

SECONDA UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI NAPOLI

FACOLTA' DI INGEGNERIA

TESI DI LAUREA IN INGEGNERIA AEROSPAZIALE

**ALGORITMI DI CANCELLAZIONE DEL CLUTTER
SUPERFICIALE PER LA MISSIONE MARSIS**

Relatore:

Prof. G. Alberti

Correlatore:

Prof. M. D'Errico

Candidato

Mario Graziano

Matr. 071/225

A.A. 2004-2005

2.2.2	<i>DESCRIZIONE DEL PROCESSO DI SINTESI I/Q</i>	42
2.3	<i>STRUTTURA DEI FRAMES</i>	43
2.4	<i>OST – ANNEX – ANCILLARY – PT – FILE DI QUALITA’</i>	44
2.5	<i>DESCRIZIONE DELLE DETTAGLIATA DELLE MODALITA’ OPERATIVE DI MARSIS</i>	46
2.5.1	<i>SUPPORT MODE</i>	46
2.5.2	<i>DESCRIZIONE OPERATION MODE</i>	48
2.5.3	<i>SUBSURFACE SOUNDING MODE</i>	48
2.5.4	<i>FASE DI ACQUISIZIONE</i>	54
2.5.5	<i>FASE DI CALIBRAZIONE IONOSFERICA</i>	54
2.6	<i>DESCRIZIONE DETTAGLIATA DEL PROCESSING DI BORDO</i>	55
2.6.1	<i>DOPPLER PROCESSING</i>	57
2.6.2	<i>SCELTA DELLA PRF E COMPRESSIONE IN RANGE</i>	60
2.6.3	<i>MULTILOOKING INTEGRATION</i>	64

CAP. 3 IL SOFTWARE PER IL PROCESSING DEI DATI A TERRA 68

3.1	<i>I DIVERSI “LIVELLI” DI MARSIS</i>	68
3.2	<i>IL SOFTWARE CALIBRATION TOOL</i>	70
3.2.1	<i>I PANNELLI RELATIVI AL LIVELLO L1</i>	71
3.2.2	<i>GENERAZIONE FILES DI L2 EQUIVALENTE</i>	73
3.2.3	<i>GENERAZIONE FILES DI STATISTICHE SUPERFICIALI</i>	74
3.2.4	<i>IL PANNELLO DEDICATO AI PLOT</i>	75
3.2.5	<i>ESEMPI DI SIMULAZIONE</i>	76

CAP. 4 TECNICHE DI CANCELLAZIONE DEL CLUTTER SUPERFICIALE..... 85

4.1	<i>INTRODUZIONE</i>	85
4.2	<i>DOPPLER FILTERING OF SURFACE CLUTTER</i>	86
4.3	<i>DUAL ANTENNA CLUTTER REDUCTION</i>	86
4.3.1	<i>CASO DI PATTERN DI ANTENNA PERFETTAMENTE NOTO</i>	88
4.3.2	<i>IL FATTORE DI MIGLIORAMENTO</i>	90
4.3.3	<i>EFFETTO DELL’ASSETTO DELLA S/C (ANGOLO DI ROLL NON NULLO)</i>	92
4.3.4	<i>EFFETTO DI UN ERRORE DI PUNTAMENTO IN ALONG TRACK (PITCH)</i>	95

4.4	<i>DUAL FREQUENCY CLUTTER REDUCTION</i>	97
4.4.1	<i>REQUISITI DEI LOBI LATERALI</i>	101
4.5	<i>ESEMPI DI APPLICAZIONE DELLE DUE TECNICHE</i>	102

CAP. 5 IL FENOMENO DELLO SCATTERING – GENERALITA’ SUI SISTEMI RADAR..... 109

5.1	<i>IL FENOMENO DELLO SCATTERING: CONCETTI INTRODUTTIVI</i>	109
5.2	<i>FUNZIONAMENTO DA RADAR ALTIMETRO</i>	114
5.2.1	<i>SENSORI RADAR</i>	115
5.2.2	<i>RADAR ALTIMETRI</i>	120
5.2.3	<i>RADAR AD APERTURA SINTENTICA</i>	127
5.3	<i>LA CALIBRAZIONE DELLO STRUMENTO</i>	137
5.4	<i>ESPRESSIONE GENERALE DELLA POTENZA RICEVUTA DAL RADAR</i>	139
5.4.1	<i>MODELLO MATEMATICO PER IL CALCOLO DELL’ECO DI RITORNO</i>	140

CAP. 6 MODELLI DI SCATTERING SUPERFICIALE..... 142

6.1	<i>GENERALITA’</i>	142
6.2	<i>IL MODELLO A DUE SCALE</i>	144
6.3	<i>I MODELLI DI OTTICA GEOMETRICA E DI HAGFORS</i>	148
6.3.1	<i>IL MODELLO DI OTTICA GEOMETRICA (H=1)</i>	149
6.3.2	<i>IL MODELLO DI HAGFORS (H=1/2)</i>	150
6.4	<i>CALCOLO DELLA POTENZA DI RITORNO</i>	151
6.4.1	<i>SOLUZIONE ANALITICA</i>	151
6.4.2	<i>SOLUZIONE NUMERICA</i>	155
6.5	<i>PROGETTO DELLO STIMATORE A MASSIMA VEROSIMIGLIANZA (MLE)</i>	155
6.5.1	<i>LA FUNZIONE DI VEROSIMIGLIANZA</i>	155
6.5.2	<i>CARATTERISTICHE DELLO STIMATORE MLE</i>	159
6.6	<i>DESCRIZIONE DEL SOFTWARE BACKSCATTERING TOOL</i>	161
6.7	<i>ESEMPI DI SIMULAZIONE</i>	163
6.7.1	<i>ANDAMENTO QUALITATIVO DELLA SUPERFICIE DI MARTE</i>	172
6.8	<i>PRESTAZIONI E RAPPORTO S/N</i>	177

CONCLUSIONI.....	180
APPENDICI	181
A <i>L'IMPULSO CHIRP.....</i>	181
B <i>CAPACITA' DI PROPAGAZIONE DI UN SEGNALE IN UN MEZZO.....</i>	184
C <i>RICHIAMI DI CALCOLO DELLE PROBABILITA'</i>	187
D <i>SISTEMI PULSE LIMITED E BEAM LIMITED.....</i>	190
E <i>PREFERENZE DEL LIVELLO LIB.....</i>	192
F <i>LISTA DELLE ABBREVIAZIONI.....</i>	193
BIBLIOGRAFIA.....	195

INTRODUZIONE

Il lavoro di tesi di seguito esposto è sviluppato nell'ambito della missione dell'Agenzia Spaziale Europea denominata MARSIS, che vede un cospicuo utilizzo di apparecchiature progettate in Italia.

MARSIS è un tipo unico di radar a penetrazione a bassa frequenza (1.3-5.5 MHz), che può operare come Subsurface Sounder al di sotto degli 800 km di altitudine (dalla superficie di Marte) e come Ionosphere Sounder al di sotto dei 1200 km di altitudine (dalla superficie di Marte). “Un radar sounding a penetrazione da piattaforma spaziale è stato sperimentato una sola volta in precedenza, nel corso di una delle missioni lunari Apollo. MARSIS sarà il primo radar di questo tipo a cercare acqua nel sottosuolo. E' unico.” dice il Prof. Giovanni Picardi dell'Università “La Sapienza” di Roma, Principal Investigator del progetto MARSIS.

MARSIS, con i suoi 40 m di antenna, sonderà la superficie di Marte fino a qualche km di profondità. E' stato progettato con l'obiettivo primario di produrre una mappa della distribuzione dell'acqua allo stato solido e/o liquido negli strati superiori della crosta di Marte. Come obiettivo secondario lo strumento dovrà svolgere una accurata indagine geologica del sottosuolo, una caratterizzazione puntuale della superficie del pianeta ed un sondaggio della ionosfera marziana, con misurazione globale della densità degli elettroni ed investigazione dell'impatto del sole e del vento solare su di essa.

Sulla terra uno strumento di questo tipo viene solitamente azionato da terra o da una piattaforma aerea, per la ricerca di acqua o di oggetti sepolti, ed è in grado di operare fino a poche decine di metri nel sottosuolo. Su Marte opererà dalla sua posizione a bordo di Mars Express fino ad una profondità massima di circa 5 km sotto la crosta marziana, fornendo informazioni, non solo per quanto riguarda la presenza di acqua, ma sulla composizione totale dell'area investigata, scandagliando l'intera superficie del pianeta.

Le informazioni migliori derivanti dall'attività di penetrazione nel suolo del radar, verranno rilevate durante la notte quando la ionosfera di Marte è meno attiva e Mars Express si trova a meno di 800 km dalla superficie, una condizione che si verifica per 26 minuti durante ogni

orbita. Durante il giorno saranno invece migliori le informazioni sulla ionosfera, infatti la luce del sole ionizza gli strati superiori dell'atmosfera, cioè li carica elettricamente, e le onde radio del radar interagiscono con la ionosfera fornendo informazioni sulla sua struttura.

È stato accertato che sicuramente un tempo l'acqua scorreva sulla superficie di Marte, mentre sappiamo per certo che oggi esiste solo nella sua rarefatta atmosfera sotto forma di vapore, che di tanto in tanto si condensa e diventa ghiaccio in alcuni punti più freddi del pianeta. Le informazioni fornite dal Mars Global Surveyor sono che una certa quantità di acqua allo stato liquido probabilmente fuoriesce sulla superficie, ma, se ciò avviene, non vi rimane a lungo. Ci si può chiedere allora che fine abbia fatto l'acqua che pure esisteva sul pianeta rosso. Molti esperimenti a bordo del Mars Express sono finalizzati alla spiegazione dei meccanismi che hanno portato a questo dissolvimento. Di sicuro gran parte dell'acqua esistente si è persa nello spazio con l'atmosfera marziana. Per il resto, molti planetologi sono convinti che una grande quantità d'acqua sia presente nel sottosuolo di Marte ed i recenti risultati del Mars Global Surveyor lo confermano. MARSIS si propone appunto di fare la mappa dell'acqua e del ghiaccio nel sottosuolo del pianeta rosso.

Il presente lavoro, realizzato nel centro di ricerca Co.Ri.STA, responsabile del segmento di terra del radar, è stato sviluppato interamente nel linguaggio di calcolo MatLab®, ed è articolato in 6 capitoli. Nel primo capitolo vi è una descrizione sommaria della missione Mars Express, e poi una descrizione generale delle caratteristiche principali di MARSIS, con i parametri di progetto dello strumento.

Nel secondo capitolo si entra più nel dettaglio, con una descrizione completa dell'hardware di bordo, delle varie modalità operative di funzionamento del radar, nonché delle problematiche affrontate in fase di progetto (come la scelta della PRF), e infine del software e del processing di bordo.

Il terzo capitolo, invece, contiene una breve descrizione del software per l'acquisizione dei dati a terra e successivamente delle routine da me elaborate per il processing dei dati acquisiti, con degli esempi di simulazione.

Nel quarto capitolo ho quindi trattato il problema della cancellazione del clutter, descrivendo il software elaborato e mostrandone i risultati concreti evidenziati dalle simulazioni.

Gli ultimi due capitoli, infine, trattano in maniera molto esauriente tutte le problematiche legate alla calibrazione dello strumento e ai modelli di backscattering superficiale da me usati, cioè quello di ottica geometrica e quello di Hagfors. Anche in questo caso saranno mostrati degli esempi di applicazione del software sviluppato.

CAPITOLO 1 Introduzione e generalità su MARSIS

1.1 Introduzione: la missione Mars Express

Mars Express é la prima missione dell’Agenzia Spaziale Europea verso un altro pianeta del Sistema Solare. É stata chiamata così per la velocità con cui é stata progettata e realizzata, in tempi record e con costi inferiori a qualsiasi precedente missione di questo tipo. Per la sua realizzazione ci si é basati sulle acquisizioni tecnologiche raggiunte nel corso di Mars 96, la missione russa verso il pianeta rosso poi fallita, e la missione Rosetta, lanciata dall’ESA a marzo del 2004. La missione Rosetta é finalizzata allo studio dell’origine delle comete e, di qui, alla possibilità di aggiungere informazioni sulla nascita del Sistema Solare.

Lo scopo primario della missione Mars Express é la ricerca dell’acqua nell’atmosfera e nel sottosuolo di Marte, allo stato liquido e/o solido, sotto forma di fiumi sotterranei, pozze d’acqua, nascosta in cavità o rocce. Secondariamente servirà anche a fungere da raccordo per le comunicazioni tra la Terra ed i veicoli spaziali della NASA presenti sulla superficie di Marte, costituendo così un nesso centrale nello sforzo internazionale per l’esplorazione del pianeta.

Mars Express é una delle cinque missioni in corso per l’esplorazione di Marte: di esse tre sono americane, organizzate e realizzate dalla NASA, Mars Exploration Rovers, 2001 Mars Odyssey e Mars Global Surveyor, ed una giapponese, NOZOMI (Speranza), dell’Agenzia Spaziale Giapponese.

Al momento il mondo scientifico internazionale é impegnato in uno sforzo collettivo per la conoscenza del pianeta rosso, che, al di là di affascinanti congetture, é l’unico pianeta del sistema solare sul quale vi é la probabilità di trovare una qualche forma di vita, passata o addirittura presente, e per cui valga la pena di ipotizzare una futura esplorazione o colonizzazione umana.

Dal 25 dicembre 2003 Mars Express si trova nell’orbita di Marte, dopo aver compiuto un viaggio lungo sette mesi (Fig. 1.2). E’ stato lanciato il 2 giugno 2003 da un lanciatore Soyuz-Fregat nella base di lancio di Baikonur in Kazakhstan. Rimarrà in orbita intorno a Marte per almeno un anno

marziano, 687 giorni Terrestri, che rappresenta la durata nominale della missione. Durante questo periodo é stato previsto che il punto dell'orbita più vicino a Marte girerà in maniera tale da dare agli strumenti presenti a bordo la possibilità di coprire l'intera superficie marziana riprendendola da ogni angolatura.

La sonda orbitante dovrà compiere la mappatura del pianeta e della composizione del terreno, dovrà studiare l'atmosfera e attraverso un spettrometro prodotto in Italia scruerà il sottosuolo alla ricerca di acqua. Il veicolo lascerà cadere sulla superficie anche una piccola stazione meteorologica, Beagle 2 realizzata in Gran Bretagna. La sonda Mars Express Orbiter porterà inoltre con sé un radar, chiamato MARSIS (Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding), in grado di investigare gli strati al di sotto della superficie.



FIG. 1.1: Rappresentazione del radar Marsis

MARSIS tenterà di localizzare differenti strati, inclusi quelli di acqua e ghiaccio, per diversi km al di sotto della crosta marziana. Degli strumenti installati si può affermare che MARSIS è il più innovativo e importante.

Gli altri apparecchi invece (seppur aggiornati), sono strumenti “sopravissuti” alla missione russa Mars 96 (caduta a terra subito dopo il lancio per problemi al missile impulsore). L'intera missione è focalizzata a determinare con estrema precisione la composizione e le quantità d'elementi presenti nell'atmosfera, sulla superficie e nel sottosuolo. Una analisi che permetterà di misurare con esattezza quanta acqua (sottoforma di ghiaccio) sia presente sul pianeta. Gli

strumenti infatti, escluse poche eccezioni, sono complementari gli uni agli altri in questa ricerca indispensabile alle future esplorazioni con equipaggi umani.

Ma vediamo brevemente quali sono i principali strumenti a bordo della missione Mars Express.

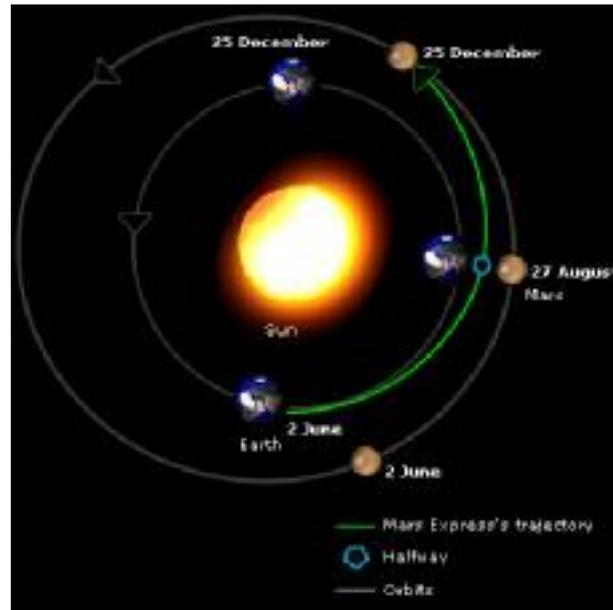


FIG. 1.2: Traiettoria di acquisizione dell' orbita intorno a Marte

HRSC (High Resolution Stereo Camera):

è l'occhio dell'Orbiter. La telecamera stereo ad alta risoluzione HRSC sarà in grado di riprendere a colori ed in 3D l'intero pianeta con una risoluzione di 10m. Lo strumento inoltre ha la possibilità di essere direzionato (sui tre assi del satellite) per riprendere zone selezionate ad una risoluzione inferiore ai 2 metri: questo le consentirà, fra l'altro, di poter individuare Beagle 2 sulla superficie.

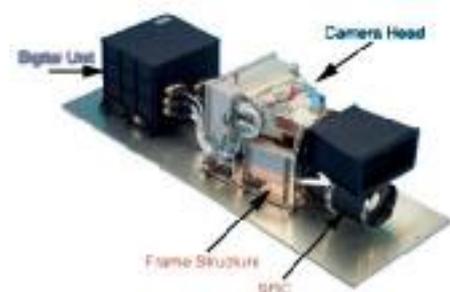


FIG. 1.3: La telecamera HRSC

OMEGA (Visible and Infrared Mineralogical Mapping Spectrometer):

esaminerà il pianeta dal punto di vista della sua ricchezza mineraria. Utilizzando una lunghezza d'onda che va dal visibile all'infrarosso (0.5- 5.2 μm), lo strumento sfrutterà il potere riflettente degli oggetti, che è diverso da minerale a minerale. In questo modo potrà individuare l'ubicazione dei giacimenti, misurando la quantità di minerali ferrosi, di carbonati e nitrati, ma anche la presenza di acqua/ghiaccio. Indicazioni secondarie sulla composizione atmosferica ci verranno

fornite al ritorno delle radiazioni quando attraverseranno l'atmosfera del pianeta prima di essere ricevuta dallo strumento.

SPICAM (Ultraviolet and Infrared Atmospheric Spectrometer):

utilizzando radiazioni nell'Infrarosso e nell'Ultravioletto, SPICAM sarà in grado di analizzare tutti i gas che sono presenti nell'atmosfera di Marte e in che quantità. Le analisi terranno conto dei cambiamenti stagionali determinando le variazioni nei volumi d'ozono e di vapore d'acqua presenti in atmosfera. Un sensore UV misurerà (l'eventuale) l'ozono presente (gas che assorbe luce a 250 nm), mentre un'altro agli infrarossi misurerà la quantità globale di vapore d'acqua (che assorbe la luce ad una lunghezza d'onda di 1.38 μm).

PFS (Planetary Fourier Spectrometer):

misurerà per la prima volta la quantità d'assorbimento della luce solare (in una fascia che va dai 1.2 - 45 μm) da parte delle molecole di gas presenti nell'atmosfera, in particolar modo gli effetti termici (emissione nell'infrarosso) legati a questi assorbimenti. Oltre a determinare con precisione il profilo verticale di temperatura e pressione del biossido di carbonio (che costituisce il 95% dell'atmosfera marziana), PFS potrà indicarci la presenza di vapore d'acqua, monossido di carbonio, metano, formaldeide ed altri componenti minori.

ASPERA (Energetic Neutral Atoms Analyser):

misurerà ioni, elettroni ed ogni altro tipo di atomi rilevabili presenti nell'atmosfera esterna di Marte. Questo strumento quindi permetterà agli scienziati di misurare l'interazione degli stessi con il vento solare ed i raggi cosmici, alla ricerca di indizi che indichino le causa del dissolvimento dell'atmosfera di Marte nello spazio nel corso dei milioni di anni. Infatti si pensa che la mancanza di un forte campo magnetico permetta al vento solare di disperdere nel cosmo l'atmosfera del pianeta e che sia quindi responsabile del continuo stillicidio di vapore d'acqua dal pianeta.



FIG. 1.4: Aspera

MaRS (Mars Radio Science Experiment):

utilizzerà I segnali radio che Mars Express riceverà ed invierà a terra per sondare la ionosfera e atmosfera (quando la navicella si troverà nell'opportuna posizione) e forse anche superficie ed il suo interno. Le informazioni dell'interno di Marte si otterranno grazie ai cambiamenti di velocità

nell'orbita che il campo gravitazionale eserciterà sulla navicella, asperità superficiali potranno essere misurate analizzando i segnali di radiotrasmissione.

1.2 Radar MARSIS: principi di funzionamento

M.A.R.S.I.S. (Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding) è uno strumento in grado di cartografare da un punto di vista geologico l'intera struttura sub-superficiale di Marte, fino ad una profondità di alcuni chilometri. Un'antenna lineare lunga 40 metri trasmetterà verso il pianeta una serie di onde radio a bassa frequenza. Una parte di queste sarà riflessa dal suolo, mentre un'altra oltrepasserà la crosta per diversi chilometri. Sulla base del diverso modo in cui saranno riflesse sarà possibile distinguere gli strati incontrati determinando anche il tipo di terreno/rocce incontrate, permettendo in questo modo agli scienziati d'identificare la composizione del suolo, e lo spessore del ghiaccio e/o del permafrost presente. Come effetto secondario MARSIS sarà inoltre in grado di studiare la ionosfera del pianeta, una regione nella quale le onde elettromagnetiche vengono riflesse. Principale responsabile dell'esperimento, interamente ideato in Italia, è il prof. Giovanni Picardi, dell'Università 'La Sapienza' di Roma.

Ma come funziona MARSIS ?

MARSIS sfrutta il principio di funzionamento tipico di qualsiasi dispositivo radar. L'onda elettromagnetica trasmessa dall'antenna colpisce la superficie di Marte producendo una prima eco di riflessione che torna indietro verso il radar, generando un segnale di ritorno di forte intensità.

Impiegando le basse frequenze, dell'ordine dei MHz, una frazione significativa dell'energia che investe la superficie marziana si propaga all'interno della crosta, via via sempre più in basso, con una velocità che decresce nel tempo e un'attenuazione dell'intensità proporzionale alla profondità di penetrazione, alla lunghezza d'onda impiegata e ad altro fattore legato alla natura del materiale attraversato dal raggio elettromagnetico.



FIG. 1.5: Strato sotto-superficiale di Marte

Qualora sotto la superficie vi fossero delle discontinuità dielettriche, dovute cioè alla presenza di strati con caratteristiche fisiche diverse, si originerebbero ulteriori echi di ritorno molto più deboli di quello prodotto dall'illuminazione della superficie, e in ritardo rispetto ad esso.

A questo punto un'analisi del segnale di ritorno dalla superficie permetterà la stima della rugosità e della riflettività della stessa, oltre alla distanza media radar-superficie; invece l'analisi degli echi più deboli e la conoscenza del loro ritardo rispetto al segnale principale renderanno possibile rispettivamente la rivelazione di interfacce sotto-superficiali e la misura della loro profondità.

Le prestazioni saranno limitate da 2 fattori principali, e cioè gli echi dovuti al “**clutter**” superficiale, dove con clutter si intendono tutti i disturbi e le interferenze dovute all'ambiente che entrano nel ricevitore, e il “rumore di fondo”.

Le bande utilizzate da MARSIS sia in trasmissione che in ricezione sono: 1,3-2,3 MHz (centrata su 1.8 MHz), 2,5-3,5 MHz (centrata su 3 MHz), 3,5-4,5 MHz (centrata su 4 MHz), 4,5-5,5 MHz (centrata su 5 MHz). Ricordiamo che usare una frequenza più bassa significa trasmettere un impulso con una lunghezza d'onda maggiore a cui corrisponde una migliore capacità di penetrare più in profondità.

Poiché durante il giorno marziano la ionosfera riflette le onde elettromagnetiche caratterizzate da una lunghezza d'onda dell'ordine delle decine di metri, non permettendo quindi l'uso delle bande inferiori ai 3 MHz, solo le 2 bande di frequenze più alte (4 MHz e 5 MHz) saranno utilizzate per indagare superficie e sottosuolo; di conseguenza la penetrazione migliore si otterrà durante la notte, quando potranno essere utilizzate tutte le bande a disposizione.

Gli echi riflessi saranno ricevuti da un'antenna primaria e da una seconda antenna che ha lo scopo di ridurre il clutter ambientale. Vengono quindi convertiti in forma digitale ed elaborati a bordo della sonda, dall'unità DES (Digital Electronics Subsystem) di MARSIS.

Il processore presente a bordo effettua operazioni sui dati che permettono di ottenere una risoluzione di 150 metri nel vuoto, di ridurre gli effetti del clutter superficiale e del rumore. I dati saranno quindi inseriti in un database in grado di costruire una mappa globale del pianeta.

1.2.1 Il sistema di antenne

Molto particolare la soluzione scelta per le due **antenne** (dipolo e monopolo) che equipaggiano il radar. Le antenne principali di MARSIS sono alloggiare come un “organetto” all'interno di due scatole poste ai lati di Express.



FIG. 1.6: Il sistema di antenne dispiegabili

Il team responsabile ha invitato più volte l'ESA a postporre il dispiegamento delle antenne perché poteva essere pericoloso per la stabilità del satellite. Recenti simulazioni computerizzate indicavano che il dispiegamento avrebbe potuto dare un "colpo di frusta" al satellite molto più ampio di quello previsto in fase di progetto, con conseguenze pericolose per la stabilità di Express. Così vi sono state numerose prove per determinare se e come dispiegare le antenne dello strumento, che hanno portato ad un ritardo nell'avanzamento della missione di circa un anno.

Le antenne, lunghe 20 metri ciascuna, sono composte da segmenti cilindrici (di 2,5 cm) cavi

inseriti in una scatola e la cui apertura è generata dalla spinta di una molla. Il sistema non si discosta molto dai segmenti che costituiscono le comuni tende da campeggio a igloo.

Quando il box viene aperto, l'energia elastica immagazzinata nelle fibre compresse le fa proiettare all'esterno, provocandone il dispiegamento completo.

Il corretto dispiegamento e funzionamento delle due antenne è fondamentale per la missione. Come vedremo nei prossimi capitoli, infatti, in fase di progetto del satellite si è optati per un sistema composto da due antenne non a caso: le informazioni raccolte dalle due antenne distinte consentiranno di mettere a punto delle nuove tecniche di cancellazione del clutter (cioè il rumore legato all'ambiente circostante).

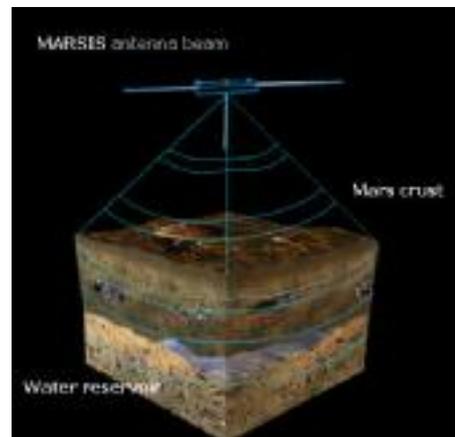


FIG. 1.7: Configurazione dopo il dispiegamento

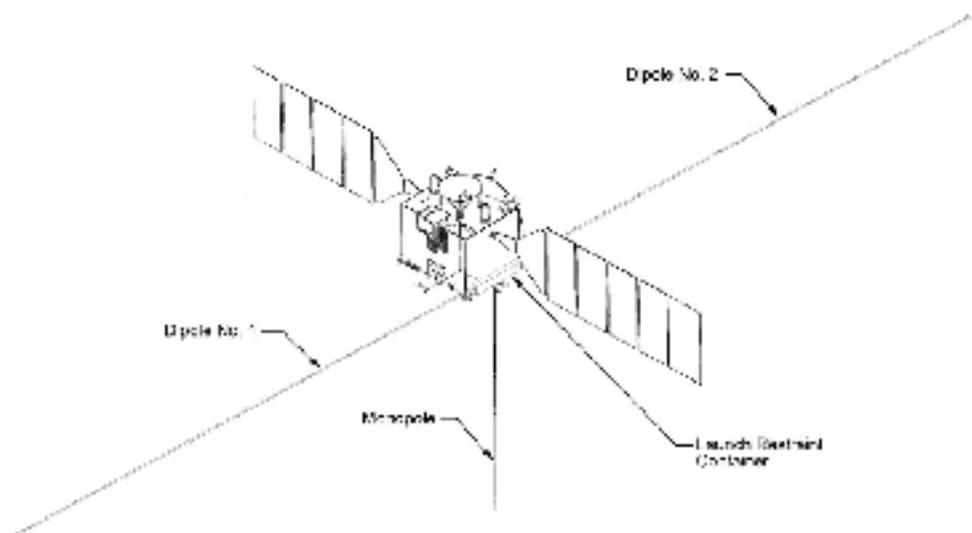


FIG. 1.8: Rappresentazione grafica di Marsis a dispiegamento avvenuto

1.3 Il pianeta rosso

Marte è il quarto pianeta del *Sistema Solare* in ordine di distanza dal Sole. La sua orbita è tra quella di Giove e della Terra. E' uno dei cinque pianeti visibili ad occhio nudo ed il suo aspetto è quello di una brillante stella di colore rosa-rossastro. Può essere osservato in qualsiasi posizione del cielo. Esso è definito un pianeta "terrestre" proprio per le sue proprietà topografiche simili al nostro pianeta. Anche le sue caratteristiche orbitali molto simili alla Terra (ad esempio il periodo di rotazione intorno al proprio asse è poco più di

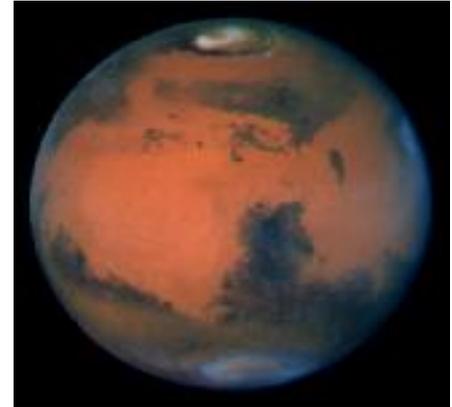


FIG. 1.9: Vista di Marte

24 ore) rendono questo pianeta forse quello più ricco di fascino per le future esplorazioni e anche per la creazione di insediamenti umani in un futuro non troppo remoto. La sua temperatura in superficie varia tra 140°K di una notte invernale ai 300°K di un mezzogiorno estivo. Il suo raggio equatoriale è di 3.398 chilometri, ed ha una massa di circa un decimo di quello del nostro pianeta. La forma superficiale della crosta varia significativamente dalle regioni desertiche, alle pianure vulcaniche fino a raggiungere zone ricche di crateri. Su larga scala, la superficie è caratterizzata dalla cosiddetta *Dicotomia Marziana*; l'emisfero nord è coperto da pianure, depositi sedimentari, dove si può notare una scarsa densità di crateri.

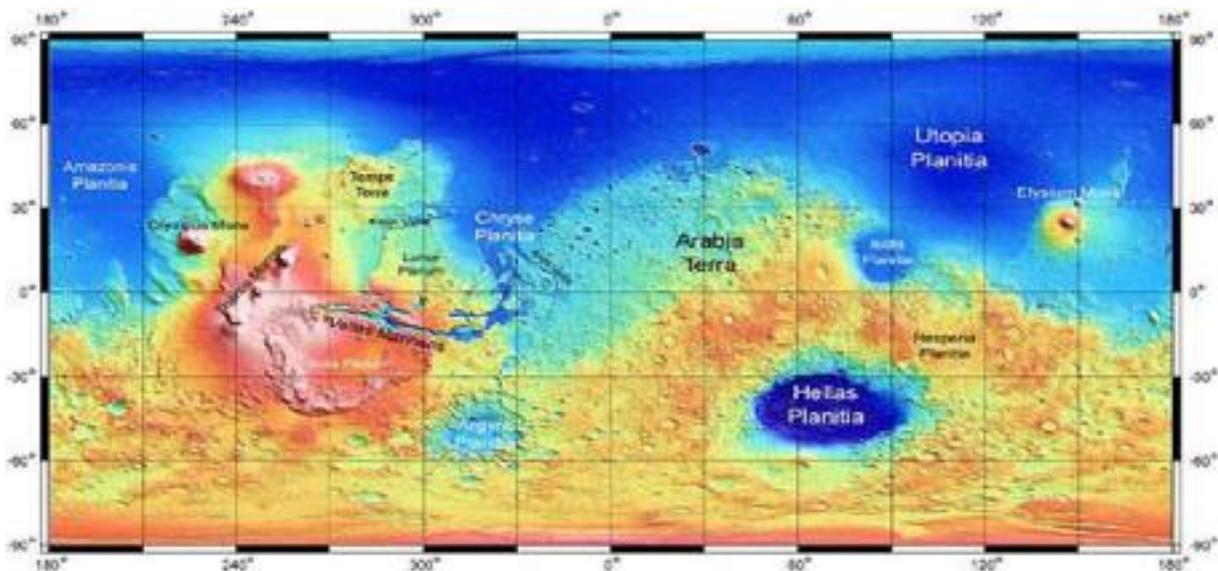


FIG. 1.10: Questo planisfero di Marte è stato realizzato a partire dai dati raccolti dall'altimetro Mars Global Surveyor. I falsi colori rappresentano le diverse quote, dal blu intenso per le regioni più depresse, al bianco per le montagne più alte. La depressione di Hellas, il più grande bacino da impatto del pianeta, si trova ad un quota di circa 5 km inferiore al livello medio del suolo, mentre il monte Olimpo si eleva fino a 27 km di quota. La mappa mostra chiaramente che l'emisfero settentrionale è mediamente più depresso di quello meridionale.

L'emisfero sud è invece caratterizzato da una alta densità di crateri a testimonianza del fatto che, in giovane età, Marte ha subito un "bombardamento" vero e proprio concentrato soprattutto in queste zone. Sempre nel sud del pianeta ci sono alcuni bacini dovuti a grandi impatti, il più imponente dei quali è il bacino di *Hellas* (la macchia blu nella Fig. 1.10). Un'altra zona molto interessante del pianeta rosso, detta *Tharsis*, si trova invece nell'emisfero Nord. Essa è caratterizzata da tre enormi vulcani che insieme al monte più grande del sistema solare, il *Monte Olimpo* (diametro medio alla base di 500 km e altezza di circa 24 km), formano una zona che probabilmente, in un recente passato geologico, aveva un'intensa attività vulcanica.

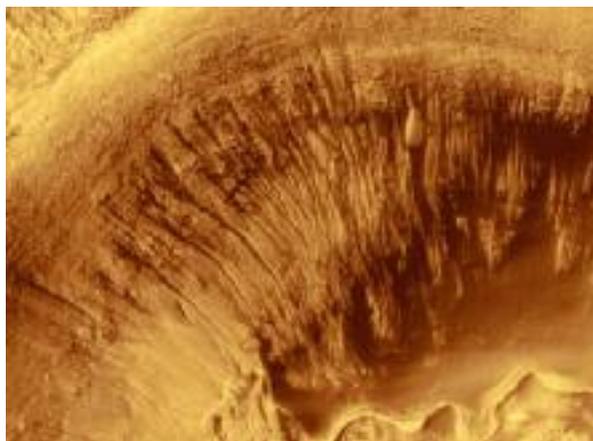


FIG. 1.11: Esempio di canale di deflusso

Infatti la struttura interna di Marte è simile a quella terrestre. C'è un cuore di ferro che probabilmente è pari a metà raggio marziano, un mantello di silicati e una crosta di andesite e basalto. Altre caratteristiche generali di Marte sono la sua pressione media in superficie pari a 560 Pascal molto più bassa rispetto a quella terrestre pari a $1.0132 \cdot 10^5$ Pascal, mentre l'accelerazione gravitazionale, sempre in superficie, è poco più di un terzo di quella terrestre ($3.727 \text{ [m][s}^{-2}\text{]}$). Si vedrà ora, nello specifico, le caratteristiche orbitali e topografiche del pianeta rosso, detto così perché il suo suolo è ricco di componenti ferrosi che esposti per milioni d'anni all'ossigeno ed al vapore acqueo della sua atmosfera, hanno reagito ossidandosi. La massiccia presenza di ferro su Marte è dovuta al fatto che, essendo più piccolo della Terra, durante le prime fasi della nascita del sistema solare, ha avuto, in termini planetari, un raffreddamento molto veloce al punto che i minerali ferrosi sono in parte rimasti mescolati alla superficie e al mantello, il contrario di quanto accaduto al nostro pianeta dove i composti metallici sono precipitati verso il nucleo attraverso le fratture del mantello spinti dalla gravità, dalle dimensioni e dalla massa.

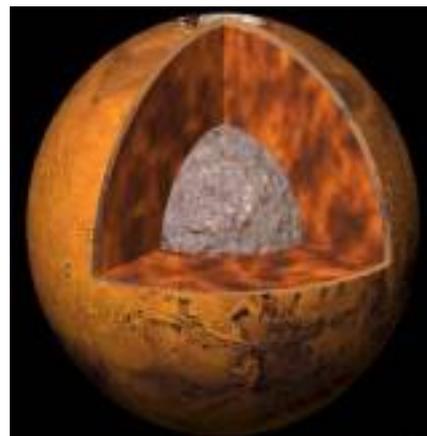


FIG. 1.12: Struttura interna di Marte

Il periodo orbitale di Marte è di 687 giorni, con un periodo di rotazione di 24h e 37min, ha un'orbita leggermente ellittica con eccentricità pari a 0.0934. L'inclinazione dell'asse marziano è

pari a $25.1894 \pm 0.0001^\circ$ rispetto al piano orbitale del pianeta, e il polo nord punta ad una regione intermedia tra la costellazione di Cefeo e quella del Cigno. Marte impiega 687 giorni per compiere una rivoluzione completa intorno al Sole, ma l'intervallo medio di opposizione, cioè il tempo che trascorre tra due incontri ravvicinati consecutivi con la Terra, è di 780 giorni. La sua distanza dal sole al perielio è pari a 206.700.000 Km mentre quella all'afelio è di 249.100.000 Km. L'inclinazione del piano dell'eclittica è invece di 1.8504° . La velocità media orbitale è di $24.13 \text{ [Km][s}^{-1}\text{]}$.

Caratteristiche orbitali		Caratteristiche fisiche	
Distanza media dal Sole (UA)*	1,5237	Gravità superficiale** (m/s ²)	3,72
Periodo siderale (giorni)	686,930	Massa (kg)	$6,42 \cdot 10^{23}$
Velocità media orbitale (km/s)	24,13	Albedo	0,15
Eccentricità orbitale	0,093	Raggio equatoriale (km)	3396
Inclinazione orbitale (°)	1,85	Ellitticità	0,0069
Principali componenti dell'atmosfera marziana		Densità media (g/cm ³)	3,91
Anidride carbonica	95,32%	Rotazione siderale (ore)	24,6230
Azoto	2,7%	Obliquità sull'eclittica (°)	25,2
Argo	1,6%	Velocità di fuga** (km/s)	5,0
Ossigeno	0,13%	Satelliti	2
Monossido di carbonio	0,07%	(*) UA (Unità Astronomica) = 149.598 milioni di chilometri - corrisponde alla distanza media fra il Sole e la Terra.	
Vapore acqueo	0,03%	(**) All'equatore.	

TAB. 1.1: Le principali caratteristiche di Marte

Attorno a Marte orbitano due satelliti naturali: Phobos e Deimos che hanno l'aspetto di asteroidi e probabilmente tali sono. Phobos ha un diametro di 27 km e compie un'orbita a 9400 km dalla superficie del pianeta. Deimos ha un diametro di 15 km mentre il diametro della sua orbita è di 23500 km.

Incredibilmente, esistono campioni di rocce marziane a nostra disposizione: frammenti espulsi dal pianeta durante un violento impatto, e poi caduti sulla Terra dopo aver vagato più o meno a lungo nello spazio. Raccolti come meteoriti, i campioni in questione sono stati sospettati di essere pezzi di Marte fin dal 1981. Il loro aspetto inusuale era ben noto. Il primo cadde a Chassigny, in Francia, nel 1815; altri, con caratteristiche leggermente diverse, caddero a Shergotty (India) nel 1865 e a Nakhla, in Egitto, nel 1911. Per questo motivo le classi di meteoriti in cui vennero catalogati sono quelle delle Chassigniti, delle Shergottiti e delle Nakhalti, complessivamente note come SNC. Queste si dimostrano più giovani della maggior parte delle meteoriti analoghe, e piccole quantità di gas imprigionate al loro interno hanno mostrato di essere minuscoli campioni

di atmosfera di Marte, di identica composizione. Essi contengono anche minerali formati o alterati in presenza di acqua.

Le migliori immagini di Marte mostrano famosi canali, crateri, vulcani imponenti: si possono vedere canali maturati, alcuni di questi sono catalogati come canali di deflusso e si suppone che si siano formati da inondazioni catastrofiche verificatesi quando il permafrost (strato di terreno permanentemente ghiacciato situato sotto la superficie del pianeta) fu sciolto dal calore vulcanico con la seguente formazione di laghi sotterranei defluiti in seguito al crollo del terreno soprastante, quindi la famosa acqua che tutti ormai sperano di ritrovare.

Il cielo marziano è spesso coinvolto da **tempeste di sabbia** ed è di un colore rosato. L'atmosfera di Marte ha una pressione al livello del suolo di circa 0,07 barie, circa il 7% di quella terrestre. La temperatura media è inferiore a 60°C, ai poli raggiunge valori di -128°C mentre nelle regioni equatoriali sono possibili temperature di 30°C. L'atmosfera è composta principalmente di anidride carbonica (95%), ma contiene anche azoto biatomico (2,7%), argon (1,6%), tracce di ossigeno, vapore acqueo, monossido di carbonio, cripton e xenon. Ci sono varie modificazioni stagionali cui vanno incontro le calotte polari: il loro estendersi genera, con il raffreddamento che ne consegue, il costituirsi di un gradiente termico che agisce da motore per le correnti atmosferiche. Lo spirare dei venti marziani si manifesta spesso in formazioni nuvolose di tipo ciclonico. Hanno una velocità di 200 Km/h, sono capaci di sollevare tempeste di finissima sabbia che offuscano tutto, e che sono facilmente visibili dalla Terra. Ora come ora il vento costituisce il principale agente di erosione del suolo di Marte, sul quale esso deposita e sposta variamente campi grandiosi di dune.

1.3.1 Acqua e canali

Tra le strutture che pongono maggiori interrogativi vi sono i letti di fiumi e i grandi canali scavati dall'acqua, che indicano chiaramente imponenti cambiamenti climatici nel passato del pianeta. I sistemi più piccoli, con tanto di affluenti laterali, sono tipicamente larghi 1 o 2 km e si estendono al più per poche centinaia di chilometri. Essi si trovano più frequentemente negli altopiani dell'emisfero sud. I più lunghi sono Ma'adim Vallis, Al Quahira e Nirgal Vallis, tutti compresi tra 400 e 800 km di lunghezza.

Inizialmente si pensò che le acque superficiali dovessero essere, come sulla Terra, parte di un ciclo di piogge ed evaporazione. In realtà, ci si rese poi conto che, alle basse temperature del pianeta, l'acqua doveva essere ghiacciata e probabilmente intrappolata nel terreno, formando una crosta superficiale dura nota come "permafrost". Il fiume era perciò un corso d'acqua temporaneo, dovuto allo scioglimento locale dei ghiacci, provocato da impatti o da attività vulcanica. Alcune di queste strutture paiono essere infatti piuttosto giovani. Se si paragonano i letti di questi fiumi con i grandi canali, non si può non essere stupiti dalla differenza di dimensioni. Questi ultimi infatti sono estesi per varie centinaia di chilometri, e la loro larghezza è di decine di chilometri. In generale, essi si trovano in aree di terreno caotico o presso i canyon, là dove la superficie ha subito un collasso. Tutti i canali confluiscono principalmente in Chryse, come abbiamo detto. Altri partono da Elysium in direzione delle pianure settentrionali, o si trovano ai margini di Memnonia, Amazonis, Hellas.

I canali si formarono probabilmente in seguito a eventi catastrofici che fecero scorrere sulla superficie del pianeta, a più riprese, immani masse d'acqua. Infatti, anche se la pressione atmosferica su Marte è molto bassa, e l'acqua tende a bollire ed evaporare istantaneamente, essa sarebbe stata comunque in grado di percorrere grandi distanze prima di evaporare. Inoltre, nell'antica storia del pianeta, probabilmente l'atmosfera era costituita da una massa di gas molto maggiore e anche ricca di ossigeno. Poco alla volta quest'ultimo si legò alle rocce, ossidandole e conferendo loro il color ruggine che oggi conosciamo, e l'acqua si infiltrò nel terreno irregolare. In superficie le temperature erano basse, perciò si formò il permafrost ghiacciato; in profondità, forse vari chilometri al di sotto della superficie, il calore fu sufficiente a mantenere l'acqua allo stato liquido. L'attività vulcanica violenta, come quella in Tharsis, provocò il rapidissimo discioglimento di grandi quantità d'acqua, che uscì in superficie, percorse i grandi sistemi di frattura e straripò attraverso i grandi canali, scendendo verso le aree a quota più bassa.

È da notare che almeno temporaneamente potrebbero esservi stati episodi, forse provocati dall'effetto serra, durante i quali tutta l'acqua del pianeta era allo stato liquido anche in superficie. In queste condizioni si sarebbe formato un enorme oceano boreale. A sostegno di questa ipotesi, vari ricercatori hanno identificato presso il confine delle pianure settentrionali, dove la distesa d'acqua avrebbe avuto le sue spiagge, strutture analoghe a formazioni costiere ben conosciute sul nostro Pianeta. Gli indizi più convincenti riguardo alla presenza dell'acqua nel sottosuolo vengono però dalle osservazioni della navicella della NASA Mars Global Surveyor, e sono stati resi pubblici nell'estate 2000. Le implicazioni geologiche, e soprattutto esobiologiche, devono però ancora essere pienamente comprese.

FIG. 1.13: Oggi non è sempre facile distinguere i canali scavati dall'acqua da altre formazioni simili che potrebbero essere state originate da altri processi geologici. Un esempio è la tortuosa struttura della Nanedi Vallis, di cui si vede una parte nell'immagine sopra, ripresa dalla Mars Global Surveyor. La forma di questo canale fa pensare allo scorrimento dell'acqua, ma la mancanza di affluenti suggerisce che potrebbe anche trattarsi di una linea di frattura crostale,

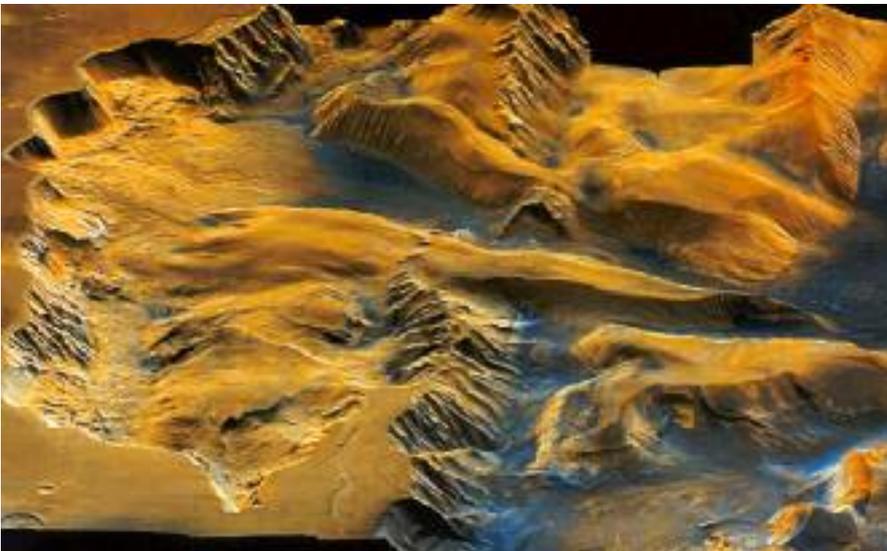


FIG. 1.14: Questo scorcio tridimensionale mostra la zona di Ophir e Candor Chasma, al centro della Valles Marineris: è stato realizzato utilizzando le immagini dei Viking e mostra chiaramente le ripide pareti che delimitano i grandi canyon, la cui larghezza arriva a superare i 200 km.



FIG. 1.15: L'arida superficie di Marte ricorda i deserti terrestri. L'intero pianeta ha un aspetto desertico, con poche variazioni di colore sulla superficie, e due macchie chiare visibili in corrispondenza delle cappe ghiacciate ai poli. Caratteristiche sono anche le pianure cosparse di pietre di medie dimensioni (non più grandi di qualche metro).

1.4 Radar Sounder

MARSIS è un radar-altimetro di tipo sounder a bassa frequenza e a puntamento nadirale, multifrequenziale di tipo **pulse-limited**, che usa tecniche di apertura sintetica e una seconda antenna ricevente per isolare le riflessioni sottosuperficiali dagli echi di disturbo indesiderati (clutter). Per una descrizione esauriente dei principi di funzionamento dei radar-altimetri si rimanda al capitolo 5. In questo paragrafo, invece, si danno dei brevi cenni riguardo ai radar di profondità.

I radar sounder sono sistemi di rilevamento utilizzati per lo studio dello strato subsuperficiale dei pianeti. Per i radar sounder è desiderabile operare a *basse frequenze* per incrementare la profondità di penetrazione. Per un sounder che orbita intorno a Marte, pianeta provvisto di ionosfera, il valore più basso di frequenza utilizzabile è limitato proprio dalla capacità di assorbimento di quest'ultima, rappresentata dalla *frequenza del plasma della ionosfera* marziana, che si aspetta essere intorno ai 3 MHz durante il giorno e meno di 800 KHz durante la notte. Infatti la ionosfera degrada il segnale radar attraverso la dispersione che cambia la forma del segnale ed introduce un tempo di ritardo di propagazione. Le performance dei radar sounding sono generalmente legate a tre parametri superficiali o sottosuperficiali:

- 1) la pendenza superficiale e dell'interfaccia (in generale la geometria della superficie);
- 2) la rugosità superficiale o dello strato di interfaccia;
- 3) le proprietà dielettriche dei materiali geologici costituenti la zona osservata.

L'individuazione di acqua usando un radar sounding è condizionata da due principali fattori quali la capacità delle onde radar di penetrare abbastanza in profondità da superare l'interfaccia ghiaccio-acqua allo stato liquido e l'intensità dell'opposizione dielettrica tra il ghiaccio e lo strato umido di regolite contenente le riserve d'acqua. Quindi nel progetto di un radar sounder bisogna considerare la lunghezza di penetrazione, quindi la capacità di raggiungere l'obiettivo. Maggiore è la profondità di penetrazione, minore è la frequenza, ma il limite inferiore per la frequenza utilizzabile dal radar, è limitato dalla frequenza di plasma della ionosfera.

Le quote di funzionamento di Marsis sono fino a 800 km per l'indagine sottosuperficiale: l'orbita fortemente ellittica di progetto consente al satellite di restare all'interno del range di 800 Km dalla superficie per un periodo di circa 26 minuti: questo permetterebbe la mappatura di circa 100 gradi di arco sulla superficie di Marte per ogni orbita e quindi una estesa copertura a tutte le latitudini all'interno della durata nominale della missione.

A tale scopo, la sonda spaziale Esa Mars Express, lanciata nel giugno 2003, è stata inserita in un'orbita fortemente **ellittica** intorno a Marte con una distanza al perigeo di circa 250 Km, una distanza all'apogeo di circa 10'142 Km, un periodo di 6.75 h e una inclinazione di 86,35°, permettendo così una copertura sostanziale a tutte le latitudini.

1.5 Obiettivi scientifici

Gli obiettivi scientifici perseguiti dal radar MARSIS sono stati definiti nell'ambito della missione Mars Express, e, in una cornice più ampia, in considerazione di quelle che sono le questioni attuali aperte sullo studio di Marte. E' in considerazione di questi obiettivi, soprattutto, che i progettisti hanno stabilito i requisiti delle varie apparecchiature di bordo e, come sempre avviene in ambito ingegneristico, hanno fatto le scelte di compromesso che meglio si addicevano al tipo di missione.

L'**obiettivo principale**, come già chiarito in precedenza, è quello di mappare la distribuzione di acqua, sia allo stato liquido che solido, nello strato superiore della crosta di Marte. L'individuazione di tali riserve di acqua darà una risposta alle questioni aperte sulla geologia, idrologia, sul clima e sulla possibile evoluzione biologica di Marte, e permetterà di fare un inventariato globale dell'acqua nel presente e nel passato del pianeta, chiarirà i meccanismi di trasporto e deposito dell'acqua, il ruolo dell'acqua liquida e ghiaccio nella modellazione del paesaggio marziano, la stabilità della acqua liquida e ghiaccio in superficie come indicazione delle condizioni climatiche, le implicazioni della storia idrologica per l'evoluzione di possibili ecosistemi marziani.

Tuttavia esistono anche tre **obiettivi secondari** che MARSIS dovrà perseguire: indagine geologica sottosuperficiale, caratterizzazione della superficie e indagine ionosferica.

Il primo consiste nel sondare la sottosuperficie marziana, per caratterizzare e mappare le strutture e gli elementi geologici presenti in 3D. La rilevazione dei contorni geologici sottosuperficiali consentirà anche di determinare lo spessore e le proprietà degli elementi sedimentari, come depositi di canali di efflusso e possibili materiali lacustri, la mappatura dello spessore dei depositi

stratificati polari e la misura delle loro proprietà fisiche (che potrebbero rivelare eventuali variazioni climatiche), un inventariato dei materiali volatili quali polvere e depositi sabbiosi, nonché di fare uno studio della stratigrafia vulcanica per capire i processi evolutivi e l'evoluzione della crosta marziana, e la mappatura delle strutture geologiche sottosuperficiali quali avvallamenti e faglie per capire la tettonica della crosta.

Il secondo obiettivo aggiuntivo è quello di acquisire informazioni sulla superficie di Marte. Gli scopi specifici di questa fase dell'indagine sono di caratterizzare la rugosità della superficie su scale di altezza che vanno da decine di metri fino a diversi chilometri, di misurare i coefficienti di riflessione radar della superficie e generare una mappa topografica della superficie ad una risoluzione laterale di circa 15-30 Km. Questi dati possono essere usati per dare una risposta ad una vasta gamma di domande scientifiche tra cui la caratterizzazione della rugosità superficiale di larga scala dei vari elementi geologici del pianeta, la determinazione della densità di volume dei materiali della crosta superiore, l'acquisizione di un data set topografico globale per completare quelli provenienti da altre tecniche.

Infine l'ultimo obiettivo aggiuntivo è quello di usare Marsis per sondare la Ionosfera per caratterizzare le interazioni del vento solare con la Ionosfera stessa e con gli strati superiori della atmosfera di Marte. Gli studi radar della Ionosfera consentiranno di realizzare misure globali della densità elettronica della Ionosfera e investigazione della influenza del sole e del vento solare sulla densità elettronica.

1.6 Descrizione sommaria degli strumenti di bordo

MARSIS è costituito da due apparati elettronici separati e da due antenne montate su Mars Express Orbiter. Un diagramma a blocchi semplificato è mostrato in Fig. 1.16.

Da un punto di vista funzionale la strumentazione può essere suddivisa in tre sottosistemi separati (Fig. 1.17):

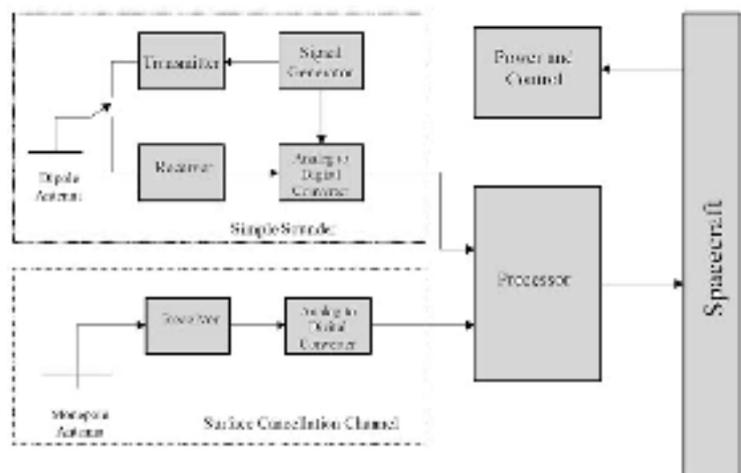


FIG. 1.16: Diagramma a blocchi di Marsis

superficie marziana è ricevuto da entrambe le antenne e le protezioni in ricezione vengono disabilitate. L'antenna dipolo principale viene poi connessa al ricevitore, il quale amplifica il segnale di ritorno, che viene downconvertito per allineare la compensazione video prima della conversione in digitale da parte del convertitore Analogico/Digitale (A/D). L'antenna monopolo secondaria, orientata nella direzione del nadir, può ricevere prevalentemente gli echi provenienti da off-nadir, e ciò permette successivamente nel post-processing a terra di sottrarre il segnale dell'antenna monopolo a quello dell'antenna dipolo per ridurre il fenomeno del clutter. Questo canale riceve solo gli echi di superficie provenienti non dal nadir in quanto l'antenna monopolo presenta un nullo nella direttività proprio al nadir. Anche i segnali prelevati dal monopolo e legati al clutter superficiale subiscono gli stessi trattamenti dei segnali catturati dall'antenna dipolo: quindi vengono amplificati, downconvertiti e poi convertiti in digitale. A questo punto entrambi i segnali digitali dei due canali vengono trasferiti al processore digitale di bordo, per essere processati. In particolare alcuni di essi verranno compressi sia in range che in azimuth stesso a bordo, altri invece solo in azimuth. I segnali così trattati vengono poi inviati alla S/C che fa il downlink a terra.

