunghezze dell'interleaving

Per ottenere vantaggi maggiori dalle codifiche turbo è anche possibile utilizzare un code rate minore, come ad esempio utilizzando una codifica Turbo $\frac{1}{4}$:

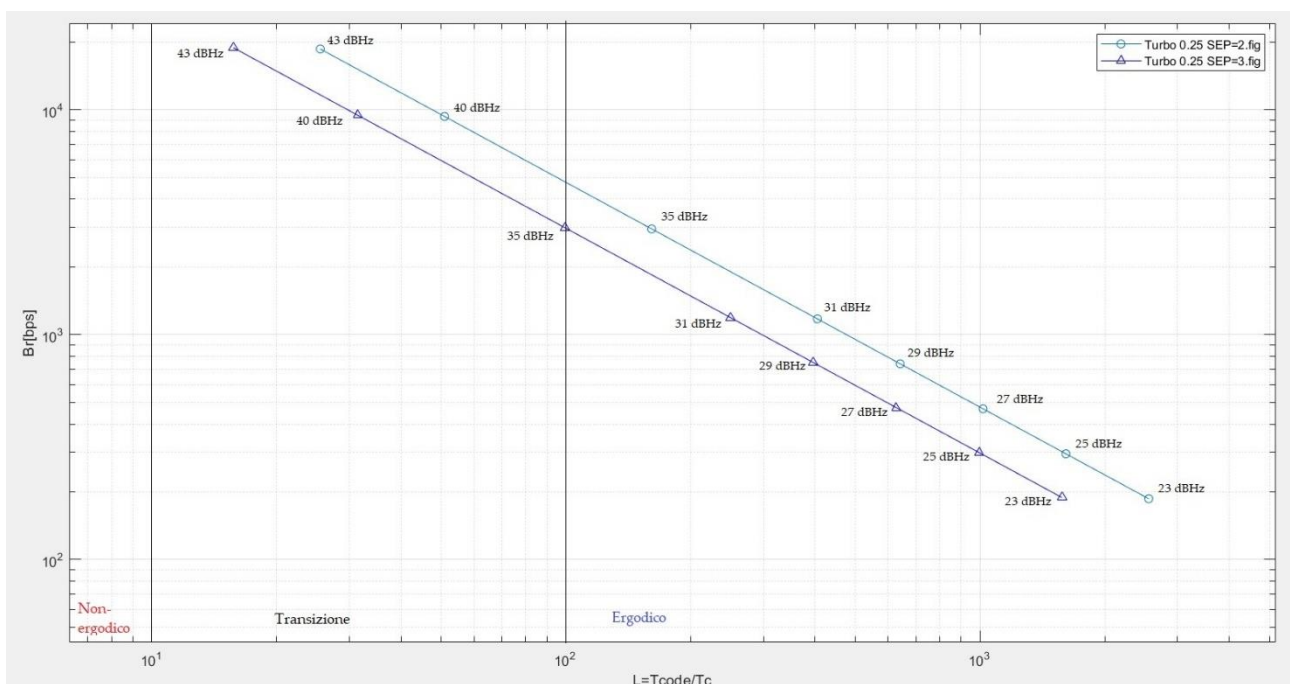


Figura 76 – Valori del massimo bit rate ottenibile rispetto alla time diversity del canale per la casistica TM con codifica Turbo $\frac{1}{4}$

Si può vedere come l'utilizzo di una codifica Turbo $\frac{1}{4}$ porti vantaggi ancora maggiori sia per quanto riguarda gli errori ed il relativo E_b/N_0 , sia per quanto riguarda il bit rate ottenibile ed il valore della time diversity.

La codifica Turbo $\frac{1}{4}$ risulta però più complessa, perciò prima di sceglierla occorrerà uno studio su tempo di trasmissione e bit rate richiesti dalla missione.

Conclusioni

Lo studio delle differenti codifiche e dell'interleaving ha portato come risultato l'evidenza dei vantaggi portati dall'utilizzo di questa tecnica. Nei collegamenti in presenza di plasma solare, con i relativi fading e scintillazioni, l'interleaving permette di raggiungere errori sensibilmente minori grazie alla migliore correzione in caso di burst errors. Inoltre, le codifiche che utilizzano questa tecnica permettono di ottenere bit rate maggiori ed una maggior time diversity.

Un ulteriore miglioramento è stato poi riscontrato nelle codifiche che utilizzano un soft decoding rispetto alle codifiche che utilizzano una decodifica classica.