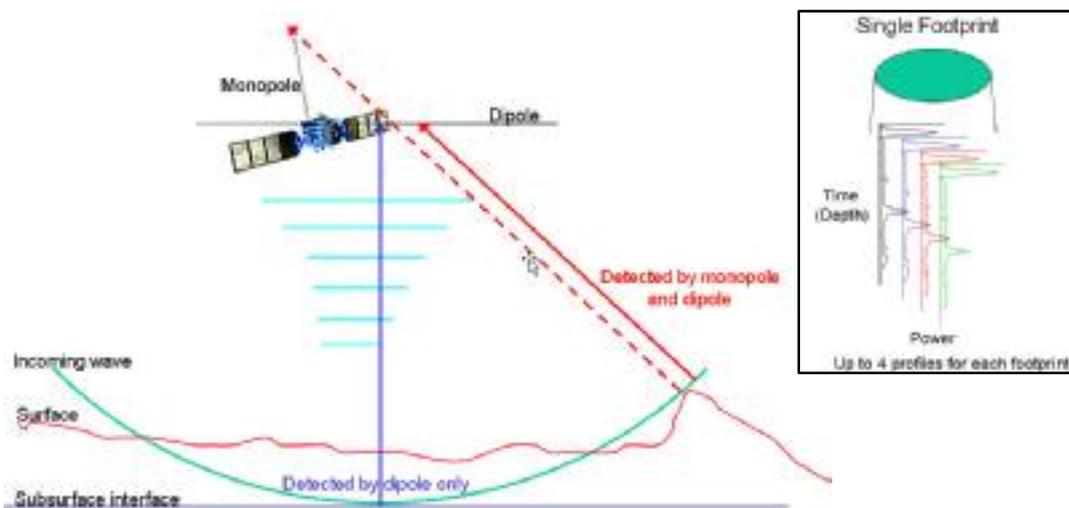


FIG. 1.18: Modalità di funzionamento delle due antenne

Durante le normali operazioni (cioè in assenza di guasti), MARSIS può operare in una delle seguenti quattro modalità operative:

- Calibrazione
- Indagine sottosuperficiale
- Indagine Ionosferica attiva
- Ricezione passiva

La modalità di indagine sottosuperficiale è a sua volta suddivisa in 5 sottomodalità (SS1-SS5). La modalità di calibrazione serve per ottenere le importanti informazioni per la calibrazione dello strumento (vedi Cap. 5). In particolare, come si vedrà in seguito, tale modalità di indagine viene per lo più attuata su determinate orbite per le quali la superficie sottostante prevista sia il più possibile assimilabile ad una superficie piatta. Così l'eco di ritorno, abbastanza simile ad un impulso, verrà usato per "pesare" i segnali di ritorno delle altre orbite.

La modalità di ricezione passiva è invece intesa per caratterizzare e fare misure sull'ambiente in cui MARSIS si troverà ad operare.

MARSIS è progettato per eseguire un'indagine sottosuperficiale su ogni orbita ogni qual volta l'altitudine sia inferiore a 800 km. Per consentire una copertura globale della superficie MARSIS è progettato per funzionare sia di giorno che di notte, anche se le prestazioni sono massimizzate nelle fasi notturne (angolo di zenith del sole $>80^\circ$), dato che la frequenza elettronica del plasma ionosferico decade significativamente e ciò consente di usare le bande di frequenza più basse, che hanno come sappiamo (Appendice B) una capacità penetrativa maggiore.

Anche la modalità di indagine Ionosferica può essere attuata sia di giorno che di notte, su qualsiasi orbita, e per altitudini inferiori a 1200 km.

MARSIS si deve portare nella modalità di calibrazione periodicamente durante le fasi operative della missione, in modo da acquisire una certa quantità di dati non processati. Ciò consente in fase di post-processing a terra, tra l'altro, di costruirsi un **filtro adattato** che permette di processare e comprimere gli echi provenienti dalla superficie e dalla sottosuperficie di Marte.

1.7.1 Descrizione dettagliata della modalità di indagine sottosuperficiale

La geometria di osservazione base e il principio operativo durante la fase di indagine sottosuperficiale sono illustrati nella figura alla pagina seguente.

Secondo il principio di funzionamento di un radar sottosuperficiale, un breve impulso di energia elettromagnetica (EM) trasmesso dall'antenna che colpisce la parte superiore della superficie Marziana produce una prima eco di riflessione che si propaga indietro verso il radar, generando un forte segnale di ritorno ricevuto all'istante $t_0=2H/c$, dove H è l'altezza della sonda e c la velocità della luce nel vuoto. Grazie alle basse frequenze utilizzate, una significativa frazione di

Energia EM che colpisce il suolo si trasmette attraverso la crosta e si propaga verso il basso con una velocità ridotta rispetto a prima pari a $v=c/n$, dove n è l'indice di rifrazione della crosta collegato alla costante dielettrica reale ϵ_r dalla relazione $n=\sqrt{\epsilon_r}$, e con un'attenuazione proporzionale alla profondità di penetrazione (z), alla lunghezza d'onda (λ) e alla tangente trigonometrica del coefficiente di perdita del materiale ($\tan\delta$), definita come il rapporto tra la parte immaginaria e quella reale della costante dielettrica complessa ($\tan\delta=\epsilon_i/\epsilon_r$).

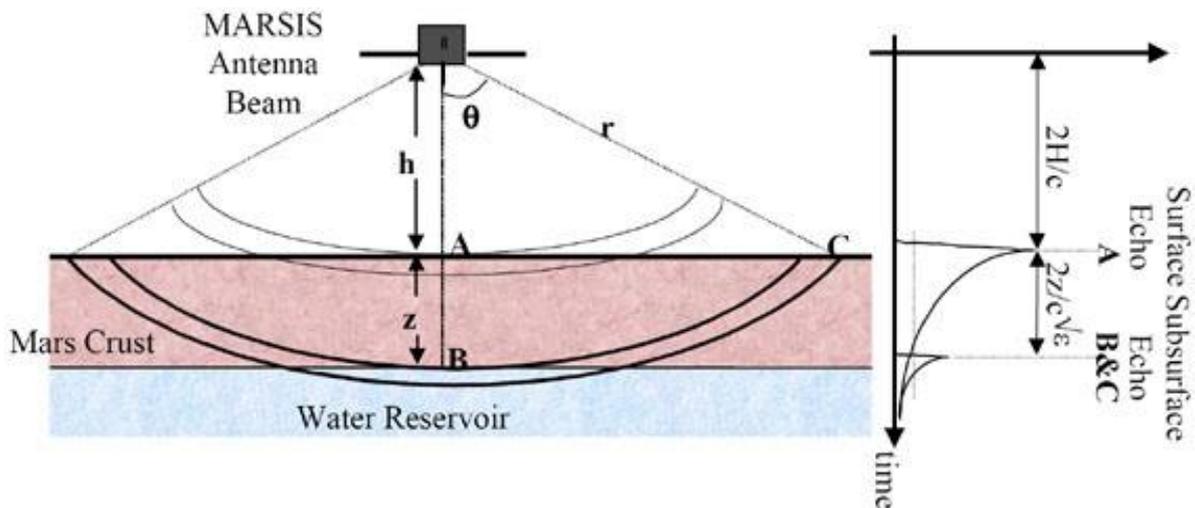


FIG. 1.19: Geometria di osservazione di MARSIS

Se delle discontinuità dielettriche sottosuperficiali fossero presenti ad una certa profondità z_0 sotto la superficie, si produrrebbero delle riflessioni aggiuntive e le eco di riflessione più rilevanti si propagherebbero indietro attraverso il primo strato e poi al radar generando ulteriori segnali d'eco, molto più deboli del segnale dovuto alla superficie superiore, con un ritardo temporale dato da $t_0 + 2 \cdot z_0 / v$. Di conseguenza, l'analisi nel dominio del tempo del forte ritorno superficiale, eventualmente dopo una integrazione **multilook** incoerente, consentirà una stima della rugosità superficiale, riflettività e distanza media, proprio come in un classico radar altimetro superficiale pulse-limited. Inoltre, la presenza di deboli segnali dopo il primo forte ritorno superficiale permetterà la individuazione delle interfacce superficiali, mentre la stima del loro tempo di ritardo dal primo segnale di superficie consentirà la misura della profondità delle interfacce rilevate, assumendo che sia nota la velocità di propagazione nel mezzo, nonché delle proprietà di attenuazione degli strati intermedi.

Le prestazioni del radar nella rilevazione delle interfacce sottosuperficiali saranno limitate da due fattori principali, ovvero gli echi superficiali di clutter e il livello di **rumore** all'interno del ricevitore. Gli echi superficiali di clutter sono originati dalle riflessioni da quelle zone superficiali (indicate con C in Fig. 1.19) che hanno un ritardo di propagazione di andata e ritorno identico a

quello degli eventuali e più interessanti segnali sottosuperficiali (punto indicato con B in figura). Ora, mentre questo non è un problema per superfici perfettamente piate, in quanto la legge di backscattering angolare imporrà a tali riflessioni laterali un'attenuazione molta alta, tuttavia la maggior parte delle superfici naturali non sono affatto piate e quindi gli echi legati al clutter superficiale possono essere molti forti nelle situazioni pratiche; come diretta conseguenza, quando gli echi dovuti alla sottosuperficie sono fortemente attenuati dalla propagazione all'interno della crosta, potrebbe accadere che gli echi di clutter superficiali vadino a mascherare i segnali per noi più interessanti e a limitare le prestazioni del radar. Tuttavia, anche quando la potenza del clutter di superficie è più bassa di quella che compete agli echi di sottosuperficie, le prestazioni del radar possono essere limitate dal livello di rumore del ricevitore; tale rumore può essere molto alto alle basse frequenze comunemente usate per i radar sounder, a causa del contributo dovuto alla temperatura di rumore cosmico che entra nel ricevitore e che è di molti ordini di grandezza più alta del rumore interno del ricevitore, per tipiche cifre di rumore di 3-4 dB e frequenze nel range 1-10 MHz .

Inoltre, in presenza di errori di fase e di ampiezza, potrebbe anche accadere che gli echi sottosuperficiali siano mascherati dai lobi laterali dovuti alla compressione del forte segnale superficiale.

Nelle modalità operativa di indagine sottosuperficiale, il radar sarà in grado di operare ad una qualsiasi delle seguenti *frequenze*:

- 1.3-2.3 MHz (centrata a 1.8 MHz)
- 2.5-3.5 MHz (centrata a 3 MHz)
- 3.5-4.5 MHz (centrata a 4 MHz)
- 4.5-5.5 MHz (centrata a 5 MHz)

con una banda trasmessa in ciascun caso di 1 MHz, e una forma d'onda trasmessa modulata linearmente in frequenza (impulso chirp); le frequenze più alte 4.0-5.0 MHz saranno usate per le indagini superficie/sottosuperficie diurne, mentre quelle più basse per le indagini notturne quando le frequenze del Plasma decadono significativamente.

A sua volta, a causa delle varie possibili opzioni nella programmazione dello strumento, l'indagine sottosuperficiale è stata specializzata in cinque differenti sottomodalità (SS1-SS5), ognuna delle quali caratterizzata da un definito set di trasmissione di impulsi, ricezione degli echi e scelte di elaborazione a bordo.

Bisogna notare che le varie sottomodalità attuate lungo le varie orbite hanno diversi valori di data-rate, e ciò quindi porta a diverse strategie nella manipolazione dei dati grezzi a seconda della sottomodalità in atto. Ma in generale il data-rate è in ogni caso molto basso (pochi Mbit/s) e ciò si traduce nella necessità di comprimere stesso a bordo le informazioni acquisite in modo da ridurre la mole di dati da inviare a terra per il post-processing.

Così il processore di bordo, a seconda della sottomodalità operativa, sa già quali saranno le manipolazioni da attuare, quindi o compressione in range, o compressione in azimuth, o filtraggio multilook non coerente (il numero di filtri anche dipende dalla sottomodalità), in modo da rispettare il data-rate (tra 18 e 75 kbps) fissato per quella sottomodalità di ispezione.

La compressione in azimuth viene realizzata sfruttando un **processo Doppler** coerente non focalizzato, in modo da ridurre la potenza del rumore e del clutter proveniente dalla direzione di moto (**along track**); la risoluzione in azimuth dopo questa compressione può essere migliorata fino a 5-9 km, a seconda dell'altitudine.

In genere, invece, la compressione in range (tranne che per la sottomodalità SS2) viene applicata a terra, insieme alla riduzione del clutter nella direzione ortogonale a quella di moto (**across track**), grazie anche alle combinazioni dei dati acquisiti da entrambe le antenne.

L'eventuale presenza di più filtri (solo in alcune sottomodalità) consente inoltre di applicare le tecniche di multilook, che consistono nel mediare pixel per pixel le viste che i vari filtri hanno attuato sullo stesso tratto di superficie, in modo da ridurre l'oscillazione statistica dei profili finali. Infine, gli echi acquisiti a diverse frequenze potranno essere confrontati per incrementare la sensibilità nella discriminazione di riflessioni dovute a interfacce sottosuperficiali, che dipendono fortemente dalla frequenza operativa.

1.7.2 Descrizione dettagliata della modalità di indagine ionosferica

Le misure durante la fase di indagine ionosferica possono essere realizzate da MARSIS sia con tecniche passive, per misurare la densità elettronica del Plasma in prossimità dell'antenna con grande accuratezza, sia con tecniche attive, per ottenere i profili completi di densità elettronica degli strati superiori della ionosfera. Come già detto, la modalità di indagine ionosferica *attiva* viene effettuata durante certi passaggi quando la sonda è ad una quota non superiore a 1200 Km sia di giorno che di notte; MARSIS in tale modalità trasmette un impulso ad una certa frequenza f e poi misura l'intensità dell'eco radar riflesso in funzione del ritardo temporale. Per un segnale

radar che va ad incidere su di una Ionosfera stratificata orizzontalmente, si verifica una forte riflessione speculare. Misurando il ritardo temporale del segnale riflesso (controllato dal ritardo di gruppo), si può ricavare la frequenza del plasma e quindi la densità elettronica in funzione dell'altezza. Per far ciò, la frequenza dell'impulso trasmesso è sistematicamente intervallata in modo da ottenere il tempo di ritardo in funzione della frequenza. Quindi, Marsis trasmetterà una sequenza intervallata di brevi toni sinusoidali lunghi 91.43 microsecondi ad una frequenza che va da 0.1 a 5.5 MHz e con una grandezza dell'intervallo in frequenza (banda trasmessa) di 10.937 KHz o suoi multipli e con un frequenza di ripetizione degli impulsi di 125 Hz.

Un totale di 160 impulsi saranno trasmessi per ogni *sweep* (spazzata) e la durata totale dell'intervallo attraverso un completo sweep di frequenza sarà di 1.23 secondi; l'intervallo di ripetizione di ogni sweep sarà di 7.38 secondi. Di conseguenza, si mapperà la distribuzione in frequenza del plasma con una risoluzione verticale di 15 Km, un passo di campionamento spaziale di circa 30 Km e una granularità frequenziale di 10.937 KHz, ottenendo un profilo verticale della frequenza del plasma (o densità elettronica) del tipo in Fig. 1.20: di solito la frequenza del plasma di giorno ha un singolo massimo ben definito ad una quota di 125-150 Km. Inoltre, occorre considerare che poiché non è nota la variazione dettagliata della frequenza del Plasma all'interno della Ionosfera, il ritardo temporale di ciascun eco non può essere stimato a priori ed è quindi necessario avere una finestra di ricezione estremamente larga per garantire che siano raccolti dati effettivamente utili.

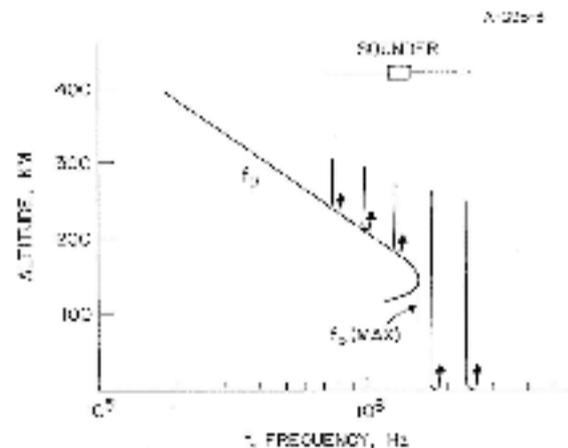


FIG 1.20: Tipico profilo verticale di f_p in funzione della quota

L'indagine ionosferica *passiva* è eseguita durante ogni osservazione sottosuperficiale, aprendo il ricevitore e raccogliendo il segnale prodotto dal plasma presente nella Ionosfera intorno al satellite. In corrispondenza della frequenza elettronica del plasma, nei plasma ionosferici può essere spesso rilevata una debole riga di emissione eccitata termicamente: lo spettro del segnale registrato permetterà quindi di determinare con grande accuratezza la densità elettronica, in quanto derivata dalla frequenza del plasma. In pratica, durante essa, si acquisiscono i campioni del segnale, si convertono in numeri complessi, si esegue su loro una **FFT** (Fast Fourier Transform) e si estrae il modulo quadro dello spettro risultante.

Almeno due modalità di funzionamento saranno pianificate: continua e intermezzata. La modalità continua fornirebbe una serie contigua di sweeps di indagine ionosferica, quindi assicurando la più alta risoluzione orizzontale possibile. Poiché tali serie contigue di sweeps non lascerebbero tempo per indagini sottosuperficiali, questa modalità sarà usata relativamente poco, forse una volta ogni dieci orbite.

La modalità più frequentemente usata sarà quella di intervallare l'indagine sottosuperficiale a quella ionosferica secondo qualche schema regolare. L'indagine intermezzata sottosuperficie-ionosfera sarà particolarmente utile nel momento in cui siano richieste informazioni sulla densità elettronica ionosferica per interpretare ed ottimizzare le indagini sottosuperficiali.

1.7.3 Scelta delle frequenze operative

Lo studio della ionosfera marziana è importante non solo come studio fine a se stesso, ma anche perché la ionosfera ha un forte impatto sulla capacità di indagine superficiale e sottosuperficiale di MARSIS. Una radiazione elettromagnetica, infatti, non riesce a propagarsi attraverso un gas ionizzato a frequenze più basse della frequenza del plasma, data da:

$$f_p = 8980 \sqrt{N_e} \text{ Hz} \quad (1.1)$$

dove N_e è la densità elettronica del plasma espressa in cm^{-3} .

Per quanto riguarda la scelta delle frequenze di lavoro, osserviamo che poiché l'adozione di basse frequenze comporta migliori capacità penetrative¹ è chiaro che noi desideriamo utilizzare le più basse frequenze possibili, ma siccome ciò comporta anche complessità hardware maggiori, quali antenne di dimensioni superiori², la scelta delle frequenze deve essere attentamente eseguita, tenendo conto delle risorse disponibili, in termini di massa dello strumento e consumo energetico, e dei modelli elettromagnetici della crosta del pianeta; in aggiunta, l'indagine sottosuperficiale sarà ulteriormente complicata dalla presenza della Ionosfera, che, come primo effetto, impedirà alle più basse frequenze di propagarsi, specialmente durante le operazioni diurne, e, come secondo effetto, indurrà forti effetti di distorsione sullo spettro dei segnali propaganti.

¹ Essendo l'attenuazione direttamente proporzionale alla frequenza operativa utilizzata

² Essendo la lunghezza ottimale di un'antenna proporzionale a $\lambda/2$

Quindi, la distribuzione globale del plasma ionosferico diventa un importante fattore nella scelta delle frequenze operative del sounder e nella strategia ottimale di raccolta dei dati. Per quanto riguarda il primo effetto, diciamo che le radiazioni elettromagnetiche non possono propagarsi in un gas ionizzato a frequenze al di sotto della frequenza elettronica del Plasma, data dalla (1.1).

Le onde radio incidenti verticalmente sulla ionosfera verranno riflesse da essa in corrispondenza del livello in cui la frequenza dell'onda è uguale a f_p senza raggiungere la superficie; quindi la trasmissione attraverso la ionosfera e quindi l'indagine sottosuperficiale è possibile solo a frequenze maggiori della massima frequenza elettronica del Plasma nella ionosfera, $f_p(\max)$.

Un diagramma della massima frequenza elettronica del plasma per la ionosfera marziana al variare dell'angolo di zenith solare³ è mostrato in Fig. 1.21, basato sulle misure di densità elettronica del plasma da parte della sonda Viking Landers. I punti pieni rappresentano le frequenze del plasma come ottenute dalle misure radio, mentre le linee continue rappresentano estrapolazioni ottenute usando la teoria di **Chapman** sulle ionosfere planetarie: come si vede passando dal giorno alla notte le frequenze, venendo a mancare l'azione del vento solare, decadono significativamente.

Dalla (1.1) si ricava che la più bassa frequenza che può penetrare il suolo marziano varia da circa 3.5-4 MHz nelle operazioni diurne⁴ a qualcosa sotto 1 MHz in quelle notturne⁵: chiaramente il miglior momento in cui realizzare indagini superficiali, per ottenere maggiori profondità di penetrazione, è di notte, ad angoli di zenith solari maggiori di 90°.

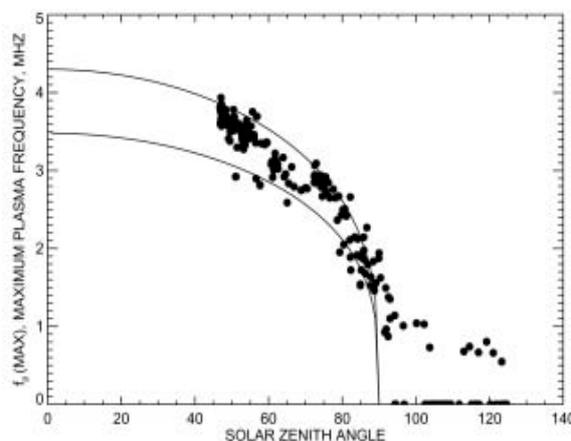


FIG 1.21: Andamento di $f_p(\max)$ in funzione dell'angolo di zenith

³ L'angolo di zenith solare varia tra 0° (sole allo zenith) e 120° (notte)

⁴ Quando f_p si stima valga meno di 3.5 MHz

⁵ Quando f_p si stima valga 0.8 MHz

Per quanto riguarda il secondo effetto, diciamo che anche se la frequenza di indagine è sopra la $f_p(\text{max})$, la ionosfera ha ancora un effetto sul segnale radar. Infatti, come è ben noto, l'*indice di rifrazione* per un'onda che si propaga attraverso un plasma non magnetizzato è data da :

$$n = \left[1 - \left(\frac{f_p}{f} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.2)$$

Per cui, anche per frequenze operative diverse volte maggiori della frequenza del plasma, accade che l'indice di rifrazione presenta un notevole scostamento dal suo valore nel vuoto: $n=1$.

Questo scostamento provoca un ritardo temporale dipendente dalla frequenza, chiamato **dispersione**, che distorce la forma dell'impulso radar.

E' facile mostrare come lo scostamento di fase indotta dalla Ionosfera sulla banda trasmessa di 1 MHz del segnale radar è notevole: approssimativamente 200 rad per una frequenza di centro banda a $f=2f_p(\text{max})$, e 5 rad a $f=10f_p(\text{max})$. Poiché il sounder deve certamente operare a frequenze al di sotto di $10 f_p(\text{max})$, ne consegue che noi dobbiamo essere preparati a rimuovere gli effetti dispersivi della Ionosfera, altrimenti il rapporto segnale-rumore e la risoluzione in range del segnale radar sarebbero fortemente degradati nel processo di elaborazione del segnale.

Pertanto, tenendo conto di quanto è stato detto, si è convenuto di utilizzare un range di frequenze comprese tra 1 e 5 MHz, dove la più bassa frequenza corrisponde alla più alta profondità di penetrazione pari a 5-8 Km, a seconda della costante dielettrica della crosta terrestre. Seguendo queste indicazioni, Marsis è stato, quindi, progettato per operare in modalità multibanda coprendo l'intero range di frequenze tra 1 MHz-5 MHz.

1.7.4 Calibrazione e Ricezione passiva

MARSIS sarà in modalità di calibrazione periodicamente su tratti delle orbite selezionate durante la fase operativa della missione. Lo scopo di questa modalità è di acquisire una quantità limitata di dati in un formato non processato. Questi dati possono essere acquisiti separatamente nella modalità di calibrazione o includere anche limitate quantità di dati assieme al set di dati processati per la trasmissione a terra. Essi permetteranno il calcolo della funzione di trasferimento del filtro adattato di tipo adattivo che sarà poi usato dal processore a bordo per comprimere gli echi dispersi dalla superficie e sottosuperficie.

La calibrazione sarà fatta dopo l'elaborazione a terra dei dati grezzi raccolti durante il periodo di calibrazione e i parametri calcolati del filtro adattato verranno inviati a MARSIS.

Nella modalità di ricezione passiva, invece, si intende raccogliere campioni del segnale registrato da MARSIS in un modo puramente passivo, ovvero senza alcuna trasmissione di impulsi.

Lo scopo di questa modalità è di acquisire una limitata quantità di dati “rumore” in un formato non processato per caratterizzare il livello di rumore ambientale in cui MARSIS sta operando e ascoltare le interferenze provenienti dai sottosistemi del satellite e dagli altri carichi a bordo.

1.8 Modellazione degli strati sottosuperficiali di Marte

In questo paragrafo daremo un primo sguardo ai modelli di composizione della superficie basati sulla letteratura recente e sugli studi classici di Marte.

La ricerca di acqua sotto la superficie è diventata un obiettivo principale dell’esplorazione marziana. La sua abbondanza e la sua distribuzione (sia come ghiaccio sia come acqua) ha importanti applicazioni per la comprensione della geologia, idrologia, ed evoluzione climatica del pianeta; l’accessibilità a queste sorgenti che comporterebbe quindi la sopravvivenza dell’uomo, è fondamentale per le future missioni che prevedono lo sbarco sul pianeta. Per queste ragioni, uno dei principali obiettivi è determinare la distribuzione e lo stato dell’acqua subsuperficiale con una risoluzione tale da rendere possibile l’accesso ad un target desiderato. I tre target maggiormente interessanti sono: acqua nel sottostrato, grandi depositi di ghiaccio sotto la superficie, e ghiaccio saturato congelato. In base alla miglior stima al momento utilizzabile dagli scienziati, della temperatura media superficiale annuale ed in base alla conduttività termica superficiale e al flusso di calore geotermico, ed infine alla temperatura di congelamento dell’acqua subsuperficiale, il valore medio dello spessore dello strato subsuperficiale congelato su Marte potrebbe variare da ~ 2.5-5 km all’equatore, fino a ~ 6.5-16 km ai poli.

Comunque, le variazioni naturali sia nel flusso termico della crosta e della conduttività termica sono probabilmente la causa in zone locali, dello scostamento da tali valori. Per esempio, le conduttività termiche più basse collegate all’inerzia termica superficiale implicano che la base dello strato di *permafrost* (lo strato permanentemente congelato) potrebbe essere solo alcune centinaia di metri profondo in alcune zone.

Se i modelli utilizzati sono corretti, la concentrazione di ghiaccio implica la presenza di uno strato di *regolite* (lo strato di polvere e detriti rocciosi che si ottiene dai ripetuti impatti di meteoriti) estremamente poroso alle alte latitudini. Dalle misurazioni fatte tale strato potrebbe essere spesso qualche chilometro, implicando che la sottosuperficie di ghiaccio osservato dalla

missione Odissey potrebbe rappresentare solo l'estremità di un iceberg congelato al di sotto del suolo.

Come già accennato, la conformazione superficiale di Marte non è che il risultato di svariati processi che hanno interessato il pianeta nel corso della sua storia geologica. Tuttavia ciò che più di ogni altra cosa ha segnato la superficie marziana sono stati i processi da impatto con meteoriti e altri corpi celesti, che hanno scavato numerosi crateri e sparso sulla superficie del pianeta grosse masse di detriti, il regolite marziano appunto. Tutto ciò è collegato anche ad una delle caratteristiche maggiori del sottosuolo di Marte: la *porosità*.

Per dare una stima quantitativa dell'assorbimento da parte della crosta marziana, si andrà a considerare un semplice modello della crosta a due strati: secondo tali modelli, la crosta marziana è formata da un regolite di roccia porosa; i pori nel regolite costituiscono le cavità dove può trovarsi l'acqua, o sotto forma di ghiaccio o sotto forma di acqua liquida a seconda delle proprietà termiche della crosta, flussi geotermici e temperatura media superficiale. Qualsiasi cambiamento improvviso nella sostanza che riempie i pori creerà una discontinuità dielettrica sottosuperficiale che rifletterà l'impulso radar in esso propagante.

Una porosità superficiale del regolite del 50% è conforme con le stime della porosità del suolo marziano come analizzato dalla sonda Viking Landers, ma un valore così alto richiede che il regolite abbia subito un significativo grado di erosione atmosferica. Si può assumere che il limite inferiore per la porosità superficiale sia il 20%, derivata dalla porosità misurata delle brecce lunari. Inoltre, si è accertato che essa è massima in superficie e decade poi con la profondità; si può ricavare una equazione del decadimento della porosità con la profondità, dovuta alla pressione litostatica, adattando una equazione simile concepita per la Luna, basata su dati sismici non disponibili per Marte. L'equazione è del tipo :

$$\Phi(z) = \Phi(0) \exp\left(-\frac{z}{K}\right) \quad (1.3)$$

dove $\Phi(z)$ è la porosità alla profondità z e K è una costante di decadimento che per, Marte, può essere computata scalando la costante di decadimento lunare misurata del rapporto tra l'accelerazione gravitazionale superficiale marziana e lunare, sotto l'assunzione di densità di crosta confrontabili. Il valore che ne risulta per Marte è di $K=2.8$ km.

E' probabile che l'effettiva crosta marziana si allontani da questo andamento esponenziale a seconda delle condizioni locali; ad esempio variazioni della litologia con la profondità sono probabilmente accompagnate da variazioni di porosità.

Lo stato e la distribuzione di acqua nel regolite marziano sono funzioni della conduttività termica della crosta, del flusso di calore geotermico, della temperatura di fusione del ghiaccio e della

temperatura media superficiale (questa è la sola quantità che varia sistematicamente con la latitudine). Questi fattori determinano anche lo spessore della **criosfera**, che è lo strato del regolite marziano in cui la temperatura rimane continuamente al di sotto del punto di congelamento dell'acqua (in cui il ghiaccio è stabile). Benché le temperature superficiali annuali medie variano da circa 220 K all'equatore a circa 155 K ai poli, le variazioni annuali e secolari della temperatura superficiale determinano un periodico congelamento e fusione di qualsiasi molecola d'acqua presente fino ad una profondità di circa 100 m.

Le interfacce che più probabilmente verranno rilevate dal radar MARSIS, essendo più vicine alla superficie, sono le linee di contatto tra il regolite secco e il permafrost e quelle tra una riserva sotterranea di acqua liquida e la criosfera. Per quanto detto allora, sono due i modelli di riferimento che rappresentano i due più verosimili scenari di rilevazione delle interfacce significative collegate all'acqua per un radar-sounder orbitante intorno a Marte: interfaccia ghiaccio/acqua o interfaccia regolite secco/ghiaccio.

	<i>Crust Material</i>		<i>Pore Filling Material</i>	
	<i>Andesite</i>	<i>Basalt</i>	<i>Water Ice</i>	<i>Liquid Water</i>
ϵ_r	3.5	7.1	3.15	60
$\tan \delta$	0.005	0.014	0.00022	0.0001

TAB. 1.2: Proprietà dielettriche del materiale contenuto nella sottosuperficie di Marte

1.9 Caratterizzazione superficiale

Le immagini della superficie marziana prodotte da Vikings Landers e Mars Pathfinder descrivono una superficie dolcemente ondulata disseminata però da rocce le cui dimensioni variano da pochi centimetri a diversi metri.

La struttura geometrica superficiale è stata così caratterizzata in termini di una morfologia di **larga scala** su cui è sovrapposta una struttura geometrica di **scala ridotta**, fatta di rocce: il contributo allo scattering di larga scala deriva dalle dolci ondulazioni geometriche della superficie su di una scala che va da molte centinaia fino alle migliaia di metri; il contributo di scala ridotta tiene conto delle rapide e leggere variazioni dell'altezza superficiale su di una scala orizzontale di alcune decine di metri (per capire meglio di cosa si sta parlando, si riguardi la Fig. 1.15, che mostra uno scenario tipico di superficie marziana).

1.10 Parametri di progetto dello strumento

La seguente tabella elenca i principali parametri operativi di MARSIS per la modalità di indagine sottosuperficiale:

Modalità di indagine sottosuperficiale		
Parametro	Valore	Unità di misura
Frequenze Portanti	1.8	MHz
	3.0	MHz
	4.0	MHz
	5.0	MHz
Ampiezza di Banda	1.0	MHz
Potenza irradiata	1.5 Band 1 5.0 Band 2 5.0 Band 3 5.0 Band 4	Watt
Durata dell'Impulso Trasmesso	250	microsec.
PRF ⁶	130	impulsi/sec.
Prodotto Tempo-Banda (BT)	250	
Chirp rate	4	KHz/μs
Quota minima	250	Km
Quota Massima per Indagine Sottosuperficiale	800	Km
Durata della Finestra di ricezione per Canale	350	microsec.
Frequenza di Campionamento del DAC	2.8	MHz
Tipologia di DAC	8	Bit
Numero di Canali Processati	4 (max)	
Numero Massimo di frequenze Simultanee	2	
Guadagno di Irradiazione	2.1	dB
Lunghezza di ciascun Elemento Dipolo	20	metri
Lunghezza dell'Antenna Monopolo	7	metri
Data-Rate in Uscita	18 (min) 75 (max)	kbps
Volume dati giornaliero	285 (max)	Mbit/day
Massa	17	kg
Power (max inclusi i margini)	64.5	Watt
Risoluzione in Azimuth	5-9	Km
Risoluzione in Range	10-30	Km
Profondità di Penetrazione	5	Km

⁶ Pulse Repetition Frequency, è la frequenza di ripetizione degli impulsi sparati a terra

La seguente tabella elenca i principali parametri operativi per la modalità di indagine ionosferica :

Modalità di Indagine Ionosferica		
Parametro	Valore	Unità di misura
Frequenza di Partenza	100	KHz
Frequenza Finale	5.4	MHz
Numero di Frequenze	160	
Durata dell' Impulso Trasmesso	91.43	microsec.
Step in Frequenza	10.937	KHz
PRF	125	impulsi/sec.
Durata di uno sweep di frequenza	7.38	secondi
Quota Massima per Indagine Ionosferica	1200	Km
Risoluzione Verticale	15	Km
Passo di Campionamento Spaziale	30	Km

La seguente tabella elenca i principali parametri orbitali di MARS EXPRESS:

Parametri Orbitali di Progetto		
Parametro	Valore	Unità di misura
Quota di Perigeo	250	Km
Quota di Apogeo	10'142	Km
Inclinazione Orbitale	86,35	Gradi
Periodo Orbitale	6.75	Ore
Eccentricità	0.6	
Velocità Tangenziale di Perigeo	4.0	Km/s

L'unico strumento che può essere paragonato a MARSIS è SHARAD (Shallow Radar), altro radar sounder sviluppato nell'ambito della progettazione e realizzazione della missione N.A.S.A. Mars Reconnaissance Orbiter, che vede la partecipazione anche dell'Agenzia Spaziale Italiana. SHARAD osserverà la parte superiore della crosta di Marte in un intervallo di frequenza che va da 15 a 25 MHz, ed avrà una risoluzione molto più spinta di MARSIS, anche se ridotte capacità penetrative. Le principali caratteristiche dei due radar sounding sono riassunte nella tabella seguente.

Caratteristica	MARSIS	SHARAD
Intervallo di frequenze	1.3-5.5 MHz	15-25 MHz
Risoluzione verticale	~70 m (ampiezza banda 1 MHz)	~7 m (ampiezza banda 10 MHz)
Profondità di penetrazione	~0.5 km fino a ~5 km	~0.1 fino a 1 km
Risoluzione orizzontale (along track x across track)	5-9 km x 10-30 km	0.3-1 km x 3-7 km

CAPITOLO 2 Hardware, modalità operative e processing di bordo

2.1 L'Hardware di bordo

Come già anticipato nel capitolo 1, MARSIS può essere suddiviso in 3 sottosistemi principali:

- Sottosistema di Antenna (ANT)
- Sottosistema di Elettronica Digitale (DES)
- Sottosistema di Radio Frequenza (RFS) (Tx + Rx)

La configurazione complessiva del sistema è rappresentata nella figura seguente:

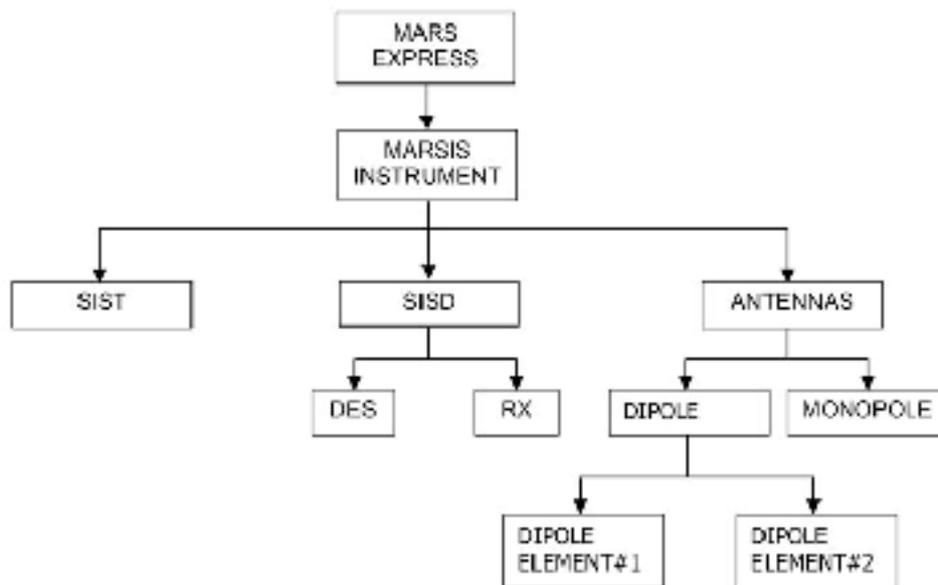


FIG. 2.1: Rappresentazione schematica dei componenti di MARSIS

Prima di analizzare nel dettaglio le caratteristiche dei vari sottosistemi e le rispettive funzioni, dobbiamo osservare che MARSIS può inviare a terra due tipi di dati:

- *dati grezzi*, senza alcuna elaborazione operata a bordo;
- *dati pre-processati* già a bordo.

E' evidente che il desiderio sarebbe quello di avere a terra i dati così come vengono acquisiti dal radar, senza alcuna elaborazione apportata a bordo, sicché la qualità dei dati scientifici sarebbe maggiore. Tuttavia questa esigenza è in contrasto con due fatti importanti: innanzitutto con la necessità di avere una copertura della superficie di Marte globale, e inoltre col fatto che MARSIS ha in varie modalità di funzionamento un data-rate molto limitato. Ciò costringe i sottosistemi di bordo a processare i dati grezzi in modo da comprimerli e da ridurre l' "ingombro" in termini di memoria allocata per la memorizzazione e il successivo invio a terra. Questo requisito fondamentale è ottenuto comprimendo stesso a bordo i dati acquisiti nella direzione di moto della piattaforma (*along track*) sfruttando l'effetto Doppler (*Doppler Processing*).

L'effettivo fattore di riduzione dovuto al processing del segnale in *along track* varia in un range di 160-300 e dipende essenzialmente dalla quota della S/C e dalla velocità tangenziale, nonché dalla frequenza trasmessa.

2.1.1 Descrizione del sottosistema di Antenne

Il sottosistema di Antenne consiste di due componenti principali :

- 1) un'antenna dipolo dispiegabile o antenna principale
- 2) un'antenna monopolo dispiegabile o antenna secondaria

L'antenna principale è un'antenna filiforme ad alta efficienza usata per la trasmissione degli impulsi e la ricezione degli echi di ritorno riflessi dalla superficie/sottosuperficie e Ionosfera marziana: essa consiste di una struttura dispiegabile configurata come un dipolo con un picco nel guadagno di irradiazione nella direzione nadirale locale; è montata parallelamente alla superficie marziana e normalmente alla direzione di moto, ed essendo lunga 40 metri, ha un range operativo che va da 1.3 a 5.5 MHz. Inoltre, è anche capace di operare a 0.1 MHz, anche se ad efficienza ridotta, per il sondaggio ionosferico.

Data la sua lunghezza, il dipolo ha una frequenza di risonanza naturale pari a 3 MHz: per irradiare a tutte le frequenze operative oltre che a quella di risonanza essa è alimentata da una rete adattata che appiattisce la risposta in frequenza dell'antenna sopra l'intero range 1.3-5.5 MHz.

L'antenna secondaria è un'antenna a bassa efficienza usata per la cancellazione del clutter superficiale, operativa solo in ricezione (antenna passiva): essa si configura come un monopolo dispiegabile con un nullo di irradiazione nella direzione nadirale⁷; è montata verticalmente allineata con l'asse nadirale e per avere sufficiente sensibilità l'elemento monopolo è lungo 7 metri.

I particolari e alcune immagini della struttura dispiegabile adottata da MARSIS per il sistema di antenne si trovano nel capitolo 1. E' bene notare che tale configurazione è stata preferita ad altre per contenere uno dei requisiti fondamentali in fase di progetto della S/C: cioè il peso. Complessivamente, le due antenne e il contenitore che le sostiene hanno una massa di 7.5 kg.

I requisiti stabiliti per l'allineamento delle due antenne sono i seguenti: allineamento perpendicolare alla direzione del Nadir per il dipolo (parallelo al vettore velocità della S/C), lungo la verticale per il monopolo, con un angolo massimo ammesso di scostamento di +0.5 gradi rispetto ad una rotazione di roll, e +1 grado rispetto a quella di pitch. E' inoltre richiesta, nelle prime fasi della missione successive al dispiegamento delle antenne, una manovra di allineamento atta a misurare l'effettivo nullo nel pattern dell'antenna monopolo lungo il nadir; tale manovra viene sistematicamente ripetuta quando l'angolo di zenith del periasse rispetto al sole è maggiore di 90°, e consiste in manovre di roll e pitch da parte della S/C fino a angoli di 10° volte ad allineare con maggiore accuratezza l'asse dell'antenna lungo il nadir, fino ad avere la precisione poco fa indicata.

2.1.2 Descrizione del Sottosistema RFS

L'RFS consiste di due elementi principali:

- 1) Un trasmettitore alimentato da una rete adattata (Elettronica Tx)
- 2) Un ricevitore alimentato da una rete adattata (Elettronica Rx)

Si riporta alla pagina seguente uno schema a blocchi del sistema RFS.

⁷ Per ricevere principalmente solo gli echi di superficie off nadir

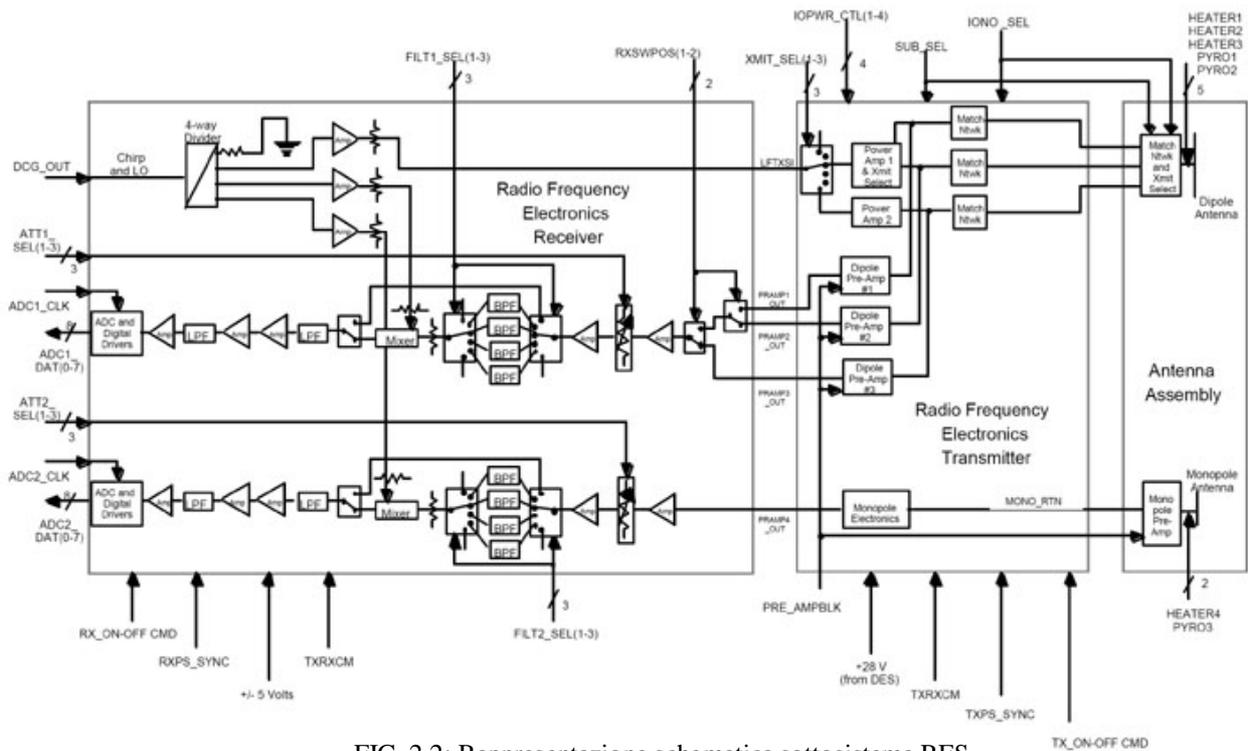


FIG. 2.2: Rappresentazione schematica sottosistema RFS

Il *trasmettitore* è connesso all'antenna principale attraverso un'opportuna rete adattata in potenza per la trasmissione degli impulsi. Esso, insieme alla sua rete adattata, offre l'amplificazione e la potenza necessaria per l'irradiazione dall'antenna principale. Una funzione di gating spegne l'elettronica dell'amplificatore dopo la trasmissione durante la fase di ricezione degli echi superficiali, sottosuperficiali o ionosferici: infatti, siccome l'antenna del radar trasmette e riceve contemporaneamente, occorre un'interfaccia che separi il canale trasmettente da quello ricevente e isoli completamente la parte trasmittente durante la ricezione⁸.

Esso è capace di trasmettere in rapida successione fino a quattro segnali chirp quasi simultanei, ad una o due differenti frequenze scelte tra le quattro disponibili, così da permettere un'efficace indagine sottosuperficiale a due differenti bande contemporaneamente.

L'intervallo di frequenze nella modalità di indagine sottosuperficiale va da 1.3 a 5.5 MHz, mentre in quella di indagine ionosferica va da 0.1 a 5.4 MHz. Complessivamente il canale trasmettente richiede al DES una potenza di 28 Volt DC.

Il *ricevitore* è installato all'interno della S/C a contatto con il DES (Rx e DES insieme vengono anche indicati con la sigla SISD) ed è composto dal canale di distribuzione Chirp/LO e da due canali di ricezione, uno per ciascuna antenna, che traslano verso il basso (si dice che fanno la down-conversion) l'eco di ritorno proveniente dall'antenna primaria e secondaria: il canale 1

⁸ L'Rx è progettato per ricevere una potenza molto bassa; una cattiva separazione potrebbe danneggiarlo

riceve gli echi dall'antenna dipolo per la down-conversion e il campionamento; il canale 2 riceve il segnale dal monopolo.

Il ricevitore è composto da un divisore di potenza, interruttori, due banchi di filtri passa-banda selezionabili, due catene di amplificatori, due mixers, quattro filtri passa-basso, due convertitori analogico-digitali (DAC). La potenza DC consumata dal sottosistema RFS (3.3 Watts) viene garantita dai convertitori che si trovano nel DES.

Il ricevitore riceve i segnali chirps e i segnali di frequenza prodotti dall'oscillatore locale dal DES ad una potenza nominale di 0 dbm (1 milliWatt); i chirps vengono poi indirizzati al trasmettitore per l'amplificazione e irradiazione mentre i segnali di frequenza dell'oscillatore locale vengono indirizzati agli ingressi dei mixers dei canali di ricezione 1 e 2 per il battimento.

Prima del battimento il segnale viene filtrato mediante un filtro passa-banda che per ognuno dei canali è selezionabile a seconda della banda operativa utilizzata; la selezione della banda è sotto il controllo del DES, come tutto il resto del funzionamento del RFS.

Il ricevitore ha stringenti requisiti sul contenimento dei lobi laterali e sugli errori di fase e ampiezza. Inoltre, esso ha anche stringenti requisiti di linearità per evitare di generare armoniche indesiderate.

2.1.3 Descrizione del Sottosistema DES

Il sottosistema DES implementa tutta la logica dello strumento e la maggior parte delle interfacce con la S/C. Esso comprende il generatore di segnale (DCG), un'oscillatore locale di riferimento (LO), l'unità di controllo (Command & Control Board), l'unità di elaborazione del segnale (DSP, Digital signal Processor) e inoltre fornisce al radar la base dei tempi.

Il generatore di segnale genera le forme d'onda da trasmettere così come l'oscillatore le frequenze per il sottosistema RFS. Il compito di fornire la base dei tempi all'intero strumento è affidato alla Timing Board. L'unità di elaborazione ha il compito di processare a bordo gli echi in due canali separati corrispondenti a ciascuna delle due antenne mentre il controllo dello strumento e dell'interfacce col satellite è affidato al Command & Control Board (C&C).

Tutto il software di bordo è gestito dal DES. I principali compiti che il software deve perseguire sono i seguenti:

- garantire l'acquisizione dei dati scientifici dal canale RF, la loro elaborazione, raccolta, e trasmissione a terra;

- consentire la comunicazione con la S/C;
- comandare e controllare tutti gli strumenti di MARSIS;

Più in particolare il software deve implementare le seguenti funzioni:

- ricevere pacchetti di telecomunicazioni dalla S/C (TC);
- sincronizzare il tempo di MARSIS con il tempo trascorso misurato dalla S/C (SCET);
- guidare gli strumenti di MARSIS durante tutte le fasi operative, seguendo le istruzioni contenute nelle tabelle di sequenza delle operazioni (**OST**);
- fornire agli strumenti di MARSIS tutti i parametri richiesti contenuti nelle tabelle dei parametri (**PT**);
- collezionare e impacchettare le informazioni scientifiche, il registro degli eventi e altre informazioni importanti sul controllo di MARSIS (HK) nei pacchetti sorgenti di telecomunicazione relativi;
- trasferire i pacchetti TC alla S/C.

DCG: il generatore di segnale è di tipo DCG (Digital Chirp Generator); esso è dedito alla sintesi sia del segnale trasmesso che dell'oscillatore locale, sulla base dei parametri forniti dal C&C. Per quanto riguarda il tipo di segnale generato, esso genera sia lunghi impulsi modulati linearmente in frequenza detti impulsi **chirps**⁹ della durata di 250 microsecondi nella modalità di indagine sottosuperficiale, sia segnali pulsanti CW (Continuous Wave) nella modalità di indagine ionosferica.

Il DCG è stato realizzato usando tecniche di sintesi digitali che consistono nella generazione di campioni discreti di una sinusoide e nella loro successiva ricostruzione a livello analogico mediante un DAC (Digital/Analog Converter). Tale tecnica è implementata da un Oscillatore Numerico Controllato a 28 MHz (NCO) che consente di computare angoli di fase crescenti e quindi generare i campioni discreti. Il DAC all'uscita del NCO converte tali campioni in un segnale analogico alla velocità di conversione di 28 Msps. Tuttavia, tali dati campionati generano componenti spettrali non desiderate per eliminare le quali e per ridurre l'aliasing si pone dopo il DAC un filtro passa basso (LPF).

La caratteristica peculiare del DCG è che esso è *programmabile*, ovvero il C&C può settare, attraverso dei comandi, la banda, la frequenza iniziale del segnale e la sua durata; questa

⁹ Vedi l'appendice dedicata per maggiori informazioni

caratteristica permette di ottenere alta flessibilità e adattabilità di uso durante le varie modalità operative.

Timing board: il Timing Generator svolge la funzione di generare tutti i segnali di timing sia interni che esterni al DES. Il modulo comprende due blocchi:

- Frequency Generator (FG)
- Timing Generator (TG)

Il Frequency Generator è in sostanza uno Stable Local Oscillator (Stalo) che genera una frequenza di riferimento di 28 MHz. Tutte le frequenze che esistono all'interno dello strumento¹⁰ sono derivate da questa per ottenere un radar completamente coerente.

Il Timing Generator svolge la funzione di generare tutti gli opportuni riferimenti temporali per far operare MARSIS attraverso le differenti modalità operative. Esso ricava dal clock di riferimento di STALO i segnali base del radar quali la PRF e altri segnali collegati.

2.2 Descrizione delle operazioni di trasmissione/ricezione

Come già anticipato al capitolo 1, dopo aver ricevuto un comando di accensione da parte del Satellite e dopo aver eseguito il suo ciclo di accensione, il DES genera un impulso chirp che è amplificato dal Trasmettitore, traslato alla frequenza di trasmissione ed irradiato dall'antenna dipolo. Il trasmettitore riesce ad irradiare attraverso l'antenna fino a quattro chirps separati di durata nominale pari a 250 μ s su di un singolo canale, aspettando circa 100 μ s tra ogni due chirps consecutivi; ai quattro impulsi possono essere assegnate due bande a scelta tra le quattro bande operative. I quattro profili eco saranno prodotti ad intervalli di circa 1 secondo, cosa che implica un passo di campionamento spaziale di circa 5 Km. Dopo che la trasmissione dell'impulso è stata completata, MARSIS passa alla modalità di ricezione cosicché i sistemi di protezione dei canali riceventi sono disabilitati e il segnale di ritorno dalla superficie e sottosuperficie marziana viene ricevuto da entrambi le antenne. Il ciclo completo di trasmissione-ricezione dura pochi millisecondi a seconda della quota. La durata della finestra di ricezione è di

¹⁰ Eccetto quelle dei processori

350 μ s prevedendo una dispersione della eco di circa 100 μ s a cui corrisponde una penetrazione di 5-8 Km a seconda della velocità di propagazione nella crosta.

Dopo la ricezione, l'antenna dipolo viene collegata al ricevitore, che amplifica il segnale di ritorno e lo trasla in frequenza verso il basso, prima della conversione da analogico a digitale da parte del DAC in un formato compatibile col processore a bordo.

Il DAC è a 8 bit e lavora ad una frequenza di campionamento di 2.8 Mhz; per poter rappresentare adeguatamente le caratteristiche di un segnale contenente componenti spettrali a frequenze più elevate di quella di campionamento, come nel caso degli echi superficiali aventi bande centrate su 3MHz, 4MHz e 5MHz, il segnale viene, come detto, traslato in basso alla frequenza portante intermedia (IF) di 0.7 MHz mediante un mixer prima che la conversione abbia inizio.

Contemporaneamente, l'antenna secondaria riceve soprattutto i ritorni superficiali off-nadir in quanto tale antenna esibisce un nullo nella sua direttività in direzione nadirale; anche tali echi sono amplificati dal ricevitore, traslati in frequenza e convertiti in formato digitale dal DAC.

L'intero ciclo di trasmissione/ricezione è ripetuto ad un ritmo fissato dalla PRF (Pulse Repetition Frequency) del sistema.

2.2.1 Descrizione della fase di Acquisizione/Tracking

L'indagine sottosuperficiale è fortemente dipendente da una conoscenza accurata del tempo di ritardo tra trasmissione e ricezione per poter eseguire correttamente il recupero e campionamento degli echi. L'importanza della conoscenza del tempo di ritardo deriva dal fatto che il ricevitore su ogni PRI¹¹ apre una finestra di acquisizione o di ascolto durante la quale prevede di ricevere l'eco di ritorno: se fallisce la previsione, aprendo troppo presto o tardi la finestra, non è possibile recuperare l'eco di ritorno. Il **tracker** è appunto il dispositivo che decide dove aprire la finestra: esso deve essere in grado di "inseguire" l'eco spostando la finestra all'interno della PRI¹²; per far ciò ha bisogno di una stima iniziale del tempo di ritardo. Il compito del tracker è assai delicato perché da una parte si desidera che la finestra sia la più stretta possibile¹³ e centrata sull'eco ma d'altra parte il ritardo è significativamente influenzato dalle proprietà della Ionosfera marziana, quali la frequenza massima di plasma e il contenuto totale elettronico¹⁴, e dalle variazioni di quota orbitale, dovute alla topografia variabile di Marte o alle perturbazioni orbitali, che si

¹¹ Pulse Repetition Interval, pari all'inverso della PRF

¹² In tal caso si parla di tracker adattivo

¹³ In quanto da essa dipende lo swath a terra osservato e quindi il numero di campioni da inviare a terra

¹⁴ Fa variare il tempo di ritardo da 50 fino a 150 μ s, ovvero dello stesso ordine della dimensione della finestra.

sentono soprattutto nel caso di puntamento nadirale, come appunto per MARSIS. Se, comunque, è possibile eseguire una predizione della quota tramite algoritmi implementati a bordo, invece sulla seconda fonte di disturbo abbiamo poche informazioni disponibili. In ogni caso MARSIS sarà capace di eseguire una determinazione del tempo di andata e ritorno dell'impulso trasmesso per mezzo di una speciale modalità operativa detta fase di acquisizione. Infatti, a meno che non sia stato diversamente programmato, ogni volta che lo strumento entra in una nuova sottomodalità di indagine sottosuperficiale o usa una differente banda di frequenza, esso inizia a trasmettere un impulso molto più lungo avente una banda molto più piccola (200KHz), e raccogliendo impulsi su una finestra molto più grande. Durante tale fase, l'elaborazione a bordo degli echi è mirata a determinare l'istante in cui la potenza ricevuta è massima, sotto l'ipotesi che tale ritorno forte sia causato dalla superficie. La determinazione della posizione dell'eco sarà basata su di una semplice rilevazione del fronte dell'impulso basata sul confronto con una soglia¹⁵. Una volta determinato con successo tale tempo, esso è usato per posizionare la finestra per la successiva indagine in modalità operativa nominale; durante essa, il tracker esegue continuamente controlli della potenza ricevuta per determinare se eventuali variazioni della Ionosfera hanno fatto uscire l'eco dalla finestra (fase di tracking); in tale circostanza, lo strumento ricomincia nuovamente la fase di acquisizione finché un nuovo tempo di ritardo è determinato.

2.2.2 Descrizione del processo di Sintesi I/Q

Dopo la conversione A/D, i dati digitalizzati subiscono la sintesi I/Q (In fase/In quadratura): infatti i numeri digitali prodotti dal processo di campionamento del segnale sono rappresentati come interi a 1 Byte, che a meno di un fattore di scala, sono nient'altro che le tensioni del segnale reale. Per un più conveniente trattamento numerico del segnale durante l'elaborazione digitale, tali campioni vengono convertiti in numeri complessi single-precision (4 Bytes sia per la parte reale che per quella immaginaria) per mezzo di uno schema di interpolazione numerica chiamato sintesi I/Q, che sfrutta il fatto che le funzioni reali hanno trasformate di Fourier simmetriche per rappresentare le proprietà del segnale per mezzo di una funzione complessa con solo metà dei campioni della funzione originale reale.

¹⁵ La soglia è calcolata a partire dal livello di rumore cosmico osservato nelle prime PRI's del frame

2.3 Struttura dei Frames

Ogni modalità operativa può essere vista come composta da diversi set di PRIs detti Frames. Per la modalità di calibrazione, ricezione passiva, e indagine ionosferica attiva, la dimensione di ogni Frame è fissata; al contrario per le modalità sottosuperficiali, la dimensione dei corrispondenti Frames è variabile rispetto alle caratteristiche orbitali, posizione del satellite sull'orbita e frequenza di trasmissione selezionata.

Il time slot di ogni orbita dedicato alle modalità operative di MARSIS (circa 26 minuti) sarà diviso in un numero intero di Frames i quali possono appartenere ad una sola modalità operativa o a differenti modalità intermezze in un qualche modo. All'interno di un Frame, le PRIs sono strutturate come nelle figure seguenti.

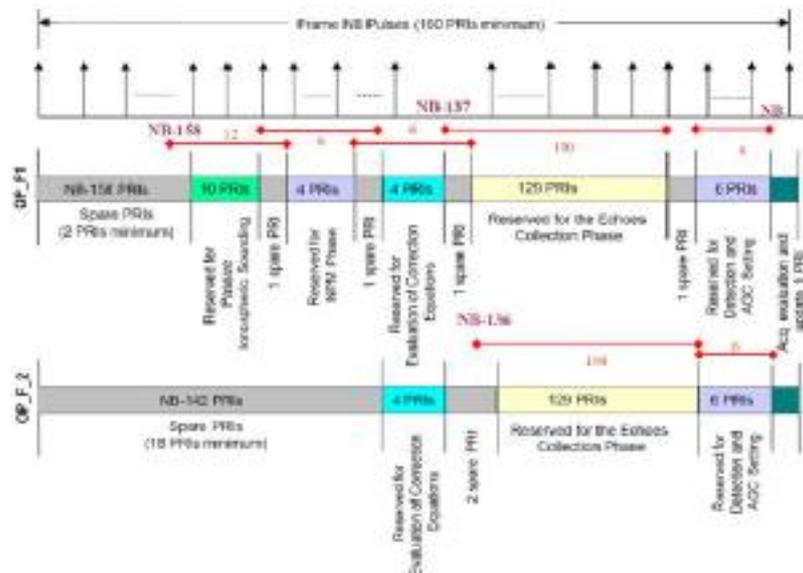


FIG. 2.3: Modalità di indagine sottosuperficiale: fase di acquisizione

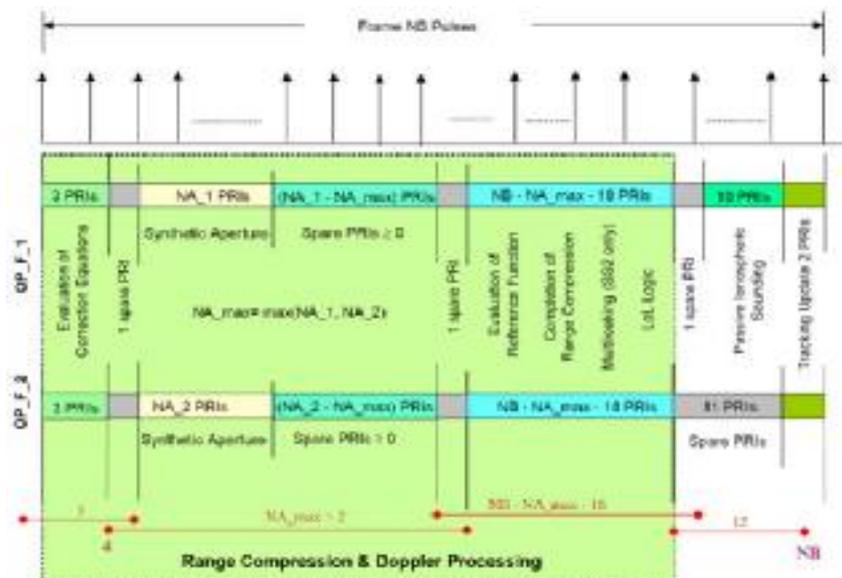


FIG. 2.4: Modalità di indagine sottosuperficiale: fase Tracking/Doppler

2.4 OST – ANNEX – ANCILLARY – PT – File di qualità

A causa delle specifiche della missione, del Data-rate limitato garantito dalla S/C e del limitato volume di dati scientifici, la maggior parte dell'elaborazione del segnale viene fatta stesso a bordo. Oltre a ciò gli strumenti sono in grado di predire molti parametri orbitali, come ad esempio l'altezza orbitale, la velocità tangenziale e radiale, e altri parametri importanti per il calcolo dei tempi di riferimento e per le elaborazioni a terra del segnale.

Uno degli obiettivi principali di MARSIS è di ridurre il più possibile la mole di dati da scambiare con la S/C e quindi da inviare a terra. Per lo stesso motivo, come vedremo tra poco, i pacchetti di telecomunicazioni (TC) possono essere ricevuti dalla S/C solo in una determinata modalità operativa (Standby).

D'altro canto, un'altra prerogativa imprescindibile nella fase di progetto era il rendere MARSIS il più flessibile possibile in modo da rendere l'esperimento "robusto", cioè in grado di adattarsi al meglio ai più disparati scenari che si sarebbero potuti presentare durante la missione, non tutti perfettamente prevedibili (in termini di caratteristiche della Ionosfera, superficie e sottosuperficie nonché delle caratteristiche chimiche).

Ebbene, per raggiungere questo secondo obiettivo, si è scelto di dotare MARSIS di 8 differenti modalità operative e 4 differenti bande di frequenza (usate nella modalità di indagine superficiale).

Altra caratteristica molto importante da tener presente, visto che sarà poi richiamata nel capitolo dedicato al software da me sviluppato, sono le tabelle di istruzioni e parametri contenute tra i vari pacchetti di TC scambiate con la S/C. Queste tabelle sono chiamate:

- Tabella delle Sequenze di Operazioni (**OST**);
- Tabella dei Parametri (**PT**).

Le **OST** sono le tabelle usate per specificare la sequenza delle modalità operative che si susseguiranno mentre vengono effettuate le misure sulla porzione di orbita percorsa. In relazione alle caratteristiche della porzione di suolo in vista e a quelle ipotizzate per la struttura geologica (superficiale e sottosuperficiale), viene stilata la sequenza delle modalità, per ogni orbita attiva, in relazione agli obiettivi scientifici. Per ogni modalità operativa, poi, è possibile definire una durata (in termini di numero di PRIs o impulsi radar), le caratteristiche della modalità selezionata e altri parametri scientifici o ingegneristici usati durante quella modalità.

Le modalità operative richieste per ogni orbita sono programmate prima della porzione di orbita attiva, e una volta programmate nessuna ulteriore interazione con la S/C è richiesta. L'elaborazione delle OST inizia ad un determinato istante di tempo, detto SCET, e procede autonomamente per l'intera successione delle modalità previste, la cui durata è specificata sempre tra le righe delle OST.

Mentre le OST sono utilizzate per specificare la sequenza delle modalità operative e le caratteristiche di ogni singola modalità, le **PT** specificano i parametri da attribuire a ogni modalità operativa e al comportamento generale dello strumento. Queste tabelle specificano una vasta area di memoria destinata a contenere tutti i parametri richiesti dagli strumenti, e il loro contenuto dettagliato è indicato negli **ANNEX**.

Fondamentalmente un set di valori di PT sono programmati prima di ogni osservazione ed includono i coefficienti per la valutazione dei parametri orbitali e topografici, così come altri parametri che entrano in gioco ad esempio nella fase di compressione del segnale a bordo, o nella calibrazione dello strumento. Questi parametri possono essere organizzati in quattro differenti categorie:

- parametri interni del radar che non cambiano mai;
- parametri di calibrazione dello strumento che vengono cambiati molto raramente all'inizio delle operazioni di MARSIS;
- parametri che è possibile programmare ad ogni osservazione, ma possono diventare parametri calibrati nel prosieguo;
- parametri che vengono programmati ad ogni osservazione.

Ci sono poi i parametri che vengono salvati dal software di post-processing a terra in appositi file, quali ad esempio gli **Ancillary**. Questa funzione ha lo scopo di riportare in un apposito file di uscita (in formato CSV), per ciascun frame appartenente all'orbita selezionata informazioni quali: altezza della S/C, latitudine e altitudine, numero di riga OST, il numero dell'orbita ed i valori di velocità radiale, velocità tangenziale e frequenza di plasma, calcolati dal software, nonché altri parametri indicati col termine generico di **Auxiliary** (che per lo più contengono informazioni relative ai tempi di riferimento delle varie modalità operative).

Infine esistono i file **di qualità**, anch'essi generati dal software a terra, e che contengono per lo più informazioni legate alle caratteristiche del segnale dopo la compressione e l'eliminazione degli effetti ionosferici: ad esempio potenza di picco, tempo di salita e discesa della curva ecc...

2.5 Descrizione dettagliata delle modalità operative di MARSIS

Le modalità operative di Marsis sono classificate come: silenziosa (Silent), di sostegno (Support) e di azione (Operation). Nella modalità di azione il Radar esegue i suoi compiti principali, quali acquisizione, tracking (puntamento), calibratura, sondaggio dello strato sottosuperficiale e della Ionosfera ecc...

Nella modalità di sostegno il Radar esegue tutti gli altri compiti, quali inizializzazione, test, recupero da guasti, ricezione telecomandata (TM) ecc...

Il modo silenzioso invece è per lo più utilizzato durante la fase di crociera o sulle porzioni di orbita non operative. In questa modalità tutti i principali componenti del Radar sono spenti, e al massimo restano attivi i caloriferi che sono necessari per assicurare il mantenimento del giusto ambiente termico per gli elementi dell'antenna durante la fase di crociera e durante la fase di dispiegamento dell'antenna stessa.

2.5.1 Support Mode

Questa modalità presenta a sua volta varie sottomodalità:

- CHECK/INIT
- STANDBY
- WARM-UP1
- WARM-UP2
- IDLE

Vediamole nel dettaglio.

CHECK/INIT Mode: è la fase di inizializzazione; al comando di avvio da parte della S/C il sistema provvede al Bootstrap, all'inizializzazione di tutto il Software e l'Hardware di bordo nonché alla propria analisi. In caso di un precedente arresto dovuto ad un errore non recuperabile (durante l'inizializzazione o la fase di analisi), Marsis passa autonomamente in modalità IDLE (inattiva) inviando un messaggio di errore/anomalia (SIS_ERR_REP) alla S/C DMS.

Se invece non viene riportato alcun errore, l'inizializzazione e la fase di test vengono portate a termine correttamente, allora Marsis (DES) è pronto ad attivarsi e si porta autonomamente nella

modalità di Standby inviando un rapporto di telemetria di corretto funzionamento (SIS_PROG_REP) che rende il passaggio alla modalità di Standby osservabile dalla S/C e da terra.

Durante questa modalità operativa Marsis non è abilitato ad accettare alcun pacchetto di telecomunicazioni; la durata di questa fase è fissata a 3.5 secondi e solo il DES è acceso, mentre tutti gli altri sottosistemi sono spenti.

STANDBY Mode: il DES porta Marsis in questa modalità in due fasi successive: nella fase di accensione, 5 secondi dopo il comando di power-on, e nella fase di spegnimento. Solo durante questa modalità operativa Marsis può accettare dei pacchetti di TC. In particolare nella modalità di Standby Marsis accetta dei pacchetti di TC contenenti informazioni riguardo allo SCET attuale (S/C elapsed time), all'OST (Operations sequence table), oppure alla durata della fase di transizione dalla modalità di Standby alla modalità successiva ecc... Il tempo di permanenza in questa modalità è fissato: 240 secondi per la fase di accensione e 4 secondi per quella di spegnimento. Come nella modalità precedente solo il DES è acceso e tutti gli altri sottosistemi sono spenti.

WARM-UP1 Mode: il DES porta Marsis in questa modalità in due fasi distinte: durante la fase di accensione inviando un comando di accensione alla sezione di Ricezione, dopo il termine della modalità di Standby; durante la fase di spegnimento, inviando un messaggio di sospensione alla sezione di Trasmissione, dopo il termine della modalità Warm-up2 Mode.

Nessun pacchetto di TC può essere accettato da Marsis durante questa modalità, la cui durata è fissata in 5 e 4 secondi rispettivamente per le fasi di accensione e spegnimento.

WARM-UP2 Mode: il DES porta Marsis in questa modalità in due fasi distinte: durante la fase di accensione inviando un comando di accensione alla sezione di Trasmissione, e dopo il termine della modalità WARM-UP1 Mode; durante la fase di spegnimento, dopo la conclusione dell'ultima modalità operativa.

Nessun pacchetto di TC può essere accettato da Marsis durante questa modalità, la cui durata è fissata in 300 e 2 secondi rispettivamente per le fasi di accensione e spegnimento.

Questa modalità è utilizzata per consentire il riscaldamento e la completa stabilizzazione di entrambi i sottosistemi RFS e dell'oscillatore costante del sottosistema digitale elettronico.

IDLE Mode: questa è una modalità "virtuale" in cui il sistema si deve portare solo in caso di azioni di ripristino non controllabili. Se si presenta un pericoloso errore nell'HW o nel SW gli

strumenti si portano in questa modalità. E' possibile uscire da questa modalità solo spegnendo e riaccendendo il DES. La durata di questa modalità, a differenza delle altre, non è fisso, ma dipende dall'istante in cui il malfunzionamento viene rilevato.

2.5.2 Operation Mode

La lista delle fasi presenti in questa modalità è la seguente:

- CALIBRATION
- SUBSURFACE SOUNDING
- ACTIVE IONOSPHERE SOUNDING
- RECEIVE ONLY

Nessun pacchetto di dati TC può essere accettato da Marsis durante questa modalità, mentre il sistema comunica la modalità delle transizioni in un pacchetto di eventi TM. La durata di questa modalità è fissata a 1560 o 2160 secondi, durante i quali Marsis può operare in ognuna delle 4 sottomodalità operative che si possono intervallare in ogni possibile combinazione.

La fase di calibratura è volta a ottenere informazioni riguardo alla calibratura dell'HW di tutto il sistema. Nella fase di sondaggio sottosuperficiale bisogna ottenere informazioni riguardo alla conformazione sottosuperficiale di Marte, mentre nella fase di sondaggio della Ionosfera si deve studiare la composizione della Ionosfera del pianeta. Nella modalità di Ricezione pura, invece il sistema deve collezionare campioni del segnale registrato da Marsis in modalità passiva. Il principale obiettivo di quest'ultima fase è caratterizzare il rumore di sottofondo dell' ambiente in cui Marsis si trova ad operare.

La fase di sondaggio sottosuperficiale si divide a sua volta in 5 sottomodalità.

2.5.3 Subsurface Sounding Mode

Durante la fase di analisi sottosuperficiale Marsis può operare a quattro differenti bande di frequenza (1.8, 3, 4, 5 MHz). La più bassa viene usata nelle fasi notturne, giacché la Ionosfera di Marte impedisce a questi segnali radio di raggiungere la superficie del pianeta durante il giorno. Questa banda di frequenze è anche quella che meglio si adatta a sondare gli strati più profondi

della sottosuperficie, visto che la capacità di penetrazione di un segnale radio in un mezzo è¹⁶ inversamente proporzionale alla frequenza trasmessa. Come detto, questa modalità si divide a sua volta in cinque sottomodalità operative, le cui caratteristiche principali sono elencate nella tabella seguente.

Il sounder può operare con un massimo di due frequenze in simultanea con un totale di quattro canali di elaborazione. Le cinque differenti sottomodalità sono pensate per migliorare la qualità delle informazioni catturate dal sounder nelle diverse condizioni ambientali in cui Marsis può trovarsi ad operare nelle diverse fasi della missione. Durante queste sottomodalità i seguenti processi possono essere portati a termine:

- calibratura delle distorsioni dovute alla Ionosfera;
- acquisizione e tracking del tempo di ritardo dell'eco di superficie;
- misurazioni passive della Ionosfera (incluse nella fase di sondaggio sottosuperficiale);
- elaborazione in range e doppler.

Ma analizziamo più nel dettaglio le diverse sottomodalità.

Timing	Real value	Safe value	Nominal value
Power On to Stand By State	8 sec.	10 sec.	20 sec (TBC)
Patchable Code reboot	60 sec	60 sec	60 sec
Warm Up 1 to Warm Up 2	5 sec	5 sec	5 sec
Warm Up 2 to OST Start	minimum 15 sec	15 sec	25 sec
Warm Up 2 to Stand By	5 sec	60 sec	60 sec

TAB. 2.1: Durata temporale di alcune fasi pre-operative di MARSIS

¹⁶ Ricordiamo che uno dei principali obiettivi della missione sarà individuare l'eventuale presenza di acqua nel sottosuolo di Marte. Quindi le bande di frequenza vanno scelte opportunamente in base alla desiderata capacità di penetrazione nel mezzo del segnale trasmesso (cfr. Appendice dedicata e Capitolo 1).

Function	Op. Mode	Number of Samples	Signal Components (I/Q or Real)	Bit	Total Channels (Echoes)	Frame Duration / Time needed for the Data Transfer (sec)		DR (kbit/sec)		Comments
						Min	MAX	Min	MAX	
2 Frequencies, 2 Antennas	SS1	512	2	8	4	1.26	2.44	13.4	26.1	This Funct. allows coherent dual clutter cancellation on two frequencies.
2 frequencies, 1 antenna (Dip.) Multilook (on board)	SS2	512	1	16	2	1.26	2.44	6.7	13	This mode allows non-coherent dual freq. cancellation or subsurface reflectivity estimation and estimation of surface parameters
2 frequency, 1 antenna (Dip) Multilook (possible on ground)	SS3	512	2	8	2x3 filters	1.26	2.44	20.1	39.1	This mode allows coherent dual freq. cancellation or subsurface reflectivity estimation and estimation of surface parameters (3 Doppler Filters)
1 frequency, 2 antennas Multilook (possible on ground)	SS4	512	2	8	2x5 filters	1.26	2.44	33.5	65.2	Dual channel coherent cancellation on ground (5 Doppler Filters)
1 frequency, 2 antennas 4 Pre-summed Short Pulses (30µs)	SS5	512	2	8	2x3 filters	1.26	2.44	20.1	39.1	To avoid sidelobes problems (3 Doppler Filters)
Passive Ionosphere	embedded in SS1+SS5	128	1	16	2	1.26	2.44	1.68	3.25	
Individual Echoes (Raw Data)	SS1 SS2 SS3 SS4 SS5	980*128 980*256 980*256 980*256 980*64	1	8	4 2 2 2 8	1.006 2.011 2.011 2.011 0.503	4 (Baseline, pending data rate allocation for this function)			To check on ground the performance of the on board processor, referred to a cell defined from the spatial resolution after doppler processing
Active Ionosphere	AIS	80*160	1	16	1	6.288		32.57		
Raw Data	CAL	1960*80	1	8	2	100.6		24.93		raw data corresponding to about 110 km of observed surface will be transferred to S/C mass memory during 26 min
Raw Data	Rec. Only	1960*80	1	8	2	100.6		24.93		
SS1-SS5 Auxiliary Data (i.e. Packet Header, Data Field Header, SCET, S/C velocity etc.)	embedded in all SS Modes							2.3 (Worst case)		Common contribution to all Sub-modes and processing options. The worst case is related to the minimum frame duration.
AIS Auxiliary Data (i.e. Packet Header, Data Field Header, SCET, S/C velocity etc.)	embedded in AI Mode							0.7		
CAL-Rec. Oly Auxiliary Data (i.e. Packet Header, Data Field Header, SCET, S/C velocity etc.)	embedded in CAL and Rec. Only Mode							0.3		

TAB. 2.2: Principali caratteristiche delle modalità operative di Marsis

Operative Mode	File dimension (byte)	Dipole-F1 (sample)			Dipole-F2 (sample)			Monopole-F1 (sample)			Monopole-F2 (sample)		
Calibration	313600	156800 (8 bit/sa C2)			0			156800 (8 bit/sa C2)			0		
Rec. Only	313600	156800 (8 bit/sa C2)			0			156800 (8 bit/sa C2)			0		
AIS	51200	12800 (32-bit/sa RE)			0								
PIS	1024	256 (32-bit/sa RE)											
SS1-ACQ	16384	1024 (32 bit/sa RE)	1024 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	1024 (32 bit/sa RE)	1024 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	0			0		
SS1-TRK	16384	512 (32 bit/sa RE)	512 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	512 (32 bit/sa RE)	512 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	512 (32 bit/sa RE)	512 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	512 (32 bit/sa RE)	512 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)
SS2-ACQ	16384	1024 (32 bit/sa RE)	1024 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	1024 (32 bit/sa RE)	1024 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	0			0		
SS2-TRK	2048	256 (32 bit/sa RE)			256 (32 bit/sa RE)			0			0		
SS3-ACQ	16384	1024 (32 bit/sa RE)	1024 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	1024 (32 bit/sa RE)	1024 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	0			0		
SS3-TRK	24576	512 (32 bit/sa RE)	512 (32 bit/sa IM)	X 3 (F-1,F0, F1)	512 (32 bit/sa RE)	512 (32 bit/sa IM)	X 3 (F-1,F0, F1)	0			0		
SS4-ACQ	8192	1024 (32 bit/sa RE)	1024 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	0			0			0		
SS4-TRK	40960	512 (32 bit/sa RE)	512 (32 bit/sa IM)	X 5 (F-2, F-1,F0, F1, F2)	0			512 (32 bit/sa RE)	512 (32 bit/sa IM)	X 5 (F-2, F-1,F0, F1, F2)	0		
SS5-ACQ	8192	1024 (32 bit/sa RE)	1024 (32 bit/sa IM)	X 1 (F0)	0			0			0		
SS5-TRK	24576	512 (32 bit/sa RE)	512 (32 bit/sa IM)	X 3 (F-1,F0, F1)	0			512 (32 bit/sa RE)	512 (32 bit/sa IM)	X 3 (F-1,F0, F1)	0		

TAB. 2.3: Principali caratteristiche dei dati da elaborare a terra

SS1: 2 Bande di frequenza – 2 Antenne – 1 Filtro doppler

Questa modalità consente di applicare la tecnica di clutter cancellation su due bande di frequenza grazie alle due antenne che operano in contemporanea a diverse frequenze e al trattamento dei dati una volta inviati a terra. Le parti reali e immaginarie dei campioni elaborati in doppler appartenenti al filtro doppler centrale F_0 vengono scaricati a terra ad ogni frame. La compressione in range deve essere applicata successivamente a terra, appunto con gli algoritmi da me elaborati nella prima parte del lavoro di tesi. Dunque i campioni derivanti da questa modalità operativa, come del resto anche quelli delle modalità SS3, SS4, SS5, arrivano a terra già compressi in azimuth, e nel dominio della frequenza, campionati a 32 bit. Maggiori dettagli si possono trovare nella tabella (2.3).

Attraverso una opportuna elaborazione a terra dei campioni presi alle due differenti frequenze, e dall'analisi degli echi ripuliti dal rumore legato al clutter superficiale, è possibile estrarre da ogni frame informazioni riguardanti:

- rugosità superficiale;
- riflessione del primo strato;
- attenuazione dovuta al primo strato;
- riflessione del secondo strato.

Questa modalità viene usata per lo più su aree rugose, dove è richiesta l'applicazione delle tecniche di clutter cancellation, dove sono anche richieste informazioni acquisite a due differenti frequenze. Tuttavia, l'utilizzo di un solo filtro Doppler può causare un certo peggioramento del rapporto segnale/rumore (SNR), se comparato alle altre modalità che usano più filtri Doppler.

SS2: 2 Bande di frequenza – 1 Antenna (il dipolo) – Multi-look a bordo

Questa sottomodalità esegue stesso a bordo una integrazione non coerente di 5 diverse viste (con una risoluzione radiometrica nell'ordine di 1 db) e scarica una singola ampiezza trovata facendo la media del profilo dell'eco per ogni apertura sintetica (frame), su due canali a diversa frequenza. A differenza di tutte le altre sottomodalità, solo in questa i dati giungono a terra già trattati, compressi anche in azimuth oltre che in range, e nel dominio del tempo. Da essi è poi possibile estrarre le informazioni volute riguardanti eventuali discontinuità sottosuperficiali. Questa sottomodalità viene utilizzata in zone poco rugose, dove non sono necessarie tecniche di clutter cancellation, e la limitazione imposta dal data-rate (che è il più basso tra tutte e cinque le sottomodalità) non permette il downlink a terra di dati filtrati complessi o multipli.

SS3: 2 Bande di frequenza – 1 Antenna (il dipolo) – 3 Filtri doppler

Questa modalità presenta 3 filtri Doppler, quindi non solo quello centrale F0 ma anche F-1 e F1, e consente ad ogni frame di scaricare a terra le parti reali ed immaginarie dei campioni raccolti da tutti e 3 i filtri Doppler sul canale dell'antenna dipolo alle due frequenze di esercizio. La compressione in range viene fatta a terra. Questa operazione consente una analisi coerente a doppia frequenza su 3 look di integrazione non coerenti. Questa sottomodalità viene utilizzata in zone dove non è richiesta la clutter cancellation, e il data-rate permette il downlink a terra di dati complessi e su più filtri.

SS4: 1 Banda di frequenza – 2 Antenne – 5 Filtri doppler

Questa modalità presenta 5 filtri Doppler e consente ad ogni frame di scaricare a terra le parti reali ed immaginarie dei campioni raccolti da tutti e 5 i filtri Doppler sia sul canale dell'antenna dipolo che su quello dell'antenna monopolo alla sola frequenza di esercizio. In questa sottomodalità è possibile, grazie alle due antenne, applicare la clutter cancellation ai dati grezzi che arrivano a terra, nonché un multi-look non coerente su 5 viste per ogni frame. Poiché è presente solo un canale di frequenza, in questa sottomodalità è possibile ricavare informazioni solo sulla superficie del pianeta e al massimo sulla presenza o meno di una discontinuità sottosuperficiale, senza tuttavia poter determinare le caratteristiche di riflessione del secondo strato. Inoltre questa sottomodalità può essere usata su zone dove è richiesta la clutter cancellation ed il data-rate è elevato.

SS5: 1 Banda di frequenza – 2 Antenne – 3 Filtri doppler – Breve impulso (30 μ S)

Questa sottomodalità utilizza un breve impulso a forma di onda per ridurre l'influenza di lobi laterali non controllabili legati a riflessioni a causa di profonde discontinuità sottosuperficiali. Gli echi di ritorno dopo la trasmissione di quattro brevi impulsi con la stessa frequenza portante vengono sommati subito dopo la ricezione e la parti reali ed immaginarie dei dati processati dalle due antenne e dai 3 filtri doppler vengono scaricati a terra ad ogni frame. Compressione in range e clutter cancellation vengono applicate successivamente a terra. Come prima, poiché è presente solo un canale di frequenza, anche in questa sottomodalità è possibile ricavare informazioni solo sulla superficie del pianeta. Questa sottomodalità può essere usata su zone dove è richiesta la clutter cancellation ed il data-rate è elevato, ed inoltre si preferisce usare un impulso più breve allo scopo di limitare l'altezza dei lobi laterali.

2.5.4 Fase di acquisizione

La distanza da calcolare a partire dall'orbita e dal Digital Elevation Model (DEM) non può essere stimata a causa del disturbo Ionosferico, che introduce un ritardo che può essere dell'ordine di 50-150 μsec . Dato che la forma è dello stesso ordine di grandezza della finestra di ricezione Rx (350 μsec per limitare la dimensione della FFT¹⁷), è necessario un continuo tracking dell'eco ricevuto in modo da ottimizzare il tempo di ritardo della finestra di ricezione. La fase di acquisizione ha il compito di inizializzare la fase di tracking rendendo disponibile una prima stima del tempo di ritardo dell'eco ricevuto. E' importante notare che noi conosciamo, per ogni orbita, l'angolo di elevazione del Sole, e ciò consente di conoscere sempre una stima sommaria della frequenza elettronica del Plasma Ionosferico. Di conseguenza, applicando uno dei modelli disponibili per la Ionosfera di Marte, come il "Modello Gamma" o il "Modello a singolo parametro equivalente", possiamo ottenere una prima stima del tempo di ritardo e della distorsione di fase.

L'acquisizione può essere, in linea di principio, realizzata su un singolo impulso lanciato, a valle solo della compressione in range, utilizzando la classica metodologia della soglia minima di rilevamento (scegliendo allo stesso tempo sia la probabilità di falso allarme PFA, sia la probabilità di avvenuta ricezione PD). Il livello del rumore può essere valutato sulla prima PRIs del frame in esame nella modalità di ricezione, e può essere usato per stabilire il livello del guadagno in ricezione. Possono essere esaminati anche problemi di interferenza elettromagnetica (EMI) in modo da avere una caratterizzazione abbastanza precisa del livello di rumore cosmico.

2.5.5 Fase di calibrazione Ionosferica

La calibrazione ionosferica è necessaria per correggere le distorsioni di fase introdotte dall'interazione del segnale del Radar con il Plasma Ionosferico. La calibrazione on-board è prevista solo per la sottomodalità SS2, dove un'analisi multilook a bordo è richiesta, e per le modalità di acquisizione e tracking.

Due tecniche sono implementate nel software di post-processing. La prima delle due è quella prevista dal software da me sviluppato. Vediamo brevemente i principi alla base di queste due tecniche.

¹⁷ Fast Fourier Transform

Metodo del contrasto: questa tecnica si basa sul fatto che noi abbiamo uno spettro ampio per ogni frequenza trasmessa. La tecnica di massimizzazione del contrasto di ampiezza stima la distorsione di fase del segnale ricevuto sulla base del fatto che l'uscita del filtro adattato è più nitida quando la sua funzione di trasferimento si adatta perfettamente con lo spettro a fase distorta del segnale ricevuto.

Ricordiamo che il contrasto di ampiezza di un generico segnale è dato dal rapporto tra la deviazione standard dell'ampiezza del segnale sul valor medio dell'ampiezza stessa.

Nell'approccio della massimizzazione del contrasto, la stima della pendenza è ottenuta trovando il valore opportuno di un coefficiente (a_2) che massimizza il contrasto. A riguardo diciamo che si dimostra come massimizzare il contrasto di ampiezza sia equivalente a minimizzare il valor medio dell'eco ricevuto, per cui per ridurre il carico computazionale, MARSIS calcolerà il minimo di tal valor medio.

Metodo della riflessione della superficie frontale: si basa sul fatto che, dato che alle frequenze utilizzate da MARSIS la superficie marziana si presenta per lo più come levigata attendendosi da essa quindi un ritorno superficiale molto speculare, diventa lecito utilizzare tale riflessione da una superficie speculare o semispeculare come risposta impulsiva della dispersione di fase ionosferica correggendola adattivamente frame per frame. Infatti, la tecnica ha la capacità di usare informazioni provenienti da più frames per stimare la risposta impulsiva ionosferica nel caso in cui si verifica che la variazione spaziale e temporale della Ionosfera non è alta.

2.6 Descrizione dettagliata del Processing di Bordo

Ricevuti gli echi dalle due antenne e convertiti in formato digitale, i segnali digitali di entrambi i canali ricevuti sono poi inviati¹⁸ al computer di bordo che trasforma i dati grezzi in profili sottosuperficiali, adatti ad essere trasmessi a terra¹⁹.

Infatti, poiché il data-rate dei campioni digitalizzati sarebbe dell'ordine dei Mbit/s, deve essere eseguita una forte riduzione dei dati a bordo per compensare i limiti di data-rate e di mole di dati

¹⁸ Quattro canali di elaborazione permettono di elaborare simultaneamente le due bande di frequenze ricevute dalle due antenne ad ogni PRF

¹⁹ Tuttavia è anche offerta la possibilità di inviare a terra dati grezzi per piccole regioni di interesse

inviabili a terra dalla S/C. Il computer di bordo esegue tale riduzione operando, a seconda delle modalità operative, i seguenti passi:

- Processing Doppler (Azimuth)/Integrazione Coerente
- Compressione in range
- Integrazione MultiLook Incoerente
- Cancellazione Coerente del Clutter

passando da un data-rate dell'ordine di alcuni Mbit/s ad un data-rate che va da 16 a 80 Kbit/s. Oltre alla riduzione dei dati, l'algoritmo di processing a bordo ha lo scopo di conseguire le prestazioni desiderate, in termini di profondità e risoluzione spaziale, e massimizzare i rapporti segnale rumore (SNR) e segnale clutter (SCR) sotto le varie condizioni operative. Un compito supplementare è la stima dei parametri necessari per la calibrazione della distorsione e dispersione; infine, il processore ha un modulo capace di predire i parametri orbitali, quali altezza orbitale, velocità tangenziale e radiale che sono richiesti in tempo reale per l'esecuzione del processing e del timing.

Lo schema logico del processing di bordo è visualizzato nella figura seguente.

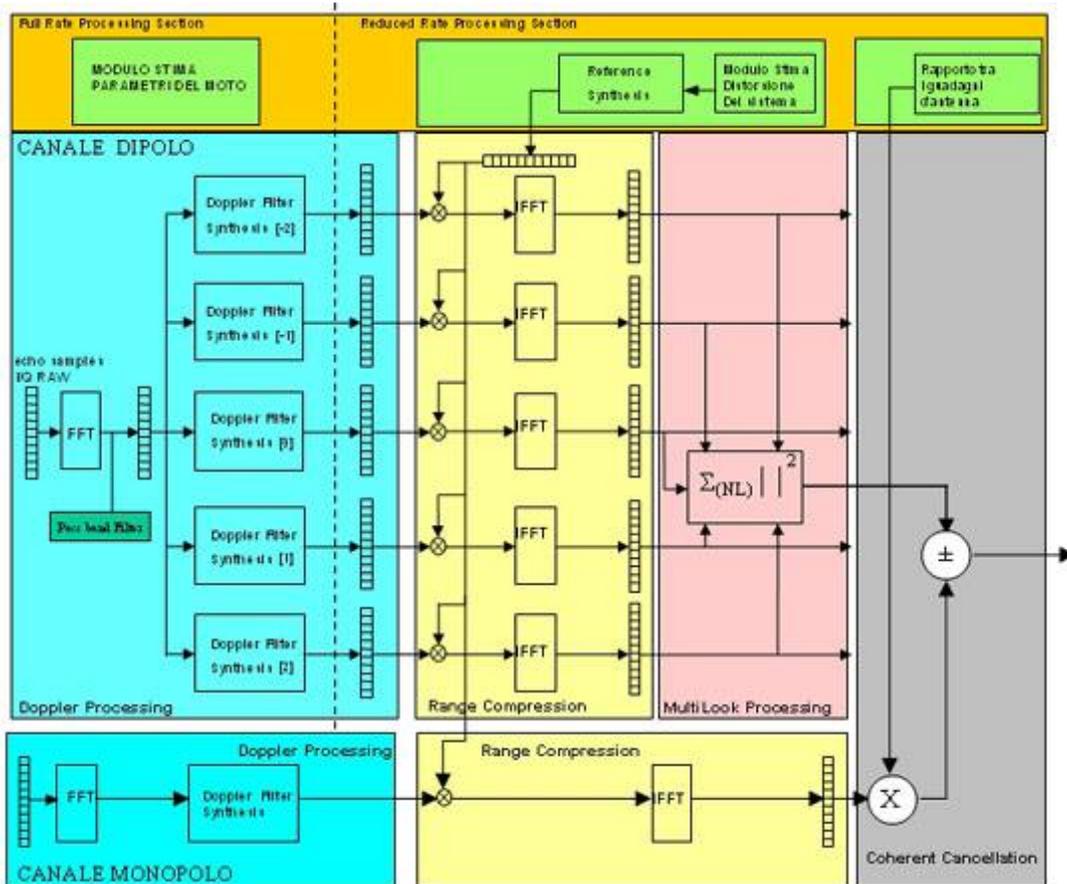


FIG. 2.5: Schema del processing di bordo di MARSIS

Esso può essere suddiviso in due blocchi principali: il primo è eseguito con una cadenza dettata dalla PRF a partire da ogni impulso ricevuto, il secondo è eseguito con una cadenza ridotta, una volta ogni apertura sintetica (N_{AZ} PRI). Nel primo blocco è eseguita la prima parte della range compression, vale a dire la FFT, dopo di che è applicato un filtro passa-banda e vengono sintetizzati i filtri Doppler, solo quello centrale o anche gli altri quattro supplementari a seconda della sottomodalità operativa scelta; nel secondo blocco è completata la compressione in range moltiplicando l'uscita dei filtri Doppler per la funzione di trasferimento del filtro adattato in range ed eseguendo la IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). A seconda della sottomodalità operativa sui vari looks potrà essere eseguita l'operazione di Multilooking.

2.6.1 Doppler Processing

Il DES, per poter migliorare sia la risoluzione orizzontale in direzione along track che il rapporto segnale-rumore, campionando correttamente gli spettri Doppler, esegue anche una integrazione coerente in azimuth, detta anche Doppler, sugli echi compressi in range all'interno di ogni frame. Per maggiori dettagli sui sistemi Radar in generale e ad apertura sintetica (SAR) più in particolare si rimanda al capitolo 5.

Sappiamo che l'espressione della risoluzione in Azimuth di un sistema radar classico ad apertura reale è:

$$r_{ALTg} = d \cdot q_{3db}, \quad q_{3db} = \frac{\lambda}{D_{ALT}} \Rightarrow r_{ALTg} = \frac{\lambda \cdot d}{D_{ALT}} \quad (2.1)$$

dove d è la distanza del target, q_{3db} è l'apertura del fascio a 3db, λ è la lunghezza d'onda e D_{ALT} è la dimensione efficace dell'antenna lungo la direzione di.

Per cui per poter migliorare la risoluzione occorre ridurre la lunghezza d'onda della frequenza portante o incrementare le dimensioni dell'antenna a valori improponibili. Queste limitazioni sono superate appunto con il Doppler processing in azimuth. Infatti, considerando $N_{AZ}=N+1$ posizioni equamente spaziate di un radar trasmettente un impulso chirp ed un bersaglio localizzato al centro della scena e illuminato alle posizioni $x_n=nd$ con $n=-N/2, \dots, 0, \dots, N/2$ e d pari a V/PRF , dove V è la velocità della piattaforma, il segnale backscatterato dal bersaglio e ricevuto dall'antenna alla ennesima posizione è ancora un chirp, cioè un impulso modulato linearmente in frequenza, in quanto la sua frequenza istantanea è lineare.

Il segnale di azimuth quindi si costruisce registrando, ad ogni posizione n , la fase e l'ampiezza dei segnali di ritorno dal bersaglio illuminato lungo la traccia di volo.

Se si va a comprimere dopo N_{AZ} PRI tale segnale chirp in azimuth con un filtro adattato (compressione in azimuth) si ottiene una sinc di apertura $1/B_D$, ovvero una risoluzione in azimuth ρ_{ALT} :

$$r_{AZ} = \frac{V}{B_D} = \frac{I}{2J_{3dB}} = \frac{D_{ALT}}{2} \quad (2.2)$$

indipendente dalla distanza radar-bersaglio.

Il rapporto segnale/rumore (SNR), a causa di questa ulteriore compressione, migliora ancora di $B_D T_i$. In sostanza, con tale SAR processing, la risoluzione in azimuth diventa quella di una equivalente antenna RAR la cui semilunghezza è uguale al tratto di traiettoria della piattaforma su cui gli impulsi ricevuti sono coerentemente sommati (detta anche **apertura sintetica**, L_s) e il cui rapporto segnale/rumore risulta migliorato di un fattore, che nel caso di $PRF = B_D$ risulta essere uguale al numero di campioni N_{AZ} coerentemente sommati.

N_{AZ} è dato dalla relazione:

$$N_{AZ} = PRF \cdot T_i = PRF \frac{IH}{2r_{AZ} \cdot V} \quad (2.3)$$

Per quanto riguarda Marsis, occorre tenere conto prima di tutto che, essendo l'antenna praticamente *isotropica* in along track, l'impronta a terra sarà limitata solo dalla curvatura di Marte, per cui il suo diametro²⁰ sarà dato da:

$$R_{MARS} \left(p - 2 \arcsen \frac{R_{MARS}}{H + R_{MARS}} \right) = \begin{cases} 2528 \text{ Km per } H = 250 \text{ Km} \\ 4262 \text{ Km per } H = 800 \text{ Km} \end{cases}$$

pari allo Swath a terra; per cui in tal caso non ha senso definire un q_{3db} ma solo il q_{MAX} di figura. Chiaramente non si vanno ad integrare tutti gli impulsi raccolti su tale Swath ma fissato un valore di progetto di N_{AZ} , variabile con la quota, si calcola il tempo di integrazione effettivo ($T_i = Swath/V$) e da qui l'apertura sintetica:

$$L_s = T_i V \quad (2.4)$$

e quindi resta selezionata la risoluzione in azimuth mediante la:

$$r_{AZ} = \frac{V}{B_D} = \frac{V}{f_R T_i} = \frac{H I}{2 L_s} \quad (2.5)$$

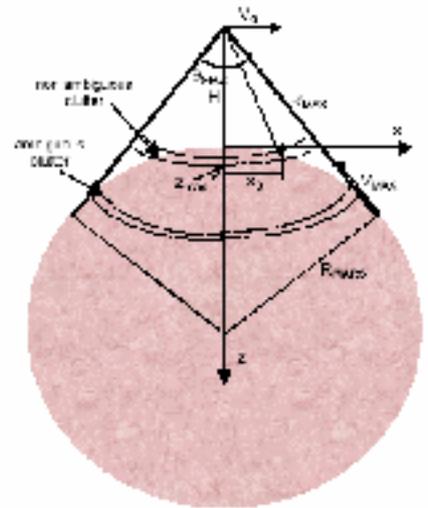


FIG. 2.6: Geometria dello swath a terra

²⁰ Sarebbe il diametro della traccia a terra (Footprint Diameter). Ricordiamo che: $R_{mars}=3393.5$ Km

dove f_R è il chirp rate in azimuth e Doppler Rate, e vale:

$$f_R = \left(\frac{2V^2}{IR_0} \right) \quad (2.6)$$

con R_0 pari alla minima distanza tra target e radar, cioè quella al Nadir (lungo la verticale).

Inoltre, per semplicità, su Marsis è stata implementato un processing Doppler detto **non focalizzato**; infatti col metodo sopra esposto può essere raggiunta una risoluzione di pochi metri ma è richiesta un'elaborazione interna dei dati abbastanza sofisticata e laboriosa per il computer di bordo; d'altra parte per un radar altimetro quale è MARSIS, le risoluzioni quali quelle raggiungibili con una elaborazione bidimensionale esatta sono assolutamente non necessarie; per cui, in tali casi particolari, può essere usato un processing Doppler non focalizzato imponendo, cioè, che le variazioni di fase lungo l'apertura sintetica non superi un valore di $\pi/4$.

Quindi, imponendo :

$$j(s) - j(0) \leq \frac{p}{4}$$

e ricordando che:

$$j(s) - j(0) = \frac{4p}{l}(R_n - R_0)$$

si ha:

$$(R_n - R_0) \leq \frac{l}{16}$$

e in questo caso particolare si ricava che:

$$T_{UN} = \frac{1}{V} \sqrt{\frac{Hl}{2}} \Rightarrow r_{AZ,UN} = L_{UN} = \sqrt{\frac{Hl}{2}} \quad (2.7)$$

dove T_{UN} è il tempo di integrazione unfocused e L_{UN} è l'apertura sintetica non focalizzata; dunque la risoluzione azimutale non focalizzata è proprio uguale alla lunghezza della sua apertura; ciò si traduce in una semplificazione del processing Doppler in quanto bisogna processare solo una apertura alla volta dato che le aperture successive non si sovrappongono.

La scelta di implementare un processing Doppler non focalizzato impone il seguente vincolo per la scelta della risoluzione azimutale :

$$R_{Az}^2 \geq R_{AZ,UN}^2 = \frac{lH}{2} \quad (2.8)$$

detto *criterio quarter-wavelength*.

Poiché è desiderabile avere una risoluzione azimutale costante con la frequenza, il limite di sopra sarà rispettato considerando la massima lunghezza d'onda (vale a dire 166.7 m).

Un altro limite sulla selezione della risoluzione azimutale può essere ricavato da considerazioni che hanno a che fare con le limitate risorse hardware e che impongono che il numero di impulsi integrati a tutte le frequenze non sia superiore a 256. I due limiti sono riportati in funzione della quota del satellite nella figura seguente; durante il periodo di osservazione diverse risoluzioni in Azimuth possono essere scelte, ma sempre all'interno di questi limiti.

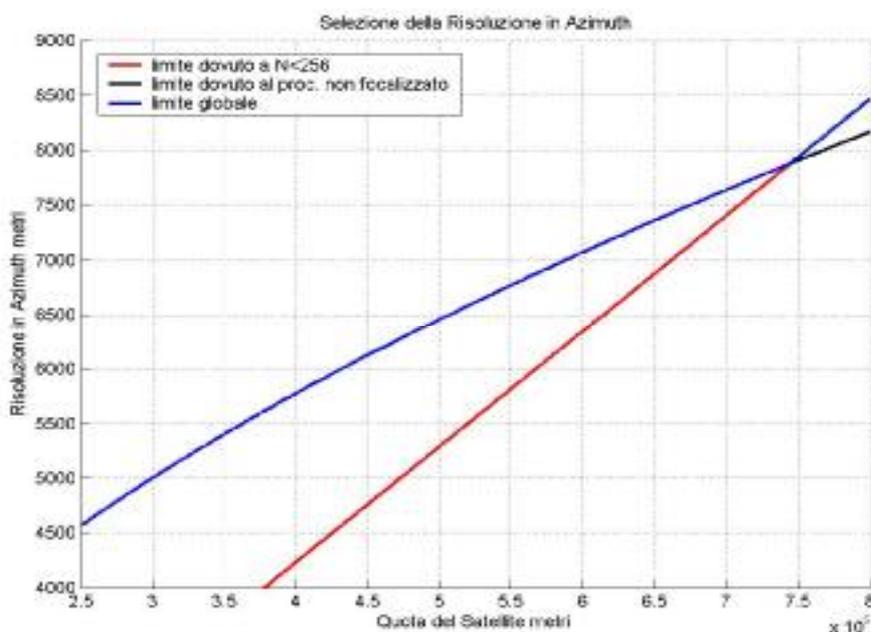


FIG. 2.7: Limiti per la scelta della Risoluzione in Azimuth

In conclusione, quindi, il processing Doppler garantisce una risoluzione spaziale in azimuth di 5000 m per quote al di sotto di 300 km e di 9000 m alle quote più alte.

Dunque, a partire dalla desiderata frequenza di campionamento along-track della superficie, si identifica l'intervallo di ripetizione di base in azimuth e tutti gli impulsi ricevuti all'interno di tale intervallo (**Frame**) vengono elaborati per produrre un singolo profilo d'eco corrispondente ad una sola zona in azimuth.

2.6.2 Scelta della PRF e Compressione in Range

La scelta della PRF operativa è un'importante questione nella definizione dei temi di riferimento di MARSIS. A proposito diciamo che innanzi tutto per evitare sovrapposizione tra echi ricevuti e impulsi trasmessi, la PRF deve soddisfare i seguenti requisiti:

$$T_{MIN} \geq T + \frac{M}{PRF} = \frac{2M + g}{2PRF} \quad \Rightarrow \quad PRF \geq \frac{2M + g}{2T_{MIN}} \quad (2.9)$$

$$T_{MAX} = T_{MIN} + T_U + T \leq \frac{M+1}{PRF} \Rightarrow PRF \leq \frac{2M+2-g}{2(T_U + T_{MIN})} \quad (2.10)$$

dove:

- $T_{MIN}=2H/c$ tempo di ritorno al Nadir
- $T_U \leq (2D_p \sqrt{\epsilon_r})/c \leq 100 \text{ msec}^{21}$ tempo di durata dell'eco di ritorno
- D_p massima profondità di penetrazione
- $\epsilon_r \leq 9$ permittività relativa media della crosta
- M ordine di ambiguità
- $T=\gamma/2PRF$ durata dell'impulso
- $\gamma/c=D.C.$ duty-cycle (pari a PRF volte la durata dell'impulso trasmesso)

Tenendo conto dei vincoli imposti, è possibile tracciare una mappa delle possibili zone valide della PRF che può essere selezionata in funzione della quota e del duty-cycle, ritenuto costante con la quota.

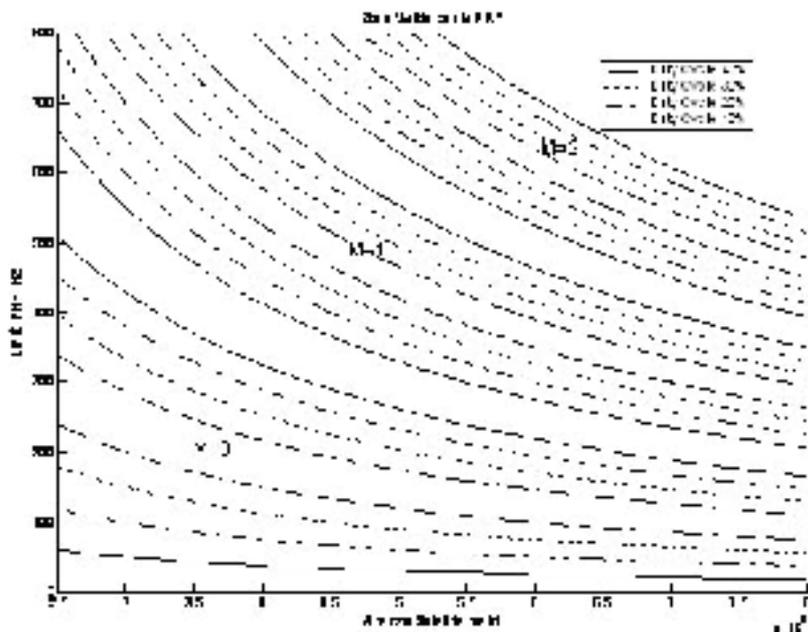


FIG. 2.8: Limiti per la scelta della PRF di MARSIS

Inoltre, in tale processing Doppler la frequenza di campionamento da utilizzare per la conversione dei dati in formato digitale è proprio la PRF: per cui occorre scegliere come PRF la

²¹ Ricordiamo che $c=c_0/\sqrt{\epsilon_r}$

più bassa frequenza operativa ancora conforme ad un adeguato campionamento della banda Doppler²² e ancora conforme con la massima frequenza Doppler attesa dal clutter superficiale. A riguardo diciamo che, dato che il pattern dell'antenna è praticamente isotropico nella direzione along-track, per evitare aliasing spettrale dovrà essere²³:

$$PRF_0 \geq B_d = f_r T_i = \frac{2 V^2}{l R_0} T_i = \frac{2V}{l} \frac{SWATH}{R_0} \approx \frac{2V}{l} \frac{SWATH}{R} = 2 \frac{2V}{l} \frac{R_{Mars}}{R_{Mars} + H} \quad (2.11)$$

Il conseguente valore di PRF, usando la lunghezza d'onda minima (62.5 m), è di circa 250 Hz. Comunque, si può abbassare la PRF assumendo che la massima frequenza Doppler sia limitata dall'estensione temporale della finestra di ricezione, considerando una superficie levigata. Comunque, anche quando si seleziona la PRF in base alla (2.11), potrebbe apparire lo stesso un ripiegamento dovuto a caratteristiche topografiche sporgenti localizzate al di fuori del cerchio delimitato dalla ampiezza della finestra di ricezione. In base a questa considerazione si incrementa il limite inferiore per la PRF.

Tenendo conto dei valori riportati in tabella e considerando che un ripiegamento può essere accettato alle più alte bande di frequenza (a causa della improbabile penetrazione a quelle corrispondenti profondità), si è concluso che una PRF fissata a 130 Hz può essere accettata come PRF di progetto per MARSIS nell'indagine sottosuperficiale: infatti il rischio di ripiegamento sulle celle utili sembra essere irrilevante mentre sarebbe significativamente ridotta la difficoltà di implementazione.

FREQUENZA	H=250 Km		
	PRF ₀	PRF ₁	PRF ₂
1.8 MHZ	93.6	40.9	59
3.0 MHZ	145	62.7	90
4.0 MHZ	198	85.4	121.8
5.0 MHZ	250	107.5	154.5
FREQUENZA	H=800 Km		
	PRF ₀	PRF ₁	PRF ₂
1.8 MHZ	73.6	20.9	30
3.0 MHZ	114.5	31.8	45
4.0 MHZ	155.4	42.7	60.9
5.0 MHZ	196.3	54.5	78.2

TAB. 2.4: Valori limite della PRF per varie frequenze e quote operative

Con tale PRF, l'intervallo di ripetizione dell'impulso trasmesso (PRI) è di 7.69 millisecondi mentre il ciclo di servizio (duty-cycle, pari a PRF volte la durata dell'impulso trasmesso) diventa pari a:

$$PRFT = D.C. = 3.25\%$$

²² Infatti, potrebbe verificarsi un aliasing spettrale degli echi superficiali di clutter se la banda Doppler fosse sottocampionata.

²³ Infatti la massima frequenza spettrale proverrà dal punto di tangenza del pianeta col fascio radar

Per quanto, invece, riguarda la compressione in range, essa è eseguita per i motivi già esposti su ogni impulso mediante il filtraggio adattato sopra esposto, con l'aggiunta dell'utilizzo di tecniche adattive per aggiornare la funzione di trasferimento del filtro adattato ad ogni frame per correggere le distorsioni tempo-varianti di fase introdotte dalla propagazione ionosferica. L'informazione necessaria per questo filtraggio adattivo è stimata da una processing effettuato durante le PRIs iniziali di ogni frame, e poi è usato per tutti i rimanenti impulsi dello stesso frame, assumendo così che il rate di oscillazione della distorsione sia più basso della durata del frame. La compressione in range permette di ottenere una risoluzione verticale di 150 m nel vuoto :

$$r_{ACT} = \frac{c}{2B} = 150 \text{ m}$$

Per quanto riguarda quella orizzontale (ground), occorre ricordare come per un radar altimetro a puntamento nadirale, in assenza di Doppler processing, la prima cella di risoluzione (formata dall'intersezione del fronte d'onda dell'impulso con la superficie) che risponde all'impulso trasmesso sia un cerchio centrato al Nadir, mentre le successive celle di risoluzione sono delle corone circolari sempre centrate sul nadir aventi sempre la stessa area pari all'area della prima cella di risoluzione; questo finché la corona non si espande talmente da uscire dal fascio radar. Il diametro della cella è detto diametro pulse-limited ed è pari alla risoluzione orizzontale (ground) al nadir in range del radar altimetro. Risulta quindi (applicando il teorema di Pitagora al triangolo rettangolo di lati H e $D_{PL}/2$, e dato che da satellite $H \gg r_{ACT}$):

$$r_{RA} = D_{PL} = 2\sqrt{2r_{ACT}H} = \begin{cases} 17.3 \text{ Km per } H = 250 \text{ Km} \\ 30.9 \text{ Km per } H = 800 \text{ Km} \end{cases}$$

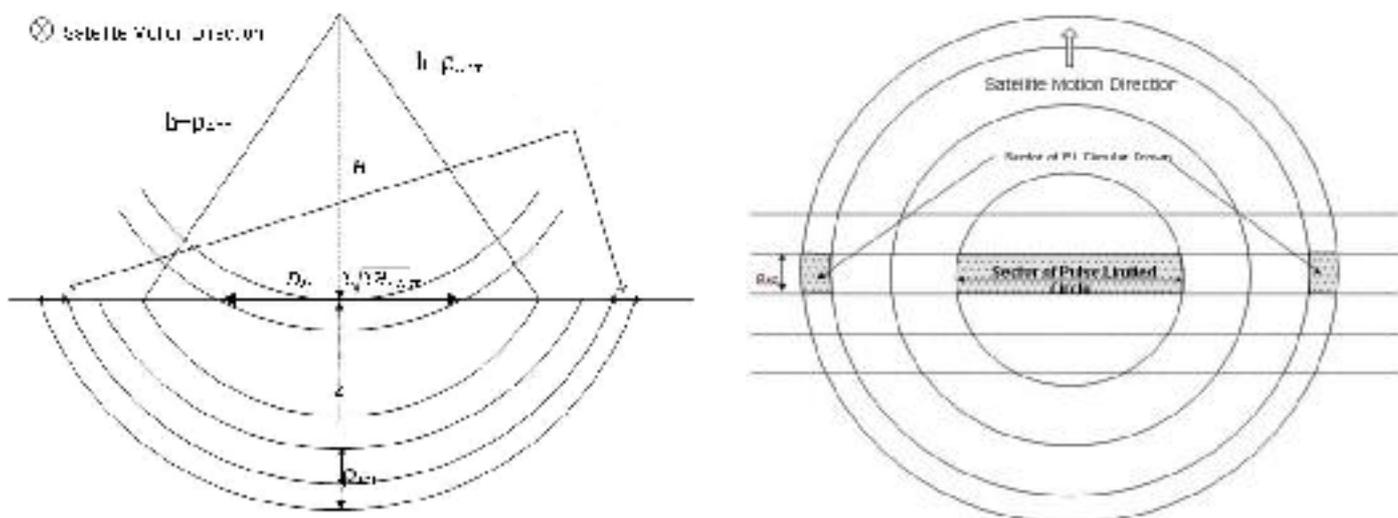


FIG. 2.9: Geometria di osservazione e risoluzione in range di MARSIS

Analizziamo ora la risposta del sistema. La risposta ideale del processing digitale di bordo è illustrata nella figura a lato.

Come si può vedere, la risposta mostra una struttura a lobi laterali, con il primo lobo a circa -13.5 db al di sotto del picco del lobo principale, e l'involuppo dei lobi più lontani decresce come $1/t^2$ (20db/decade). Questa struttura a lobi laterali della risposta del sistema non rispetta i requisiti fissati per la risoluzione: infatti i lobi laterali sollevati dagli echi provenienti da superfici accentuate possono nascondere gli echi riflessi più deboli provenienti dalla sottosuperficie.