Inoltre, si è visto come l'utilizzo di una lunghezza dell'interleaving maggiore; quindi, un utilizzo non limitato ad un singolo blocco di codice ma a più blocchi, porti ad un miglioramento ulteriore delle prestazioni, sia per quanto riguarda il minimo E_b/N_0 che per il bit rate ottenibile. Questo perché un interleaving di lunghezza maggiore porta ad un rimescolamento di un numero maggiore di bit, quindi ad una maggior resistenza ai burst errors. Inoltre, questo aumento della lunghezza dell'interleaving porta ad una channel diversity maggiore e quindi ad un funzionamento in condizioni maggiormente ergodiche.

Il vantaggio portato dall'aumento di tale lunghezza non è però infinito; se un aumento da 1000 a 10000 bit può portare a vantaggi notevoli, un aumento da 10000 a 100000 porterà a miglioramenti meno marcati. Un aumento eccessivo porta a raggiungere un appiattimento dei guadagni in termini di BER e FER, ma comporta comunque un aumento in termini di risorse da utilizzare. Infatti, l'aumento di lunghezza dell'interleaving porta ad un aumento di complessità computazionale, in quanto il codice si trova a dover ricordare e riorganizzare un numero maggiore di bit. Questo porta anche ad un aumento del tempo necessario per la trasmissione e crea problemi di "latenza", in quanto dovremo aspettare l'arrivo di tutti i bit coinvolti nell'interleaving per poter procedere alla decodifica. Questa latenza spesso risulta un parametro critico durante le missioni, soprattutto in caso per le trasmissioni in tempo reale in spazio profondo.

Perciò l'interleaving, e nello specifico l'utilizzo di un codice che preveda un interleaving sufficientemente lungo, porta a miglioramenti considerevoli in presenza di plasma solare. Però in fase di progettazione della missione sarà necessario valutare quanto sia possibile aumentare il tempo di trasmissione e quanta complessità computazionale il nostro sistema sia in grado di gestire senza riscontrare problemi.

Questo porta perciò a dover valutare con attenzione la tipologia di codifica da utilizzare, valutando se valga la pena arrivare a lunghezze di interleaving elevate o se questo porti a troppi problemi dal punto di vista della complessità e della latenza della trasmissione.

Bibliografia

- [R1]: Tortora, P., Zeqaj, A., Paolini, E., Giorgetti, A., Stocker, A., Siddle, D., Argiriou, A., Korakis, T., & Tassioulas, L. (2022, dicembre). *HELIOS: Highly rEliable LIinks during sOlar conjunctionS. Executive Summary* (Versione 1.1, Ref. ALMARS012014-ES). Radio Science and Planetary Exploration Laboratory, University of Bologna.
- [R2]: Morabito, D. D. (2007), **Solar corona-induced fluctuations on spacecraft signal amplitude observed during solar superior conjunctions of the Cassini spacecraft**, *Radio Sci.*, 42, RS3002, doi:10.1029/2005RS003425
- [R3]: Morabito, D. D., and R. Hastrup (2002), **Communicating with Mars during periods of solar conjunction**, 2002 *IEEE Aerospace Conference: Proceedings: Big Sky, Montana, March 9-16*, IEEE Press, Piscataway, N. J.
- [R4]: **Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS)**. (2012, novembre). *TM Synchronization and Channel Coding — Summary of Concept and Rationale. Green Book* (Issue 2, CCSDS 130.1-G-2). Space Communications and Navigation Office, NASA Headquarters, Washington, D.C., USA.
- [R5]: **Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS)**. (2011, agosto). *TM Synchronization and Channel Coding. Blue Book* (Issue 2, CCSDS 131.0-B-2). Space Communications and Navigation Office, NASA Headquarters, Washington, D.C., USA
- [R6]: **Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS)**. (2011, settembre). *TM Synchronization and Channel Coding. Blue Book* (Issue 2, CCSDS 131.0-B-2). Space Communications and Navigation Office, NASA Headquarters, Washington, D.C., USA.
- [R7]: **European Cooperation for Space Standardization (ECSS)**. (2008, 31 luglio). *ECSS-E-ST-50-01C: Space Engineering – Space Data Links: Telemetry Synchronization and Channel Coding* (Versione 2, Second Issue). ESA Requirements and Standards Division, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands.
- [R8]: Shi, Y. Q., X. M. Zhang, Z.-C. Ni, and N. Ansari (2004), **Interleaving for combating bursts of errors**, *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 4(1), 29–42, doi:10.1109/MCAS.2004.1286985.
- [R9]: Forney, G. D. (1966), **Concatenated codes**, *Technical Report 440*, Massachusetts Institute of Technology, Research Laboratory of Electronics, Cambridge, MA.