Ebbene, proprio per contenere il livello dei lobi laterali molte *funzioni di pesaggio* sono state analizzate in fase di progetto; ognuna di queste funzioni peso porta allo stesso risultato, cioè ridurre l'altezza dei lobi laterali nella risposta del sistema al costo, però, di un piccolo peggioramento del rapporto segnale/rumore e di un inevitabile leggero allargamento del picco principale (con conseguente piccola perdita nella risoluzione). La caratteristica principale che ha portato alla scelta della funzione peso più adatta per MARSIS (la funzione di **Hanning**) è stata la velocità di abbassamento dei lobi laterali, grazie alla quale gli echi sottosuperficiali più attenuati possono essere confrontati con i lobi laterali più lontani dell'eco di ritorno superficiale più grande.

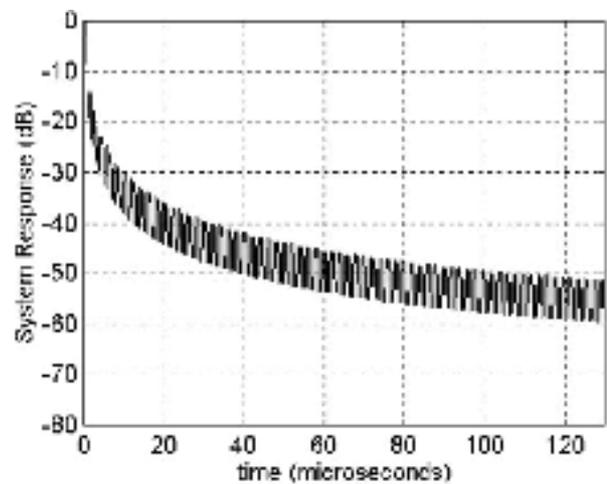


FIG. 2.10: Risposta ideale del sistema

2.6.3 Multilooking Integration

La tecnica del multilooking consiste nell'effettuare osservazioni (looks) multiple indipendenti della stessa area; looks indipendenti possono essere generati da dati presi a differenti angoli di vista mentre la piattaforma passa sopra al bersaglio; ciò significa suddividere il fascio dell'antenna in più settori L_i : ogni sottofascio vede lo stesso bersaglio e produce un suo Look.

Ad ogni sottofascio, inoltre, corrisponde una certa sottobanda della banda Doppler, per cui generare un look corrisponde a filtrare la sottobanda mediante filtri detti filtri Doppler o Looks Filters ed elaborare poi l'impulso avente quella sottobanda. Il banco di filtri Doppler, centrato intorno al punto a Doppler zero, su MARSIS, come mostrato nel Doppler processing, è

sintetizzato usando un numero fissato di opportune funzioni a correzione di fase. Poiché quindi da ogni sottobanda esce un look, avrò N looks dello stesso bersaglio, ciascuno con una risoluzione in azimuth degradata (perché la banda compressa per ciascuno di essi si è ridotta) ma che posso mediare tra loro per ottenere un solo profilo finale di peggiore risoluzione in azimuth ma migliore *risoluzione radiometrica* in quanto grazie alla media si riducono le sue oscillazioni casuali note come “*speckle*”.

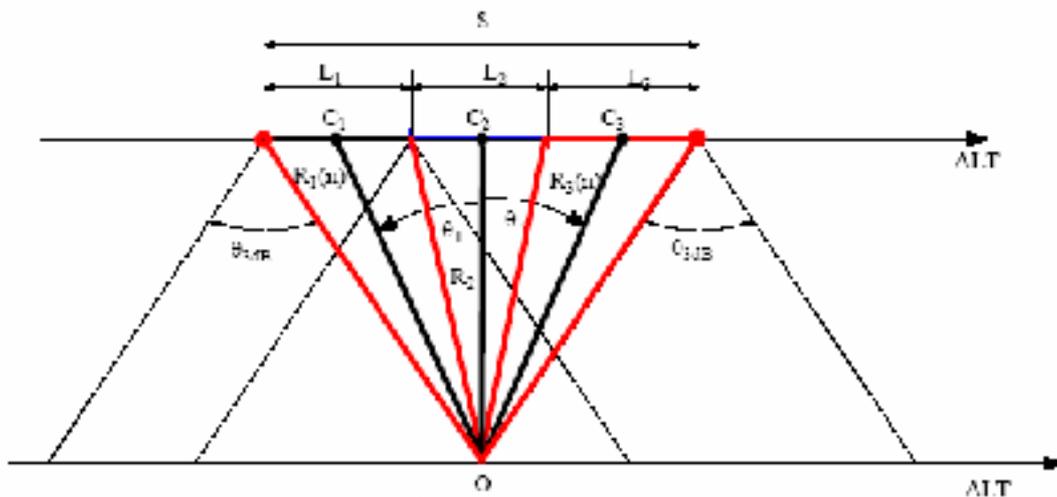


FIG. 2.11: Geometria di osservazione per il Multilooking processing

Nel caso di Marsis, poiché le limitate quantità di risorse computazionali e di memoria disponibili nel processore limitano il numero di filtri Doppler che può essere sintetizzato (e quindi di Looks) a circa cinque, la posizione e l'uso di questi filtri Doppler sono ottimizzati a seconda del comportamento della scena osservata. Nello specifico, se uno scattering speculare da una superficie piatta è predominante, la maggior parte della potenza di ritorno si concentra su quel solo filtro Doppler che contiene il punto di riflessione speculare (il filtro Doppler centrale per superfici non inclinate), lasciando soprattutto rumore ai filtri laterali: in tali condizioni è chiaro che la scelta migliore è di usare quel solo filtro Doppler, localizzato da un algoritmo di Doppler-Tracking, e di scartare gli altri. Nel caso contrario di superficie ruvida, sarà predominante uno scattering non coerente e la potenza del segnale sarà distribuita sopra diversi filtri Doppler, cosicché sicuramente sarà proficuo mediare gli echi provenienti dalla stessa zona ed elaborati dai diversi filtri Doppler per ridurre le oscillazioni statistiche e migliorare il rapporto S/N.

Allo scopo di determinare il numero di filtri che possono essere utilizzati nel processing di bordo, consideriamo il caso di scattering non coerente ed usiamo la legge di scattering di ottica geometrica²⁴; in accordo con la geometria di osservazione di un radar sounder, si trova che

²⁴ Maggiori approfondimenti nel capitolo dedicato allo scattering

l'angolo corrispondente ad una potenza backscatterata ridotta di -3db rispetto al valore massimo (che si ha per $\Theta=0$) è dato da:

$$\tan q_{\max} = \sqrt{\frac{3}{5 \log_{10} e}} \cdot m_s = k_m \cdot m_s \quad (2.12)$$

dove m_s è la pendenza superficiale e k_m è una costante che vale 1.17. Da cui la corrispondente porzione di superficie rugosa interessata è data da:

$$R_{ss} = 2H \tan q_{MAX} = 2H \cdot k_m \cdot m_s \quad (2.13)$$

Ma come abbiamo già visto, per MARSIS è stato adottato un Doppler processing di tipo non focalizzato, per il quale la risoluzione in azimuth è data dalla (2.7), e varia, come detto, tra 5 e 9 km per quote comprese tra 250 e 800 km. Il numero di filtri Doppler che possono essere contenuti all'interno della banda Doppler, allora, è dato da:

$$r_{AZ} = \sqrt{\frac{I_{1.8} H}{2}} \quad \Rightarrow \quad N_F = \frac{R_{ss}}{r_{AZ}} = \sqrt{\frac{2H}{I_{1.8}}} \cdot 2k_m \cdot m_s \quad (2.14)$$

dove è stata considerata la lunghezza d'onda più bassa (1.8 MHz) corrispondente alla risoluzione più bassa. L'equazione (2.14) è plottata nella figura seguente.

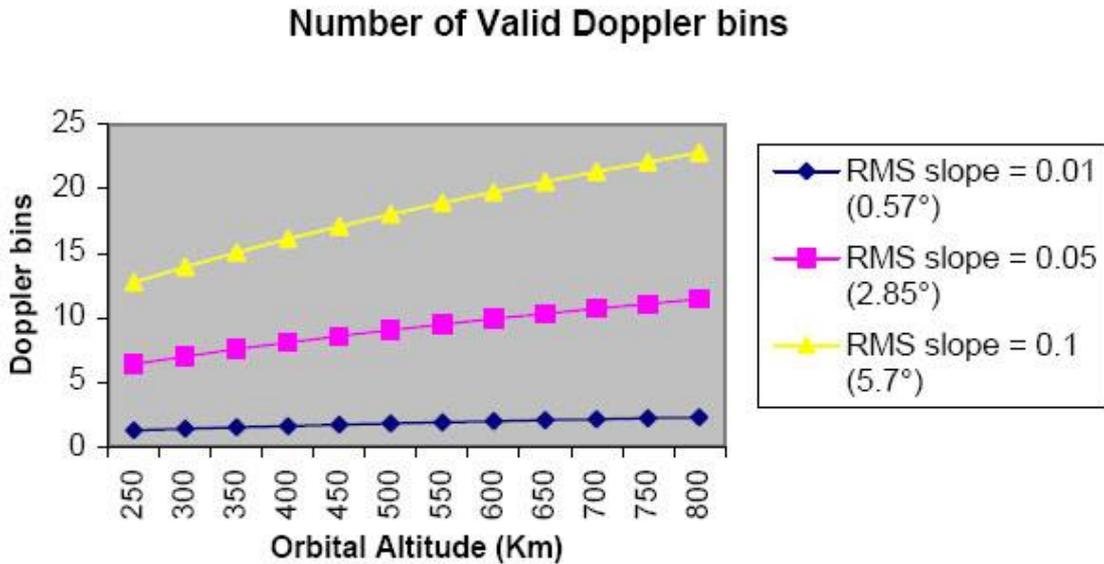


FIG. 2.12: Numero di filtri Doppler in funzione della pendenza superficiale

Tale equazione evidenzia come il numero dei filtri dipenda fortemente dalla pendenza superficiale della superficie inquadrata, nonché dalla quota. In caso di pendenza superficiale molto elevata, i differenti filtri Doppler possono essere utilizzati per operare un'analisi multilook ed aumentare così il rapporto SNR e quindi bilanciare in parte la perdita legata allo scattering non

coerente (vedi il capitolo dedicato ai modelli di scattering superficiale per maggiori informazioni a riguardo).

Poiché, inoltre, la superficie illuminata dai differenti filtri è sempre leggermente diversa, la potenza media di ritorno ai differenti filtri non è esattamente la stessa, ma esiste un leggero spostamento tra i vari picchi oltre che una leggera variazione del valore del picco. Si consideri ad esempio il caso di 32 filtri Doppler, con una risoluzione in azimuth pari a 5 km e una quota di 800 km. L'effetto precedente può essere facilmente compreso osservando le seguenti immagini.

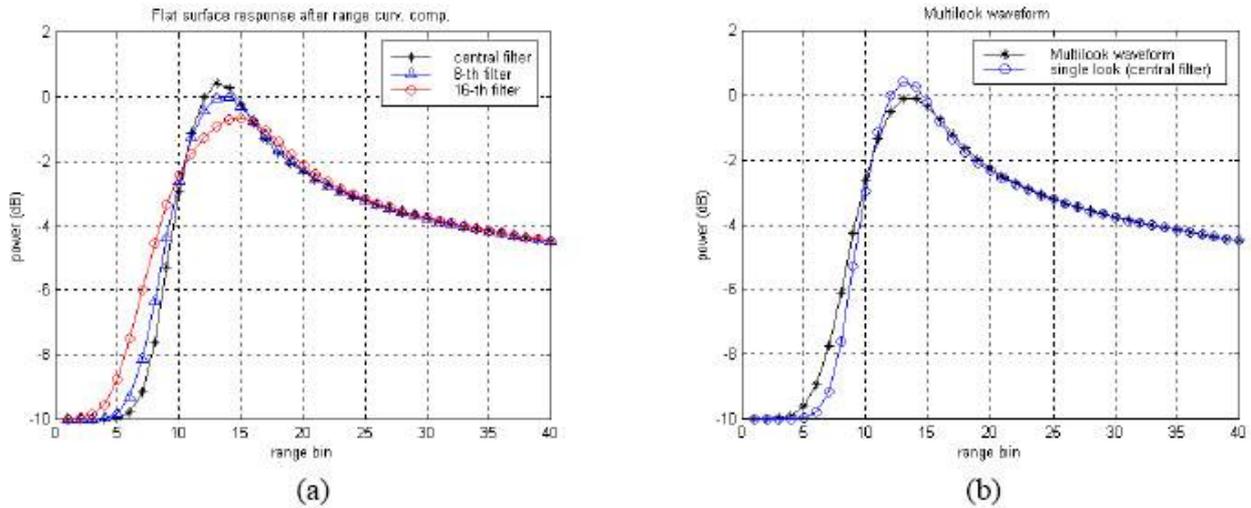


FIG. 2.13: (a) Variazione della potenza ricevuta dai vari filtri a causa della variazione della superficie illuminata. (b) Abbassamento del picco e allargamento della forma d'onda tipico del multilook.

Tuttavia queste perdite, che si traducono anche in un leggero peggioramento del rapporto SNR, sono veramente basse nei casi da noi considerati, sicché le varie viste della stessa zona che vengono fatte nelle diverse aperture sintetiche possono essere mediate per ottenere una singola forma d'onda con migliori rapporti segnale/rumore e segnale/clutter.

Scelta la risoluzione azimuthale, è possibile ottenere più di un singolo look dallo stesso filtro Doppler quando le frequenze operative sono inferiori a 1.9 MHz. Tuttavia è preferibile, per semplificare l'hardware di bordo, evitare di avere un numero di looks diverso dal numero di filtri Doppler. Quindi anche il numero di looks resta fissato dalla (2.14) considerando come frequenza operativa quella più bassa. Perciò si può concludere che il numero di looks è indipendente dalla frequenza operativa e coincide col numero di filtri Doppler.

CAPITOLO 3 Il software per il processing dei dati a terra

3.1 I diversi “livelli” di MARSIS

Il processing a terra dei dati di MARSIS è organizzato in diversi “livelli”, vale a dire diversi passi nell’elaborazione del segnale ricevuto al fine di estrarre da esso le informazioni scientifiche ricercate. In particolare nel presente lavoro di tesi mi sono concentrato sui primi 3 livelli di tale analisi. Nel seguente schema a blocchi si può osservare per grandi linee quali sono i diversi step da applicare prima di arrivare al segnale che poi sarà elaborato dal livello 3 del processing, vale a dire dagli algoritmi di Clutter Cancellation, che sono ampiamente illustrati nel capitolo seguente.

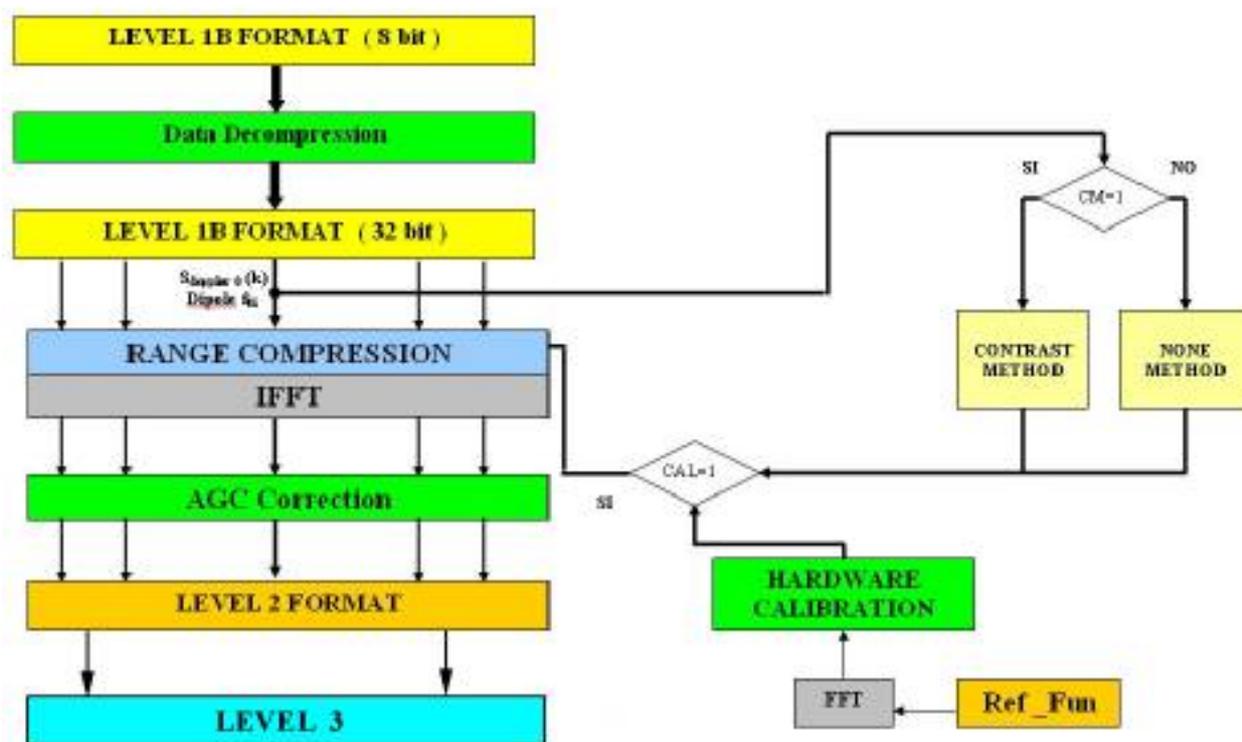


FIG. 3.1: I primi 3 Livelli del processing dei dati di MARSIS

Essenzialmente, all'ingresso del Livello 1B troviamo i dati così come sono stati inviati a terra dal processore di bordo di MARSIS, in genere compressi solo in azimuth (eccetto quelli della sottomodalità SS2, già compressi anche in Range), e campionati a 8 bit. Questi dati, dopo essere stati decompressi e trasformati a 32 bit, entrano nel Livello 2B, il cui compito principale è quello di comprimere anche in Range gli echi acquisiti da MARSIS durante la modalità di indagine sottosuperficiale. Dato che, come sappiamo, i dati acquisiti sono distorti dagli effetti della Ionosfera, per la compressione non possiamo utilizzare una funzione di riferimento ideale (cioè un chirp ideale). Perciò, come abbiamo già detto in precedenza e come è evidenziato dallo schema di figura 3.1, possiamo compensare l'effetto Ionosferico con due diverse tecniche, quella del contrasto o quella della riflessione della superficie frontale (CM o FSR); così calcoliamo un fattore di correzione che ci permette di modificare in maniera opportuna la Funzione di Riferimento ideale, in modo da ottimizzare il segnale a valle della compressione.

Notiamo sempre che i dati che provengono dalla sottomodalità SS2 non hanno bisogno di alcun processing essendo già compressi nel tempo sia in Range che in Azimuth a bordo ed essendo inoltre anche soggetti ad una tecnica di multilook.

In pratica, il Livello 2 permette di elaborare i dati che vengono spediti a terra da MARSIS per un periodo di tempo abbastanza lungo e usufruendo delle informazioni elaborate dagli strumenti di bordo riguardo ad esempio alla composizione della Ionosfera. Ciò permette di ottenere un significativo miglioramento del segnale acquisito.

In sostanza il processing del segnale realizzato all'interno del Livello 2 può essere riassunto nei seguenti step:

- Decompressione dei dati
- Correzione AGC
- Calibrazione dell'Hardware
- Correzione del ritardo Ionosferico
- Compressione in Range

Senza approfondire più di tanto i diversi punti (il Livello 2 è stato sviluppato da un altro testista), diciamo solo che la dicitura **AGC** sta per Automatic Gain Control, cioè regolazione elettronica automatica del segnale ad un livello di potenza prestabilito (necessaria dato che le diverse PRI di un frame molto probabilmente sono acquisite a potenze di segnale differenti, e quindi vanno equalizzate tra loro). Le informazioni necessarie per realizzare l'AGC sono memorizzate in una precisa colonna dei file ausiliari.

3.2 Il software CALIBRATION TOOL

Lo scopo principale del software elaborato è quello di permettere la calibrazione degli strumenti di bordo di MARSIS. In pratica tale software deve essere in grado di simulare tutto il processing di MARSIS e generare dei dati all'uscita del suo Livello 1 *equivalente* che siano il più possibile simili ai dati acquisiti da MARSIS durante le fasi di funzionamento e successivamente processati e compressi stesso a bordo. Ciò permetterà da terra di settare tutte le apparecchiature di bordo, e di scegliere i parametri ottimali di funzionamento degli strumenti nelle varie fasi operative. E' evidente quanto sia importante tale fase di calibrazione per una corretta impostazione di MARSIS e per sfruttarne a fondo le potenzialità durante le fasi successive della missione.

Il Calibration Tool è dotato di interfaccia grafica che consente la selezione dell'orbita i cui dati devono essere processati ed essenzialmente il tipo di processing che si vuole realizzare, per poi plottarne i risultati. Scelta l'orbita, la sottomodalità operativa, la linea di OST e il numero del frame, il Tool accede ai file di Livello 1B, archiviati nell'archivio centrale, relativi all'orbita selezionata. In particolare è l'utente che indicherà il percorso corretto per l'individuazione dei file da processare.

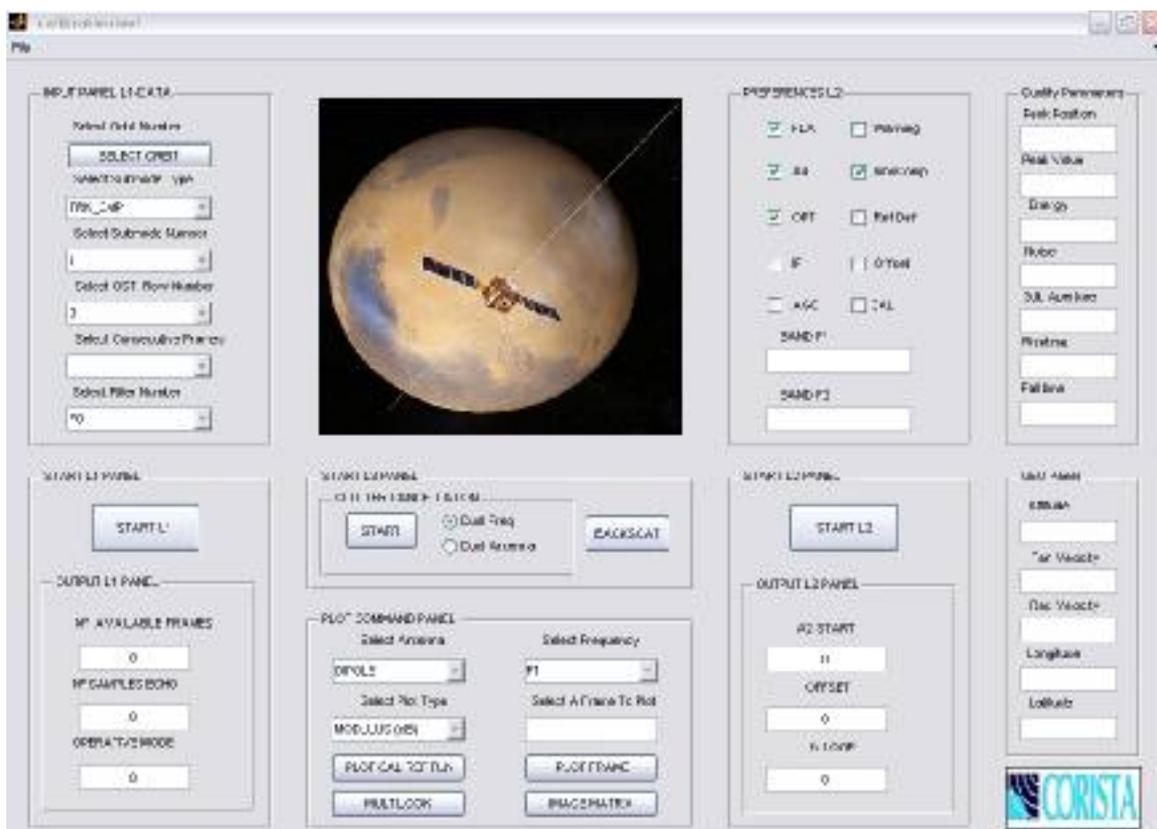


FIG. 3.2: L'interfaccia grafica del software, sviluppato in Matlab, versione 7.0

Come si può vedere dalla figura precedente, l'interfaccia è stata organizzata in diversi pannelli che raggruppano ognuno una serie di pulsanti. Ogni pannello è dedicato ad un Livello. Per la precisione, due pannelli sono dedicati ai livelli 1 e 2, uno per la scelta delle opzioni relative a quel livello, l'altro per lanciare la simulazione e visualizzare su schermo i principali output. Nella parte centrale bassa dell'interfaccia, invece, si trova il pannello per il plot dei grafici desiderati, mentre nella parte destra vengono visualizzati i parametri di qualità e alcuni parametri legati al moto della S/C.



FIG. 3.3: Organizzazione del programma sviluppato in cartelle: le prime due cartelle contengono i due software sviluppati, mentre le altre due i dati elaborati dai livelli 1 e 2.

Nei paragrafi seguenti analizzeremo più nel dettaglio i diversi pannelli dell'interfaccia realizzata.

3.2.1 I pannelli relativi al Livello L1

Questo pannello serve a scegliere il file o il gruppo di file da processare. Cliccando sul pulsante di scelta del numero di orbita che si vuole analizzare, viene automaticamente visualizzata una finestra che richiede la posizione dei files relativi all'orbita selezionata.

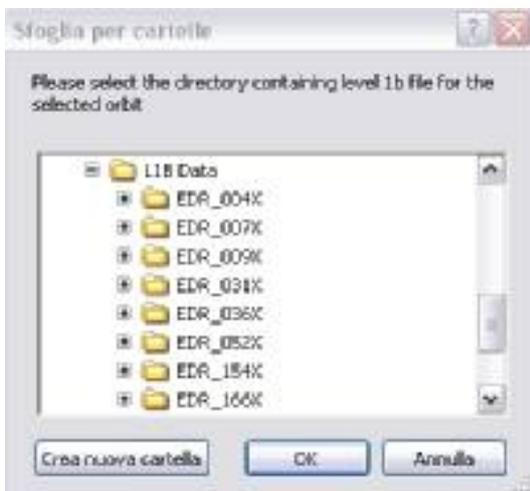


FIG. 3.5: Scelta della cartella contenente i file da processare

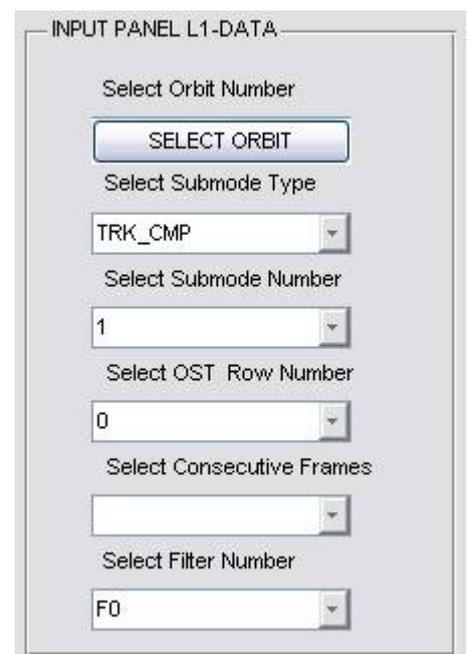


FIG. 3.4: Il pannello di input del Livello 1

Scelta l'orbita e la cartella relativa, il programma automaticamente farà una scansione dei file contenuti nella cartella specificata e visualizzerà come possibili scelte nei successivi pop-up solo quelle realmente disponibili. La lettura dei file binari è stata realizzata col comando *fread*, specificando il formato dei dati (*float 32*). Più in particolare, tenendo conto della struttura dei dati da analizzare (che può essere osservata nella tabella 2.3 del capitolo 2), sono state sviluppate tutta una serie di istruzioni per separare opportunamente le informazioni relative ai canali dipolo e monopolo, frequenza F1 e frequenza F2.

Notiamo, inoltre, che, seguendo le specifiche di progetto, la nomenclatura utilizzata per le cartelle contenenti i files dei Livello 1 e 2 è: EDR# ed RDR# rispettivamente. Nelle due figure seguenti, invece, viene spiegata la convenzione usata per codificare opportunamente il nome dei files, in modo da legare ogni file tramite il suo nome a: numero di orbita, sottomodalità operativa, OST, numero di frame e filtro.

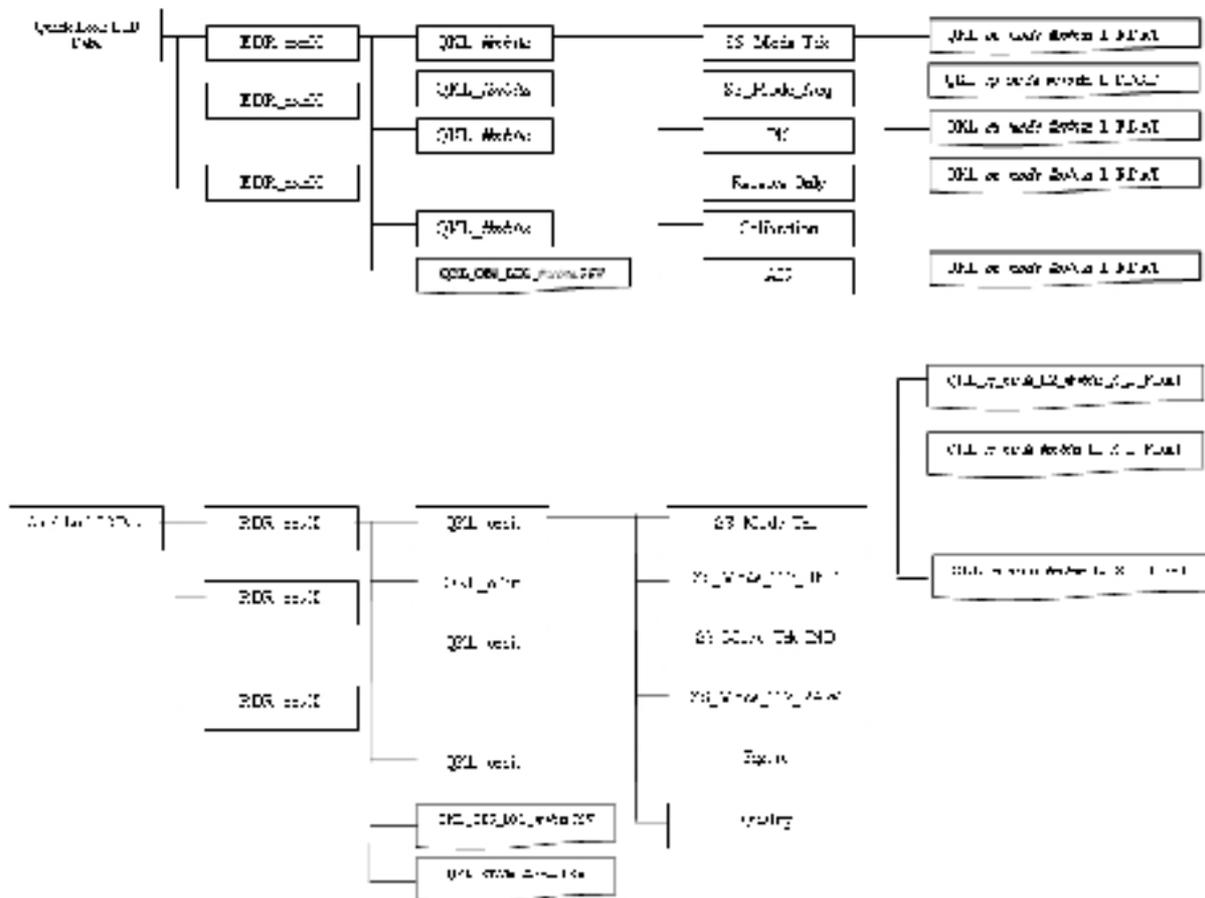


FIG. 3.6: Convenzione sui nomi dei files per i livelli 1 e 2

Una volta specificato il file (o il gruppo di file relativi a più PRIs consecutive) che si vuole processare, si clicca sul pulsante START L1 presente nel pannello sottostante, e si lancia la

simulazione relativa al livello L1, che sostanzialmente provvede a leggere i files e immagazzinarli in memoria, per le successive elaborazioni previste dai livelli seguenti ed i relativi plot.

Vengono inoltre visualizzati alcuni output all'uscita del livello L1: in particolare il numero totale di frames disponibili per il blocco di PRIs scelto, il numero di campioni per ogni eco (che come da specifica può essere pari a 256, 512 o 1024) e la modalità operativa del file selezionato.

E' bene osservare che nella figura 3.4 si è indicato con Submode Type la modalità operativa di funzionamento di MARSIS, che può essere di Tracking o di Acquisizione, mentre con Submode Number il numero relativo alla sottomodalità di funzionamento, che come già detto nel capitolo precedente, può variare da 1 a 5.

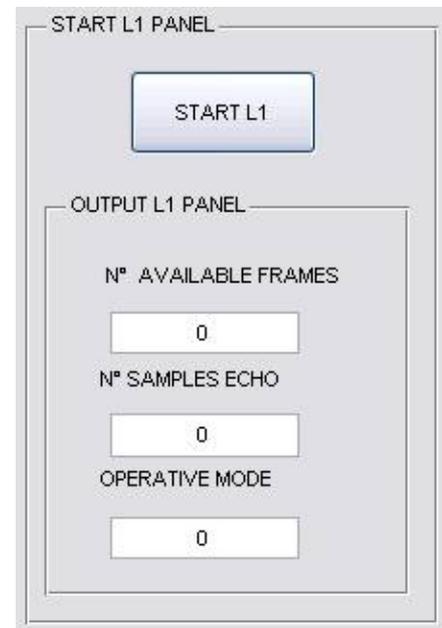


FIG. 3.7: Gli output del livello L1

3.2.2 Generazione files di L2 equivalente

Senza entrare nel dettaglio di ciò che viene realizzato nel Livello L2, cerchiamo solo di capire brevemente quali sono gli obiettivi di questa fase di processing, in modo da intuire quale potrà essere la “faccia” dei dati all'uscita di questo livello, e quindi all'ingresso del Livello L3, di cui ci occuperemo nel capitolo seguente.

La funzione di generazione di file di Livello 2 del Calibration Tool ha lo scopo di processare i dati di L1b equivalente, e quindi generare i file di L2 equivalente. I dati di tipo SSx_TRK_CMP (x = 1,3,4,5) vengono così trattati, frame per frame:

1. *Compressione in range*: il Software usa il metodo del Contrasto per compensare gli effetti ionosferici. In particolare viene stimato dinamicamente il valore del rumore del segnale per mezzo di una moving window operata sul segnale compresso senza metodo del contrasto. Quindi, usando una soglia, viene determinate la posizione dell'eco ricevuto senza quindi utilizzare alcun dato ausiliario. Nota la posizione e la larghezza dell'eco, si applica il metodo del contrasto per ottenere una compressione in range migliore del dato scientifico.

Dopo il metodo del contrasto vengono valutati i seguenti parametri di qualità del dato scientifico:

- Peak power;
- Rise time;
- Fall time;
- Mean signal power

2. *Scrittura del segnale compresso in un file di uscita:* i dati appartenenti a ciascun frame e compressi in range vengono salvati in file di uscita con la seguente naming convention: QKL_op_mode_L2_#orbita_X_L.DAT, dove *op_mode* assume il valore SSx_TRK (x=1,3,4,5), L2 è un suffisso che rappresenta i dati di livello 2, *#orbita* rappresenta il numero dell'orbita selezionata, L indica il numero di riga di OST e F è il numero identificativo del frame. I file vengono salvati localmente, sulla base dell'albero riportato in precedenza nella figura 3.6, nella directory \L2 Data\RDR_XXX\SS_Mode_Trk, dove xxx indica il suffisso rappresentativo di un gruppo di dieci orbite.

3.2.3 Generazione files di statistiche superficiali

Introduciamo, in questo paragrafo, alcuni concetti che ci serviranno più specificatamente nei capitoli dedicati ai modelli di backscattering.

Il software consente di estrarre, per ciascun frame, tutti i parametri statistici di superficie contenuti nel PCADB, a 5 km, 50 km e 100 km.

Nello specifico, per ciascuna posizione in latitudine e longitudine del punto centrale del frame, viene ricercato, all'interno di ciascuna delle tabelle MAR_SurfStat, MAR_SurfStat50 e MAR_SurfStat100 del PCADB, la cella, e quindi i parametri statistici ad essa assegnati, nella quale ricade la posizione del frame.

Per ciascuna tabella, il software genera in uscita tre file .CSV che riportano le statistiche di superficie associate ad ogni frame acquisito dal radar per l'orbita di riferimento.

I file vengono generati con la seguente naming convention: QKL_STATx_#orbita.CSV, dove x assume uno dei seguenti valori: 5 (per le statistiche a 5 km), 50 (per le statistiche a 50 km), 100 (per le statistiche a 100 km), e posizionati nella directory \L2 Data\RDR_XXX.

All'interno di questi file sono contenute informazioni molto importanti che dovremo andare ad estrarre successivamente per poter applicare i modelli di backscattering scelti (modello di ottica geometrica e di Hagfors). Più in particolare i parametri di nostro interesse saranno:

$S_h = S_i$: roughness superficiale, corrispondente al campo Sigma_Z del file relativo alle statistiche locali (5 km);

$m_s = m$: pendenza superficiale, corrispondente al campo Slope_m del file relativo alle statistiche locali (5 km);

oppure, relativamente alle statistiche globali:

$S_h = \bar{S}_i$: pendenza media superficiale, corrispondente al campo Sigma_med del file relativo alle statistiche globali (50 o 100 km);

$m_s = \bar{m}_i$: corrispondente al campo Sigma_med del file relativo alle statistiche globali (50 o 100 km),

nonché la lunghezza di correlazione L_c , corrispondente al campo Cl_med.

3.2.4 Il pannello dedicato ai plot

Questo pannello consente di plottare, per i file selezionati precedentemente, modulo, fase, parte reale e immaginaria (a seconda della modalità operativa scelta) nonché modulo in db, sia all'uscita del livello L1B sia all'uscita del livello L2, per la selezionata antenna e frequenza.

E' inoltre prevista la possibilità di plottare anche il *Radargramma*, vale a dire un

grafico 2D a diverse tonalità di colori che ha sull'asse x il numero del Frame, sull'asse y il tempo, mentre i colori rappresentano le diverse potenze. Il tutto per ogni orbita.

Sono inoltre presenti altri due pulsanti: il primo (Plot Cal Ref Fun) serve a plottare la funzione di riferimento calibrata che può eventualmente essere calcolata dai dati stessi e che può poi essere utilizzata come filtro; il secondo (Multilook) serve invece ad attivare l'analisi Multilook dei dati che si stanno analizzando (se prevista) e a plottare i risultati.

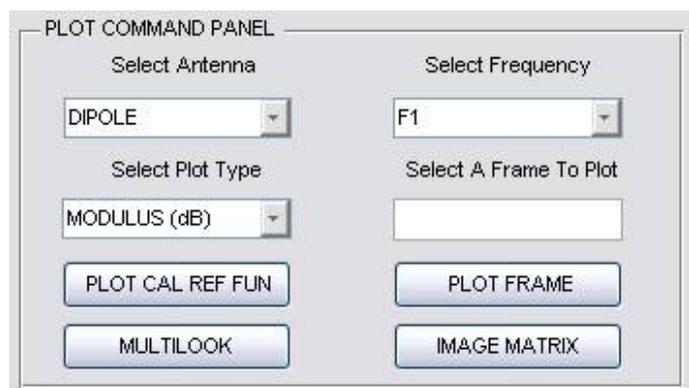


FIG. 3.8: Il pannello dedicato al Plot dei risultati della simulazione

A riguardo dell'analisi Multilook, è bene spendere qualche altra parola su questo procedimento. Il Multilook consiste in una media aritmetica delle ampiezze quadrate (media in potenza) dei segnali ricevuti nella modalità TRK per uno stesso punto sui diversi frame nel tempo.

E' ovvio che tale analisi è possibile solo quando il punto a terra può essere "letto" dai diversi filtri azimuthali, infatti la media viene fatta fra i valori ottenuti dai diversi filtri per lo stesso punto a terra, per un numero di frame consecutivi di almeno 3.

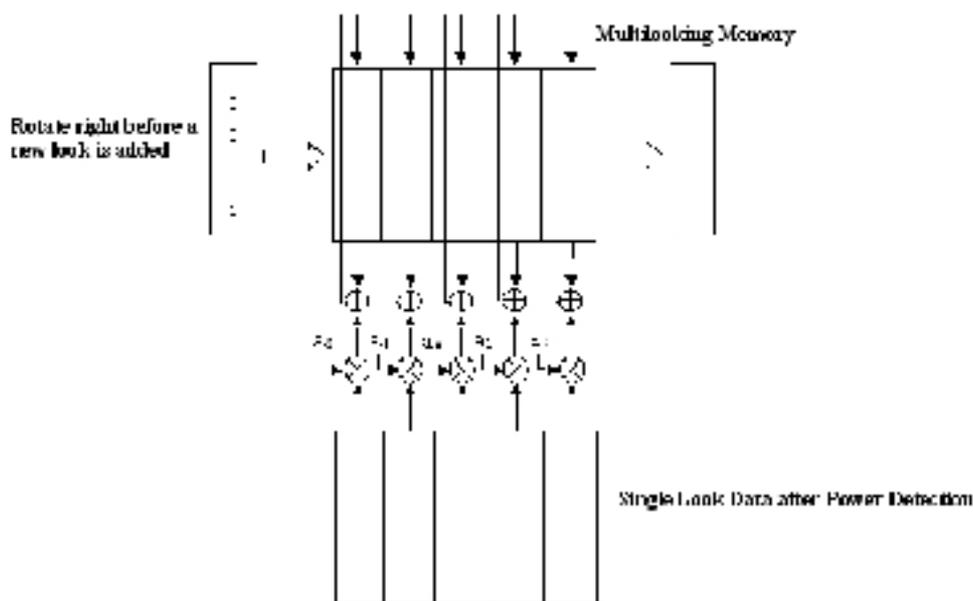


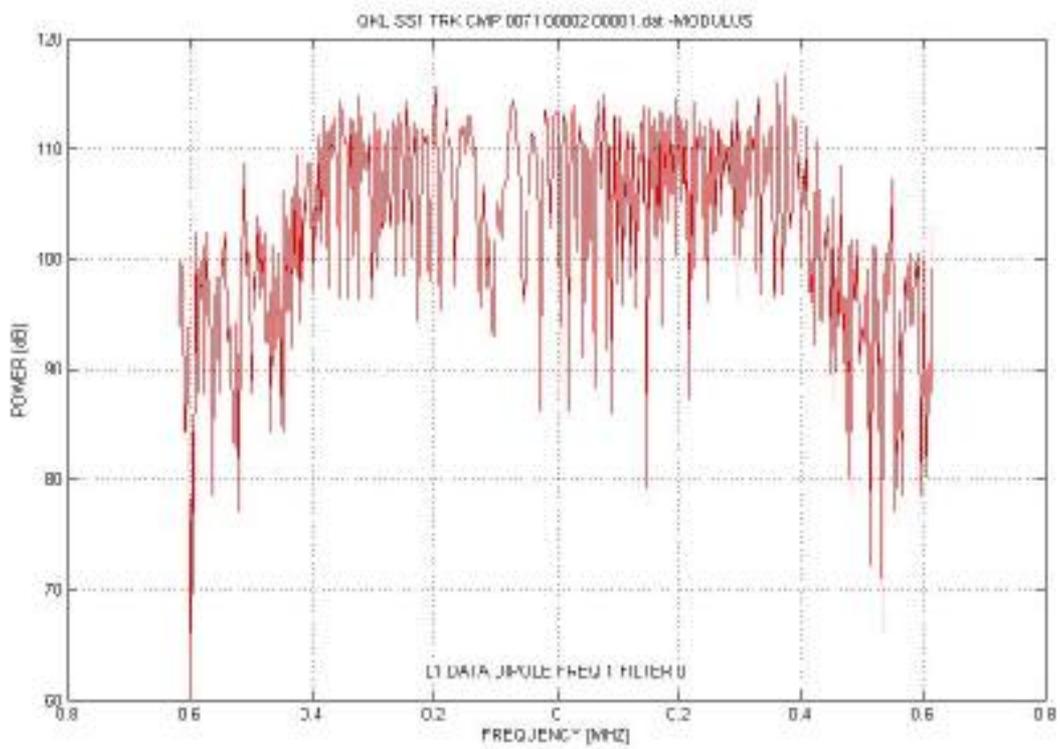
FIG. 3.9: Particolare della tecnica Multilook implementata da MARSIS

Come si intuisce dalla figura precedente, prima di mediare le varie osservazioni bisogna tenere conto del fatto che esse sono state memorizzate in *registri a scorrimento*: dunque i vari looks vanno sommati in maniera coerente, cioè facendo prima di ogni somma uno shift a destra.

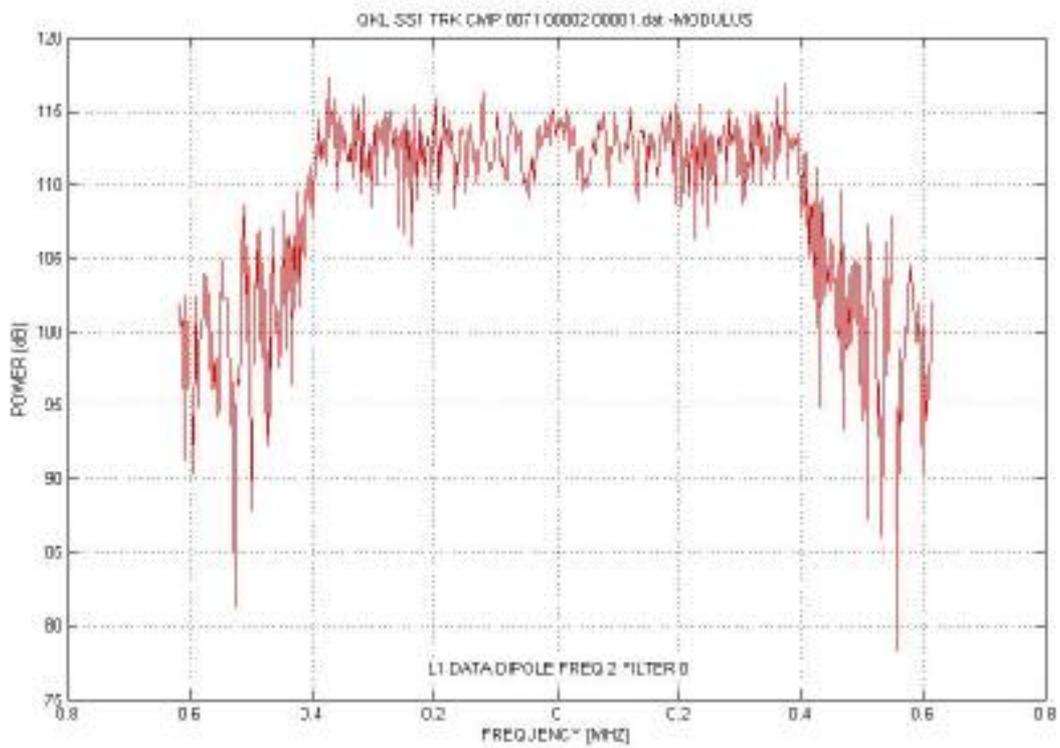
3.2.5 Esempi di simulazione

Si riportano di seguito una serie di Plot che si ottengono dal programma, sia all'uscita del livello L1 che del livello L2, per ciascuna delle due antenne e per ciascuna delle due frequenze operative. Nella simulazione proposta, si è scelta come orbita di analisi dapprima l'orbita 71 e come modalità operativa la SS1 (che prevede due antenne e due frequenze, ma invece non prevede la possibilità di utilizzare la tecnica multilook); il numero di OST è invece pari a 2.

All'uscita del livello 1, per l'antenna dipolo nel caso della frequenza F1 si ha:

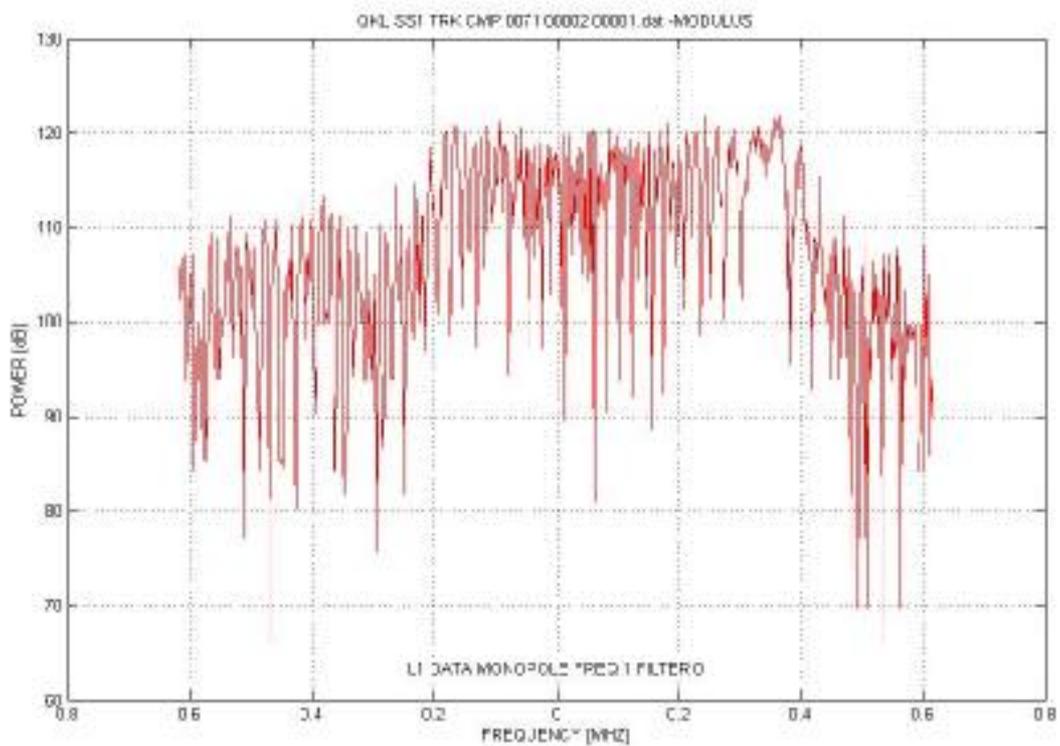


E' praticamente il chirp di ritorno affetto da rumore, nel dominio della frequenza.

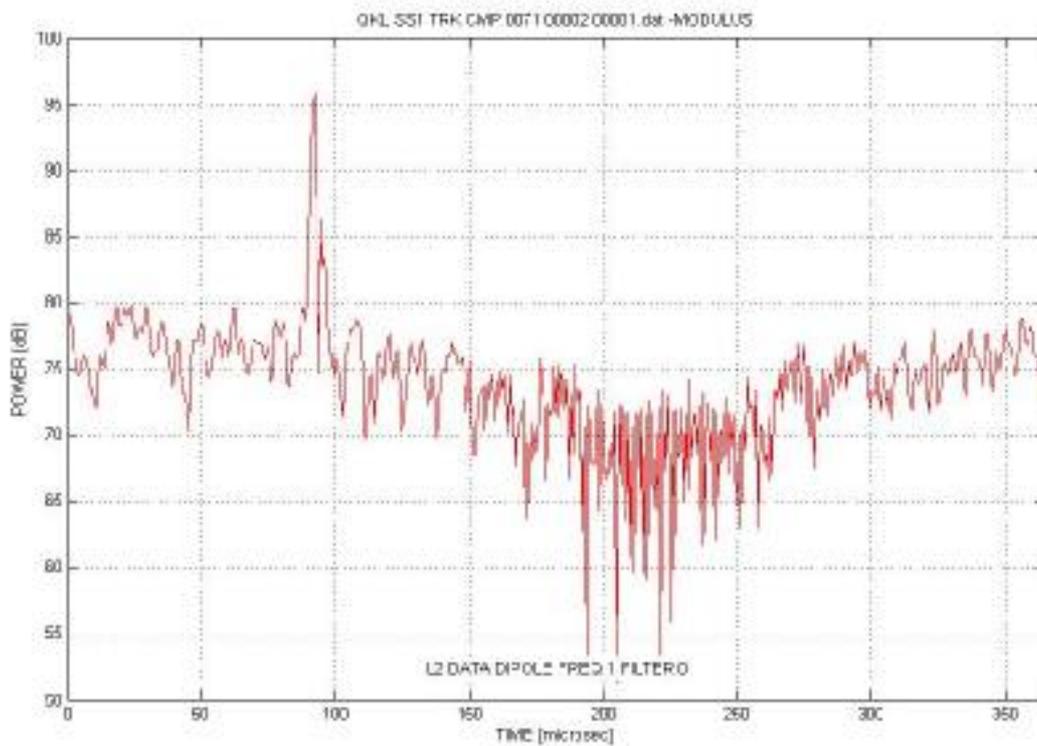


Questo è invece il caso sempre del dipolo, ma alla frequenza F2.

Vediamo ora cosa vediamo nel caso di antenna monopolo e frequenza F1:

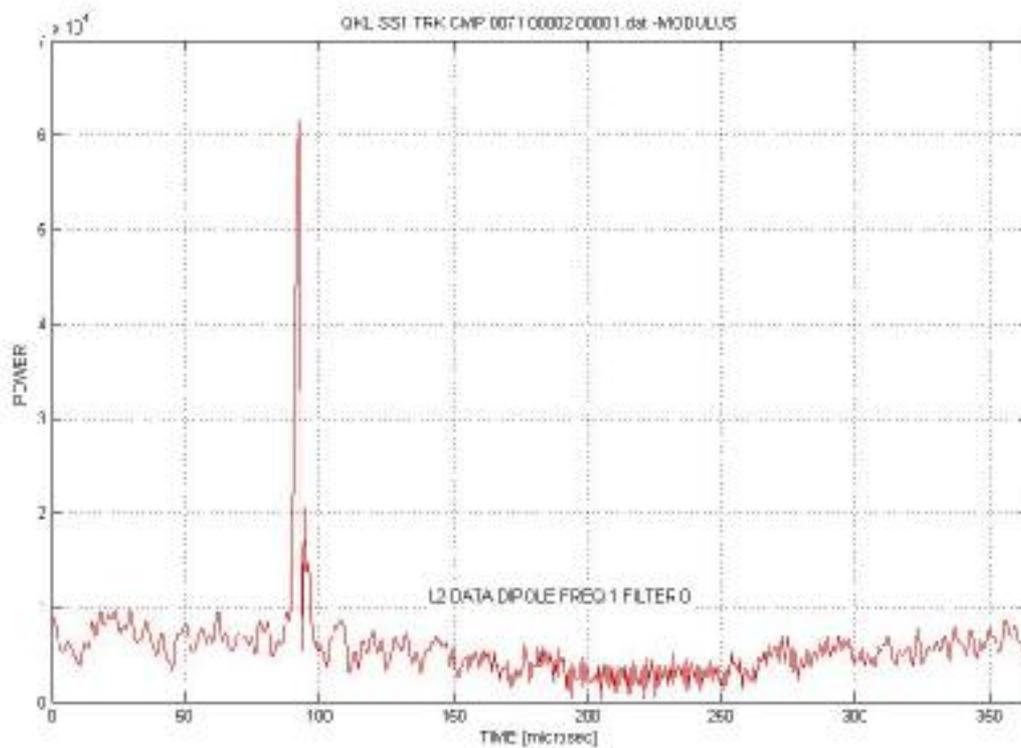


Iniziamo a vedere invece come sono gli spettri del segnale all'uscita del livello 2.

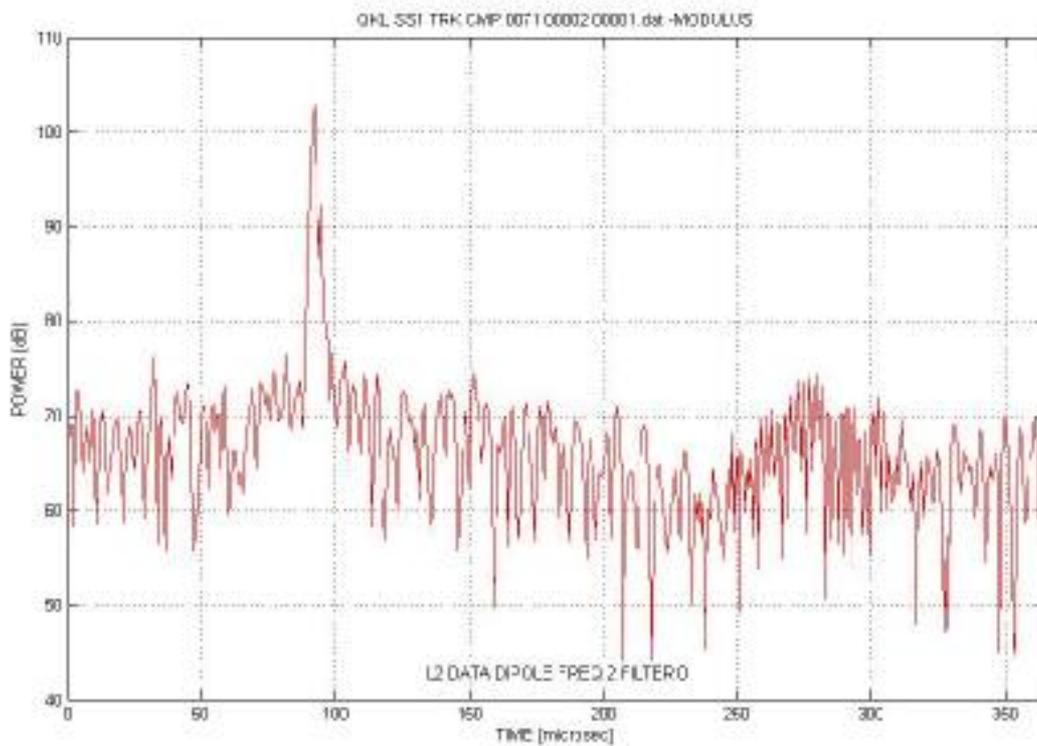


A valle della compressione l'eco principale è molto ben visibile, circa 15 dB sopra al rumore.

Lo stesso eco in modulo invece è plottato nella figura seguente.

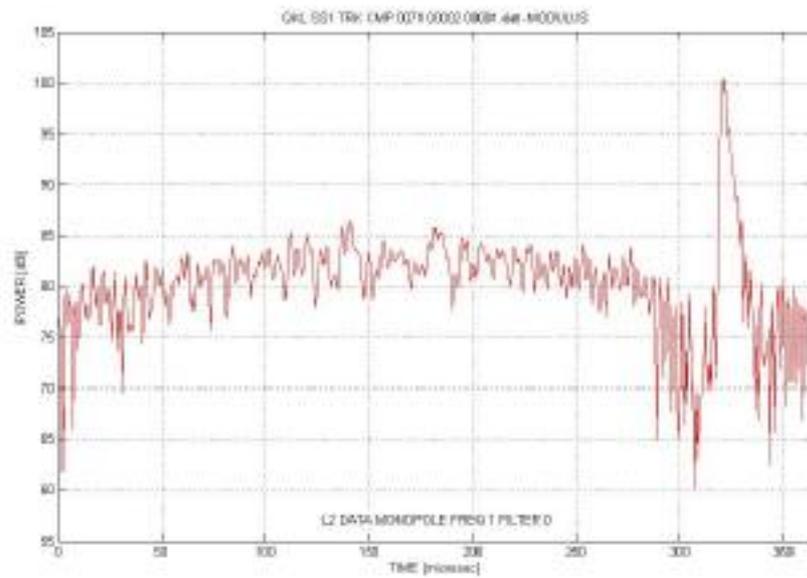


Per la frequenza F2 dell' antenna dipolo invece:

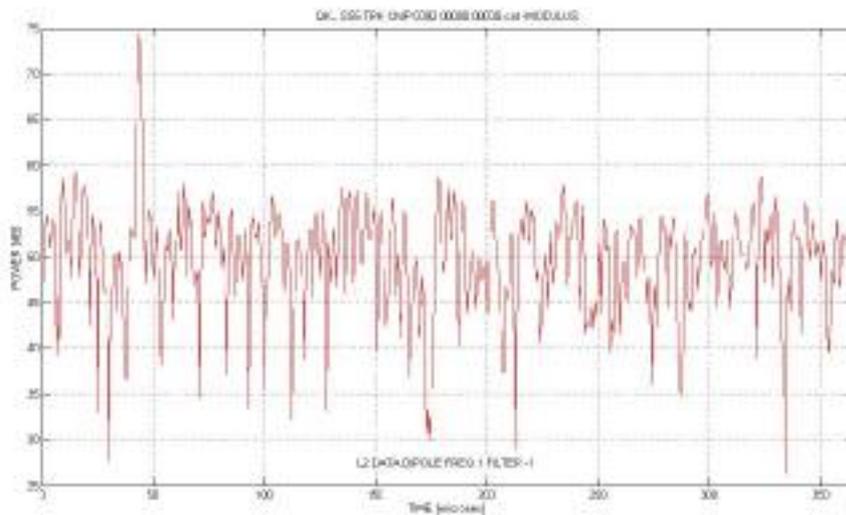
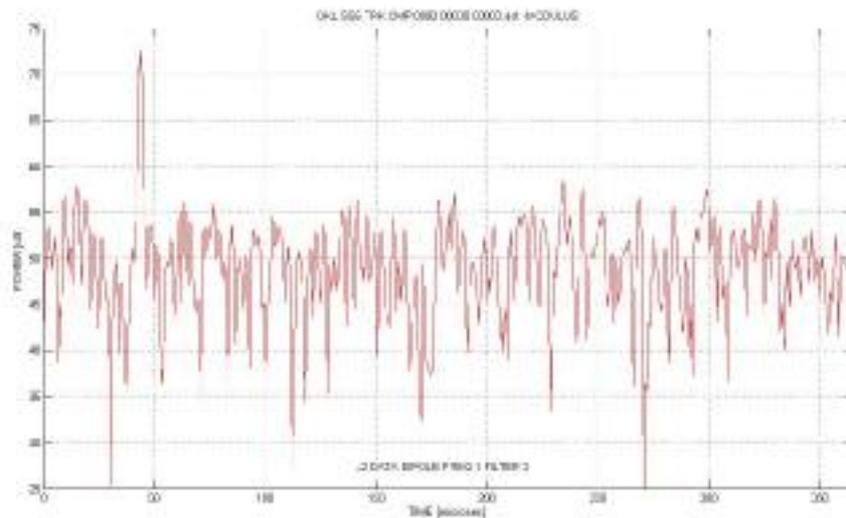


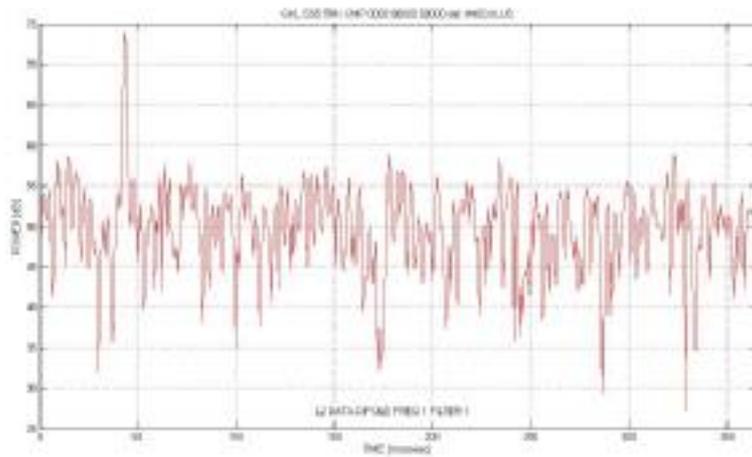
Come è giusto che sia il picco capita allo stesso istante di quello visto sempre per il dipolo ma per la frequenza F1.

Per il monopolo invece tale picco si sposta.

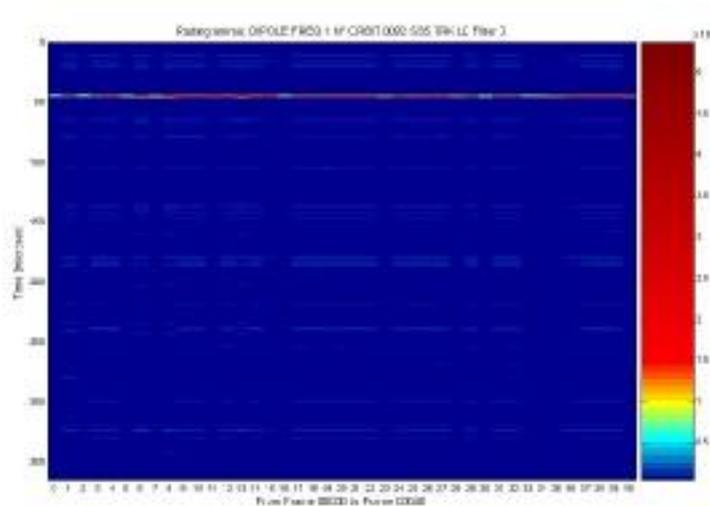


Andiamo adesso ad analizzare l'orbita 92, in particolare i tre diversi filtri previsti.

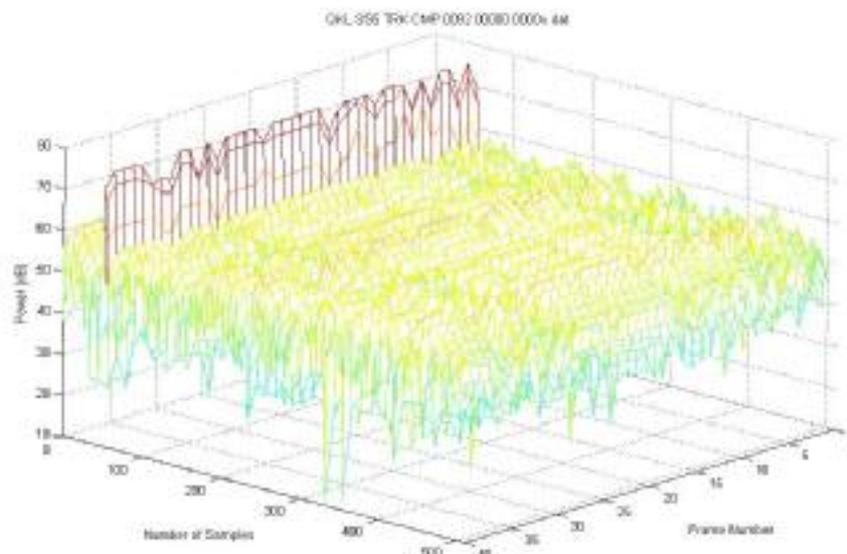




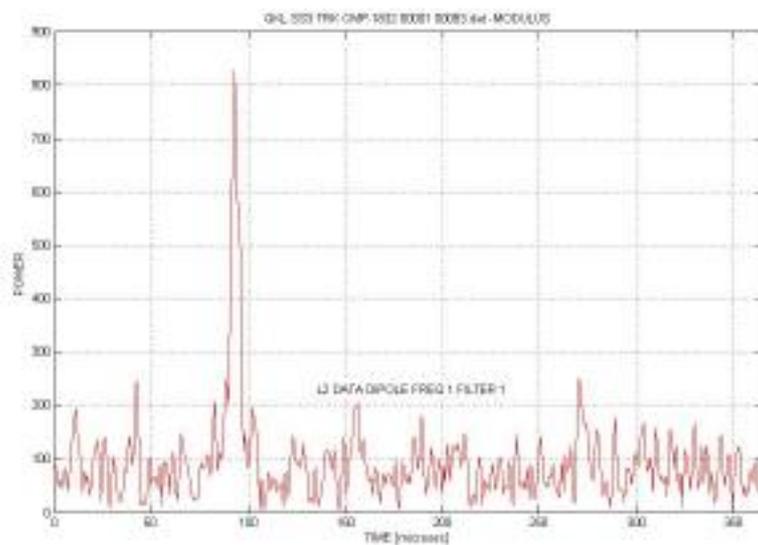
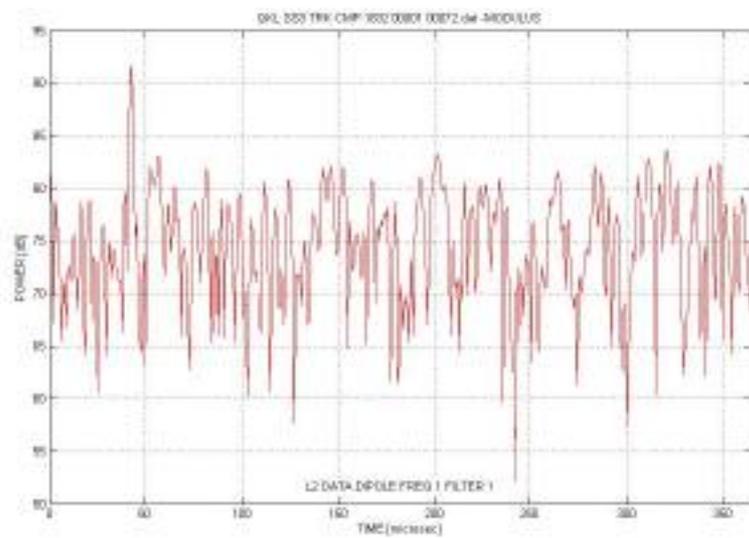
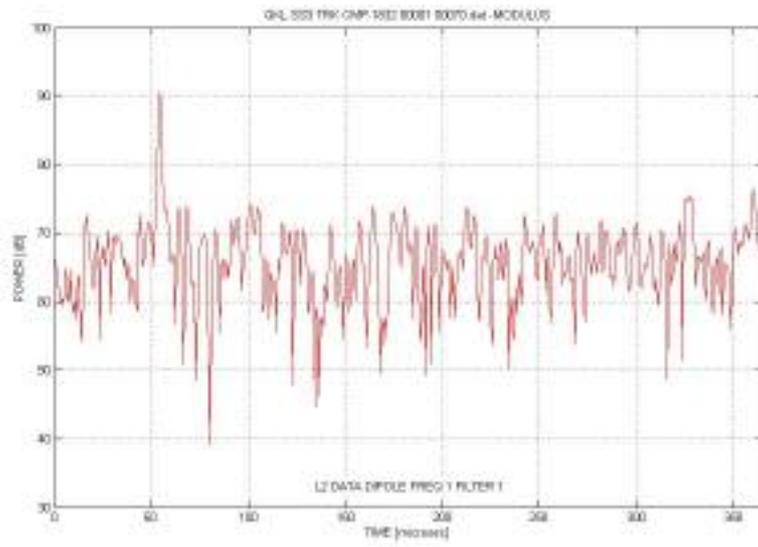
Quello che possiamo subito osservare in questo caso è che tutti e tre i filtri registrano l'impulso più alto proveniente dalla superficie: dunque sicuramente non siamo di fronte ad una superficie inquadrata piatta, ma anzi di sicuro rugosa.



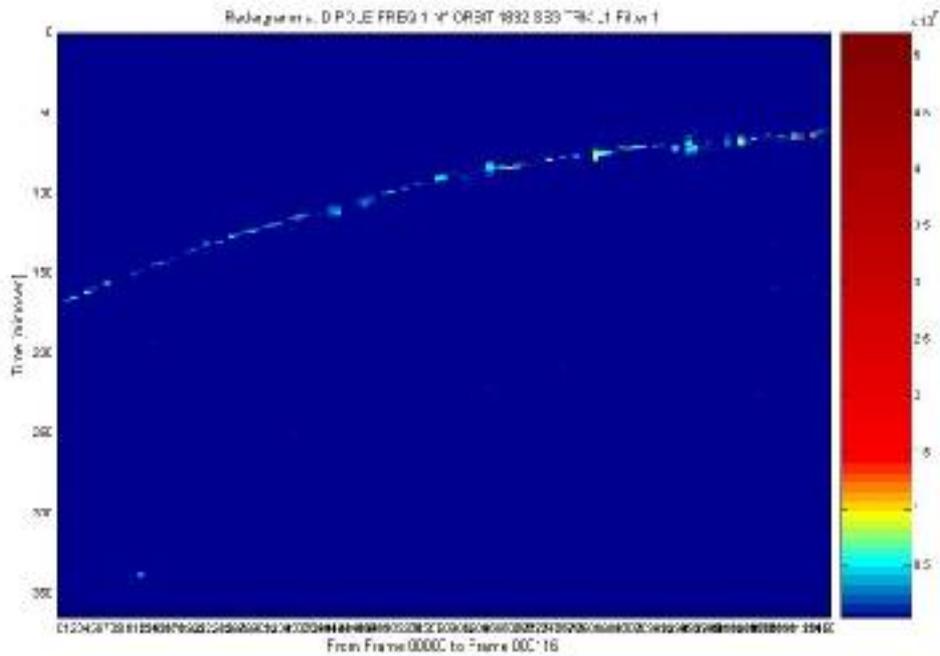
Questo è il radargramma 2D relativo all'orbita 92, mentre quello 3D è plottato di seguito.



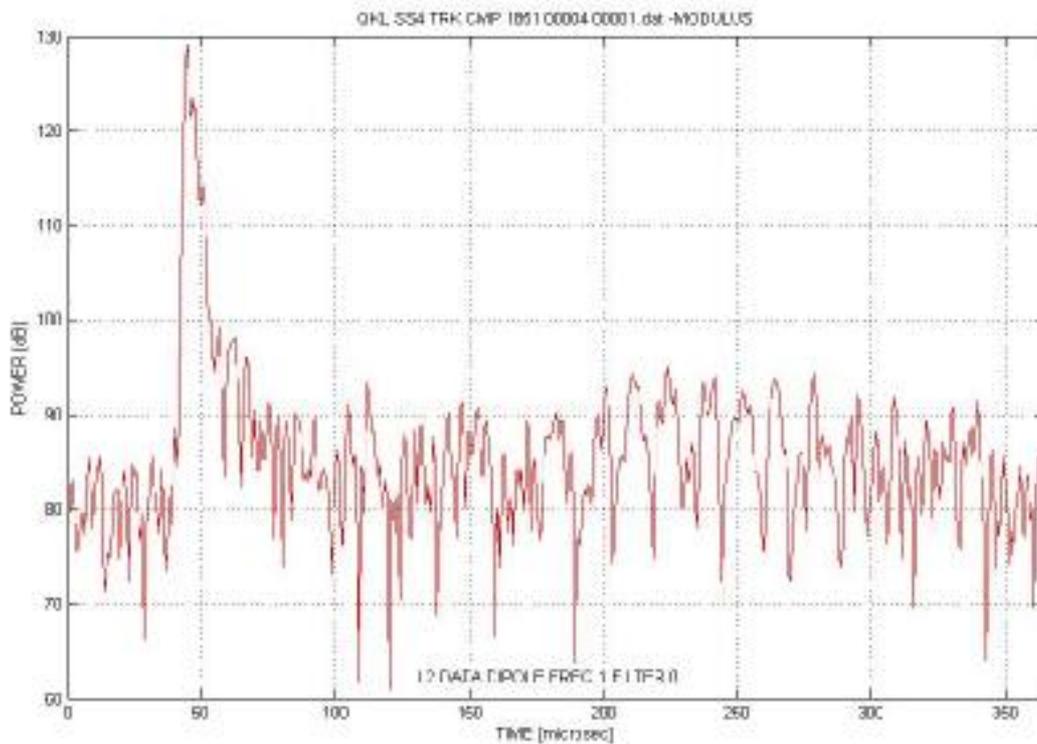
Questo non è altro che un plot in 3D dove sono plottati contemporaneamente gli spettri di tutte e 40 le PRIs disponibili per il frame in esame. Passiamo ad un'orbita reale, la 1832.

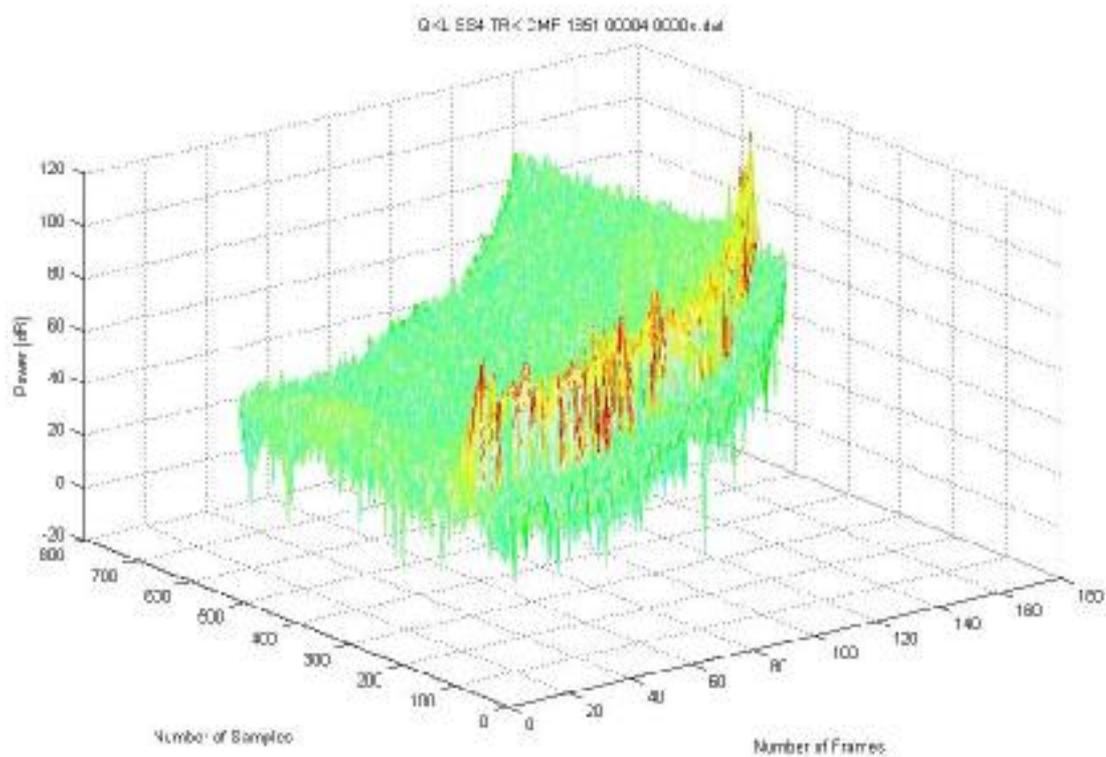
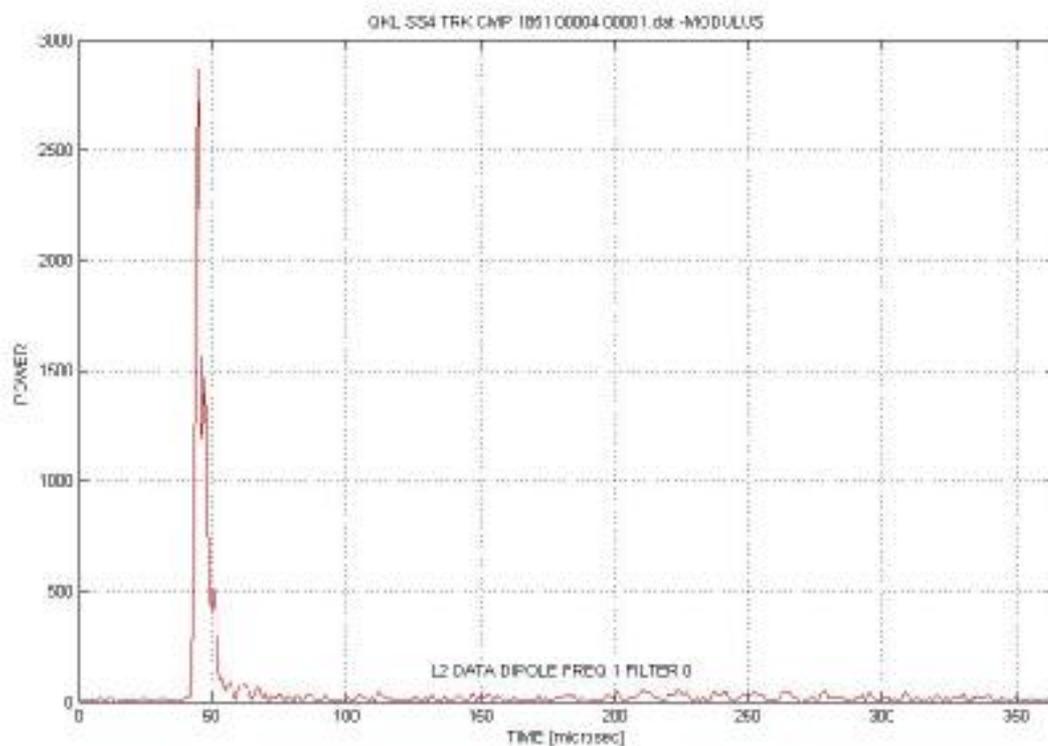


Anche in questo caso l'impulso principale è ben visibile, mentre si notano numerosi impulsi secondari che potrebbero effettivamente essere legati ad eventuali discontinuità sottosuperficiali che dimostrerebbero la presenza di acqua sotto la superficie di Marte.



Chiudiamo questo capitolo con i plot relativi ad una delle orbite più recenti percorse da MARSIS, la 1851.





CAPITOLO 4 TECNICHE DI CANCELLAZIONE DEL CLUTTER SUPERFICIALE

4.1 Introduzione

In presenza di superfici rugose la risoluzione è fortemente compromessa dal clutter superficiale, a causa del quale gli echi provenienti da zone off-nadir si sovrappongono e disturbano il segnale di ritorno al nadir, fino eventualmente a “coprirlo” del tutto. Così questi echi, che per noi costituiscono rumore, vengono a coprire il segnale che contiene l’informazione da noi ricercata, impedendo di portare a termine la nostra indagine della superficie di Marte.

Tuttavia esistono varie tecniche che possono risolvere il problema del clutter. In particolare l’hardware implementato su MARSIS, insieme al software che rielabora il segnale trasmesso a terra, consente di ovviare a questo problema adottando 3 diversi tipi di metodi:

- **Doppler filtering techniques**
- **Dual antenna cancellation techniques**
- **Dual frequency techniques**

Di queste tecniche, la prima serve a cancellare il clutter proveniente dalla direzione di avanzamento (along track), le altre due invece ad eliminare l’effetto legato alla direzione laterale (cross track). Il software messo a punto dovrà estrapolare opportunamente le informazioni (in bit) presenti nei file del livello 1b, a seconda del tipo di metodo di cancellazione da adottare.

Per chiarire meglio questo concetto vediamo prima in cosa consistono le tre tecniche suddette.

4.2 Doppler filtering of surface clutter

La prima tecnica trae vantaggio dal moto in avanti del satellite, grazie al quale si riesce a distinguere gli echi spazati in along track nel dominio delle frequenze Doppler. Lo spettro Doppler è campionato alla Nyquist imponendo la giusta PRF e successivamente è applicato un filtro passa-basso nel raggio di azione di ogni cella per tagliare i contributi ad alta frequenza, che corrispondono agli echi ricevuti in direzione off-nadir. L'area scatterante al Nadir, considerando l'output del solo filtro Doppler centrale e assumendo che l'ampiezza spaziale del filtro sia K , è:

$$2K\sqrt{2H\Delta} \quad (4.1)$$

dove Δ è la risoluzione verticale; la superficie scatterante in off-nadir alla quota z è ulteriormente ridotta dal filtraggio Doppler:

$$2K\sqrt{2H\Delta}\left(\sqrt{\frac{z}{\Delta}} - \sqrt{\frac{z}{\Delta}-1}\right) \quad (4.2)$$

Di conseguenza il rapporto tra la potenza ricevuta dalla superficie e la potenza di clutter superficiale è migliorato di un fattore uguale a:

$$IF = \sqrt{\frac{z}{\Delta}}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{\Delta}{z}}\right) \quad (4.3)$$

tanto maggiore quanto più si va in profondità. Dalla figura si vede che con questa tecnica si può ottenere una $IF \approx 12db$ a grande profondità.

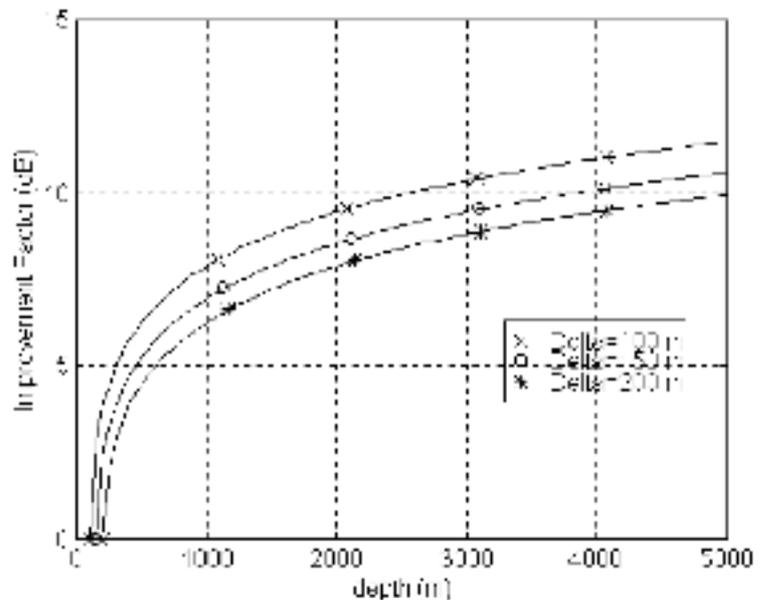


FIG. 4.1: Andamento del fattore di miglioramento (IF) in funzione della profondità, per vari valori di Δ

4.3 Dual antenna clutter reduction

La geometria di osservazione adottata da MARSIS è mostrata in figura 4.2. Il problema principale che si incontra in questa modalità operativa è che, operando solo con l'antenna dipolo, gli echi indesiderati di off-nadir provenienti dalle zone indicate con A e B in figura (direzione di cross-track) giungono al radar sovrapposti agli echi voluti provenienti dal nadir dovuti alle discontinuità sottosuperficiali.

Inoltre, considerando l'orbita selezionata, ($250 < H_{km} < 800$) e la profondità massima prevista per C, l'angolo di off-nadir q è:

$$q = \cos^{-1} \left[\frac{1}{1 + \sqrt{e} \frac{d}{H}} \right] \quad (4.4)$$

dove:

- ϵ : è la parte reale della costante dielettrica della sottosuperficie media;
- H : è l'altezza orbitale;
- d : è la profondità di penetrazione.

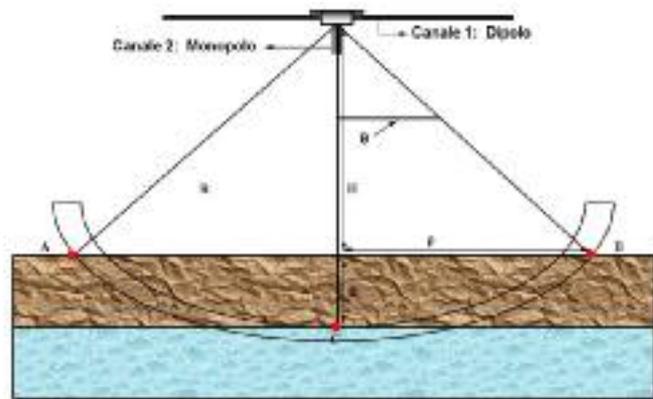


FIG. 4.2: Geometria operativa di Marsis

Dunque l'angolo di off-nadir è funzione, tra l'altro, della profondità di penetrazione (Fig. 4.3) e relativamente alle zone A e B di figura dovrebbe variare tra 10 e 16 gradi, per cui gli echi provenienti da tali zone sono previsti molto più forti di quelli provenienti da C.

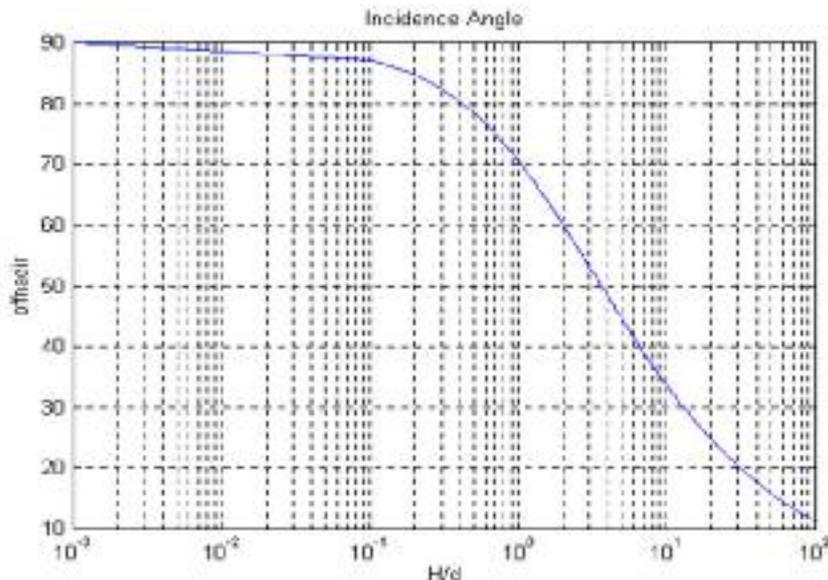


FIG. 4.3: Angolo di off-nadir in funzione della profondità di penetrazione

Una possibile soluzione di questo problema è usare due antenne con pattern differenti, come fa MARSIS. Così, appunto, usiamo l'antenna dipolo, che è perpendicolare alla S/C e parallela alla direzione di volo e alla superficie sottostante, e l'antenna monopolo, che è diretta nella direzione del Nadir. L'antenna dipolo, utilizzata sia per la trasmissione che la ricezione, ha il suo massimo

nel guadagno proprio al Nadir, mentre il monopolo ha il nullo del pattern al Nadir, così può ricevere soltanto gli echi provenienti da off-nadir.

Lo schema a blocchi che descrive in maniera sommaria la tecnica della doppia antenna è mostrato nella figura seguente. Nei prossimi paragrafi verrà spiegato nel dettaglio come viene realizzata tale tecnica in vari casi, nonché come varia il fattore di miglioramento (IF) in presenza anche di errori sull'assetto della S/C, o errori di fase e ampiezza.

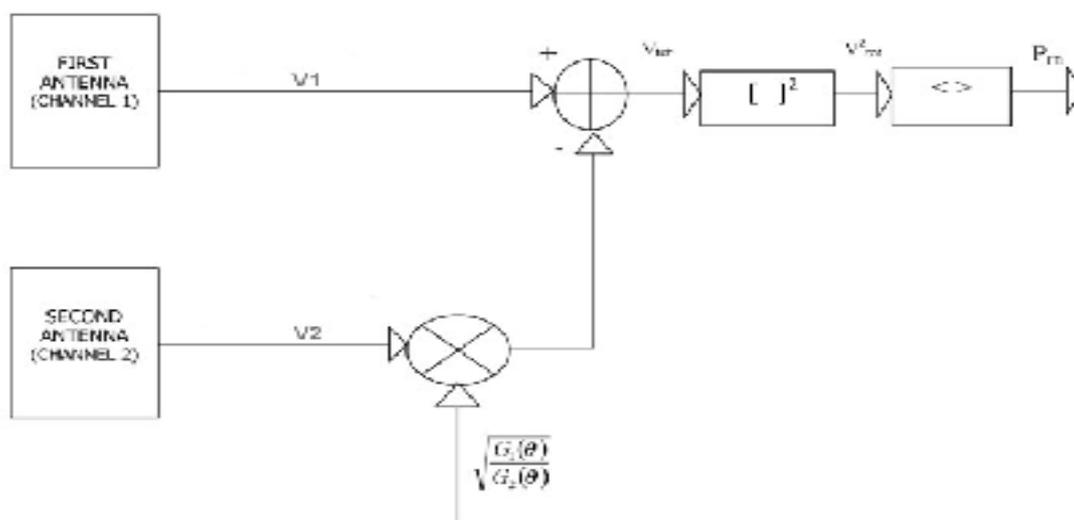


FIG. 4.4: Schema concettuale della tecnica a doppia antenna

4.3.1 Caso di pattern di antenna perfettamente noto

Consideriamo prima il caso ideale di pattern di antenna perfettamente noto. Facendo riferimento allo schema precedente, possiamo innanzitutto scrivere i segnali ricevuti sui canali delle due antenne come somma di vari contributi provenienti dai vari elementi scatteratori; in particolare, dato che l'antenna monopolo guarda solo off-nadir, possiamo scrivere che:

$$\begin{cases} V_1 = V_{a1} + V_{b1} + V_{c1} + V_{n1} \\ V_2 = V_{a2} + V_{b2} + V_{n2} \end{cases} \quad (4.5)$$

dove i pedici vanno così intesi: il secondo individua il canale ricevente, il primo invece la particolare zona da cui proviene quel contributo (A, B e C in figura 4.2), mentre il pedice n sta ad indicare il termine legato al rumore termico del canale ricevente (in generale tale rumore è differente per i due canali). Applicando la tecnica di cancellazione coerente del clutter mostrata nello schema di figura 4.4, possiamo scrivere:

$$V_{tot} = V_1 - V_2 \sqrt{\frac{G_1(\mathbf{q})}{G_2(\mathbf{q})}} \quad (4.6)$$

Esprimendo i vari contributi nella forma seguente:

$$V_{ai} = \left(\frac{P_t G_i(\mathbf{q}) I^2}{(4p)^3 (H + \sqrt{ed})^4} S_A \right)^{1/2} \quad (i=1,2)$$

$$V_{bi} = \left(\frac{P_t G_i(\mathbf{q}) I^2}{(4p)^3 (H + \sqrt{ed})^4} S_B \right)^{1/2} \quad (4.7)$$

$$V_{c1} = \left(\frac{P_t G_1(0) I^2}{(4p)^3 (H + \sqrt{ed})^4} S_C \right)^{1/2}$$

dove, come detto, solo i contributi provenienti da A e B (off-nadir) possono essere ricevuti anche dal canale 2 (monopolo), possiamo quindi sviluppare V_{tot} come segue (assumendo che gli echi di ritorno alle due antenne siano correlati):

$$V_{tot} = \left[(a+b)\sqrt{G_1(\mathbf{q})} + c\sqrt{G_1(0)} + V_{n1} \right] - \left[(a+b)\sqrt{G_2(\mathbf{q})} + V_{n2} \right] \sqrt{\frac{G_1(\mathbf{q})}{G_2(\mathbf{q})}} \quad (4.8)$$

Alla fine si ricava:

$$V_{tot} = c\sqrt{G_1(0)} + V_{n1} - V_{n2} \sqrt{\frac{G_1(\mathbf{q})}{G_2(\mathbf{q})}} \quad (4.9)$$

La potenza media di ritorno può essere calcolata come la varianza del segnale (in Volt) V_{tot} misurato dal canale ricevente:

$$P_m = \langle V_{tot}^2 \rangle \quad (4.10)$$

e assumendo che i vari contributi di V_{tot} siano *statisticamente indipendenti*, otteniamo:

$$P_m(d) = \left(\frac{P_t G_1^2(0) I^2}{(4p)^3 (H + \sqrt{ed})^4} \right) S_C + N_1 + N_2 \frac{G_1(\mathbf{q})}{G_2(\mathbf{q})} \quad (4.11)$$

avendo indicati con N_i le varianze dei rumori termici dei due canali riceventi. Dalla relazione precedente si evince subito che la dipendenza della potenza media dagli echi provenienti da off-nadir è stata completamente cancellata. Ciò, dunque, significa che nel caso di pattern di antenna perfettamente noto la tecnica della doppia antenna assicura la completa cancellazione del clutter.

4.3.2 Il fattore di miglioramento (IF)

Praticamente il pattern di antenna non può essere mai perfettamente stimato, e ciò si traduce quasi sempre in una cancellazione del clutter non perfetta. Per quantificare numericamente il miglioramento garantito dalla tecnica della doppia antenna sul rapporto tra gli echi sottosuperficiali (C) e quelli superficiali indesiderati (A+B), possiamo definire un fattore di miglioramento IF, che tiene anche conto della imprecisione sulla conoscenza del pattern di antenna.

Nel caso di un sistema a singolo canale (ad esempio solo l'antenna dipolo), il rapporto tra potenza del segnale sottosuperficiale e superficiale è dato da:

$$R_1 = \frac{P_{cl}(d)}{P_{al}(d) + P_{bl}(d)} = \frac{G_1^2(0)[1 + g_1(0)]^2 s_C}{G_1^2(q)[1 + g_1(q)]^2 (s_A + s_B)} \quad (4.12)$$

mentre per un sistema a doppio canale il rapporto tra la potenza del segnale sottosuperficiale e la potenza residua del segnale dopo la cancellazione è dato da:

$$R_2 = \frac{P_{cl}(d)}{P_m(d) - P_{cl}(d) - P_{noise}} = \frac{G_1^2(0)[1 + g_1(0)]^2 s_C}{G_1^2(q) \left(\frac{g_1(q)}{2} - \frac{g_2(q)}{2} \right)^2 [1 + g_1(q)] (s_A + s_B)} \quad (4.13)$$

Il fattore di miglioramento del rapporto tra potenza del segnale sottosuperficiale e potenza del segnale proveniente dalla superficie, a valle della tecnica di cancellazione del clutter a doppia antenna, può essere scritto come:

$$IF = \frac{R_2}{R_1} = \frac{[1 + g_1(q)]}{\left(\frac{g_1(q)}{2} - \frac{g_2(q)}{2} \right)^2} \quad (4.14)$$

Da tale relazione si evince che se noi riuscissimo a determinare in maniera esatta i due pattern di antenna (g_1 e g_2 nulli), il fattore di miglioramento IF tenderebbe all'infinito, e tutta la potenza di ritorno dalla superficie potrebbe essere perfettamente cancellata.

Considerando che anche R_1 ed R_2 sono delle variabili aleatorie data la presenza di g_i nelle loro espressioni, possiamo facilmente trovare l'espressione dell'IF "medio", che può essere formulata come segue:

$$IF \approx \frac{\overline{R_2}}{R_1} = \frac{2}{s_g^2} (1 + s_g^2) \quad (4.15)$$

La figura seguente mostra l'andamento di IF in funzione di σ_g^2 . E' da sottolineare che per avere un miglioramento maggiore di 20db bisogna conoscere il guadagno dell'antenna con un errore sulla varianza minore di -20db, cioè minore del 10%.

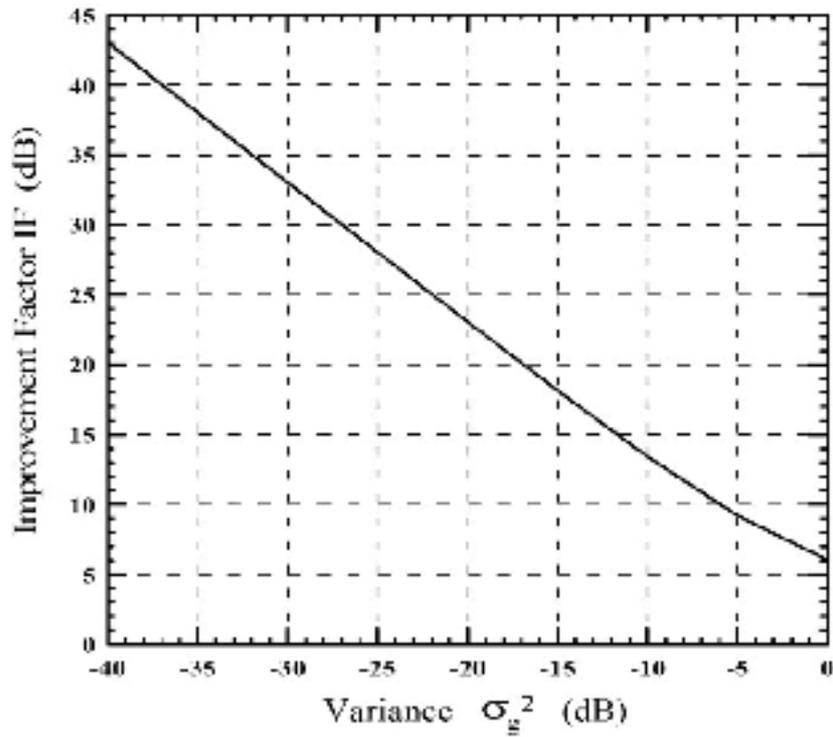


FIG. 4.5: Fattore di miglioramento in funzione dell'errore sulla determinazione del pattern di antenna, nel caso di puntamento al nadir perfetto

4.3.3 Effetto dell'assetto della S/C (angolo di Roll non nullo)

Se l'assetto della S/C è tale che è presente un angolo di roll non nullo (vedi la figura 4.6), il nullo dell'antenna monopolo non è più puntato al Nadir.

Considerando che l'antenna dipolo si comporti come un dipolo a $\lambda/2$, possiamo usare per il guadagno d'antenna la seguente relazione:

$$G(g) = h_r \cdot 1.64 \cdot \left[\frac{\cos\left(\frac{p}{2} \cos g\right)}{\sin g} \right]^2 \quad (4.16)$$

dove:

- γ : è l'angolo formato tra l'asse dell'antenna dipolo e la direzione di osservazione;
- 1.64: è il valore della *direttività* di un' antenna dipolo a $\lambda/2$;
- $h_r = \frac{P_r}{P_0}$: è l'*efficienza di irradiazione* dell' antenna.

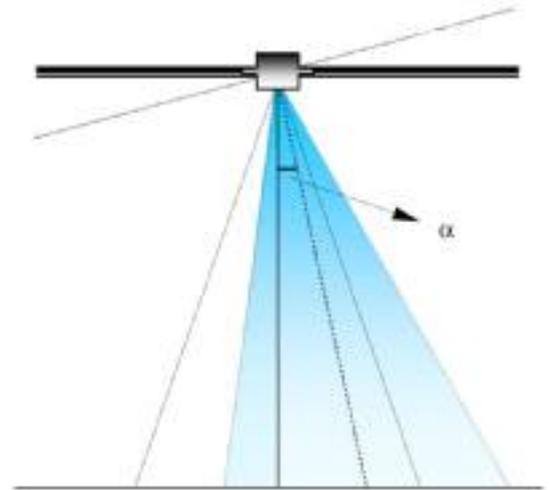


FIG. 4.6: Geometria operativa di MARSIS in caso di angolo di roll della S/C non nullo

Ricordiamo che la direttività di un' antenna quantifica la capacità dell' antenna di concentrare in una particolare direzione la potenza irradiata, il guadagno invece è una misura della capacità dell' antenna di concentrare in una direzione particolare la potenza "accettata" dall' antenna, proveniente dal trasmettitore (dunque le due grandezze sono diverse perché una è legata alla potenza P_0 accettata dall' antenna e fornita dal generatore, l'altra invece è legata alla potenza irradiata dall' antenna P_r , che è sempre una frazione della potenza P_0). Il termine in parentesi quadra rappresenta invece il pattern del dipolo a $\lambda/2$.

Tenendo conto che le antenne sono due e hanno differenti orientazioni, e la simmetria dei patterns, possiamo scrivere:

$$G_1(q) = h_r \cdot 1.64 \cdot \left[\frac{\cos\left(\frac{p}{2} \sin q\right)}{\cos q} \right]^2; \quad G_2(q) = h_r \cdot 1.64 \cdot \left[\frac{\cos\left(\frac{p}{2} \cos q\right)}{\sin q} \right]^2$$

dove Θ , come sempre, è l'angolo di off-nadir.

La figura 4.7 di pagina seguente mostra i patterns di due antenne dipolo ortogonali tra di loro.

Il fattore di miglioramento può essere valutato in questo caso in funzione dell'angolo di roll α , per valori fissati dell'angolo di off-nadir Θ utilizzando G_1 e G_2 ottenuti dalle due relazioni precedenti. Assumendo $S_A = S_B$ è possibile ottenere i risultati mostrati nelle figure (4.8).

Il fattore di miglioramento IF è chiaramente peggiore per angoli prossimi al nadir, corrispondenti ad una minore capacità penetrativa. Il risultato, per valori molto bassi di Θ , anche è evidentemente inaffidabile poiché noi stiamo considerando una variabilità dell'angolo di off-nadir del 100%.

E' inoltre bene ricordare che alla quota massima di 800 km e per una capacità di penetrazione di 5 km l'angolo Θ varia circa tra 10 e 16 gradi, come già detto in precedenza: valori più bassi di Θ corrispondono a orbite più alte, valori più alti invece a orbite più basse.

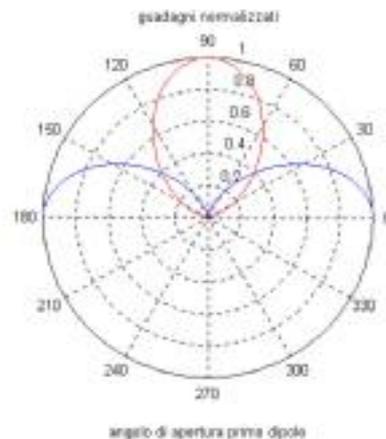


FIG. 4.7: Patterns di antenna di due dipoli ortogonali tra loro

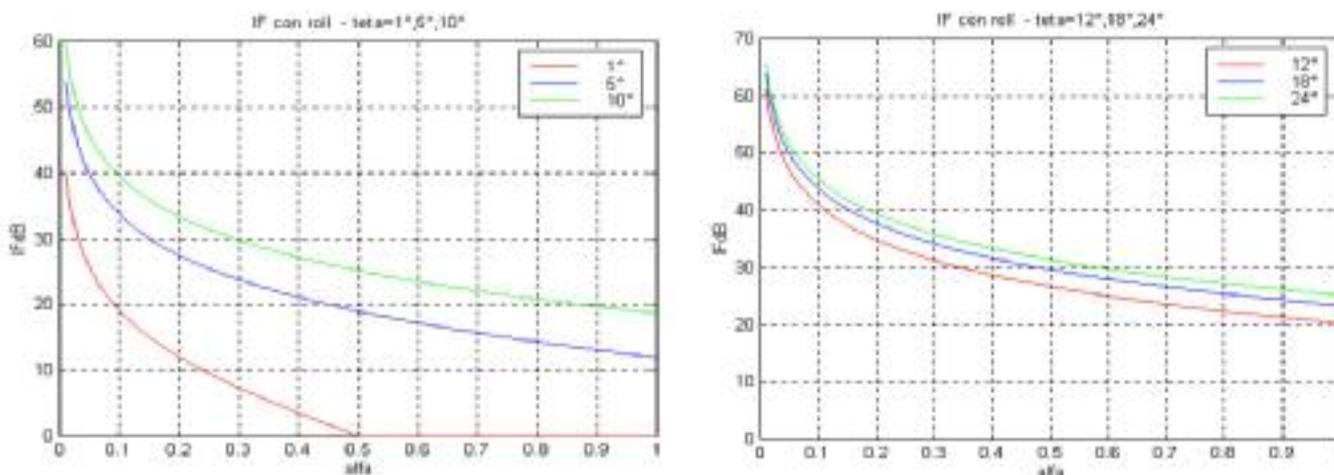


FIG. 4.8: Andamento di IF con l'angolo di roll, per vari valori dell'angolo di off-nadir: 1°, 5°, 10°, 12°, 18°, 24° gradi.

Possiamo adesso continuare con la valutazione di IF considerando i parametri di progetto di MARSIS, che prevedono, come più volte ripetuto, un'antenna dipolo a $\lambda/2$ posta orizzontalmente e lunga 40 metri con una frequenza centrale $f_0=3.8$ MHz, più un'antenna monopolo disposta verticalmente e lunga 7 m. I guadagni normalizzati di queste antenne sono dati da:

$$G_{nl}(q) = \left[\frac{\cos\left(\frac{p}{2} \sin g\right)}{\cos g} \right]^2 \quad (4.17)$$

$$G_{n2}(q) = \frac{2[\cos(kh \cos q) - \cos(kh)]^2}{\sin^2(q) \int_0^{q/2} \frac{[\cos(kh \cos q) - \cos(kh)]^2}{\sin q} dq} dq \quad (4.18)$$

L'integrale su Θ presente nell'espressione (4.18) può essere facilmente calcolato numericamente per ogni frequenza centrale. In tale formula k rappresenta il numero d'onda e h un parametro geometrico legato alla lunghezza dell'antenna.

Alla luce di ciò possiamo calcolare IF con i parametri di missione di MARSIS. I risultati sono plottati nella figura (4.9). La figura (4.10) invece mostra la debole dipendenza che esiste tra l'IF e la frequenza portante, almeno nei range di interesse per MARSIS:

$$H = 800 \text{ km}, \quad \text{incertezza sul guadagno d'antenna: } S_g^2 = 1\%$$

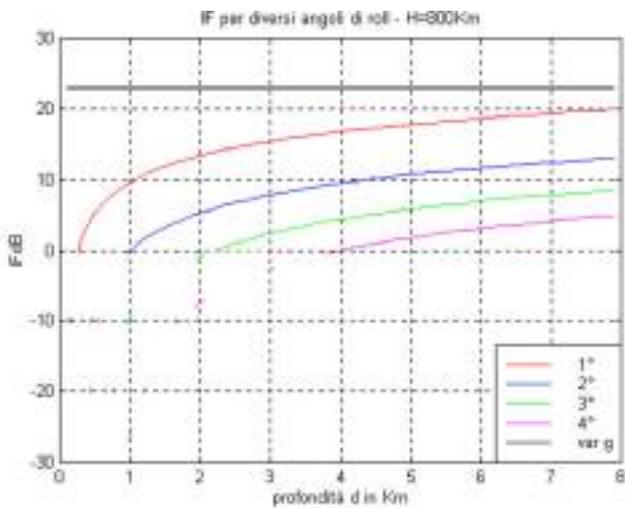


FIG. 4.9: IF in funzione della profondità di penetrazione per $H=800\text{km}$ e diversi angoli di roll

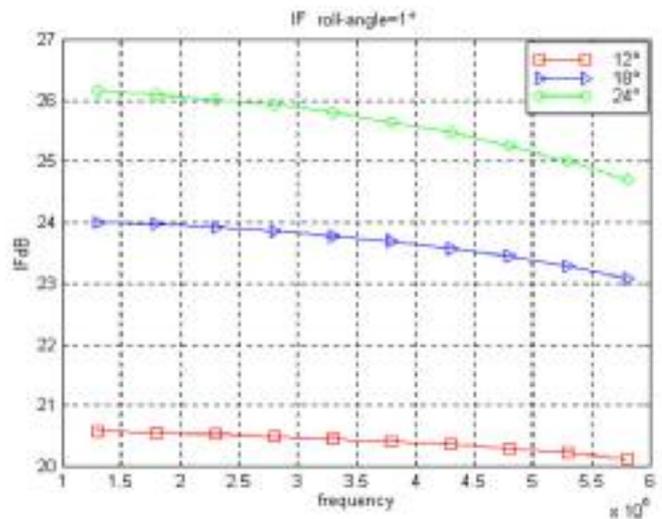


FIG. 4.10: Dipendenza di IF dalla frequenza

Nella figura (4.9) la linea retta in nero rappresenta il limite superiore per IF fissato dall'incertezza sulla conoscenza del pattern d'antenna: in ogni caso l'IF non potrebbe essere migliore di 23db in tali condizioni specifiche.

Da tale figura si evince inoltre che per basse profondità di penetrazione la tecnica della doppia antenna è praticamente inefficace, in quanto non apporta reali miglioramenti.

4.3.4 Effetto di un errore di puntamento in along track (pitch)

Un errore di puntamento dell'asse elettrico del monopolo nella direzione di along track può essere causato sia da un angolo di pitch non nullo della S/C, sia dall'interazione del corpo della S/C con il campo di irradiazione dell'antenna. L'effetto sulla cancellazione del clutter superficiale può essere considerato valutando come varia l'IF considerando la nuova geometria di osservazione e il guadagno del monopolo. In particolare, come si vede dalla figura (4.11), la regione sottosuperficiale al Nadir adesso viene vista sotto un angolo di pitch indicato con β , mentre le corrispondenti regioni off-nadir in cross track non sono più individuate dall'angolo di off-nadir Θ bensì da un angolo Θ' dato da:

$$q' = \cos^{-1}(\cos b \cdot \cos q) \quad (4.19)$$

Nel caso di MARSIS l'angolo Θ deve variare tra 10 e 16 gradi, corrispondente ad una profondità di penetrazione di 5 km e ad un'altezza della S/C di 800 e 250 km rispettivamente.

Nel seguito analizzeremo i risultati ottenuti considerando che Θ vari tra 10 e 15 gradi.

Lo spostamento dell'asse elettrico del monopolo nella direzione di along track (equivalente ad una rotazione di pitch della S/C) è dunque quantificato dall'angolo di pitch β , ma tale angolo è completamente incognito. Nelle figure seguenti ci sono i grafici che mostrano i limiti per IF dovuti all'effetto dell'angolo di pitch, assunto incognito, e per i valori classici di Θ (10 e 15 gradi).

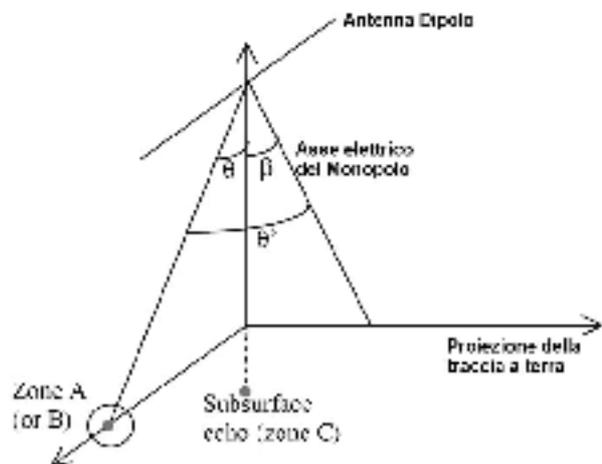
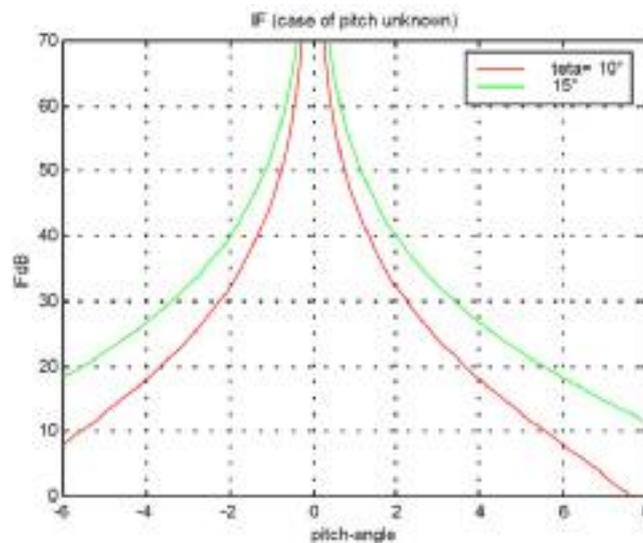


FIG. 4.11: Geometria di osservazione per un errore di puntamento in along track: β è l'angolo di pitch, Θ' il nuovo angolo di off-nadir.



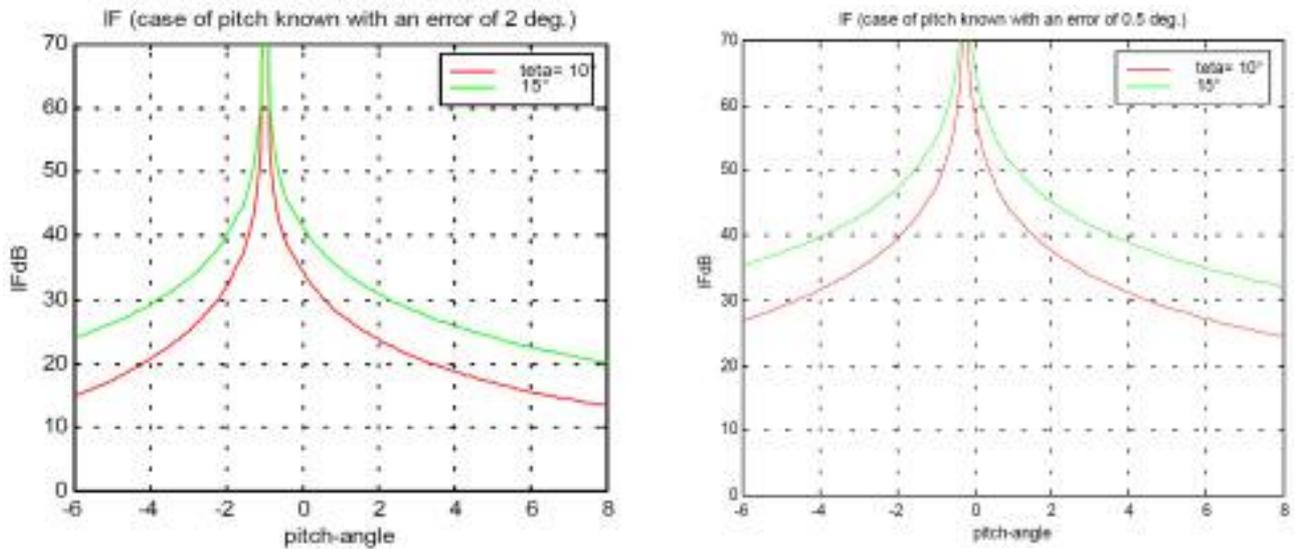


FIG. 4.12: Limiti di IF dovuti ad angoli di pitch non nulli in caso di: (a) angolo di pitch incognito; (b) angolo noto con un errore di 2°; (c) angolo noto con un errore di 0.5°.

Infine, nella figura seguente è diagrammato l'andamento di IF per vari valori dell'angolo di pitch ed in funzione della profondità di penetrazione fissata per MARSIS. L'angolo di pitch è assunto noto con un'accuratezza di +/- 2°.

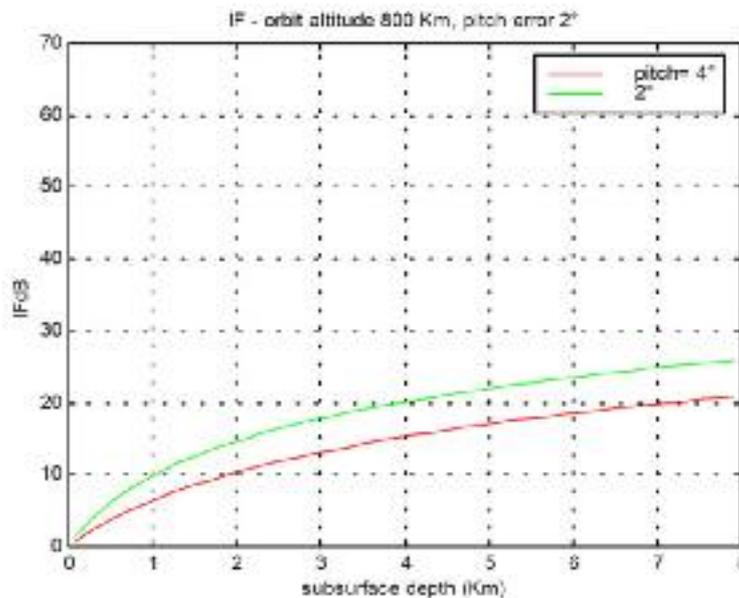


FIG. 4.13: Limiti di IF dovuti ad angoli di pitch non nulli in funzione della profondità di penetrazione

Concludendo, possiamo osservare, confrontando le figure (4.13) e (4.9), che *la presenza di un angolo di roll non nullo è un fattore più limitante per l'IF rispetto al caso di angolo di pitch non nullo, nell'ambito dell'applicazione della tecnica di cancellazione del clutter col metodo della doppia antenna.*

4.4 Dual frequency clutter reduction

Un'altra tecnica per la soppressione del clutter, basata su di un processing non coerente degli echi acquisiti simultaneamente a due frequenze, è stata proposta affinché venga garantita la cancellazione del clutter nel caso in cui la tecnica a doppia antenna si dimostri insufficiente (per esempio, a causa di problemi nel posizionamento del nullo del monopolo) o non possa essere applicata perché i dati del canale monopolo non sono disponibili a terra. Tale tecnica di cancellazione si basa sul fatto che la potenza del clutter superficiale alle due frequenze trasmesse resta praticamente la stessa, mentre la potenza sottosuperficiale è una funzione pesantemente dipendente dalla frequenza (cfr. Appendice B). Di conseguenza, se i segnali raccolti ad entrambe le frequenze vengono sottratti, il contributo superficiale è significativamente ridotto mentre quello sottosuperficiale resta invariato e viene separato dai primi. Lo schema di funzionamento della tecnica è rappresentato in Fig. 4.14:

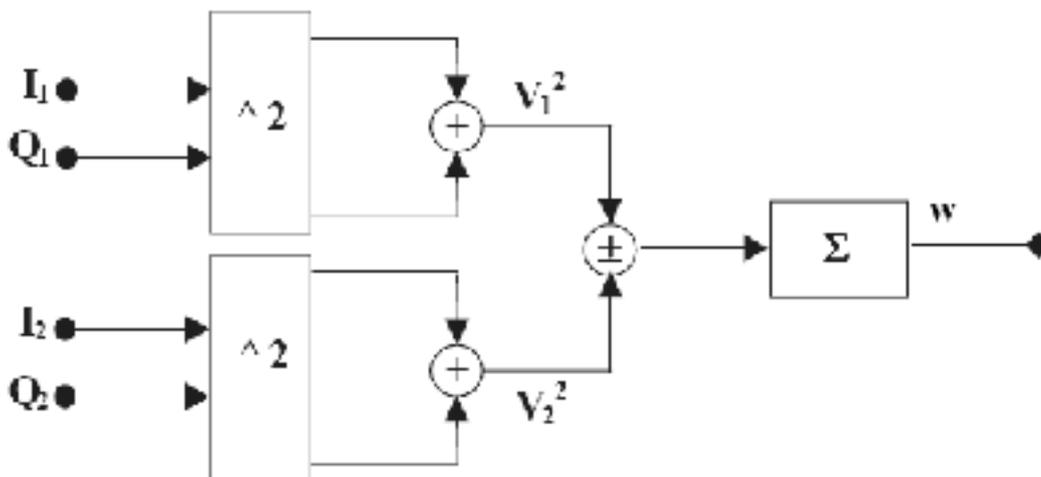


FIG. 4.14: Schema concettuale della tecnica Dual Frequency

Indichiamo con V_1 e V_2 le tensioni complesse alle frequenze f_1 e f_2 . Abbiamo:

$$\begin{cases} V_1^2 = I_1^2 + Q_1^2 \\ V_2^2 = I_2^2 + Q_2^2 \end{cases} \quad (4.20)$$

indicando con V^2 il modulo quadro di V_i . Considerando la geometria di indagine orbitale, la potenza di V_1 e V_2 sarà data da :

$$\begin{cases} \langle |V_1|^2 \rangle = \langle I_1^2 \rangle + \langle Q_1^2 \rangle = S_1^2 = P_{SS} + P_{S1} \\ \langle |V_2|^2 \rangle = \langle I_2^2 \rangle + \langle Q_2^2 \rangle = S_2^2 = P_{SS} e^{-2a\Delta f} + P_{S2} \end{cases} \quad (4.21)$$

dove il primo termine delle somme rappresenta il livello di potenza scatterata dalla sottosuperficie (SS) mentre il secondo il livello di potenza del clutter superficiale e $\Delta f = f_2 - f_1$.

La potenza totale sul canale di frequenza più basso (f_1) è data da:

$$\langle |V_1|^4 \rangle = 2S_1^4 = 2(P_{SS} + P_{S1})^2 \quad (4.22)$$

e il corrispondente **rapporto Segnale-Clutter** (S/C) alla più bassa frequenza è dato da:

$$\frac{S}{C} \Big|_{V_1^2} = \frac{P_{SS}^2}{P_{S1}(2P_{SS} + P_{S1})} \quad (4.23)$$

Consideriamo ora il segnale w ottenuto sottraendo le tensioni elevate al quadrato alle due frequenze e mediando N Looks indipendenti:

$$w = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |V_{1,i}|^2 - |V_{2,i}|^2$$

La potenza media di w può essere espressa nel modo seguente :

$$\langle w^2 \rangle = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \langle (|V_{1,i}|^2 - |V_{2,i}|^2) (|V_{1,j}|^2 - |V_{2,j}|^2) \rangle \quad (4.24)$$

Sviluppando la relazione precedente e assumendo che i segnali alle due frequenze siano completamente incorrelati, può essere trovata la seguente espressione :

$$\langle w^2 \rangle = (S_1^2 - S_2^2)^2 + \frac{1}{N} (S_1^4 + S_2^4) \quad (4.25)$$

Sostituendo le (4.21) nella (4.25), otteniamo:

$$\langle w^2 \rangle = [P_{SS} (1 - e^{-2a\Delta f}) + P_{S1} - P_{S2}]^2 + \frac{1}{N} [(P_{SS} + P_{S1})^2 + (P_{SS} e^{-2a\Delta f} + P_{S2})^2]$$

Assumendo Δf abbastanza grande da trascurare il contributo del secondo canale al segnale sottosuperficiale, si ha:

$$\begin{aligned} \langle w^2 \rangle &= [P_{SS} + P_{S1} - P_{S2}]^2 + \frac{1}{N} [(P_{SS} + P_{S1})^2 + P_{S2}^2] = \\ &= P_{SS}^2 \left(1 + \frac{1}{N}\right) + (P_{S1} - P_{S2})^2 + 2P_{SS} \left[P_{S1} \left(1 + \frac{1}{N}\right) - P_{S2} \right] + \frac{1}{N} (P_{S1}^2 + P_{S2}^2) \end{aligned} \quad (4.26)$$

E' facile vedere dalla relazione appena trovata come per $N \rightarrow \infty$ e assumendo $P_{S1}=P_{S2}$ (cioè scattering superficiale indipendente dalla frequenza), il contributo del clutter superficiale sia totalmente rimosso e come pertanto sia ottenuta una perfetta cancellazione dello stesso. Tuttavia in genere il numero di Looks è finito e lo scattering può leggermente differire alle due frequenze. Nel caso più generale il rapporto segnale-clutter dopo la tecnica di cancellazione a doppia frequenza può essere espresso dalla seguente relazione:

$$\left. \frac{S}{C} \right|_w = \frac{P_{SS}^2 \left(1 + \frac{1}{N}\right)}{(P_{S1} - P_{S2})^2 + 2P_{SS} \left[P_{S1} \left(1 + \frac{1}{N}\right) - P_{S2} \right] + \frac{1}{N} (P_{S1}^2 + P_{S2}^2)} \quad (4.27)$$

E' bene osservare che il clutter totale residuo dopo la cancellazione consiste di tre termini: il primo termine è la differenza tra la potenza scatterata media alle due frequenze, e si riduce a zero quando lo scattering è indipendente dalla frequenza (è anche possibile applicare un fattore di correzione prima della sottrazione per annullare completamente questo termine se la dipendenza dalla frequenza è una funzione nota); il secondo termine è un prodotto tra modulazioni delle potenze totali di sottosuperficie e superficie, dovuto alla non linearità della tecnica; infine, l'ultimo termine rappresenta il contributo di rumore residuo alle due frequenze che si aggiunge essendo i due segnali incorrelati.

Facendo il rapporto tra la (4.27) e la (4.23), si può ottenere il fattore di miglioramento (**IF**) della tecnica di cancellazione a doppia frequenza:

$$\begin{aligned} IF &= \frac{\left(1 + \frac{1}{N}\right) \left(2 \frac{P_{SS}}{P_{S1}} + 1\right)}{\left(1 - \frac{P_{S2}}{P_{S1}}\right)^2 + 2 \frac{P_{SS}}{P_{S1}} \left[\left(1 + \frac{1}{N}\right) - \frac{P_{S2}}{P_{S1}}\right] + \frac{1}{N} \left(1 + \frac{P_{S2}^2}{P_{S1}^2}\right)} = \dots \\ &\dots = \frac{\left(1 + \frac{1}{N}\right) (2SCR + 1)}{(1 - d)^2 + 2SCR \left[\left(1 + \frac{1}{N}\right) - d\right] + \frac{1}{N} (1 + d^2)} \quad (4.28) \end{aligned}$$

dove:

- SCR è il rapporto tra la potenza superficiale alla più bassa frequenza e quella sottosuperficiale;
- δ è il rapporto tra le potenze superficiali alle due frequenze.

Nel caso speciale in cui lo scattering sia indipendente dalla frequenza o la dipendenza sia nota, si può assumere $\delta=1$ e IF risulta limitato solo dai contributi di rumore:

$$IF|_{d=1} = \frac{N}{2} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \left(\frac{1+2SCR}{1+SCR} \right) = \frac{N+1}{2} \left(\frac{1+2SCR}{1+SCR} \right) \quad (4.29)$$

Il termine in parentesi tonda che coinvolge SCR influenza molto leggermente l'andamento complessivo di IF, variando da uno a due quando SCR va da 0 a infinito (vedi Fig 4.15). Per valori tipici bassi di SCR prima della cancellazione tale termine in parentesi si riduce ad uno, per cui l'espressione finale di IF è data da:

$$IF|_{d=1, \text{ low SCR}} = \frac{N+1}{2} \Rightarrow IF \text{ varia linearmente con } N$$

Nel caso più generale di $\delta < 1$ ma assumendo $SCR < 1$, si può ottenere la seguente espressione per IF:

$$IF = \frac{\left(1 + \frac{1}{N} \right)}{(1-d)^2 + \frac{1}{N}(1+d^2)} = \frac{N+1}{N(1-d)^2 + (1+d^2)}$$

La Fig. 4.16 mostra IF come funzione del numero di Looks per diversi valori di δ . Quando $\delta=1$, IF è limitato solo dal rumore e cresce linearmente col numero di Looks. Comunque, per i più bassi valori di δ , IF tende asintoticamente a $1/(1-\delta^2)$, come si vede facilmente in figura.

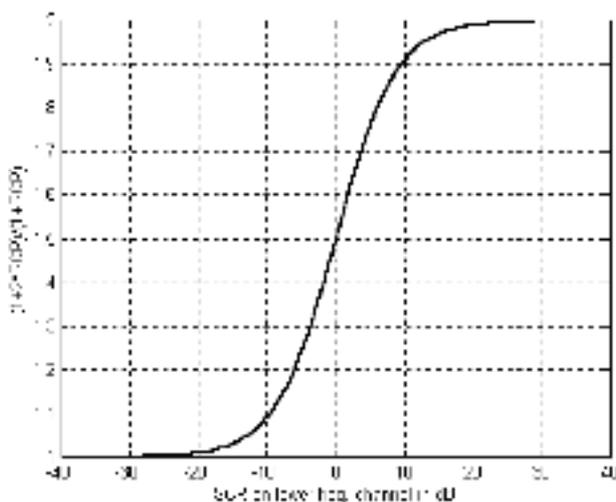


FIG. 4.15: Comportamento di SCR nell'equazione (4.29)

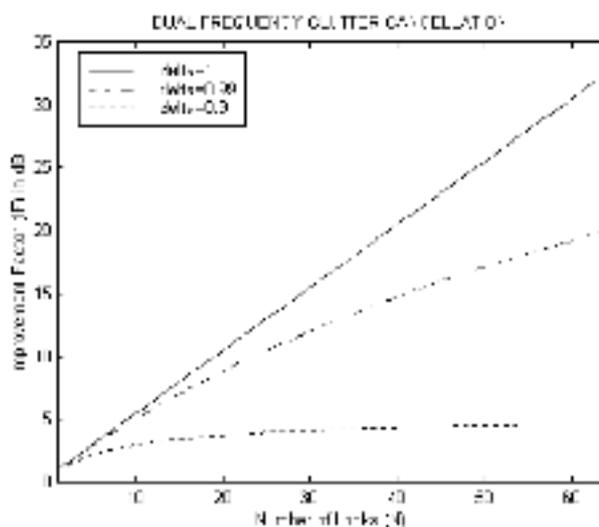


FIG. 4.16: Andamento di IF in funzione di N, per differenti valori di δ

Come si vede, si può ottenere un IF di circa 5 db mediando 5 Looks.

4.4.1 Requisiti dei lobi laterali

Considerando il caso peggiore di attenuazione del segnale con la profondità ad ogni frequenza, nel caso di un'interfaccia con acqua ghiacciata o ghiaccio secco, e trasformando la distanza equivalente in un tempo di ritardo (assumendo una costante dielettrica di riferimento pari a 4), si possono ottenere gli involupei dei lobi laterali più alti possibili. Gli effettivi lobi laterali prodotti dalla compressione del chirp, dall'hardware e dalla non linearità dell'antenna nonché dalla dispersione indotta dalla propagazione del segnale nella Ionosfera di Marte devono essere mantenuti sempre al di sotto dell'involuppo di questi lobi laterali "peggiori", cosicché si possa sempre avere a disposizione la massima risoluzione dinamica nella determinazione di discontinuità sottosuperficiali.

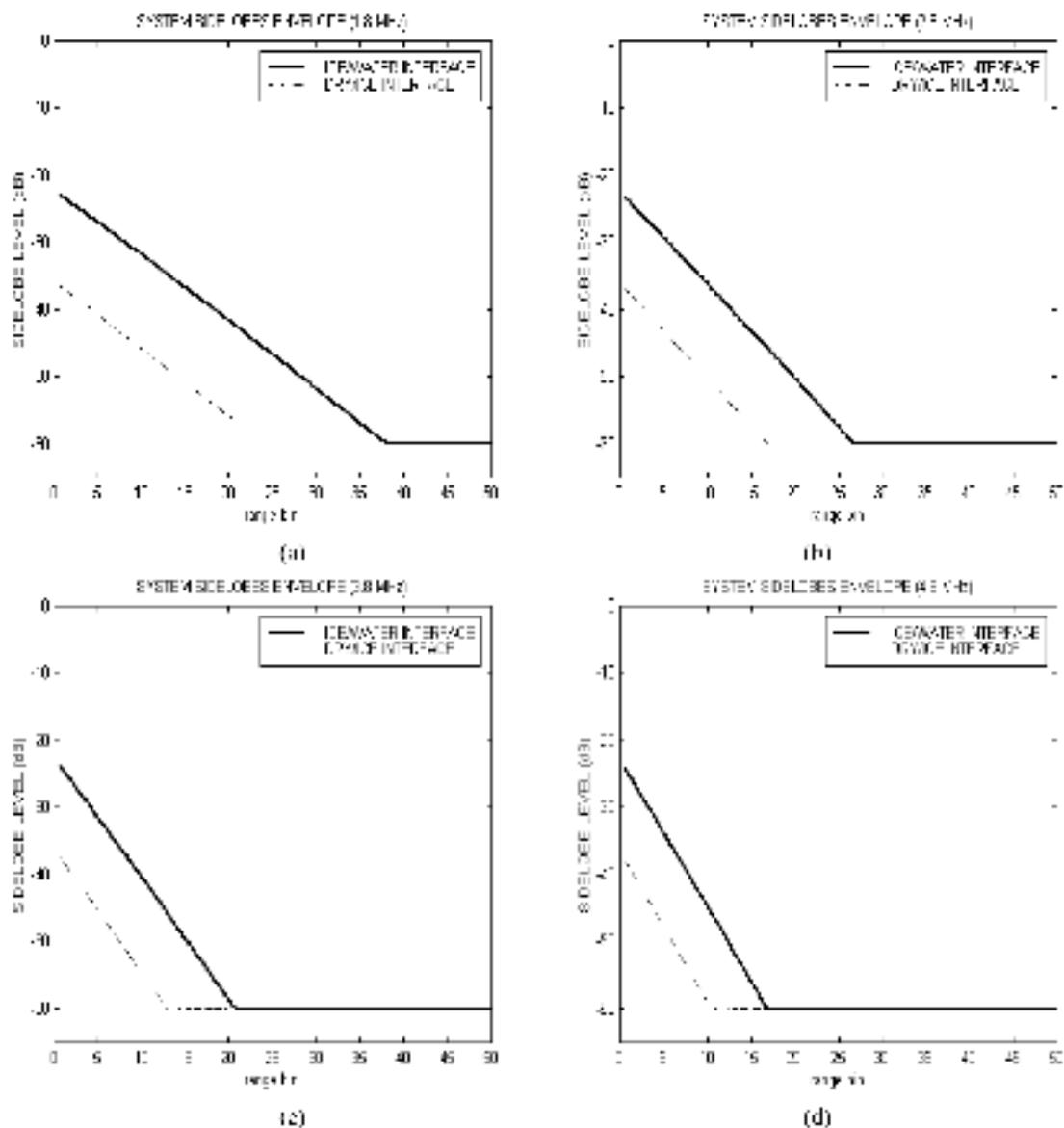


FIG. 4.17: Involuppo dei lobi laterali richiesti nel caso peggiore di rilevazione di un'interfaccia con acqua ghiacciata (linea continua) o ghiaccio secco (linea spezzettata). Le frequenze sono: (a) 1.8, (b) 3, (c) 4 e (d) 5 MHz.

4.5 Esempi di applicazione delle due tecniche

Veniamo adesso ad alcune applicazioni pratiche delle due tecniche di cancellazione del clutter, in modo da chiarire meglio ciò di cui stiamo parlando.

Come già anticipato nel capitolo precedente, l'analisi dei dati inviati a terra da MARSIS si divide in vari livelli, ed in particolare il livello 3 di MARSIS prevede proprio l'applicazione a terra degli algoritmi di cancellazione del clutter. Così nella prima parte del presente lavoro di tesi mi sono occupato, oltre che della fase di acquisizione dei dati una volta averne studiato la tipologia di impacchettamento e memorizzazione, dell'elaborazione di tali dati in modo da ridurre il più possibile il clutter ed esaltare la eventuale presenza di echi provenienti da sotto la superficie. I plot che seguono si riferiscono sia a dati reali provenienti da Marte sia a dati simulati. In entrambi i casi gli algoritmi hanno dimostrato di svolgere bene il loro compito.

Per lanciare il livello 3 del software basta lanciare l'interfaccia nel prompt dei comandi di Matlab indicandone il nome (calibration tool), ed una volta scelta la PRI che si vuole elaborare (tramite, come già detto nel capitolo precedente, numero dell'orbita, modalità e sottomodalità operativa, nonché numero di OST e di PRI), basta cliccare sul pulsante di Start che compare nel pannello dedicato al livello 3, che si presenta come in figura (4.18)²⁵. A seconda della modalità e sottomodalità operativa, il programma permette di selezionare solo la tecnica di cancellazione prevista per tale modalità di funzionamento di MARSIS, visualizzando un messaggio di errore nel caso di scelta errata da parte dell'utente.

La finestra a lato viene ad esempio visualizzata se selezioniamo la tecnica di cancellazione a doppia frequenza nella sottomodalità SS1. Una finestra di errore identica viene visualizzata per avvertire della mancata disponibilità della tecnica a doppia antenna ad esempio nella modalità SS3.



FIG. 4.18: Interfaccia per lanciare le routine di clutter cancellation elaborate

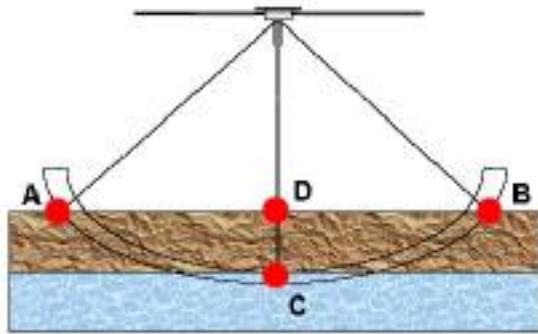


FIG. 4.19: Messaggio di errore che viene visualizzato nel caso di scelta di tecnica di cancellazione non prevista per la modalità scelta

²⁵ Il pulsante chiamato BACKSCAT verrà analizzato nell'ultimo capitolo, e richiama la seconda interfaccia elaborata che è dedicata ai modelli di Backscattering della superficie di Marte.

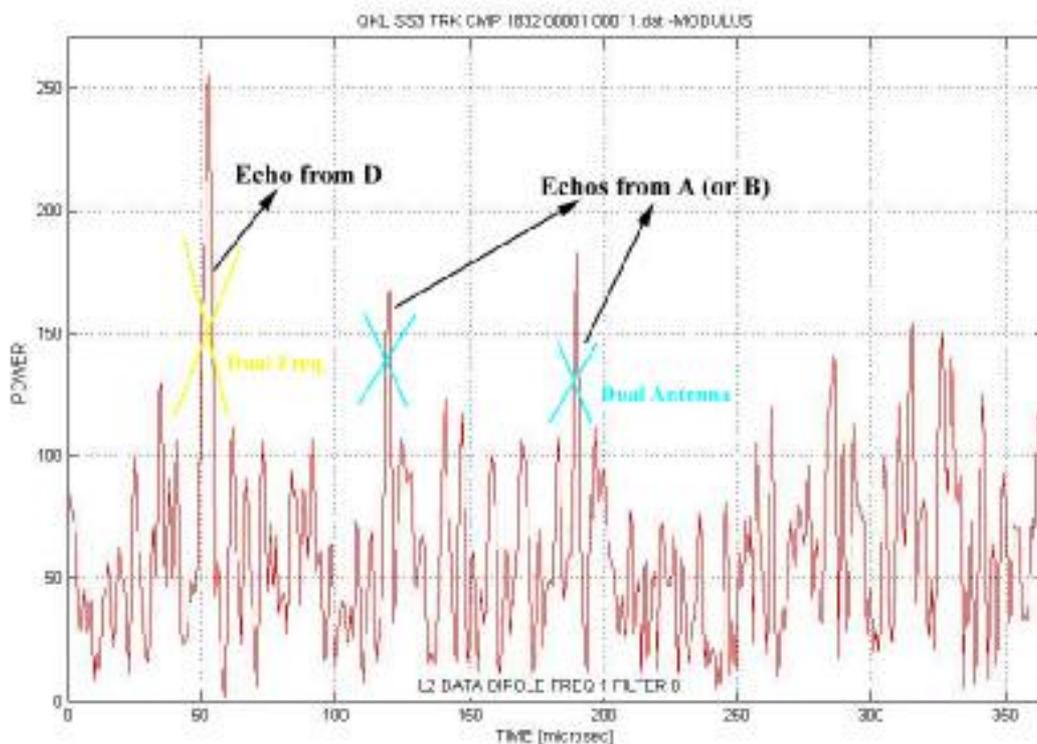
In realtà viene visualizzato un messaggio di errore del tutto analogo anche se i dati all'uscita del livello 2 non sono stati processati con la tecnica multilook, di cui abbiamo brevemente parlato nei capitoli 2 e 3, e che rientra nel livello 2 di MARSIS. Questo in accordo con quanto evidenzia la figura (1.10) sul processing dei dati.

Prima di passare agli esempi di applicazione ricordiamo che la geometria di osservazione è la seguente.



Ciò che vorremmo isolare sono gli echi provenienti dal punto C, relativi ad eventuali interfacce sottosuperficiali. Per fare ciò, come già abbondantemente discusso nei paragrafi precedenti di questo capitolo, vogliamo eliminare gli echi provenienti dai punti indicati con A (o B) e D nella figura a lato.

La situazione è schematizzata nella figura seguente.



Per quanto riguarda la cancellazione con la doppia antenna, sarà presentato alla pagina seguente solo un esempio esplicativo relativo a dati simulati, dato che la seconda antenna, il monopolo, non ha ancora iniziato ad inviare dati a terra. Per la tecnica a doppia frequenza, invece, saranno presentati sia esempi su dati simulati sia su dati reali. Vediamo allora prima cosa succede applicando la tecnica della doppia antenna: vogliamo eliminare gli echi provenienti da A (o B).

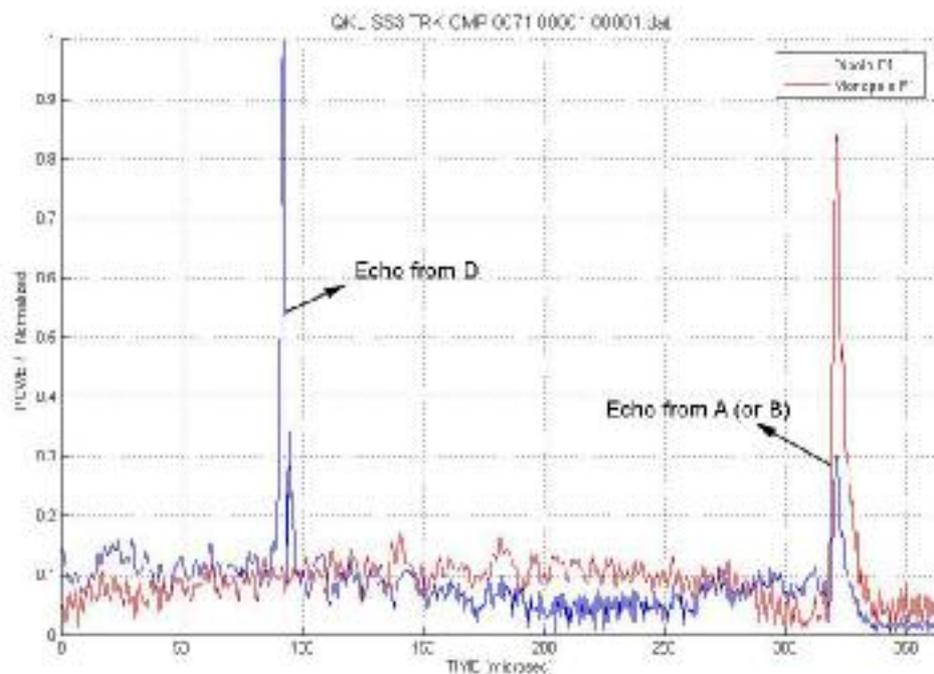


FIG. 4.20: Segnali di ritorno alle due antenne alla frequenza F1, all'uscita del livello 2, quindi dopo la compressione sia in range che in azimuth.

Come abbiamo più volte ripetuto, l'antenna monopolo misura prevalentemente gli echi provenienti da off-nadir, mentre il dipolo trasmette e riceve soprattutto al nadir. Quello che succede applicando la tecnica della *doppia antenna* si vede chiaramente nel grafico seguente.

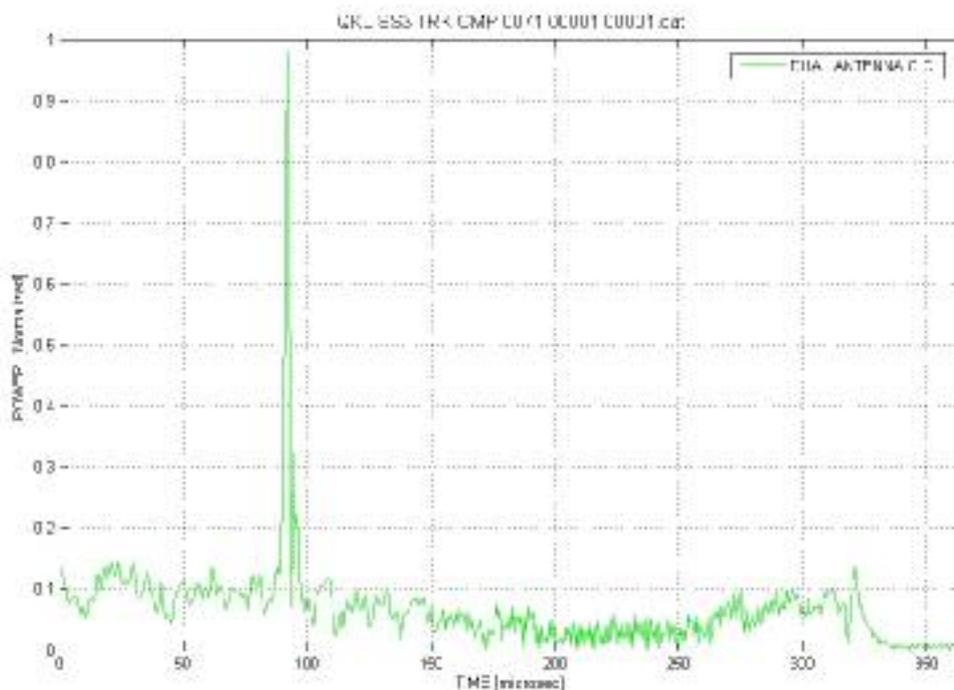


FIG. 4.21: Come risultato dell'applicazione della tecnica della doppia antenna l'eco di ritorno dal punto A (o B) della superficie è stato eliminato

Vediamo invece adesso cosa succede applicando la tecnica della doppia frequenza.

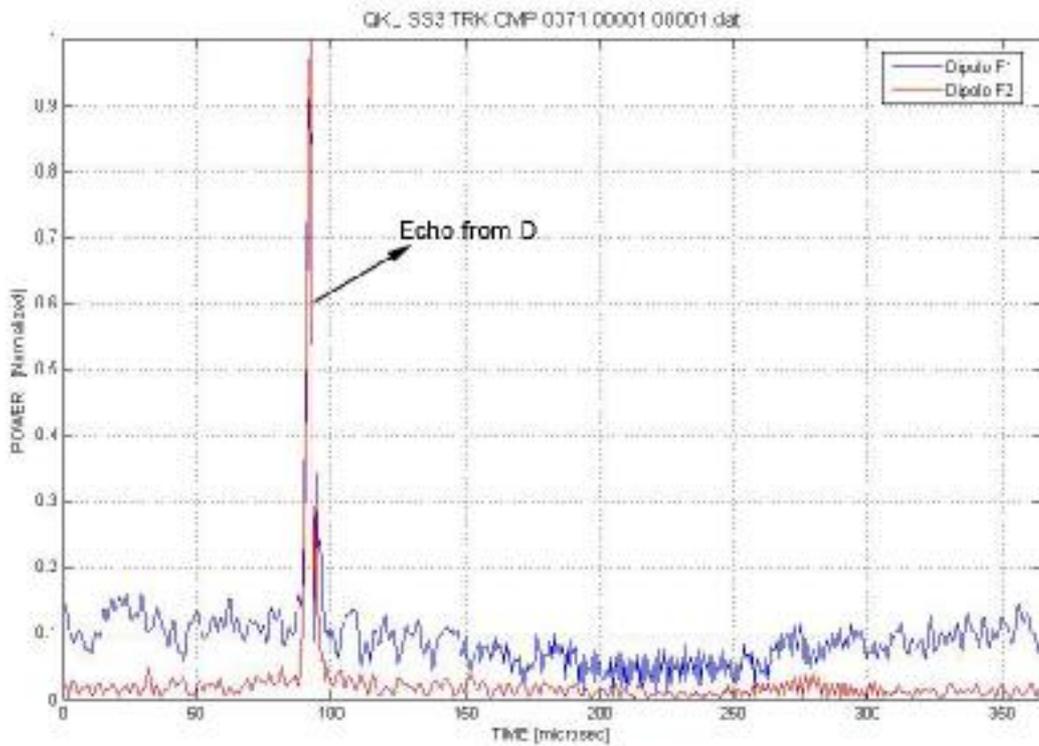


FIG. 4.22: Segnali di ritorno al dipolo alle due frequenze operative

Quello che si ottiene applicando la tecnica della *doppia frequenza* si vede nel grafico che segue.

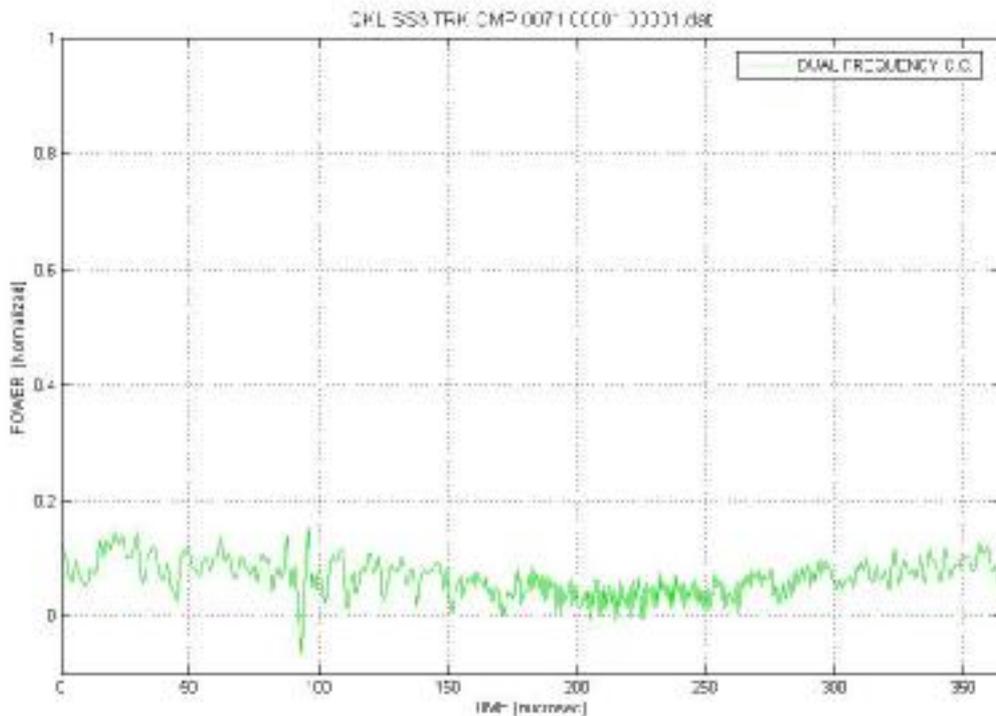
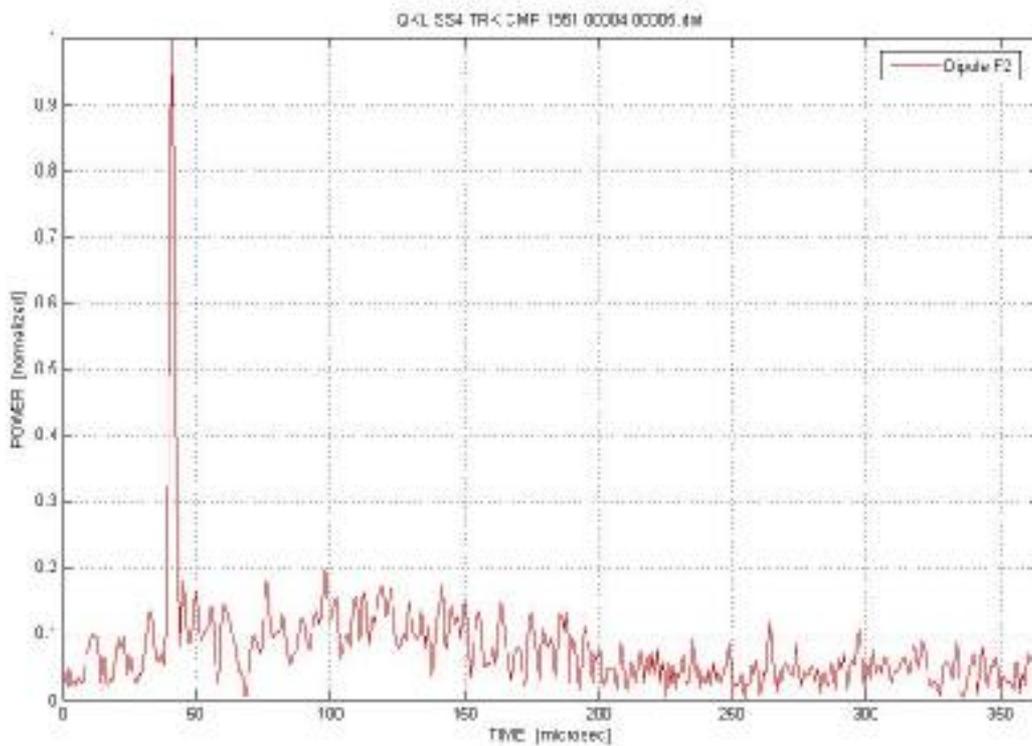
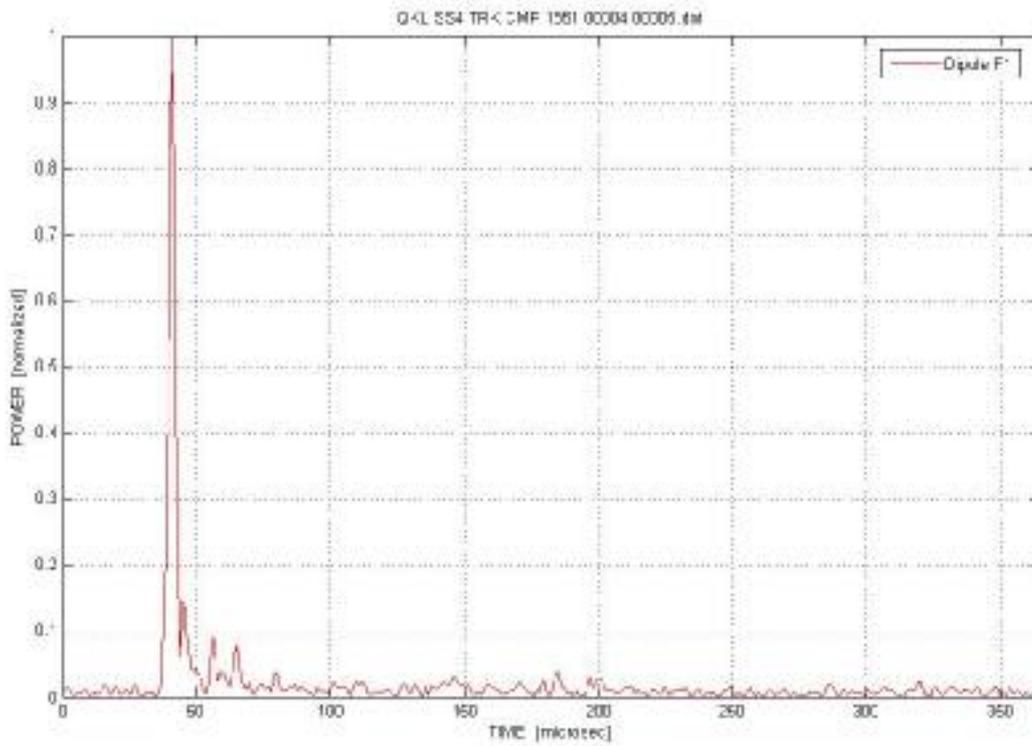
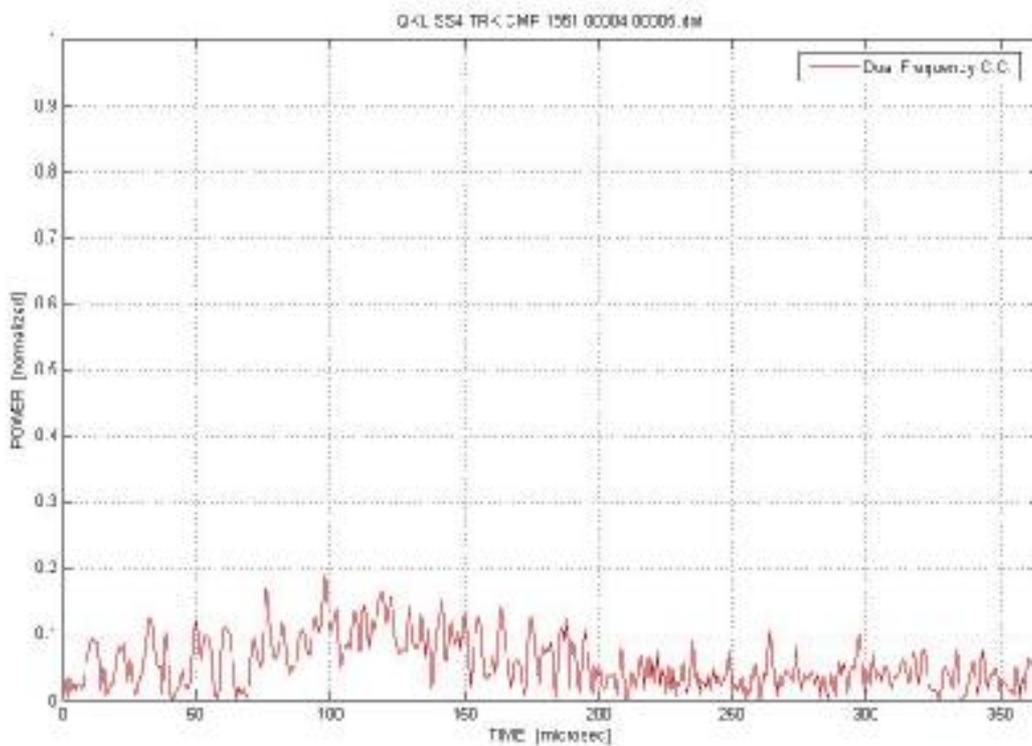


FIG. 4.23: Come risultato dell'applicazione della tecnica della doppia frequenza, stavolta l'eco di ritorno dal punto D della superficie è stato eliminato.

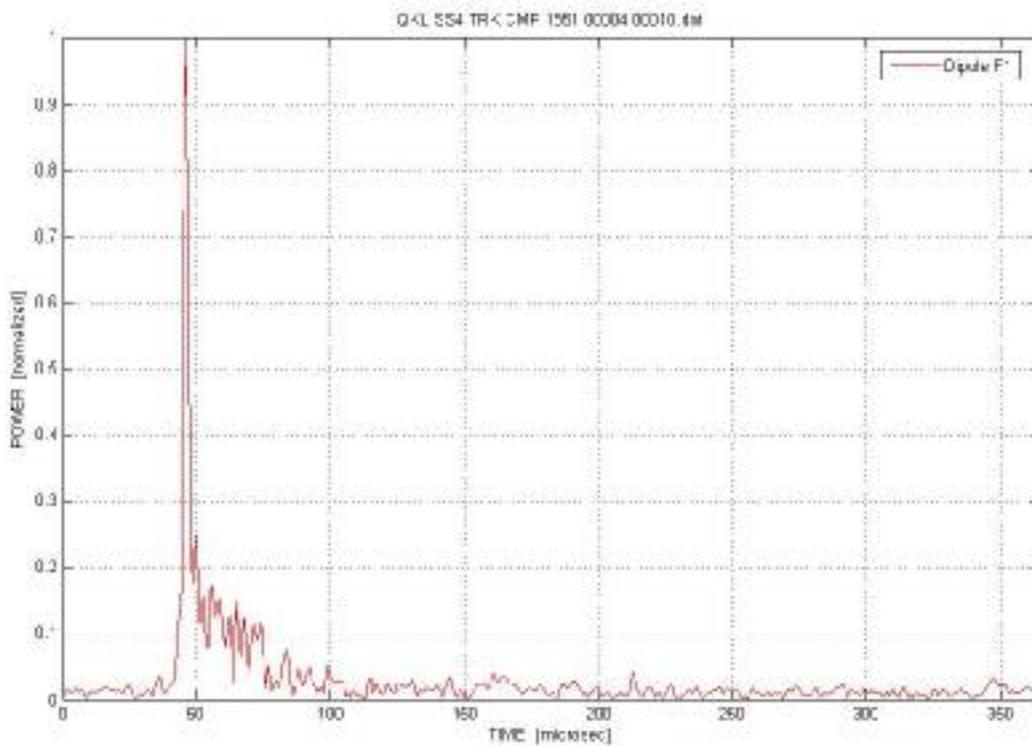
Passiamo adesso in rassegna altri esempi, relativi stavolta a dati reali (orbita 1851).

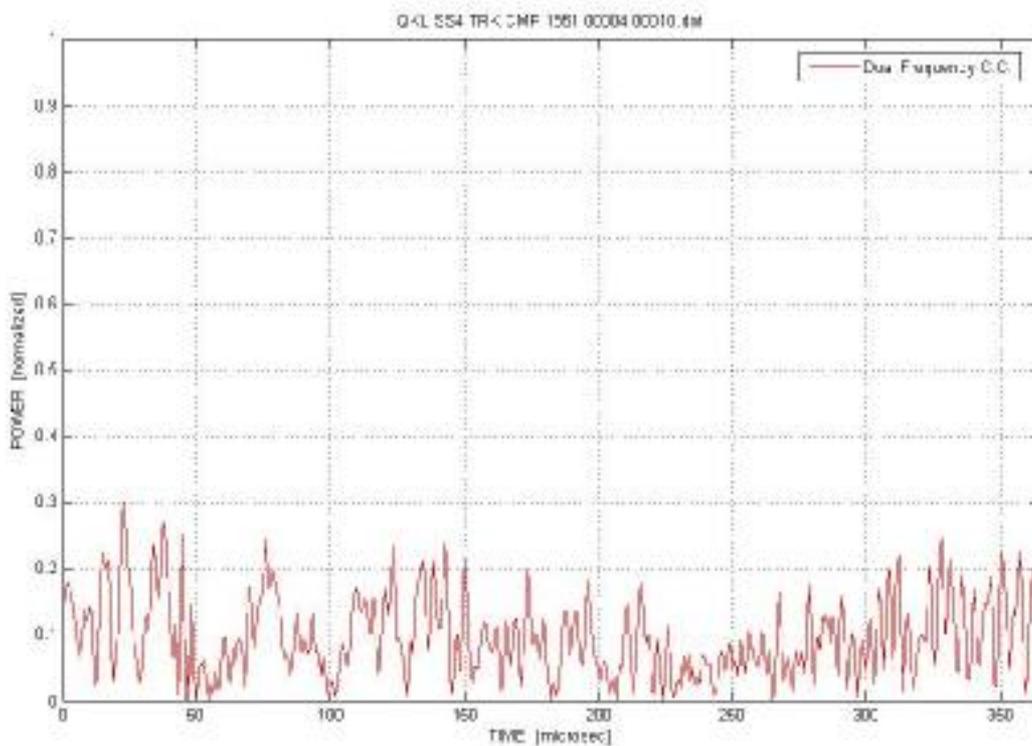
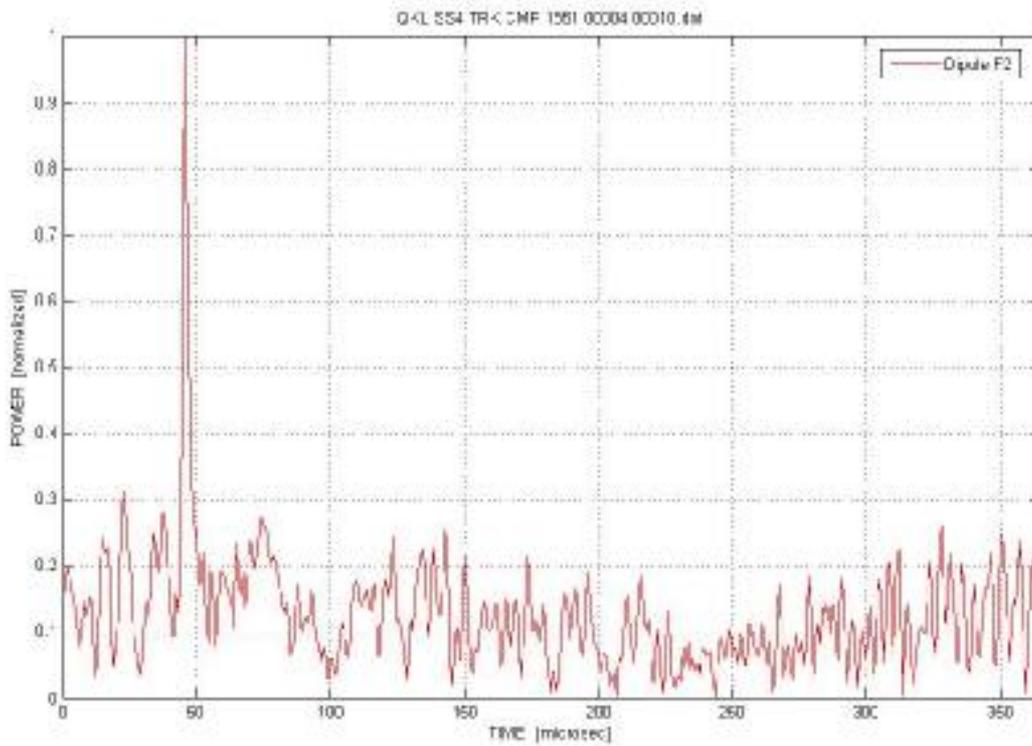


Gli echi non si differiscono molto da quelli simulati. Vediamo cosa succede con la doppia frequenza:



L'eco proveniente dalla superficie viene cancellato in maniera netta. Altro caso:





Tuttavia non sempre i segnali registrati alle due frequenze sono così “puliti”, e ciò ha spinto ad elaborare un terzo tipo di metodo di cancellazione del clutter, basato sui modelli di backscattering superficiale e discusso nell’ultimo capitolo.

CAPITOLO 5 Il fenomeno dello scattering – Generalità sui sistemi Radar

5.1 Il fenomeno dello scattering: concetti introduttivi

Ogni radar che misura lo scattering o le proprietà di riflessione di una superficie e/o di un volume, è chiamato **scatterometro**. Quindi, uno scatterometro potrebbe essere un radar progettato per lo più per misure di backscattering; o potrebbe essere un radar progettato per altri scopi, come immagini o misure altimetriche, ma calibrato opportunamente affinché con esso sia possibile fare misure di scattering superficiale. A volte il termine *riflettometro* è usato piuttosto che scatterometro, ma tuttavia il termine scatterometro si addice maggiormente ad indicare questo strumento, dato che riflessioni speculari sono alquanto rare alle lunghezze d'onda di un radar, e quasi tutti i segnali radar sono il risultato di scattering.

Lo **scattering** è il fenomeno a causa del quale la radiazione incidente su di una superficie viene reirradiata da essa nello spazio, secondo più direzioni. In particolare, quando una radiazione incide su di una superficie, due tipi di riflessioni sono possibili: *riflessione speculare* e *riflessione diffusa*. La seconda è anche detta scattering. Nel caso di riflessione speculare, invece, la radiazione incidente viene riflessa in maniera simmetrica, formando lo stesso angolo della radiazione incidente rispetto alla verticale. Questo accade solo con superfici perfettamente levigate, come ad esempio sono gli specchi. E' evidente, allora, come l'unico fenomeno di riflessione possibile su una superficie reale (sempre rugosa) può essere lo scattering. Nel caso di riflessione diffusa, o scattering, la superficie reirradia in tutte le direzioni, secondo un determinato pattern (o legge di scattering), la radiazione incidente. L'aliquota di radiazione scatterata all'indietro che ritorna alla sorgente che ha emesso la radiazione incidente (il radar) è detta, invece, **backscattering**.

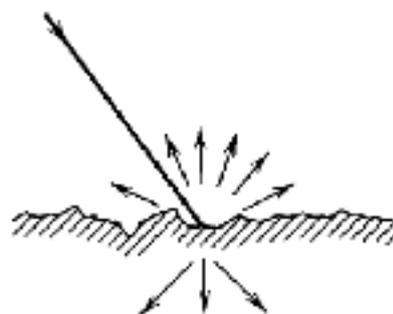


FIG. 5.1: Il fenomeno della retrodiffusione o backscattering

Da quanto detto si evince che un radar funziona proprio perché esiste il fenomeno dello scattering e tutte le superfici, per quanto levigate e lisce possano essere, hanno sempre una certa micro-rugosità superficiale. Infatti un *radar monostatico* (cioè trasmettitore e ricevitore alla stessa locazione), riceve la componente back-scatterata, componente che ritorna indietro lungo la stessa direzione di incidenza, di tutta l'energia scatterata.

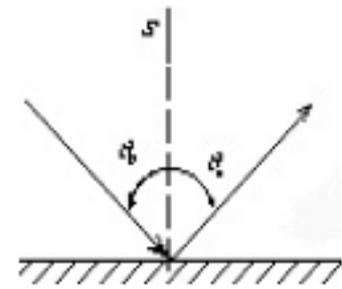


FIG. 5.2: La riflessione speculare

Un tale radar, teoricamente, riceverebbe alcuna potenza da una superficie liscia eccetto nel caso di incidenza in direzione normale.

Qualitativamente, la relazione tra la rugosità superficiale e lo scattering superficiale può essere spiegata tramite le figure di seguito riportate. Per superfici speculari, il modello di radiazione angolare dell'onda riflessa è un impulso di Dirac (che può essere interpretato analiticamente come configurazione limite di un impulso rettangolare o gaussiano ad area unitaria quando se ne faccia tendere a zero la larghezza) centrato intorno alla direzione speculare come si può vedere nella figura sopra. Per superfici rugose il modello di radiazione angolare consiste di due componenti: una componente riflessa ed una componente scatterata.

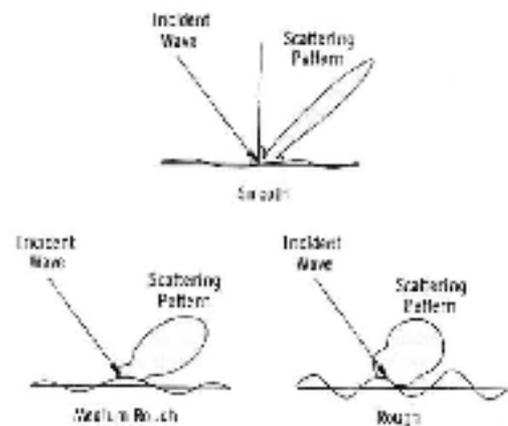


FIG. 5.3: Lo scattering per diversi tipi di superfici

La componente riflessa è ancora nella direzione speculare ma l'intensità della sua potenza è più piccola di quella riferita a superficie liscia. Questa componente speculare è spesso detta *componente di scattering coerente*. La componente scatterata anche detta *componente diffusa o non coerente* consiste di potenza scatterata in tutte le direzioni, ma la sua intensità è minore di quella della componente coerente. Quanto più la superficie diventa rugosa, tanto più la componente coerente diventa trascurabile. Quindi tale fondamentale parametro del radar da tenere in considerazione, cioè lo scattering, rappresentato dal coefficiente di scattering, è collegato alle caratteristiche della superficie.

Le caratteristiche della superficie a loro volta, possono essere descritte statisticamente dalla *deviazione standard dell'altezza* della superficie stessa e dalla *lunghezza superficiale di correlazione*, che rappresentano la variazione casuale dell'altezza rispetto ad una superficie di riferimento. La superficie di riferimento potrebbe essere la superficie imperturbata di un modello periodico o potrebbe essere una superficie media.

Si consideri una superficie nel piano (x,y) descritta usando una funzione bidimensionale $z(x,y)$, dove z è l'altezza sul piano x-y del punto (x,y), la cui espressione analitica non è nota ma che ha delle opportune proprietà statistiche.

I principali parametri che descrivono la variabilità statistica della superficie sono di seguito elencati.

- **Deviazione standard della altezza superficiale: s_z**

Per una porzione statisticamente rappresentativa della superficie, di dimensione L_x e L_y , l'**altezza media** della superficie è:

$$\bar{z} = \frac{1}{L_x L_y} \int_{-L_x/2}^{L_x/2} \int_{-L_y/2}^{L_y/2} z(x, y) dx dy \quad (5.1)$$

mentre la **varianza**, o momento del secondo ordine, è:

$$\overline{z^2} = \frac{1}{L_x L_y} \int_{-L_x/2}^{L_x/2} \int_{-L_y/2}^{L_y/2} z^2(x, y) dx dy \quad (5.2)$$

così la **deviazione standard** della altezza superficiale (o altezza **RMS** della superficie) è data da:

$$s_z = \sqrt{\overline{z^2} - (\bar{z})^2} \quad (5.3)$$

- **Lunghezza di correlazione superficiale:**

La **funzione di autocorrelazione** per un profilo di superficie monodimensionale $z(x)$ è definita come:

$$R_Z(x) = \frac{1}{L_x} \int_{-L_x/2}^{L_x/2} z(x_d) z(x_d + x) dx_d \quad (5.4)$$

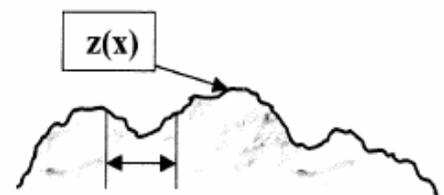


FIG. 5.4: Altezza superficiale $z(x)$

misurando la somiglianza esistente tra l'altezza di due punti distanti x l'uno dall'altro, mentre l'indice o **coefficiente di correlazione** è definito da :

$$r(x) = \frac{\int_{-L_x/2}^{L_x/2} z(x_d)z(x_d + x)dx_d}{\int_{-L_x/2}^{L_x/2} z^2(x_d)dx_d} = \frac{E [z(x_d)z(x_d + x)]}{E [z(x_d)^2]} \quad (5.5)$$

La **lunghezza di correlazione superficiale L** usualmente è definita come lo spostamento L per cui $\rho(L)$ è uguale a $1/e$:

$$r(L) = \frac{1}{e} \quad (5.6)$$

dove e è il numero di Nepero. La lunghezza di correlazione di una superficie dà un riferimento per stimare l'indipendenza statistica di due punti sulla superficie: se i due punti sono separati da una distanza più grande di L , allora le loro altezze possono essere considerate statisticamente indipendenti una rispetto all'altra. Nel caso estremo di superficie perfettamente liscia, ogni punto sulla superficie è correlato con ogni altro punto tramite un coefficiente di correlazione. In questo caso, si ha $L = \infty$.

Si ricorda a questo punto la definizione di *eventi statisticamente indipendenti*: A e B sono statisticamente indipendenti se la probabilità che si verifichi A una volta che si è verificato B $P(A|B) = P(A)$, è uguale alla probabilità che si verifichi A , e anche se la probabilità che si verifichi B una volta che si è verificato A , $P(B|A) = P(B)$ è uguale alla probabilità che si verifichi B . Invece la probabilità di un evento è la frequenza del suo verificarsi in un numero infinito di osservazioni:

$$P = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{s}{n}$$

dove n è il numero di osservazioni e s è il numero di volte in cui l'evento si è verificato.

- **Pendenza RMS:**

Essa è definita come :

$$m_s = \sqrt{S^2} \quad (5.7)$$

dove indichiamo con S la pendenza di $z(x_0)$ nel punto x_0 :

$$S = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{z(x_0 + \Delta x) - z(x_0)}{\Delta x} \quad (5.8)$$

Quindi, la pendenza RMS è la deviazione standard della pendenza locale del profilo.

Si assume che la superficie marziana possa essere descritta come una distribuzione casuale stazionaria di altezze, caratterizzate da una varianza σ_h , una lunghezza di correlazione L , e una pendenza rms superficiale locale (slope) m_s ²⁶.

Assumendo che la funzione densità di probabilità dell'altezza della superficie sia gaussiana a media nulla:

$$P_z(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_h} e^{-\frac{z^2}{2\sigma_h^2}}$$

e che l'indice di correlazione sia da scegliersi tra una distribuzione gaussiana o esponenziale, si ha:

$$r(x) = e^{-\frac{x^2}{L_c}} \rightarrow m_s = \sqrt{2} \frac{\sigma_h}{L_c}$$

$$r(x) = e^{-\frac{|x|}{L_c}} \rightarrow m_s = \frac{\sigma_h}{L_c}$$

cosicché in ogni caso la distribuzione è completamente determinata una volta che i valori di solo due dei parametri statistici sono noti.

Al secondo ordine, invece, si può assegnare la funzione caratteristica congiunta:

$$\begin{aligned} F_{z_1, z_2}(w_1, w_2) &= \mathfrak{S} \left\{ P_{z_1, z_2} \left(\frac{2z_1}{c}, \frac{2z_2}{c} \right) \right\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\frac{2}{c}(w_1 z_1 - w_2 z_2)} P_{z_1, z_2} \left(\frac{2z_1}{c}, \frac{2z_2}{c} \right) dz_1 dz_2 = \\ &= \langle e^{j\frac{2}{c}(w_1 z_1 - w_2 z_2)} \rangle = e^{-\frac{2\sigma_h^2}{c^2} [w_1^2 - 2r(x_1 - x_2; y_1 - y_2)w_1 w_2 + w_2^2]} \end{aligned}$$

dove $\rho(x_1 - x_2; y_1 - y_2)$ ²⁷ è il coefficiente di correlazione bidimensionale della superficie e P_{z_1, z_2} è la funzione densità di probabilità congiunta della superficie.

²⁶ Rappresenta la pendenza geometrica della superficie

²⁷ Esso dipende solo dalla differenza delle variabili non separatamente da esse per la stazionarietà del processo

5.2 Funzionamento da Radar Altimetro

In questo paragrafo verranno esposti i principi di funzionamento ed i modelli analitici che descrivono il funzionamento di un Radar Altimetro. In seguito, quanto esposto verrà specializzato al caso particolare del radar Marsis, per poi introdurre i modelli di backscattering presi in esame nel corso di questo lavoro di tesi relativamente alla superficie di Marte.

Un Radar Altimetro è un sensore radar attivo, che è utilizzato nell'ambito delle indagini scientifiche del Telerilevamento aerospaziale. Esso misura l'elevazione, in scala globale, della superficie, terra o mare, lungo la traiettoria percorsa dalla piattaforma, attraverso l'invio di microonde in direzione nadirale, ossia con un angolo di incidenza θ nullo. In particolare, quando l'altimetro sorvola masse oceaniche, è in grado di rilevare le variazioni dell'altezza media della superficie oceanica. Ma più in particolare le principali applicazioni di un radar altimetro sono distinguibili in due categorie ben distinte: lo studio della Terra e lo studio dei Pianeti del sistema solare. Per quanto riguarda il primo campo di impiego, i profili del livello oceanico, ottenuti per mezzo di RA (che, combinati su diverse orbite, permettono di realizzare vere e proprie mappe globali), permettono di conoscere informazioni preziose, quali la misura del geoide (la superficie equipotenziale alla quale tende a porsi, in condizioni di equilibrio idrostatico, il livello del mare), la circolazione oceanica (il livello della superficie oceanica si discosta dal geoide sia a causa delle maree che di effetti dovuti alla circolazione oceanica), venti e moto ondoso (la possibilità di disporre di informazioni sulla distribuzione a livello globale dell'intensità del moto ondoso e dei venti è di interesse sia per gli oceanologi che per i meteorologi, al fine di capire e prevenire fenomeni meteorologici di portata mondiale).

Per quanto concerne lo studio dei Pianeti del Sistema Solare, le indagini scientifiche trovano nell'utilizzo dei Radar Altimetri un efficiente mezzo di indagine circa la natura della superficie del pianeta target. Dall'analisi dell'eco riflesso, oltre alle misure circa l'elevazione relativa della superficie scandagliata, è possibile ricavare informazioni circa la struttura topologica e morfologica del pianeta, nonché la natura chimica della superficie del pianeta e la sua struttura interna. Ancor più preziose sono le informazioni elaborate dal radar Altimetro in virtù della possibilità di un utilizzo congiunto con altri modi di indagine di Remote Sensing. Ciò permette un confronto di modelli e, quindi, la possibilità di costruire modelli più complessi e globali del pianeta esaminato.

5.2.1 Sensori Radar

Il **Radar** (**R**adio **D**etection **A**nd **R**anging) è un sensore attivo operante nella banda di frequenza delle microonde e che ha, fondamentalmente, la funzione di misurare le caratteristiche elettromagnetiche di un oggetto “illuminato” da segnali inviati dal radar stesso, nonché la sua distanza, attraverso il calcolo del tempo di propagazione di un segnale inviato ad un bersaglio riflettente. La sorgente di questi segnali consiste in un trasmettitore, che genera la radiazione elettromagnetica, ed in un’antenna, che irradia nello spazio, in modo opportuno, questa radiazione, focalizzandola sulla superficie da osservare. Se questa superficie è scabrosa, l’onda elettromagnetica viene diffusa in tutte le direzioni. In particolare, una parte dell’energia elettromagnetica viene *retroirradiata*.

Tale energia è captata dall’antenna, che è collegata al ricevitore, che rileva il segnale e lo registra in modo da poter essere, poi, elaborato. La discriminazione tra i segnali di ritorno (gli “echi radar”), ricevuti da differenti direzioni di propagazione, può essere realizzata con tecniche differenti, che coinvolgono la discriminazione temporale (echi che ritornano in istanti differenti appartengono a bersagli a differente distanza dal radar), la discriminazione angolare (echi provenienti da direzioni maggiori dell’ampiezza di fascio a 3dB dell’antenna non sono ricevuti), e la discriminazione in termini di scostamento Doppler (echi con scostamento Doppler differente appartengono a bersagli in posizioni differenti, perché la componente radiale della velocità relativa sensore-bersaglio è differente).

I componenti di un sistema radar sono quindi:

- a) un generatore di impulsi, che invia impulsi di energia a microonde;
- b) un trasmettitore;
- c) un duplexer (è un dispositivo che collega l’antenna al trasmettitore quando deve essere inviato l’impulso, e la collega al ricevitore quando deve essere ricevuto l’eco);
- d) un’antenna direttiva, che focalizza l’energia associata agli impulsi in un fascio;
- e) gli echi radar, ricevuti dall’antenna, che vengono amplificati ed opportunamente elaborati per ottenere informazioni d’immagine;
- f) un dispositivo di immagazzinamento dati, per elaborazioni successive (*postprocessing*), o un dispositivo di visualizzazione *real-time* (un monitor, ad esempio).

I radar possono trasmettere segnali continui (si parla di radar *Continuous Wave*, o CW), oppure degli impulsi sinusoidali di durata finita (in questo caso si parla di *radar ad impulsi*). In questo

secondo caso, il numero di impulsi trasmessi al secondo si chiama PRF (*Pulse Repetition Frequency*, frequenza di ripetizione dell'impulso). Un impulso (in inglese, *pulse*) di durata t e di frequenza f_0 , è un tronco di senoide:

$$s(t) = A \cos 2\pi f_0 t, \quad -\frac{t}{2} \leq t \leq \frac{t}{2} \quad (5.9)$$

il cui involucro (ossia la curva che unisce i massimi locali) è un impulso rettangolare di durata t . Un parametro di fondamentale importanza, nella comprensione della capacità del radar nel discriminare due bersagli in distanza (ovvero per determinare la risoluzione in *range*), è la **banda** del segnale trasmesso, ossia l'intervallo di frequenze (centrato intorno a f_0) "occupato" dall'impulso.

E' possibile dimostrare che la banda di un impulso rettangolare monocromatico del tipo (5.9), con frequenza portante pari a f_0 , è pari a: $B = \frac{1}{t}$. La durata degli impulsi è molto piccola rispetto al periodo di tempo che intercorre fra due impulsi successivi (tipicamente, il prodotto $\tau(\text{PRF})$ è circa pari a 1/1000). L'intervallo di tempo, fra emissione dell'impulso e ricezione dell'eco, può essere misurato con grande accuratezza e, quindi, essendo nota la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche nello spazio (pari a $c \approx 3 \times 10^8$ m/s nel vuoto), è possibile calcolare la distanza R dal radar dell'area osservata. Dal momento che l'impulso trasmesso percorre una distanza pari a $2R$ (andata e ritorno) in un tempo T , è ovvio che: $R = cT/2$.

Se due bersagli sono separati da una distanza ΔR , due echi verranno ricevuti dall'antenna (che ha trasmesso un solo impulso), e torneranno al radar con una separazione temporale:

$$\Delta T = 2 \frac{\Delta R}{c}$$

Se l'impulso trasmesso ha durata τ , è necessario che sia :

$$t > 2 \frac{\Delta R}{c}$$

per fare in modo che i due echi non si sovrappongano. Pertanto possiamo definire la **Risoluzione geometrica** o **spaziale** come la minima distanza relativa alla quale due oggetti possono trovarsi ed essere identificati come oggetti distinti:

$$r = \Delta R_{\min} = \frac{ct}{2} = \frac{c}{2B} \quad (5.10)$$

Si nota dalla (5.10) che, per avere una risoluzione in range adeguata (sull'ordine del metro), occorrerebbe trasmettere segnali di durata troppo piccola (sull'ordine dei nanosecondi, ma al più è possibile trasmettere segnali con durata dei micro-secondi). Questo perché la durata di un impulso è anche legata alla sua energia ed alla sua potenza; l'energia di un impulso è a sua volta

legata alla capacità di rivelare la presenza di un bersaglio, e sono desiderabili impulsi ad alte energie, cioè a grandi valori di τ . Questo peggiorerebbe però la capacità di discriminare i bersagli in *range* (un vincolo che “spinge” verso valori piccoli di τ , ovvero bande grandi). L’esigenza di avere impulsi con bande grandi e durate sufficientemente grandi, impossibile da ottenere con impulsi rettangolari, è risolta con tecniche di *modulazione* dell’impulso (nei radar si usano impulsi con modulazione lineare di frequenza, detti *chirp pulses*, o semplicemente **chirp**, che rompono il legame fra τ e B). In definitiva, a parità di durata dell’impulso, con una modulazione lineare in frequenza si aumenta la banda del segnale trasmesso.

Un segnale chirp ha la seguente espressione:

$$s(t) = A\Pi\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2pf_0t} e^{j2\pi\frac{a}{2}t^2} \quad (5.11)$$

ed è caratterizzato da una fase parabolica e frequenza istantanea lineare:

$$j(t) = 2pf_0t + 2p\frac{a}{2}t^2$$

$$f(t) = \frac{j}{2p} = f_0 + at$$

dove la costante α è detta **chirp rate**.

Eseguendo la Trasformata di Fourier del segnale (5.11), e per il principio di fase stazionaria, si vede come lo spettro di un chirp è un chirp in frequenza di durata αT il cui chirp rate si inverte e la banda è direttamente proporzionale alla durata nel tempo del chirp:

$$B = aT, \quad a = \text{rate del chirp}$$

Quindi, un radar ad impulsi chirp permette di disporre di ottime risoluzioni in range (ordine del m) con impulsi di durata dell’ordine dei millisecondi e, quindi, con potenze di picco basse. Praticamente, non potendo trasmettere istantaneamente tutta la banda, in quanto occorrerebbe un impulso troppo stretto, si trasmettono le frequenze sfasate nel tempo. Occorrerà quindi in fase di ricezione un ricevitore, che comprime le fasi in modo che, alla sua uscita, le frequenze saranno tutte sovrapposte ad un certo istante di tempo, cioè si avrà un impulso stretto focalizzato in un istante di tempo. Tali ricevitori sono detti **filtri adattati**: in pratica, una volta ricevuto il chirp e convertito in banda base, esso è soggetto all’operazione di compressione, la quale consiste nel filtrare il segnale $s(t-t_0)$ mediante un filtro la cui funzione di trasferimento è data da:

$$h(t) = \sqrt{\frac{B}{T}} x^*(-t) \quad (5.12)$$

detto filtro di compressione o filtro adattato in quanto si adatta al segnale di ingresso.

Le figure seguenti mostrano l’andamento di un segnale chirp in funzione del tempo ed il corrispondente andamento in frequenza.

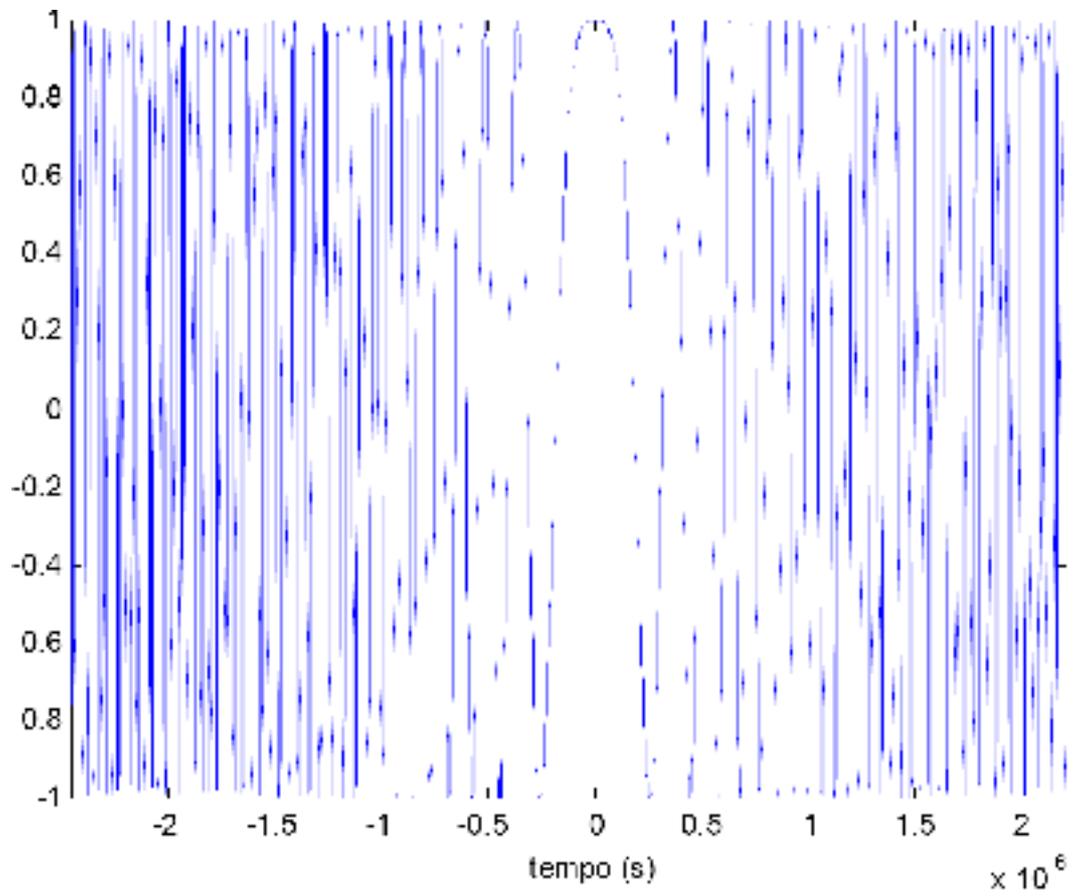


FIG. 5.5: Parte reale del segnale chirp

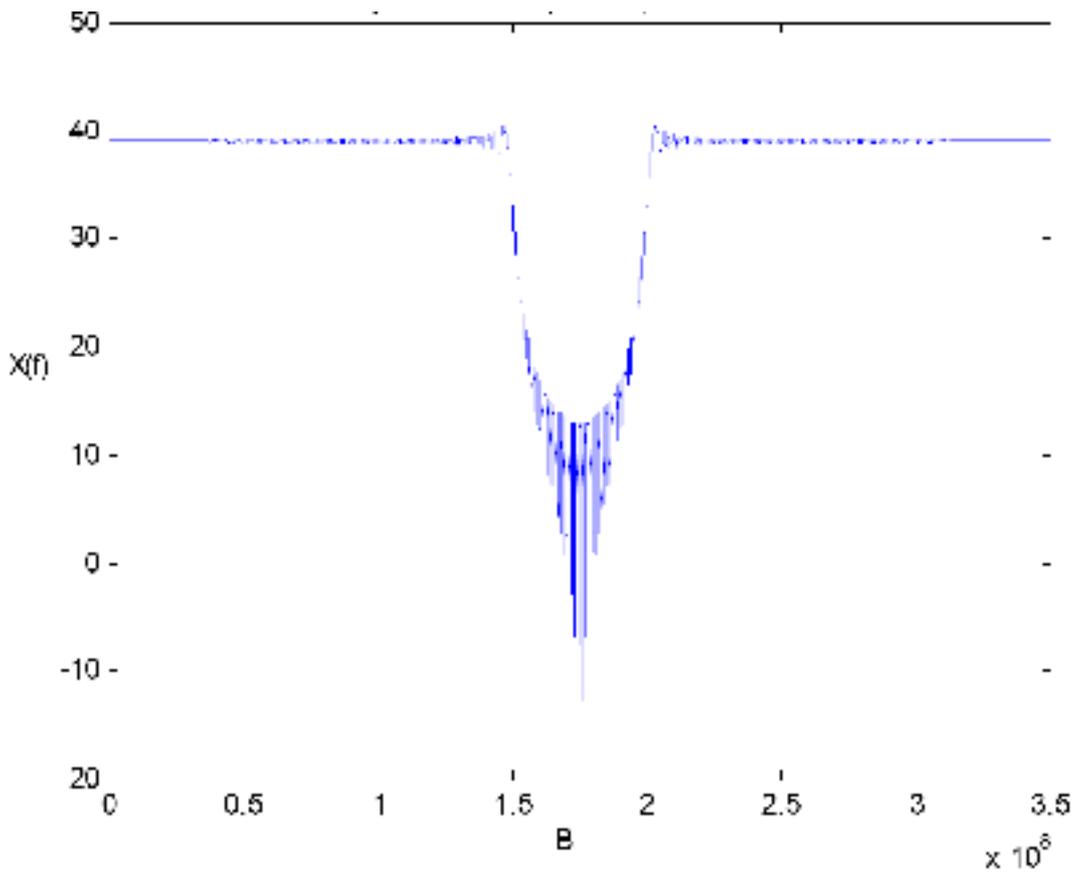


FIG. 5.6: Spettro del chirp in frequenza

La (5.12) è il complesso coniugato traslato nel tempo del segnale trasmesso.

Osservando la figura 5.7 si nota come ci siano frequenze trasmesse prima e frequenze trasmesse dopo, per cui all'ingresso del ricevitore ci saranno frequenze che arrivano prima e frequenze che arrivano dopo.

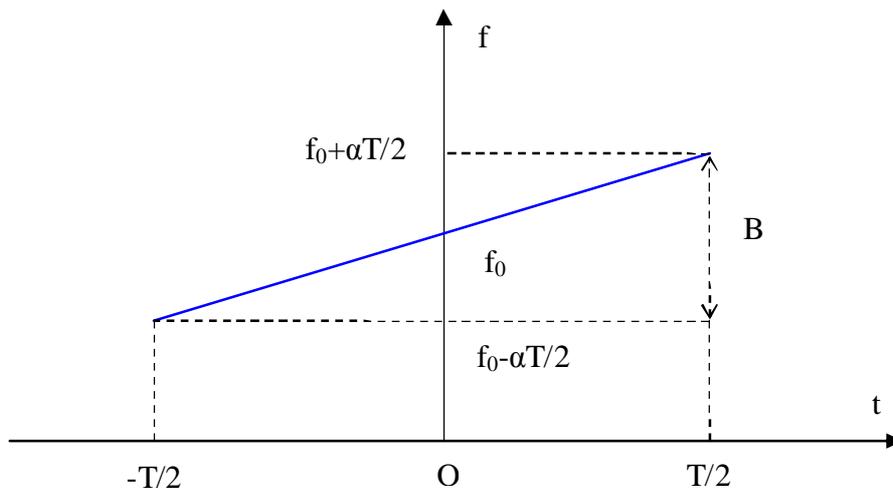


FIG. 5.7: Banda del chirp

Tuttavia, avendo tale filtro una funzione di trasferimento con rate opposto a quello del chirp trasmesso, accade che il filtro ritarda di più le frequenze trasmesse prima e anticipa quelle trasmesse dopo in modo tale che le frequenze arrivino all'uscita del ricevitore tutte allo stesso istante così da essere tutte sovrapposte all'uscita dello stesso. Di conseguenza, il segnale di uscita dal filtro sarà un impulso stretto e alto centrato su di un certo istante t_0 .

Infatti, da ragionamenti analitici eseguendo la convoluzione tra l'impulso trasmesso e la funzione $h(t)$, si ricava che a valle di tale filtraggio il segnale prende la forma di un impulso sinc alto \sqrt{TB} la cui apertura da nullo a nullo è $2/B$ ma quella effettiva è $1/B$:

$$y(t) = \sqrt{TB} \operatorname{sinc}(B(t - t_0)) \quad (5.13)$$

nel caso in cui $TB^{28} \gg 1$ e l'ampiezza dell'impulso trasmesso sia costante (presa unitaria per semplicità). La funzione $\operatorname{sinc}(x)$ è diagrammata nella figura a lato, e la sua espressione analitica è del tipo:

$$\operatorname{sinc}_c(x) = \frac{\operatorname{sinc}(px)}{\operatorname{sinc}(x)} \quad (5.14)$$

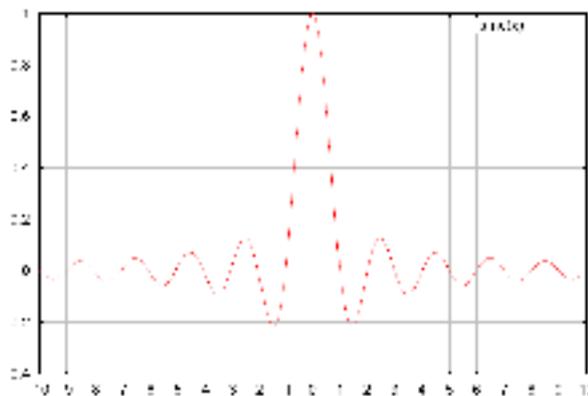


FIG. 5.8: La funzione $\operatorname{sinc}(x)$

²⁸ Nel nostro caso vale 250-1000

Dunque, in conclusione, il risultato di tale filtraggio è quello di:

1. Comprimerne l'impulso ricevuto in modo che la risoluzione in range la cui nota espressione è:

$$r_R = \frac{c}{2}t$$

(con τ durata dell'impulso ricevuto) diventi dopo la compressione:

$$r_R = \frac{c}{2B} = \frac{c}{2aT}$$

ovvero inversamente proporzionale alla durata dell'impulso trasmesso così da consentire la trasmissione di impulsi lunghi con basse potenze di picco. La quantità:

$$BT = \frac{T}{1/B}$$

è detta **fattore di compressione** del filtro.

2. Migliorare il rapporto segnale/rumore (SNR) di modo che, anche se a monte del filtro l'impulso ricevuto sta al di sotto del rumore, a valle stesso esso emerge dal rumore, in quanto l'ampiezza dell'impulso passa da 1 a \sqrt{TB} mentre il rumore resta costante. Nell'ipotesi di filtro conservativo, si può far vedere come SNR migliori proprio di BT.

5.2.2 Radar Altimetri

Un Radar Altimetro è un particolare Radar attivo che misura l'altezza della superficie, terra o mare, lungo la traiettoria percorsa dalla piattaforma attraverso l'invio di microonde, che nel caso in esame di altimetro nadir-pointing (che poi è uno dei casi più diffusi, e anche il caso del Radar Marsis) sono dirette in direzione nadirale, ossia con angolo di incidenza nullo. La geometria di osservazione del sistema è rappresentata in Fig. 5.9: Δ_{range} è la dimensione della cella di risoluzione in distanza. Se l'apertura del fascio di antenna è maggiore di $\pm \theta$ (cosa che si ottiene per dimensioni della cella di risoluzione in distanza

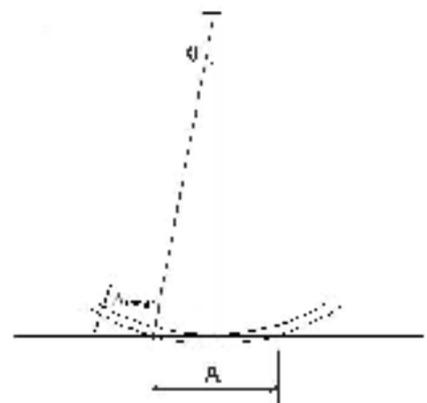


FIG. 5.9: Geometria di osservazione del Radar Altimetro Pulse Limited

molto piccole, corrispondenti a risoluzioni temporali dell'ordine dei nanosecondi), l'altimetro è detto **pulse limited**, ed il segnale incidente illuminerà quindi, inizialmente, una superficie circolare di diametro A. Successivamente, all'avanzare del fronte dell'onda, la superficie illuminata sarà una corona circolare che si allarga, fino al limite corrispondente all'apertura del fascio di antenna. Come illustrato nella figura 5.10, la prima cella che risponde all'impulso è un cerchio. Tale cerchio sussiste per tutti gli istanti:

$$\frac{2h}{c} \leq t \leq \frac{2h}{c} + \frac{2r}{c}$$

ed è detta prima cella di risoluzione.

La seconda cella di risoluzione sussiste per:

$$\frac{2h}{c} + r \leq t \leq \frac{2h}{c} + 2\left(\frac{2r}{c}\right)$$

la quale non è più un cerchio, bensì una corona circolare. L'area della prima cella, nell'ipotesi, accettabile, di $\rho \ll h$, può scriversi come segue:

$$A_0 = \pi r_0^2$$

dove, ρ_0 , detto *raggio di boom limited*, rappresenta la risoluzione al nadir, in ground range, del radar altimetro ed è pari a:

$$r_0^2 = \sqrt{2hr} = \sqrt{cth}$$

Se $\rho \ll h$, le altre celle di risoluzione, successive alla prima, saranno delle corone circolari di area costante, pari all'area della prima cella. L'altezza h viene determinata misurando il ritardo T tra l'istante in cui è avvenuta l'emissione di un impulso di durata τ e quello in cui si riceve l'eco (Fig. 5.11). Risulta infatti :

$$h = \frac{ct}{2}$$

Utilizzando impulsi di tipo chirp, con durata ragionevolmente grande (qualche μs) e bande molto grandi (dell'ordine dei 100 MHz), è possibile ottenere profili altimetrici con un'accuratezza di una frazione del metro (ad esempio per il radar altimetro montato sul satellite Seasat, radar che trasmette impulsi chirp di durata pari a 3.2 μs e banda di 320 MHz, con una PRF di 1020 Hz, essa è di 0.47 metri). Con tali accuratèzze, un radar altimetro montato a bordo di un satellite riesce

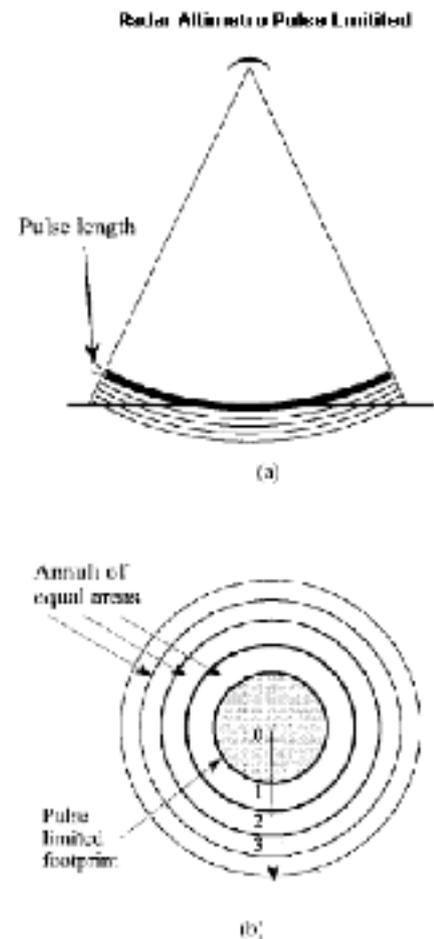


FIG. 5.10: Radar Altimetro Pulse Limited Limited Footprint

agevolmente a misurare l'altezza delle onde oceaniche o le maree ed i rigonfiamenti dovuti agli uragani (normalmente 3-6 m).

Le caratteristiche dell'eco radar dipendono dalle proprietà geometriche e fisiche, quali forma, rugosità, costante dielettrica e conducibilità elettrica dell'oggetto osservato, nonché dalla direzione di illuminazione. Per quanto riguarda il modello di scattering della superficie di Marte si rimanda al paragrafo specifico. Di seguito forniremo considerazioni di carattere generale.

Per superfici oceaniche o di pendenza comunque quasi trascurabile, incise quasi

normalmente da altimetri pulse limited

(ricordiamo che in tale configurazione la superficie illuminata ad un certo istante è determinata solamente dalla risoluzione in distanza e non dall'apertura del fascio dell'antenna, questo significa dire che l'impulso compresso è molto più stretto del fascio) l'eco è descritto analiticamente dal cosiddetto **modello di Brown**. L'andamento tipico di tale eco è mostrato nella seguente figura 5.12. Per spiegare la forma dell'eco di Brown basta tenere conto che per una superficie scatterante piatta, la potenza riflessa P_r è proporzionale all'area illuminata. Per quanto osservato in precedenza, si evince che il ritorno di potenza esibirà prima una crescita iniziale quasi lineare (in conseguenza del fatto che la cella a terra cresce rapidamente da un punto ad un cerchio) alla quale segue un tratto costante (l'area illuminata è costante) ed in seguito un decremento dovuto al pesaggio del pattern dell'antenna (quando la corona circolare si espande fino al limite del fascio).

La seguente espressione dell'eco di ritorno è stata ricavata nell'ipotesi di distribuzione Gaussiana a media nulla della densità di probabilità della quota dell'onda dell'oceano:

$$P_r(t) \approx \begin{cases} \frac{1}{2} h P_T P_{FS}(0) \sqrt{2p} s_p \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{t}{\sqrt{2} s_c} \right) \right] & t < 0 \\ \frac{1}{2} h P_T P_{FS}(t) \sqrt{2p} s_p \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{t}{\sqrt{2} s_c} \right) \right] & t \geq 0 \end{cases} \quad (5.15)$$

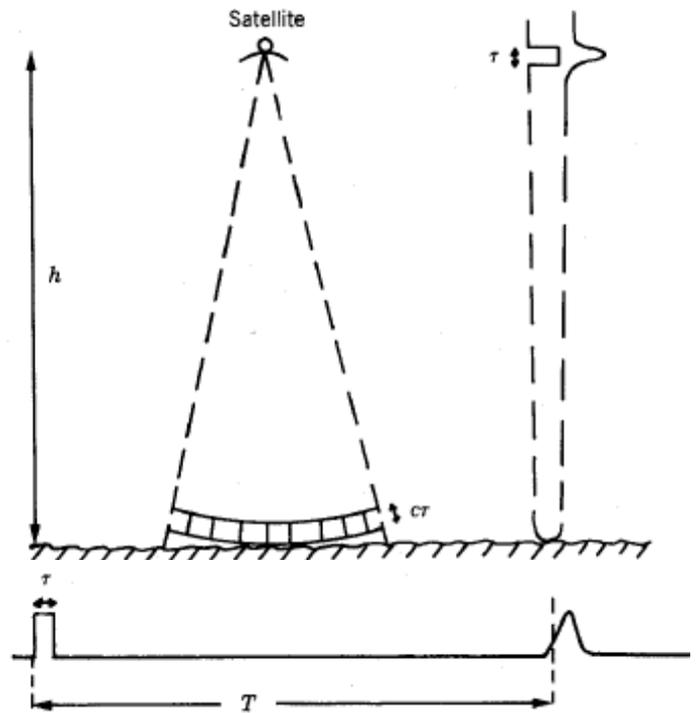


FIG. 5.11: Geometria di misura del RA Pulse Limited

dove $\eta=BT \gg 1$ è il fattore di compressione dell'impulso trasmesso, P_T è la potenza di picco trasmessa, P_{FS} è la risposta impulsiva di una superficie quasi piatta, $\sigma_p=0.425T$ e:

$$S_c = \sqrt{S_p^2 + \left(\frac{2S_h}{c}\right)^2}$$

con σ_h rugosità della superficie illuminata.

Dalla stima dell'eco di Brown si risale al coefficiente di backscattering della superficie illuminata, alla rugosità di tale superficie ed al tempo di ritardo fra orbita e superficie (t_0).

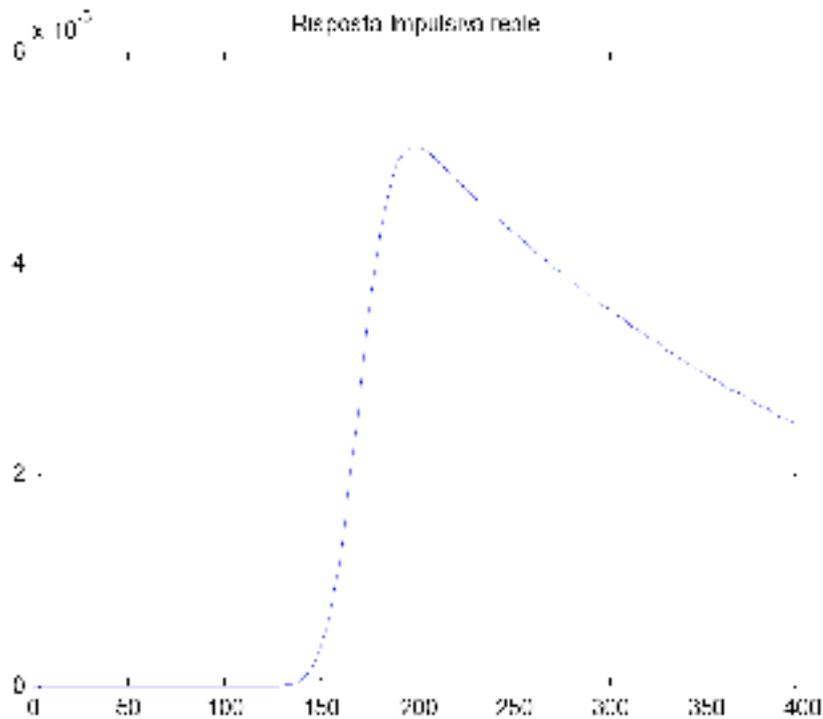


FIG. 5.12: Modello di Brown: risposta impulsiva reale di una superficie di pendenza trascurabile incisa quasi-normalmente

A sua volta dalla stima di t_0 si può ricavare la quota del radar sull'oceano e, se è nota l'orbita del satellite, cioè la sua quota rispetto al pianeta osservato, dalla differenza delle due distanze è possibile ricavare l'altezza media della superficie. In sostanza, un Radar Altimetro stima l'altezza media della superficie che illumina, il suo coefficiente di backscattering σ_0 ed il valore della rugosità σ_s a partire dall'eco ricevuto.

E' possibile dimostrare che la stima dell'altezza media dipende dal passaggio della curva per lo zero. Se varia t_0 , cioè h , l'eco trasla a sinistra o destra (Fig. 5.14). La stima di σ_s dipende dal tempo di salita dell'eco, più σ_s è elevata più il tempo di salita diventa basso, cioè in tal caso l'eco sale dolcemente e lentamente, viceversa più σ_s è basso più la curva sale in maniera rapida (Fig. 5.13). Infine al variare di σ_0 varia il massimo della curva (Fig. 5.15).

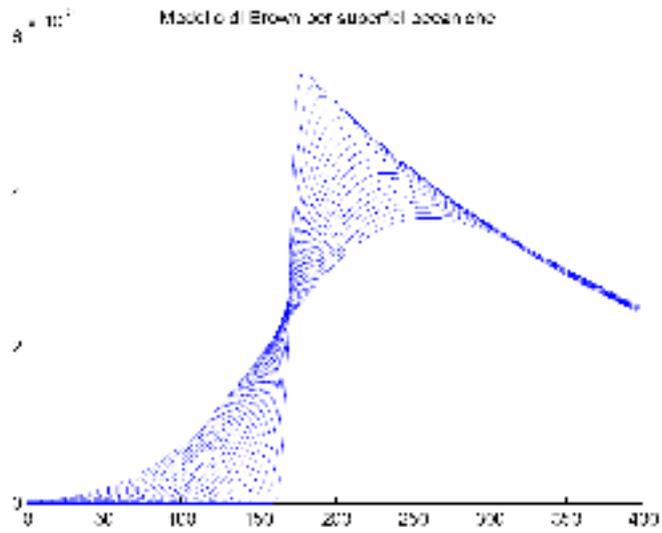


FIG. 5.13: Modello di Brown: variazione dell'eco al variare di σ_s

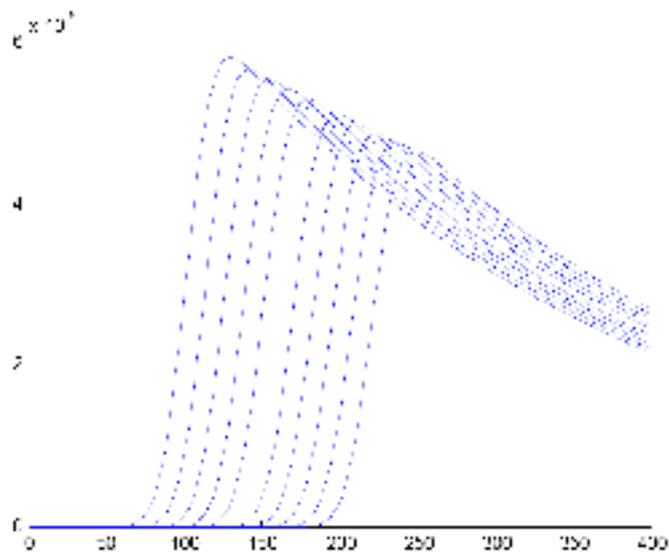


FIG. 5.14: Modello di Brown: variazione dell'eco al variare di t_0

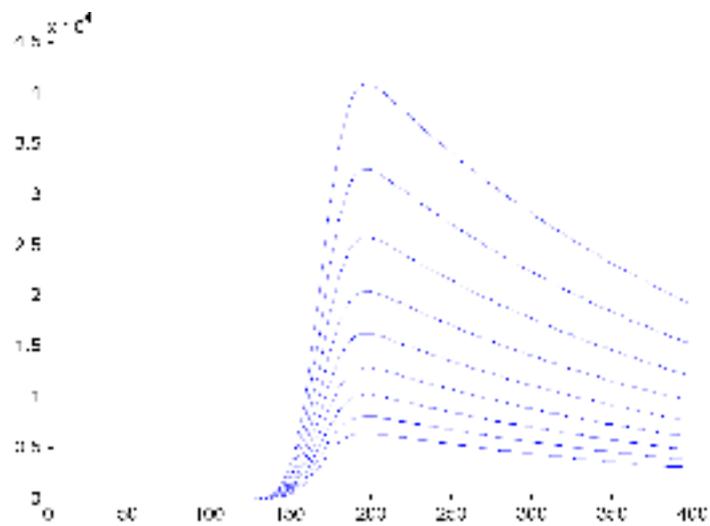


FIG. 5.15: Modello di Brown: variazione dell'eco al variare di σ_s

Dunque, ricapitolando, possiamo dire in definitiva che per un RA pulse limited che trasmette impulsi chirp la risposta impulsiva di una superficie incisa quasi normalmente, per la quale sia trascurabile la pendenza, è sostanzialmente funzione di tre parametri:

- 1) $t_0 = \text{tempo al nadir} = \frac{2h}{c}$
- 2) coefficiente di backscattering σ_0
- 3) valore della rugosità σ_s

La stima di questi tre parametri può essere ricavata dall'analisi dell'eco ricevuto. Tuttavia occorre tenere conto che i tre parametri in questione non sono tra loro indipendenti, pertanto non possono essere stimati indipendentemente l'uno dall'altro senza controllare l'errore commesso. Ma vediamo come possiamo schematizzare un RA tramite uno schema a blocchi.

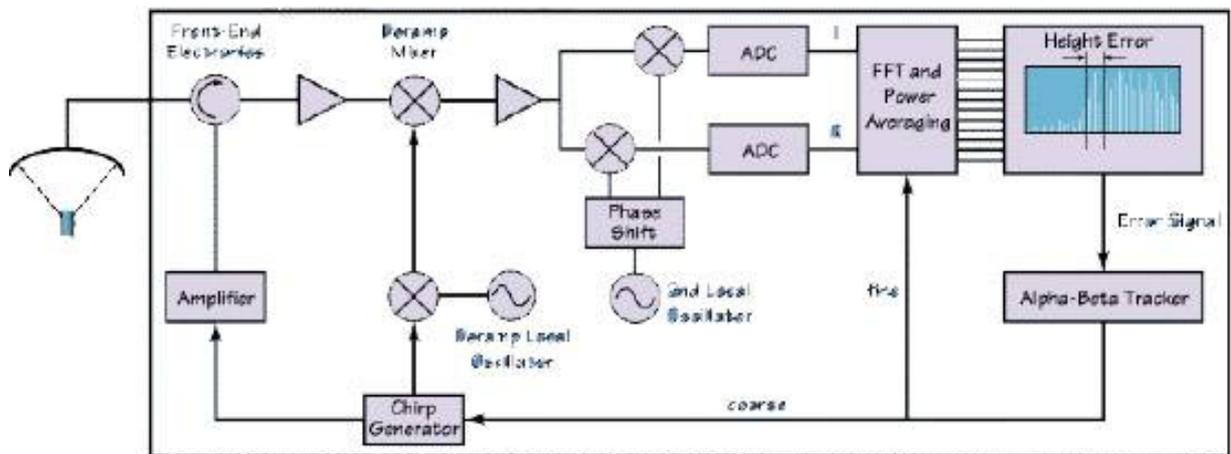


FIG. 5.16: Schema funzionale di un RA pulse limited che trasmette impulsi chirp

In fase di trasmissione il RA trasmette un impulso chirp, mentre in ricezione effettua una operazione detta **dechirping impulsivo** o **deramping**.

Tale operazione consiste nell'andare a moltiplicare il complesso coniugato del chirp di andata ed il chirp di ritorno tra di loro. Quello che si ottiene non è un chirp ma un tono puro. Se si ha un solo target, dal chirp trasmesso e da quello ricevuto, mediante il dechirping, si ottiene un solo tono dal quale è possibile misurare la distanza R a cui si trova il target:

$$\Delta f = at_0 = \frac{2R}{c} \frac{B}{T} = \frac{2B}{cT} R$$

Nel caso in cui si ha a che fare con N target, non si ha più una sola replica, ma N repliche, da cui facendo la differenza tra le loro frequenze e quelle trasmesse, si ha una serie di toni puri (Fig. 5.17).

In più, il dechirping permette di ridurre la frequenza di campionamento. Infatti, ragionando per N toni puri ricevuti, si ha:

$$f_n = \frac{2B}{cT} R_n$$

pertanto, la banda che contiene i toni puri, in seguito al dechirping, (fig. 5.18) può scriversi:

$$B_{IF} = \frac{2}{c} (R_{\max} - R_{\min}) \frac{B}{T} \equiv \frac{T_{acq}}{T} B < B$$

dove T_{acq} è il tempo di acquisizione dei dati, ossia la lunghezza in tempo dello swath.

Per il teorema del campionamento deve essere:

$$f_c \geq B$$

nel nostro caso $f_c \geq B_{IF}$ e risultando $B_{IF} < B$ allora il valore della frequenza di campionamento può essere ridotto.

Quindi in ricezione, gli echi acquisiti dall'antenna vengono indirizzati sul canale ricevente. Ogni eco è la sovrapposizione di un grande numero di repliche del chirp trasmesso, backscatterato dai molti scatterometri presenti sulla superficie illuminata, ritardati del tempo che il chirp ha impiegato per viaggiare, andata e ritorno, lungo la distanza radar-scatteratore.

In corrispondenza di questo tempo, il processore a bordo comanda la generazione di un nuovo chirp (cioè attiva il Chirp Generator). L'eco ricevuto dopo essere stato downconvertito, viene moltiplicato per la replica del chirp trasmesso (dechirping) attraverso un mixer. L'effetto di tale operazione, come sappiamo, è che le varie repliche ricevute sono trasformate in toni differenti a frequenze costanti, Fig. 5.17 - 5.18, ciò vuol dire che la differente altezza tra i vari scatterometri della superficie sono convertite in differenza di frequenze (bersagli a differenti distanze producono toni a differenti frequenze), che possono essere più accuratamente risolte attraverso un filtraggio spettrale (in digitale si effettua la **FFT**).

Dopo essere stato filtrato e separato in una componente in fase ed una in quadratura, il segnale viene campionato e digitalizzato. A questo punto si effettua la FFT su N_{FFT} punti. La funzione di tale operazione è quella di discriminare tra loro i diversi toni a frequenza costante. In altri termini, i diversi target a distanze diverse non sono discriminati in tempo ma, attraverso il dechirping, la

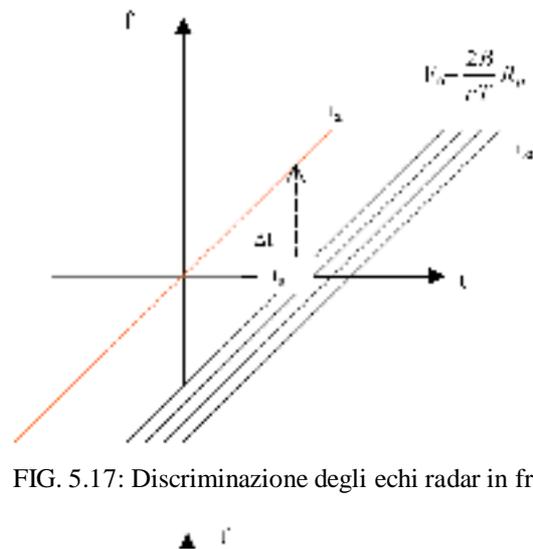


FIG. 5.17: Discriminazione degli echi radar in frequenza

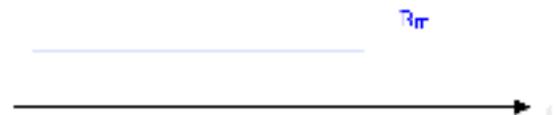


FIG. 5.18: in seguito al dechirping le varie repliche (del segnale trasmesso) ricevute sono trasformate in toni differenti a frequenze costanti

loro differenza in distanza si traduce in differenza di frequenze, le quali sono analizzate e discriminate tramite l'operazione di FFT.

A valle della FFT lo spettro in ampiezza del segnale in funzione della frequenza corrisponde all'andamento temporale dell'eco di Brown (campionato N_{FFT} volte) traslato di t_0 . Siccome la distanza tra due campioni spettrali è $\frac{f_c}{N_{FFT}}$, la risoluzione in frequenza è: $\Delta f = \frac{f_c}{N_{FFT}}$.

A riguardo del funzionamento dell'altimetro fin qui descritto, sorgono due problemi. Prima di tutto un funzionamento del RA come esposto deve prevedere l'esistenza di un sistema di *tracking adattivo*; risulta chiaro infatti che, per poter estrapolare dalla curva le informazioni necessarie a stimare i parametri che abbiamo descritto, occorre fare in modo che la finestra di ascolto su cui il radar "vede" sia centrata in corrispondenza del fronte di salita della curva per poter calcolare quanto vale il tempo di salita, il suo valore massimo ed il suo passaggio per t_0 (centro del fronte di salita). Il *tracker* è appunto il dispositivo che decide quando aprire la finestra di ascolto.

Il compito del tracker è assai delicato in quanto la finestra di ascolto è molto stretta e se esso apre troppo presto o troppo tardi non è possibile effettuare alcuna stima. A seconda delle variazioni della superficie illuminata e delle variazioni di quota orbitale la finestra di ascolto varia all'interno della PRI (Pulse Repetition Interval).

Pertanto il tracker deve essere in grado di inseguire l'eco spostando la finestra di ascolto al variare della distanza stimata: per fare ciò occorre avere una stima preliminare della quota.

Il secondo problema è che, anche se la finestra è centrata opportunamente, sul banco delle FFT non si ricava effettivamente un eco del tipo di Fig. 5.12 in quanto al segnale si sovrappone il rumore termico del ricevitore. Il problema che si presenta è risalire a t_0 , σ_0 , σ_s in presenza di rumore a partire dagli N_{FFT} campioni registrati. In generale occorre cercare una curva, che faccia al meglio il fitting dei punti in base alle informazioni registrate.

5.2.3 Radar ad Apertura Sintetica

La necessità di avere risoluzioni spaziali sempre più spinte ha portato alla nascita dei Radar ad Apertura Sintetica (SAR: Synthetic Aperture Radar). Le tecniche di apertura sintetica producono immagini ad alta risoluzione sfruttando lo scostamento Doppler causato dal moto relativo tra radar e target; l'effetto finale può essere visto come una notevole riduzione dell'apertura dell'antenna nella direzione del moto (che è detta *along track*). Questi sistemi producono

immagini ad alta risoluzione (B/N) sfruttando il funzionamento del fascio in direzione off-nadir (la risoluzione a terra è proporzionale all'angolo di off-nadir).

Si definiscono due direzioni: una detta *along track* (**azimuth**) parallela alla direzione del moto della piattaforma spaziale, l'altra è detta *across track* (**range**) ed è ortogonale alla prima.

Si parla di *slant range* riferendosi alla direzione di trasmissione in linea d'aria del segnale e di *ground range* riferendosi a quella riportata a terra (Fig. 5.19).

Per un tale sistema, allora, si definiscono due diverse risoluzioni nelle due direzioni, parallela alla direzione di moto (ground range,

lungo ACT) e ortogonale ad essa (lungo ALT).

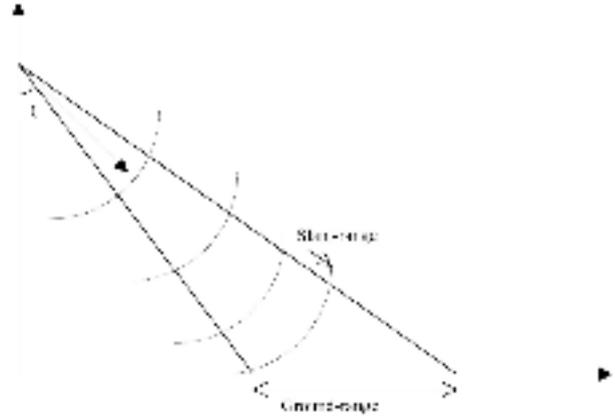


FIG. 5.19: Geometria di osservazione di un SAR che guarda off-nadir

5.2.3.1 Risoluzione in range (ρ_{ACTg})

La superficie elementare che definisce la risoluzione geometrica in un radar d'immagine sarà ovviamente costituita dalla combinazione della risoluzione lungo l'*azimuth* (cioè la direzione di volo) ρ_{ACTg} con la risoluzione lungo il *ground range* ρ_{ALTg} (Fig. 5.20).

La risoluzione lungo il ground range corrisponde alla minima distanza tra due punti sulla superficie che possono essere ancora considerati distinti, cioè ai quali possono essere associati due *echi radar* non sovrapposti. I rispettivi segnali di ritorno saranno separati da una differenza di tempo δt pari a (Fig. 5.20):

$$\delta t = t_2 - t_1 = \frac{2d_2}{c} - \frac{2d_1}{c} = \frac{2 \cdot (d_2 - d_1)}{c}$$

Dalla Fig. 5.20, che presuppone una geometria di osservazione piatta, del tutto accettabile

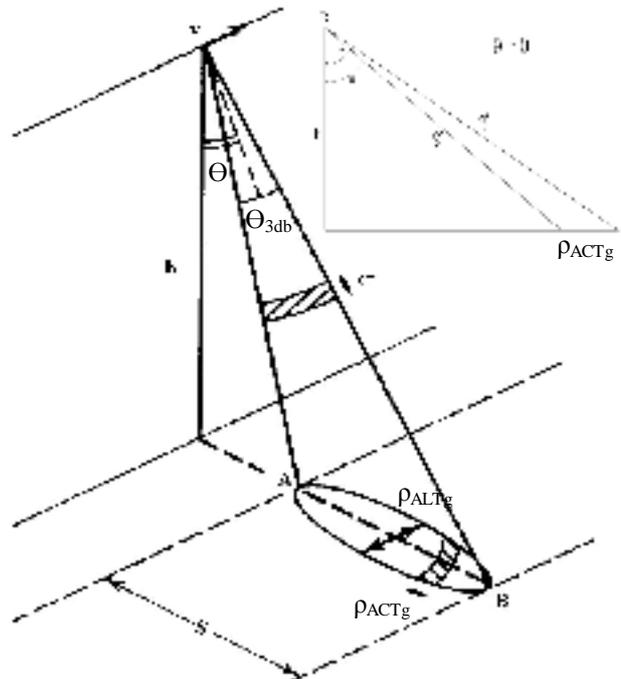


FIG. 5.20: Parametri caratteristici di una ripresa radar. La direzione di volo (v è il vettore velocità della piattaforma, alla quota h) definisce l'azimuth. L'angolo Θ è l'angolo di off-nadir ed S è la swath. L'ampiezza di fascio dell'antenna nel piano di range è indicata con Θ_{3db}

nella maggior parte dei casi, essendo ρ_{ACTg} molto minore di d_1 e d_2 , è possibile ritenere queste ultime due distanze parallele. Pertanto:

$$d_2 - d_1 = r_{ACTg} \sin \mathbf{q}$$

e quindi sostituendo nella relazione precedente si ha:

$$dt = \frac{2 \cdot r_{ACTg} \cdot \sin \mathbf{q}}{c}$$

Detta τ la durata dell'impulso, occorrerà che la minima differenza di tempo discriminabile δt sia proprio uguale a τ , per evitare la sovrapposizione di due echi. Possiamo, pertanto, scrivere:

$$\frac{2 \cdot r_{ACTg} \cdot \sin \mathbf{q}}{c} = t$$

da cui, infine, ricaviamo la risoluzione in *ground range*:

$$r_{ACTg} = \frac{c \cdot t}{2 \cdot \sin \mathbf{q}}$$

Naturalmente, la risoluzione in *slant range*, ρ_{ACTs} , è $c\tau/2$. Nel caso di impulsi di tipo *chirp*, come visto, un'opportuna elaborazione dell'eco radar ricevuto (il *filtraggio adattato*) permette di ottenere una risoluzione che non dipende più da τ , ma da B . In questo caso si ha:

$$r_{ACTg} = \frac{c}{2B \cdot \sin \mathbf{q}}; \quad r_{ACTs} = \frac{c}{2B} \quad (5.16)$$

Dunque un Radar, che guarda off nadir, ha una risoluzione in *ground range* (lungo ACT) inversamente proporzionale all'angolo di off nadir.

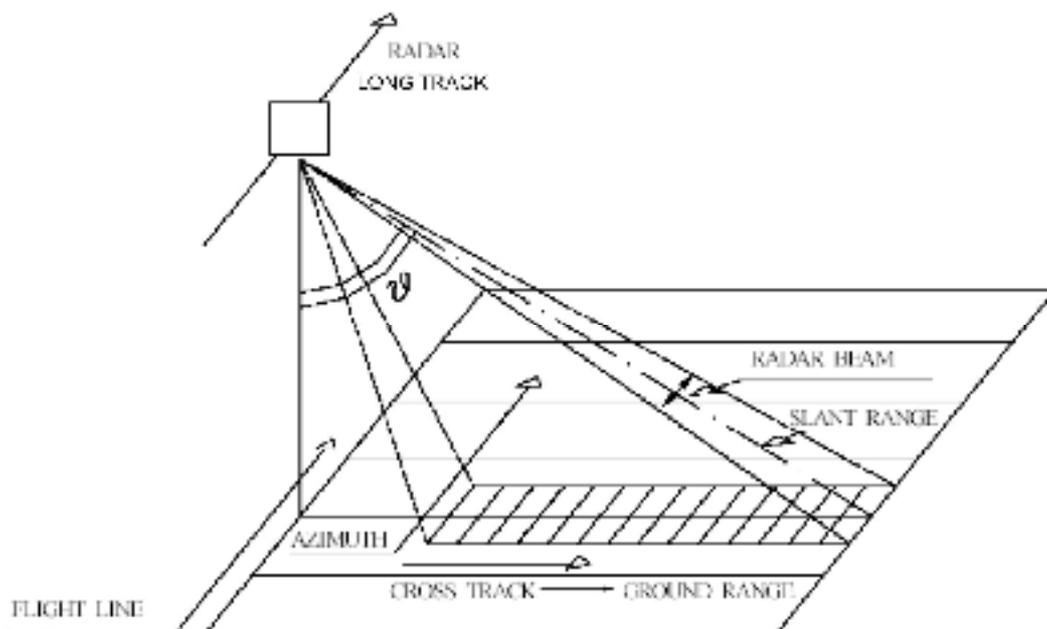


FIG. 5.21: Particolare della geometria di osservazione del SAR

5.2.3.2 Risoluzione in azimuth (ρ_{ALTg}) (solo RAR e SAR)

Volendo definire anche una risoluzione lungo la direzione ALT si nota che, due bersagli a terra, separati di una certa distanza Δx , nella direzione ALT ed allo stesso slant-range del radar, possono essere distinti solo se essi non sono contemporaneamente all'interno del fascio del radar. Pertanto, la risoluzione a terra in ALT è data da:

$$r_{ALTg} = q_{3db} \cdot d$$

cioè tale risoluzione è limitata dal fascio, in quanto si distinguono due target se sono separati angularmente più dell'apertura a 3dB del fascio.

Tale risoluzione è inaccettabile per il fatto che, dipendendo dalla quota, non permetterebbe di ottenere valori accettabili da quote di esercizio, quali quelle delle piattaforme satellitari. Inoltre tenendo conto che:

$$q_{3db} = \frac{l}{D_{ALT}} \Rightarrow r_{ALTg} = \frac{l \cdot d}{D_{ALT}} \quad (5.17)$$

dove D_{ALT} è la lunghezza fisica dell'antenna (apertura) lungo la direzione di volo; tale risoluzione è dunque direttamente proporzionale alla quota ed inversamente proporzionale alla lunghezza dell'antenna. Questo tipo di radar d'immagine, la cui risoluzione in azimuth è legata all'ampiezza di fascio azimutale dell'antenna, si chiama **radar ad apertura reale** (RAR, *Real Aperture Radar*).

Consideriamo, ad esempio, un RAR posto su piattaforma aerea ed avente le seguenti caratteristiche:

- $\lambda = 3.1$ cm (Banda X)
- $D = 10$ metri
- $h = 7$ km
- $\Theta = 29^\circ$

In tal caso la risoluzione lungo l'*azimuth* sarà pari a circa 24 metri. Lo stesso radar a bordo di un satellite, ad un'altezza di 700 km avrebbe una risoluzione lungo la direzione del moto 100 volte peggiore, ossia di circa 3 km. Per poter avere risoluzioni adeguate in azimuth con un radar ad apertura reale bisognerebbe installare un'antenna di dimensioni inaccettabili.

E' questa la ragione principale per la quale un RAR su piattaforma satellitare è improponibile. Una tecnica che permette di ottenere immagini radar con risoluzione azimutale buona e, soprattutto, indipendente dalla quota della piattaforma (come la risoluzione in *range*) è la tecnica del **Radar ad Apertura Sintetica (SAR)**. I SAR sono sistemi in cui l'acquisizione dei segnali lungo la direzione del moto della piattaforma viene integrata per una lunghezza sufficientemente grande. In tal modo viene prodotta sinteticamente, in tale direzione, un'antenna lineare molto più grande dell'antenna ad apertura reale, permettendo di ottenere così un'elevata risoluzione nella direzione del moto.

5.2.3.3 Principi di funzionamento dei sistemi SAR

I SAR sono sistemi in cui l'acquisizione dei segnali lungo la direzione del moto della piattaforma viene integrata per una lunghezza sufficientemente grande. In tal modo viene prodotta sinteticamente, in tale direzione, un'antenna lineare molto più grande dell'antenna ad apertura reale, permettendo di ottenere così un'elevata risoluzione nella direzione del moto.

Mentre la piattaforma satellitare si muove lungo la linea di volo, il SAR trasmette un certo numero di impulsi chirp a distanza T_p . Effettuando la compressione mediante filtri adattati del generico chirp di ritorno rispetto alle due direzioni ACT (caratterizzata da una variabile temporale t' , detta anche **tempo veloce**, che scorre all'interno del generico chirp, tra 0 e $T =$ durata del chirp) ed ALT (caratterizzata da una variabile temporale discreta $s = \frac{n}{PRF} = nT_p$, detta anche **tempo lento**, che rappresenta il tempo di trasmissione di ciascun impulso), quello che si osserva è ancora un segnale di tipo chirp, sia in range che in azimuth.

Osserviamo che il miglioramento della risoluzione in azimuth in un SAR è ottenuto sfruttando opportunamente lo scostamento Doppler di echi radar ricevuti da bersagli differenti (nel 1957, quando la tecnica SAR fu brevettata, questo tipo di radar si chiamava "*Doppler beam-sharpening radar*", per evidenziare l'effetto di restringimento del fascio dell'antenna attraverso l'analisi Doppler degli echi azimuthali).

Si riporta, per completezza, una breve descrizione dell'effetto Doppler nella nota presente nella pagina seguente, nonché un esempio classico per illustrare meglio il concetto esposto.

Effetto Doppler

L'effetto Doppler, ben noto in ottica e in acustica, si basa sul cambiamento della frequenza osservato quando c'è un moto relativo radiale, cioè lungo la congiungente fra un trasmettitore ed un ricevitore. Se la distanza tra radar e bersaglio è R , il numero totale di lunghezze d'onda λ contenuto nel cammino (andata e ritorno) tra il radar e il bersaglio è $2R/\lambda$, e, siccome una lunghezza d'onda corrisponde ad un'escursione di 2π della fase del campo, la fase totale φ "percorsa" da un'onda elettromagnetica a frequenza f_0 è $4\pi R/\lambda_0$ radianti, con $\lambda_0=c/f_0$.

Ovviamente, se il bersaglio è in movimento, sia r che φ dipendono dal tempo, ed un cambiamento nel tempo della fase equivale ad una frequenza istantanea f_D che si aggiunge alla frequenza f_0 :

$$2\pi f_D = \frac{dj}{dt} = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{dr}{dt}$$

Questo scostamento di frequenza (lo scostamento Doppler, appunto, o *Doppler shift*) è quindi direttamente proporzionale alla velocità relativa radiale (cioè alla componente lungo la congiungente radar-bersaglio) fra trasmettitore e ricevitore, V_r , ed è espresso, se la velocità relativa è molto minore della velocità della luce c (come nel nostro caso), da:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{dj}{dt} = -\frac{2V_r f}{c} = -\frac{2V_r}{\lambda} \quad (5.18)$$

dove $\lambda=c/f$ è la lunghezza d'onda della sorgente (elettromagnetica o acustica, se la sorgente è acustica, ed il mezzo in cui l'onda si propaga è aria, allora $c=340$ m/s). Se esprimiamo f_D in Hz, f in MHz, V_r in km/h e λ in metri, si ha, considerando sorgenti elettromagnetiche:

$$f_D = 0.5556 \cdot \frac{2V_r}{\lambda}$$

e questa relazione è diagrammata parametricamente, per vari valori di V_r , in Fig. 5.22.

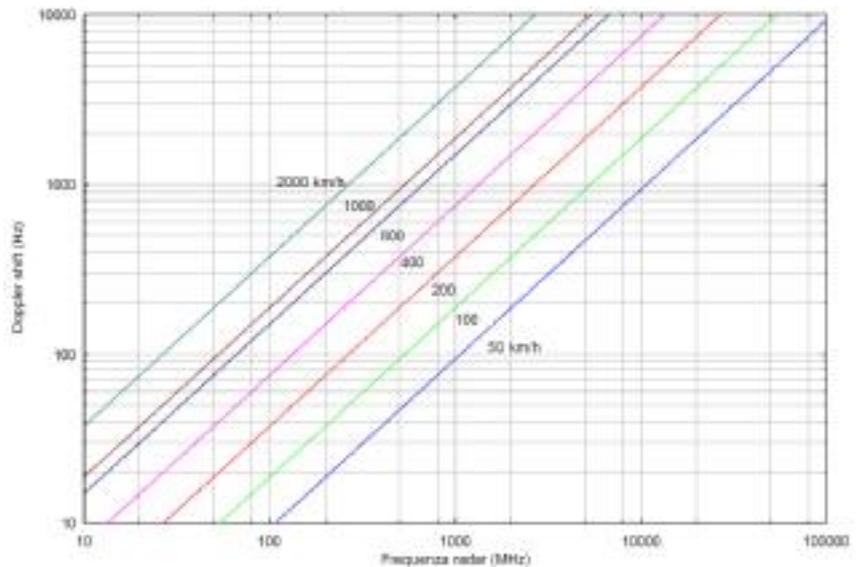


FIG. 5.22: Doppler shift in funzione della frequenza radar trasmessa, a varie velocità relative radiali

Ma facciamo adesso un esempio pratico, ed abbastanza ricorrente nella vita di tutti i giorni, per meglio capire il significato di questo scostamento Doppler.

Si supponga che si voglia procedere con il seguente esperimento: un osservatore, situato ad una generica distanza, spari con una carabina in aria un colpo al secondo; la sorgente sarà quindi una sorgente che sta emettendo un segnale con la frequenza di 1 Hertz (un ciclo al secondo). Se la distanza relativa sorgente osservatore è costante nel tempo, il numero di fronti d'onda emessi nell'unità di tempo dalla sorgente coincide con il numero di fronti d'onda che nello stesso intervallo di tempo arrivano all'osservatore. Ciò implica che la frequenza dell'onda emessa dalla sorgente coincide con la frequenza dell'onda rilevata dall'osservatore. Se l'osservatore si allontanasse dalla sorgente ad una velocità di 85 ms^{-1} (pari a $1/4$ della velocità del suono) udirebbe gli spari susseguirsi a un ritmo inferiore, poiché di fatto è come se il suono si propagasse non a 340 ms^{-1} , ma a soli 255 ms^{-1} . Al contrario, se l'osservatore si muovesse alla stessa velocità, ma verso la sorgente, gli spari verrebbero uditi con maggiore frequenza: di fatto è come se la velocità del suono fosse aumentata di 85 metri/sec. In altre parole, ricordando che: $f=V/\lambda$, dove V , è la velocità di propagazione dell'onda e λ è la lunghezza d'onda, non essendoci variazioni fisiche della sorgente, il valore di λ resta invariato, e quindi ad una variazione della velocità di propagazione percepita dall'osservatore, segue una variazione della frequenza, in particolare un incremento se l'osservatore e la sorgente si stanno avvicinando e un decremento di frequenza se essi si stanno allontanando.

Si parlerà di *spostamento Doppler positivo* se la frequenza con cui le onde colpiscono l'osservatore è maggiore di quella della sorgente (osservatore e sorgente si avvicinano) e di *spostamento Doppler negativo* se la frequenza rilevata dall'osservatore è minore di quella della sorgente (osservatore e sorgente si allontanano). Si nota ora che se l'osservatore iniziasse a muoversi in modo circolare intorno alla sorgente, anche se c'è moto relativo, la frequenza che egli udirebbe sarebbe sempre costante. Ciò fa rilevare che la presenza di moto relativo, senza però alcuna componente radiale, fa sì che non ci sia effetto Doppler. Per cui si può concludere, che la componente della velocità che consente di ottenere effetto Doppler è la *componente radiale* della velocità dell'osservatore rispetto alla sorgente.

Il segno negativo è giustificato dalla seguente osservazione: se l'osservatore si avvicina alla sorgente lo spostamento Doppler sarà positivo, ma contemporaneamente la velocità radiale è

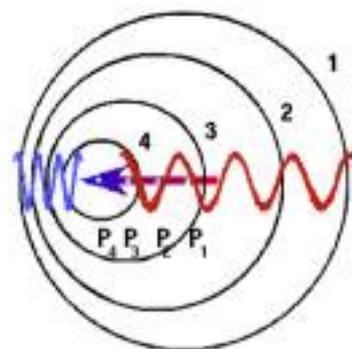


FIG. 5.23: Variazione di frequenza dovuta al moto relativo sorgente-bersaglio

negativa, viceversa allontanandosi, lo spostamento Doppler è negativo mentre la componente radiale è positiva.

Nel caso in cui la sorgente è anche bersaglio, come nei radar, nella relazione $f=V/\lambda$ compare anche un fattore 2, per tener conto del il percorso di andata e ritorno.

In base a tale fenomeno dunque, se viene trasmesso un impulso, il segnale ricevuto sarà traslato in frequenza di una quantità proporzionale alla variazione della distanza radar-target, secondo la relazione: $f_D = -\frac{2}{\lambda} \frac{dR(t)}{dt}$. La geometria di osservazione del SAR nella direzione azimutale (in *range* non cambia nulla rispetto ad un RAR, naturalmente) è schematizzata in Fig. 5.23.

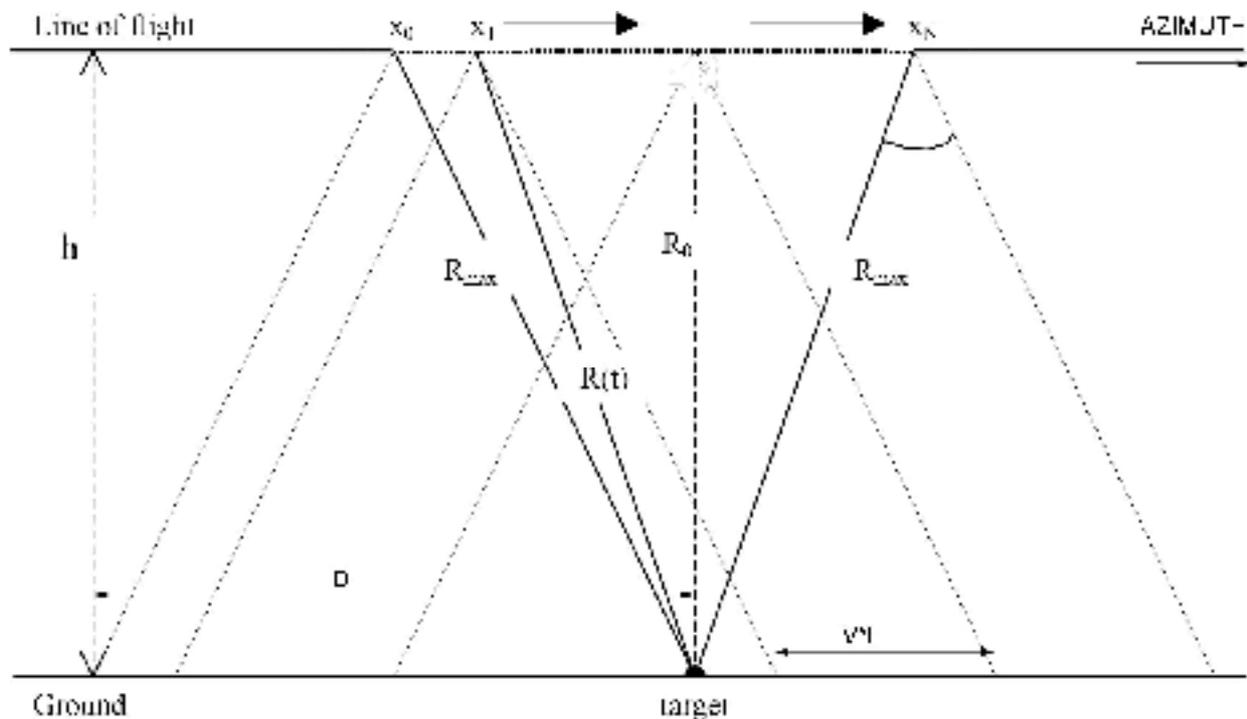


FIG. 5.24: Generazione dell'apertura sintetica: il punto P viene colpito n volte dagli impulsi trasmessi in ogni stazione

Se indichiamo con R_0 l'altezza del triangolo con il quale è rappresentato il fascio dell'antenna, la generica distanza R tra una "stazione" della piattaforma (il punto x_i sulla traiettoria di volo) ed un bersaglio (target) varierà al variare della posizione della piattaforma [$R=R(t)$], e varrà:

$$R^2(t) = R_0^2 + V^2 t^2$$

dove V è la velocità della piattaforma, ed il tempo t è valutato a partire da una stazione iniziale, presa come riferimento (per esempio, la stazione x_1).

Quindi risulta:

$$\frac{d}{dt}R(t) = \frac{V^2 t}{R(t)} \Rightarrow f_D(t) = -\frac{2}{I} \frac{V^2 t}{R(t)}$$

Man mano che il sensore si muove, è possibile registrare lungo la linea di volo i segnali di ritorno nei punti x_1, x_2, \dots, x_n . In corrispondenza di ogni stazione (con una cadenza dettata dalla PRF) il radar emette un impulso, e subito dopo (la scala dei tempi è “veloce”, nel senso che la propagazione è governata dalla velocità dell’onda elettromagnetica, cioè c) riceve l’energia retroirradiata dalla scena illuminata. Si fa spesso, nel modellare il funzionamento in azimuth del SAR, la cosiddetta *approssimazione stop-start*: si ritiene cioè che la piattaforma resti ferma durante il tempo necessario a trasmettere e ricevere l’impulso, e che si porti istantaneamente sulla posizione della stazione successiva, dopo un tempo $1/PRF$.

A bordo della piattaforma un dispositivo provvederà a registrare “coerentemente” questi segnali, ossia tenendo conto dell’ampiezza e della fase in funzione del tempo. La fase del segnale ricevuto è legata a $R(s)$, dove s è la variabile temporale scelta come riferimento, e cioè il tempo lento; infatti se:

$$R(s) = R_0 \sqrt{1 + \frac{V^2 s^2}{R_0^2}} \cong R_0 \left(1 + \frac{V^2 s^2}{2R_0^2} \right) \quad (5.19)$$

avendo usato l’approssimazione $\sqrt{1+x} \cong 1+x/2$, valida per $x \ll 1$; allora la fase sarà:

$$j(s) = -\frac{4p}{I} R(s) = -\frac{4p}{I} R_0 + \frac{2pV^2 s^2}{I R_0} \quad (5.20)$$

dove R_0 è anche detta distanza al *closest approach*.

Si nota un termine di fase costante (non dipendente dal tempo) ed un termine quadratico (dipendente da s^2). Se quest’ultimo termine non esistesse, la frequenza ricevuta dal radar sarebbe uguale a quella trasmessa, e non ci sarebbe uno scostamento Doppler. Il secondo addendo della (5.20) è quindi il responsabile dello scostamento Doppler f_D “registrato” dal radar in ricezione.

Il SAR registrerà coerentemente (cioè immagazzinando ampiezza e fase dell’eco ricevuto) tutti gli echi radar provenienti dal bersaglio per tutto il tempo in cui sarà “inquadrato” dall’antenna reale, e cioè in tutte le stazioni x_1, \dots, x_n . Questo processo corrisponde a “sintetizzare” n antenne in posizioni diverse, ed a combinare i segnali ricevuti in modo da formare un “allineamento” (o *array*) di antenne reali, che prende il nome di “antenna sintetica”. Il corrispondente tempo di “inquadramento” (noto come *tempo di integrazione*) “ T_I ” sarà legato alla dimensione dello *swath* a terra, che a sua volta dipende dall’ampiezza del fascio azimuthale (θ_{3db}) dell’antenna reale:

$$T_i \approx \frac{q_{3db} R_0}{V}$$

Al variare di s , quindi, l'eco ricevuto avrà una "storia Doppler", nel senso che lo scostamento Doppler f_D ad esso associato dipenderà dal tempo (linearmente, in questo caso). Se il radar è in grado di registrare non solo l'ampiezza dell'eco ricevuto (come fa un RAR) ma anche la "storia di fase", o *phase history*, ad ogni pixel nella direzione di *azimuth* sarà possibile associare un diverso valore di f_D . Sarà quindi possibile associare biunivocamente ad ogni pixel la coppia (r, f_D) , e costruire una "immagine". Lo scostamento Doppler (in prima approssimazione lineare nel tempo) varierà tra un massimo ed un minimo, e sarà nullo in corrispondenza della distanza R_0 dal target P.

E' importante valutare, a questo punto, l'intervallo di scostamenti Doppler (la **banda Doppler**) dell'eco ricevuto durante la formazione dell' "antenna sintetica", cioè durante l'acquisizione degli echi dalle n stazioni. La banda Doppler vale:

$$B_D = f_D T_i$$

ovvero:

$$B_D = \left| f_D \left(\frac{T}{2} \right) - f_D \left(-\frac{T}{2} \right) \right| = \frac{2V^2 T_i}{1R \left(\frac{T_i}{2} \right)} = \frac{2V^2 T_i}{1R_0} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{V^2 T_i^2}{4R_0^2}}}$$

in quanto, la banda Doppler esprime anche il massimo scostamento Doppler rilevato dal radar ed il suo reciproco ha il significato fisico del "minimo tempo rilevabile", ovvero di una risoluzione temporale. Infatti, effettuando una compressione del segnale in *azimuth* si ottiene una risoluzione temporale inversamente proporzionale alla banda Doppler e quindi una risoluzione in *azimuth*:

$$r_{ALT} = \frac{V}{B_D} = \frac{1R_0}{2VT_i} \sqrt{1 + \frac{V^2 T_i^2}{4R_0^2}} \quad (5.21)$$

Poiché:

$$\frac{VT_i}{2R_0} \ll 1$$

l'espressione della risoluzione azimuthale diviene:

$$r_{ALT} = \frac{1R_0}{2VT_i} = \frac{1}{2q_{3db}} \quad (5.22)$$

che è la risoluzione *teorica* ben nota per il radar ad apertura sintetica. In questo caso, al contrario dei radar ad apertura reale, la risoluzione è indipendente dalla distanza tra radar-target.

Cioè, sfruttando la banda di frequenza causata dall'effetto Doppler, il sistema può "sintetizzare" un'antenna molto grande, nel senso che può raggiungere una risoluzione spaziale che sarebbe stata raggiunta da un radar convenzionale con un fascio molto stretto Θ_{sth} dato da:

$$q_{sth} = \frac{r}{R_0} \approx \frac{l}{2VT_i} \approx \frac{l}{2q_{3db}R_0}$$

In questo modo, possono essere raggiunte delle risoluzioni di pochi metri.

5.3 La calibrazione dello strumento

Tre sono le problematiche più importanti di ogni misura di scattering: la **calibrazione** dello strumento, la determinazione delle aree coperte, e infine l'ottenimento di un sufficiente numero di campioni per fare delle misure precise. La calibrazione dello strumento può essere fatta secondo due metodologie ben diverse tra loro: **interna** o **esterna**.

La calibrazione *interna* dello strumento permette delle misure *precise* e inoltre può consentire di ottenere delle misure *accurate*. La differenza che intercorre tra una misura precisa ed una accurata è importante, e costituisce anche la linea di separazione tra la calibrazione *assoluta* e quella *relativa*. La precisione è legata alla calibrazione *relativa* dello strumento e al numero di campioni medio, mentre l'accuratezza si riferisce ad una calibrazione *assoluta* dello strumento. In pratica, se la missione consente di avere delle misure ripetute, allora lo strumento ha una buona calibrazione relativa. Se invece le misure non possono essere ripetute, ma sono solo assolute, allora si dice che esse sono accurate.

Per lo studio di variazioni temporali e spaziali, una buona calibrazione relativa consente di ottenere tutte le informazioni necessarie, sempre che lo stesso strumento sia usato per tutte le misure. L'errore sistematico (bias), che è lo stesso in ogni istante ed in ogni posizione spaziale, consente ancora una precisa distinzione tra le caratteristiche dei diversi bersagli in differenti zone e a differenti istanti. Inoltre con un tipo di calibrazione relativa non c'è bisogno di esprimere tutte le grandezze di output in termini del coefficiente di backscattering. Ogni opportuna scelta per l'unità di misura adottata è accettabile: volts, watts, centimetri ecc... Quale che sia l'unità di misura scelta, la distinzione tra due target potrà essere fatta in termini di ognuna di queste unità di misura.

La calibrazione assoluta, invece, che conduce a misure accurate, è necessaria quando si vogliono confrontare i risultati ottenuti con diversi sistemi e quando ci si accinge a progettare un nuovo sistema con delle performance previste adeguate al tipo di missione.

In realtà, nel caso di calibrazione relativa per determinare il valore di σ_0 è richiesta solo la conoscenza del rapporto P_r/P_t , e non la conoscenza separata di P_r e P_t . Per questo si preferisce, nel caso di calibrazione interna, utilizzare una calibrazione relativa piuttosto che una calibrazione di tipo assoluto, nella quale bisogna misurare separatamente sia P_r che P_t . Inoltre nella calibrazione assoluta è necessario conoscere con grande precisione anche il valore tutte le caratteristiche dei componenti che costituiscono il sistema, dal ricevitore al trasmettitore.

Esiste poi la calibrazione *esterna*, che consiste nel calibrare lo strumento attraverso la misura della potenza di ritorno da un bersaglio di nota radar cross-section. Tale bersaglio è detto *bersaglio di calibrazione o calibratore esterno*. Così, per calibrare lo strumento si possono usare bersagli attivi installati opportunamente sulla superficie da ispezionare, come sfere metalliche o corner reflector: quando il radar osserva proprio il bersaglio, si può usare l'eco di ritorno da quella zona con σ_0 noto per "pesare" gli echi di ritorno da una superficie con coefficiente di backscattering incognito. In realtà ci sarebbe anche da considerare la potenza di ritorno dal terreno circostante al bersaglio, sicché si può pensare che il coefficiente di backscattering misurato dal radar sia somma di due contributi, quello del bersaglio e quello di ciò che lo circonda: $S_m = S_C + S_B$, dove S_B è ovviamente il termine di disturbo. Si introduce allora un coefficiente che misura proprio l'errore di calibrazione, dato da:

$$e = \frac{S_m - S_C}{S_C} = \frac{S_B}{S_C} + 2\sqrt{\frac{S_B}{S_C}} \cos j \quad (5.23)$$

e che va mantenuto il più basso possibile. Nella (5.23) φ è una quantità del tutto incognita, che può variare tra 0 e π . Per convenzione si assume che l'errore di calibrazione sia accettabile se:

$$\frac{S_B}{S_C} \leq 10^{-2} = -20 \text{ db}$$

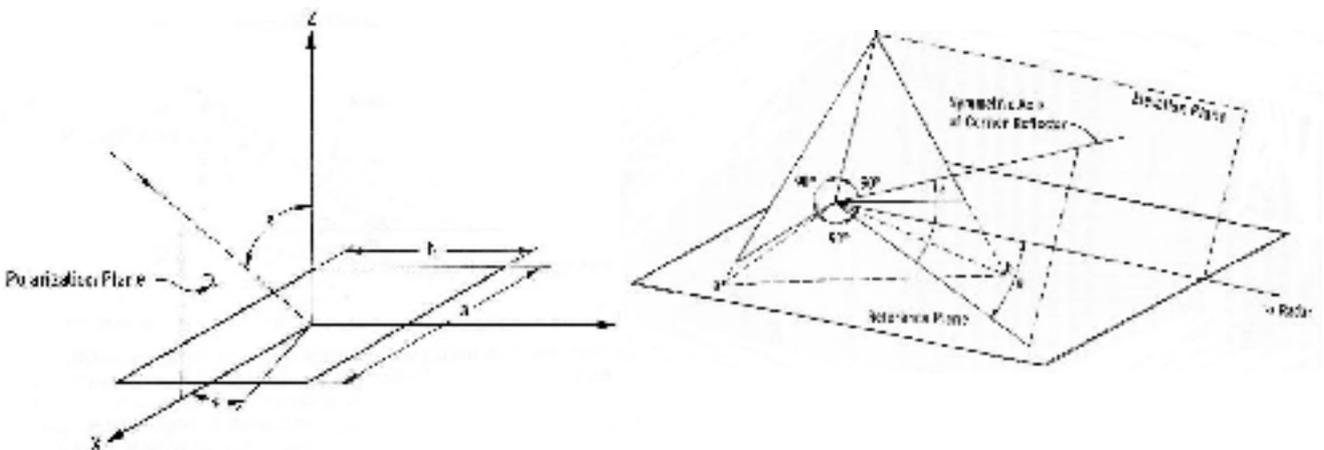


FIG. 5.25: Due esempi di "bersagli" usati per la calibrazione esterna: la piastra piana rettangolare e il corner reflector

5.4 Espressione generale della potenza ricevuta dal radar

L'espressione della potenza ricevuta da un sistema radar si ricava dalla nota equazione radar, e assume la forma:

$$P_r = \frac{I^2}{(4p)^3} \int_{\text{Area illuminata}} \frac{P_t G^2 S_0}{r^4} dA \quad (5.24)$$

dove, come si può vedere, l'integrale è funzione del pattern di antenna e del coefficiente di backscattering. Per conoscere, dunque, il valore della potenza scatterata dalla superficie, e che arriva al radar, bisogna risolvere l'integrale presente nella (5.24). Ciò non sempre è agevole. Tuttavia spesso il calcolo può essere semplificato facendo delle opportune ipotesi, che tengono conto del particolare problema in esame e della particolare geometria di osservazione del sistema considerato.

Rimanendo nell'ambito di una trattazione generica, considerando il caso ideale di un sistema beam-limited e facendo l'ipotesi che la potenza trasmessa sia costante su tutta l'apertura (cosa che realmente accade per molti sistemi), la (5.24) si può riscrivere così:

$$P_r = \frac{I^2 P_t}{(4p)^3} \int_{A_t} \frac{G^2 S_0}{r^4} dA$$

A questo punto occorre conoscere le dipendenze che esistono tra il pattern di antenna e il coefficiente di backscattering con i parametri geometrici che definiscono la geometria dell'aria illuminata dal fascio. A volte si considera G costante perché si è interessati all'andamento della potenza ricevuta al variare del coefficiente di backscattering, altre volte invece si porta σ_0 fuori l'integrale e si integra su $G(A)$. Esistono diversi modelli matematici sia per caratterizzare il pattern d'antenna che il coefficiente di backscattering, e vanno scelti a seconda del tipo di antenna utilizzata dal sistema e del tipo di superficie osservata dal radar.

Molto spesso, come si vedrà tra poco, la risoluzione della (5.24) viene ottenuta attraverso un modello convoluzionale.

5.4.1 Modello matematico per il calcolo dell'eco di ritorno

I Radar Altimetri vengono usati da molti anni per svariati tipi di applicazioni: per mappare il geoide, studiare i processi oceanici e ottenere i dettagli topografici di ghiaccio, mare e suolo.

Recenti studi si stanno concentrando sulla realizzazione di altimetri multi-beam. Questi sistemi hanno il vantaggio di poter osservare contemporaneamente più superfici in un singolo passaggio del satellite. I sistemi multi-beam possono comunque operare con fasci beam-limited così da poter generare un'impronta abbastanza stretta da poter operare misure ad alta risoluzione.

Uno dei maggiori problemi associati agli altimetri beam-limited risiede nell'incertezza sulla misura dell'angolo di puntamento. Un'accuratezza di puntamento di 5 cm sulla quota richiede una precisione sulla conoscenza dell'assetto del microradiante. Sistemi di misura di assetto per aerei o satelliti sono disponibili (i.e. inerziali, ecc...), tuttavia è preferibile determinare l'angolo di puntamento indipendentemente dalla piattaforma. Una possibile soluzione a questo problema può essere quella di modellare gli echi previsti in ritorno su un certo range di angoli di puntamento e confrontare questi con gli echi di ritorno effettivamente misurati. Tuttavia questo sistema prevede l'immagazzinamento e il recupero di enormi moli di dati e, inevitabilmente, lunghi tempi di elaborazione.

Un altro sistema può essere analizzare i ritorni modellati e sviluppare un algoritmo che possa indicare l'angolo di puntamento quando applicato ai ritorni misurati. Questa seconda possibilità ha la capacità di ridurre i tempi di elaborazione, ma, d'altro canto, è necessario modellare l'eco atteso o calcolato in ritorno.

In questa ottica si inserisce il modello convoluzionale sopra detto.

Nel caso di Radar Altimetri il cui fascio risulti *Pulse Limited*²⁹, il modello dell'eco di ritorno è descritto dall'**Eco di Brown**. Le ipotesi generali, entro le quali è valido tale modello, sono le seguenti:

- Puntamento al nadir (o *near nadir*)
- Superficie ruvida con funzione densità di probabilità della quota del punto scatterato di forma gaussiana a media nulla:

$$p(h) = \frac{1}{\sqrt{2p}S_h} \exp\left[-\frac{h^2}{2S_h^2}\right]$$

²⁹ Vedi anche l'Appendice relativa ai sistemi Pulse Limited

dove σ_h è la rugosità media della superficie (rms)

- Guadagno dell'antenna con pattern a simmetria circolare e distribuzione gaussiana:

$$G(q) = G_0 \exp\left[-\frac{2}{g} \sin^2 q\right]$$

- Indipendenza degli elementi scatteratori sulla superficie illuminata
- Scattering completamente non coerente
- Funzionamento Pulse-Limited

Il modello classico di Brown, dunque, non è applicabile nel caso del radar Marsis, ma in ogni caso costituisce una buona base di partenza per la soluzione del problema che verrà tra poco esposto.

La potenza media dell'eco di ritorno è stata calcolata con un modello che effettua numericamente la convoluzione di tre quantità note:

- 1) La risposta impulsiva media di una superficie piatta (FSIR, Flat Surface Impulse Response).
- 2) La risposta di un bersaglio puntuale ad un sistema radar (PTR Point Target Response).
- 3) La funzione densità di probabilità della quota del punto illuminato.

Si dimostra, poi, che per una superficie scatterante ruvida la potenza di ritorno media ricevuta da un radar altimetro come funzione del tempo di ritardo medio τ può scriversi come convoluzione della risposta di un bersaglio puntuale ad un sistema radar con la risposta impulsiva media della superficie rugosa $P_I(\tau)$:

$$P_{IR}(t) = P_I(t) * P_P(t)$$

A sua volta si dimostra che $P_I(\tau)$ può scriversi come la convoluzione della funzione densità di probabilità della quota con la risposta impulsiva media di una superficie piatta (FSIR) $P_{FS}(\tau)$:

$$P_I(t) = P_{FS}(t) * P_S(t)$$

Pertanto la risposta impulsiva può essere valutata come:

$$P_{IR}(t) = P_{FS}(t) * P_S(t) * P_P(t) \quad (5.25)$$

CAPITOLO 6 Modelli di scattering superficiale

6.1 Generalità

La capacità di Marsis di raggiungere i suoi obiettivi scientifici dipenderà ampiamente dalle proprietà dielettriche del suolo, sia dalla permeabilità (è un parametro caratteristico del materiale e rappresenta la capacità di questo a lasciarsi magnetizzare) che dalla *permittività* (definita come la capacità di un materiale di immagazzinare e poi permettere il passaggio di energia elettromagnetica quando un campo è sovrimposto), nonché dal grado di scattering della superficie. I dati disponibili consentono una caratterizzazione estesa della composizione della superficie marziana, cioè una *composizione basaltica* (roccia molto porosa) nell'emisfero sud, e una *composizione andesitica* (roccia meno porosa) in quello nord. Sebbene è presente sulla superficie di Marte probabilmente una quantità di materiali diversi, è necessario selezionare alcune costanti dielettriche che al meglio consentano di avere una modellazione elettromagnetica (Picardi et al., 1998). Sono stati usati due semplici modelli di stratificazione, per un'analisi preliminare delle capacità teoriche di rilevamento di acqua e ghiaccio sottosuperficiale. Nel primi modelli, detti (*I/W*), il primo strato è una crosta porosa con pori riempiti di ghiaccio dalla superficie fino alla profondità dove l'acqua in forma liquida è stabile e diviene poi il materiale che riempie i pori. Nel secondo modello, detto (*D/I*), il materiale che riempie i pori del primo strato è gas fino alla profondità, in cui i pori vengono riempiti poi da ghiaccio. I due modelli sono rappresentati nella figura seguente.

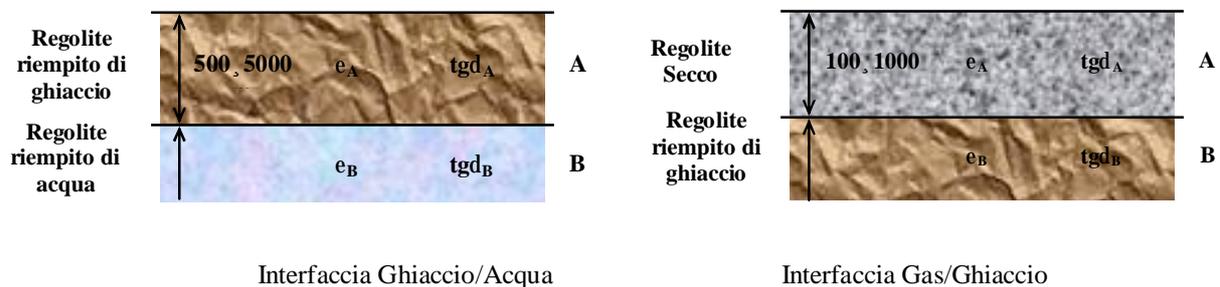


FIG. 6.1: Modelli di Stratificazione della Crosta Marziana

Date le considerazioni di sopra sulla natura della crosta marziana, sono stati scelti come materiali rappresentativi l'andesite e il basalto, perché i valori delle loro costanti dielettriche possono essere considerati i valori estremi del range in cui i materiali della superficie marziana possono variare. Quindi noi assumiamo che la crosta sia composta da un materiale poroso detto *host* la cui composizione va dal basalto all'andesite, e da un materiale che riempie i fori, detto *inclusion* che può essere gas, ghiaccio, o acqua pura e che ipotizziamo riempia completamente le porosità nel materiale *host*.

Le proprietà dielettriche dei materiali estremali della crosta, insieme con quelle dell'acqua e del ghiaccio che riempiono le porosità, sono riportate in tabella 6.1:

Tabella 6.1 Proprietà dielettriche dei materiali sottosuperficiali					
<i>Materiale della Crosta</i>			<i>Materiale che riempie i pori</i>		
	Andesite	Basalto	Ghiaccio	Acqua liquida	Gas
ϵ_r	3.5	7.1	3.15	88	1
$\tan\delta$	0.005	0.014	0.01	0.0001	0

E' stato poi assunto che la topografia è *auto-affine*, cioè i parametri statistici cambiano scalarmente seguendo una legge esponenziale: l'esponente di questa legge è detto *esponente Hurst*, indicato con H , che consente di distinguere una serie casuale da una non casuale anche se la serie casuale non è ben distribuita (Orosei et al., 2003). La topografia è, di solito, modellata come un evento di un processo casuale e come tale è caratterizzata dalle medie dei parametri statistici. Più comunemente, le assunzioni sono fatte sulla distribuzione delle quantità come ad esempio le altezze topografiche e le pendenze, e i dati reali topografici sono poi usati per calcolare i parametri di queste distribuzioni.

I modelli più semplici descrivono l'altezza topografica come una variabile casuale stazionaria con *distribuzione gaussiana*. Come già detto in precedenza, i parametri più significativi della distribuzione sono *deviazione standard*, *pendenza*, *lunghezza di correlazione*. Questi parametri sono calcolati continuamente per l'analisi statistica della topografia, sia sulla Terra che sugli altri corpi planetari e anche per modellare lo scattering elettromagnetico dalle superfici naturali, tipicamente facendo uso delle ipotesi sulla forma della *funzione di autocorrelazione* (vedi *appendice*) della superficie.

Assumendo come prima approssimazione che le interfacce della superficie e della sottosuperficie hanno le stesse caratteristiche topografiche medie, il rapporto degli echi provenienti dalla superficie e dalla sottosuperficie è direttamente proporzionale alla *riflettività di*

Fresnel (che è una misura dell'efficienza di riflessione di una radiazione elettromagnetica da parte di una superficie, e vale 1 nel caso di riflessione perfetta, totale) corrispondente.

Secondo la teoria dell'elettromagnetismo, la riflettività Fresnel (o coefficiente di riflessione dell'energia) per una incidenza nadirale su di una superficie³⁰ può essere espressa come:

$$\Gamma_S = \left| \frac{1 - \sqrt{\epsilon_{r1}(0)}}{1 + \sqrt{\epsilon_{r1}(0)}} \right|^2 = R_{01}^2$$

con $\epsilon_{r1}(0)$ la costante dielettrica relativa reale del primo strato valutata in superficie ($z=0$) (R_{01} è il coefficiente di riflessione di Fresnel superficiale). La riflettività Fresnel di uno strato sottosuperficiale a profondità z , invece, può essere espressa come:

$$\Gamma_{SS} = R_{12,z}^2 (1 - R_{01}^2)^2 10^{-0.1 \int_0^z \alpha(z) dz} \quad (6.1)$$

dove $R_{12,z}$ è il coefficiente di riflessione di un'interfaccia localizzata a profondità z :

$$R_{12,z}^2 = \left| \frac{\sqrt{\epsilon_{r1}(z)} - \sqrt{\epsilon_{r2}(z)}}{\sqrt{\epsilon_{r1}(z)} + \sqrt{\epsilon_{r2}(z)}} \right|^2 \quad (6.2)$$

essendo $\epsilon_{r2}(z)$ la costante dielettrica relativa reale del secondo strato valutata in z e dove $\alpha(\zeta)$ è l'attenuazione (assorbimento) per unità di profondità di andata e ritorno dovuta alla dissipazione dielettrica nella crosta, espressa in dB/m:

$$\alpha(z) = 1.8 \times 10^{-7} f_0 \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta$$

e $(1 - R_{01}^2)^2$ l'aliquota di energia trasmessa attraverso il primo strato.

Quindi, la valutazione dei termini di riflettività Fresnel richiede la conoscenza delle costanti dielettriche complesse della superficie e della crosta in funzione della profondità.

6.2 Il modello a due scale

Come già anticipato nei precedenti capitoli, il backscattering della superficie di Marte può essere modellato considerando due termini: il primo, detto contributo allo scattering *di larga scala*, deriva dalle lievi ondulazioni geometriche della superficie su di una scala da molte centinaia a migliaia di metri; il secondo, detto contributo allo scattering *di scala ridotta*, tiene conto delle rapide e leggere variazioni di altezza superficiale su di una scala orizzontale di alcune decine di metri dovute alle numerose rocce presenti sulla superficie Marziana.

³⁰ In genere per polarizzazione orizzontale $R_H = \frac{\sqrt{\epsilon_{r1}} \cos q_1 - \sqrt{\epsilon_{r2}} \cos q_2}{\sqrt{\epsilon_{r1}} \cos q_1 + \sqrt{\epsilon_{r2}} \cos q_2}$; verticale $R_V = \frac{\sqrt{\epsilon_{r2}} \cos q_1 - \sqrt{\epsilon_{r1}} \cos q_2}{\sqrt{\epsilon_{r2}} \cos q_1 + \sqrt{\epsilon_{r1}} \cos q_2}$

A proposito, diciamo che semplici metodi approssimati possono essere applicati a superfici che presentano un'unica scala di rugosità, aventi o un'elevata lunghezza di correlazione (superfici dolcemente ondulate) o con un'altezza rms molto piccola (superfici leggermente ruvide) rispetto alla lunghezza d'onda incidente. Nello specifico, il **metodo di Kirchhoff** (o di ottica fisica) può essere applicato alle superfici dolcemente ondulate, che rispettano le condizioni del piano tangente³¹, mentre il metodo delle **piccole perturbazioni** può essere applicato alle superfici leggermente ruvide. Le regioni di applicabilità dei modelli sono riportati nelle figure seguenti.

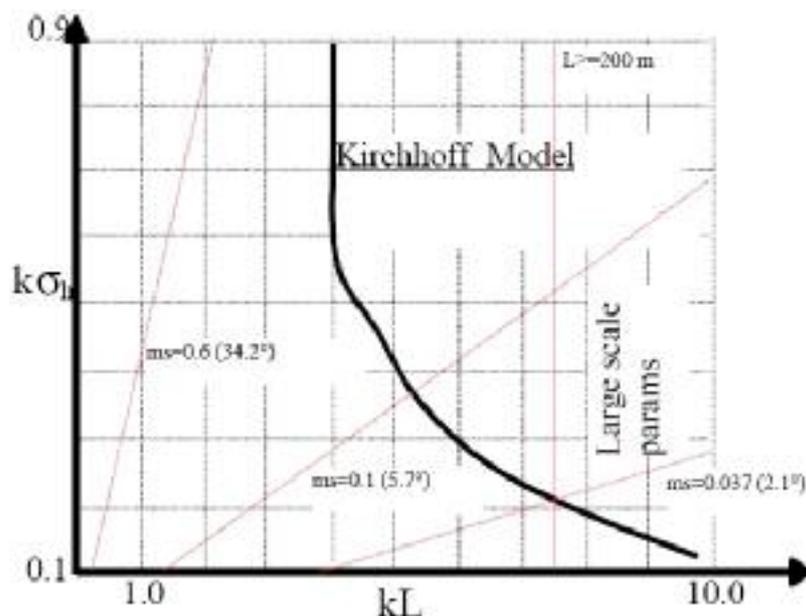


FIG. 6.2: Condizioni di validità dell'approssimazione di Kirchhoff

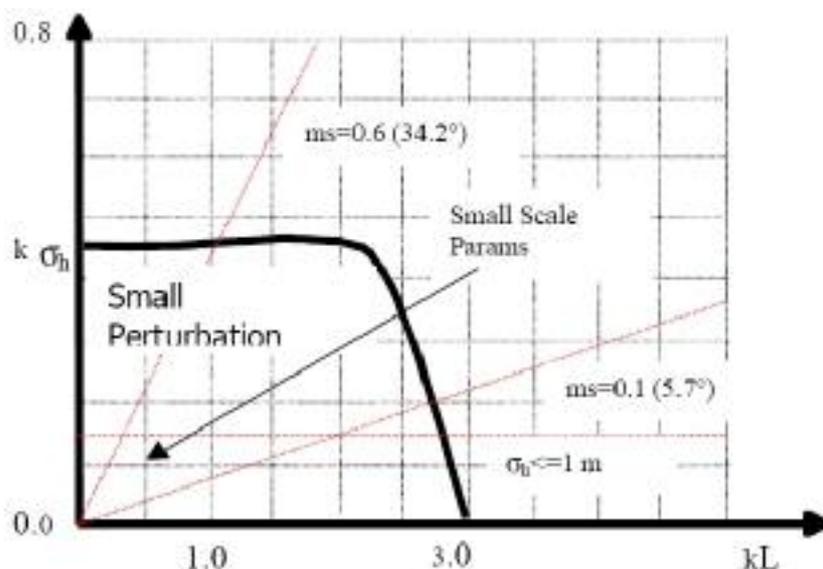


FIG. 6.3: Condizioni di validità del metodo delle piccole perturbazioni

³¹ Nel metodo si assume che il campo totale in un qualsiasi punto della superficie possa essere calcolato come se l'onda incidente si riflettesse sopra un piano infinito tangente al punto stesso

L'approccio usato per modellare il backscattering superficiale totale è quello di considerare le due scale di rugosità (larga scala e scala ridotta) indipendentemente, per poi sommare le rispettive cross-section di backscattering, ottenute con le approssimazioni del metodo di Kirchhoff e delle piccole perturbazioni.

Alla fine avremo, assumendo come caso di riferimento una correlazione gaussiana per il contributo di larga scala ed esponenziale per quello di scala ridotta, che la cross-section globale è³²:

$$S_T = S_1(t) + S_2(t) \quad (6.3)$$

dove $\tau = t - 2h/c$ è il tempo di ritorno al nadir e:

$$S_1(t) = ph^2 \Gamma \left(\sqrt{\frac{ct}{h}} \right) \cos^2 \sqrt{\frac{ct}{h}} [P_c + P_{nc,1} - P_{nc,2}]$$

$$S_2(t) = 4ph^2 k^2 \sigma_{h2}^2 \left| a_{vv} \left(\sqrt{\frac{ct}{h}} \right) \right|^2 \cos^4 \left(\sqrt{\frac{ct}{h}} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 4k^2 L^2 \frac{ct}{h}}} - \frac{1}{\sqrt{1 + 4k^2 L^2 \frac{c(t+T)}{h}}} \right)$$

mentre $P_c(\tau)$, $P_{nc,1}(\tau)$ e $P_{nc,2}(\tau)$ sono le componenti di scattering coerente e non coerente, $k=2\pi/\lambda$ è il numero d'onda, a_{vv} è il coefficiente di riflettività Fresnel per una polarizzazione di tipo vv, L è la lunghezza di correlazione, mentre σ_h è la roughness superficiale.

Le figure seguenti mostrano la cross-section della superficie data dalla 6.3, assumendo il caso peggiore nel contributo di scala ridotta e l'intero range di parametri per quello di larga scala. I diagrammi sono normalizzati cosicché l'asse a zero dB indichi la massima cross-section possibile. Come si vede in figura, la cross-section è massima al nadir e decade rapidamente appena "la profondità equivalente" cresce, fino a livelli in cui diventa praticamente costante. Tale comportamento è facilmente compreso tenendo presente la sovrapposizione dei contributi delle due scale: infatti, secondo la classica teoria dello scattering, la componente di Kirchhoff di larga scala prevale in corrispondenza del nadir e determina la velocità di caduta (dovuta ai piccoli valori della pendenza superficiale), mentre quella di scala ridotta prevale in corrispondenza delle aree fortemente off-nadir ed è responsabile dell'andamento piatto della stessa cross-section quando il contributo di Kirchhoff svanisce.

³² Ulaby, F.T., Moore, R.K., e Fung, A.K., Microwave remote sensing.

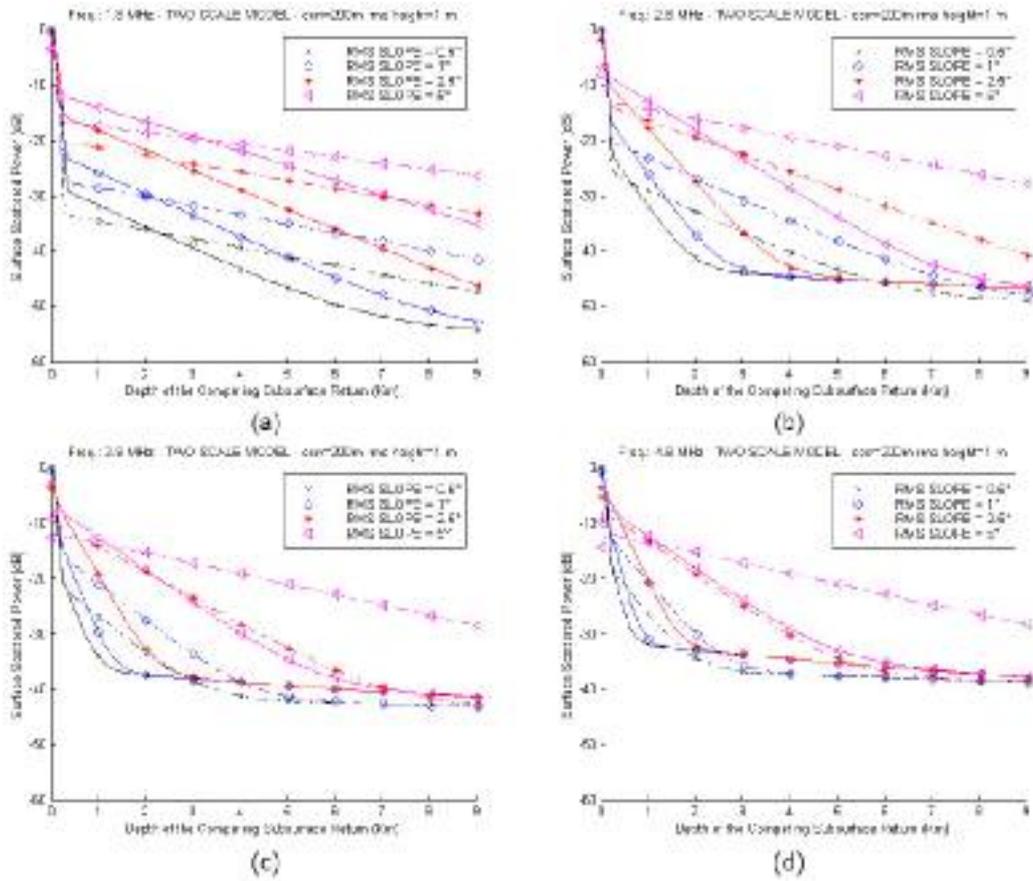


FIG. 6.4: Modello a due scale: potenza scatterata di ritorno assumendo una lunghezza di correlazione pari a 200 m e una rugosità pari a 1m, per $h=250$ km (-) e 800 km (-.-), e frequenza: a) 1.8 b) 2.8 c) 3.8 d) 4.8 MHz.

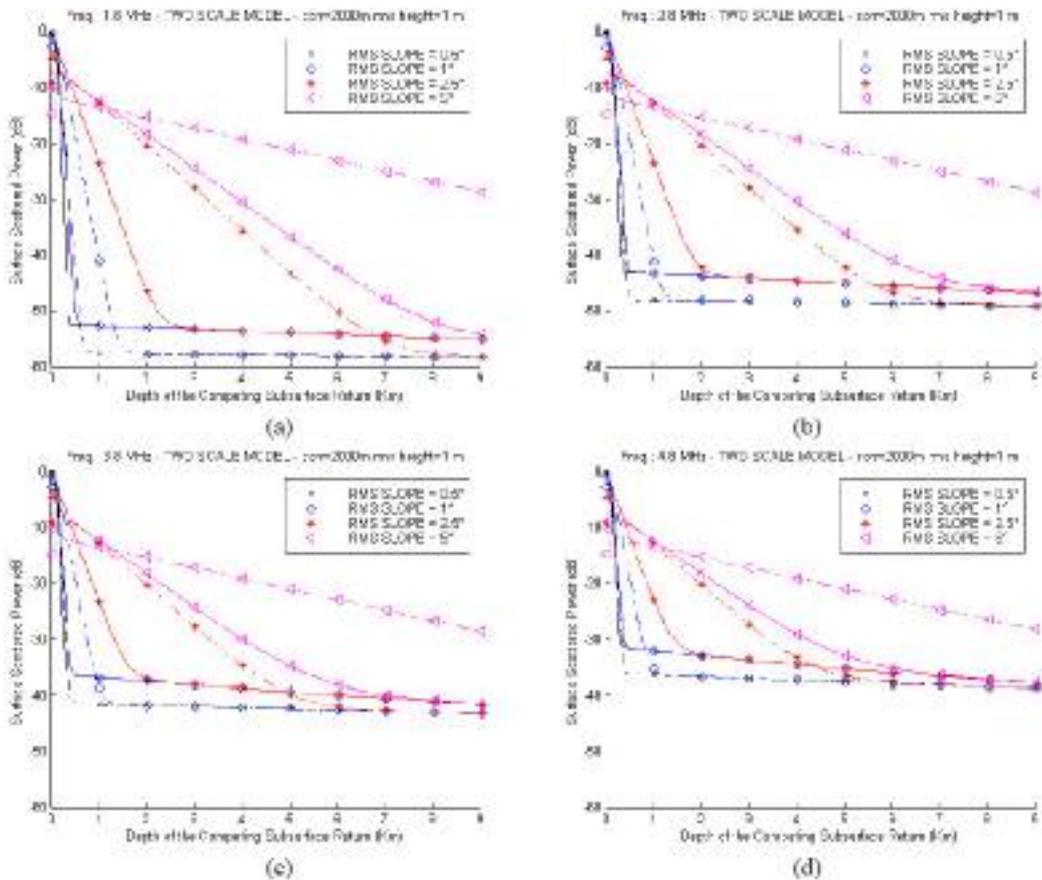


FIG. 6.5: Modello a due scale: potenza scatterata di ritorno assumendo una lunghezza di correlazione pari a 2000 m e una rugosità pari a 1m, per $h=250$ km (-) e 800 km (-.-), e frequenza: a) 1.8 b) 2.8 c) 3.8 d) 4.8 MHz.

6.3 I modelli di Ottica Geometrica e di Hagfors

Ultimamente l'ipotesi più largamente utilizzata nello studio delle caratteristiche superficiali dei pianeti è quella di assumere un modello di superficie auto-affine. Come detto, la peculiarità di questo modello di superficie è che una variazione di scala sull'asse orizzontale di un fattore pari a r viene compensata da una variazione pari a r^H sull'asse verticale, di modo che la superficie da un punto di vista statistico non cambia. Il coefficiente H viene detto *coefficiente di Hurst*, e varia tra 0 e 1. Due casi particolari, come vedremo, si hanno per $H=1$ e $H=1/2$.

Ricordando che la pendenza rms di un profilo è legata alla rugosità ed alla lunghezza di correlazione dalla relazione:

$$s(l) = \sqrt{2} \cdot s_h \cdot \frac{(l)^{H-1}}{l_c^H} \quad (6.4)$$

possiamo introdurre la seguente espressione per il coeff. di backscattering:

$$s_0(q) = \frac{\Gamma(0)}{H \cos^2 q} \left[\frac{(2p)^{\frac{H-1}{H}}}{[s(l)]^{1/H} \sqrt{2}^{1/H} (\cos q)^{1/H}} \right]^2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\text{sen}^{2n} q}{(n!)^2} \left[\frac{(2p)^{\frac{H-1}{H}}}{[s(l)]^{1/H} \sqrt{2}^{1/H} (\cos q)^{1/H}} \right]^{2n} \Gamma\left(\frac{n+1}{H}\right) \quad (6.5)$$

dove:

- $0 < H < 1$: Coeff. di Hurst
- $\Gamma(0)$: Riflettività di Fresnel
- Θ : angolo di off-nadir
- λ : lunghezza d'onda

Nei due casi particolari di H uguale ad 1 e $1/2$ otteniamo i modelli di **ottica geometrica** ed **Hagfors**. Infatti se pongo nella relazione precedente:

$$H = 1 \quad \Rightarrow \quad s_{Geom}^0 = \frac{\Gamma(0)}{2m^2 \cos^4 q} \exp\left[-\frac{\tan^2 q}{2m^2}\right] \quad (6.6)$$

$$H = \frac{1}{2} \quad \Rightarrow \quad s_{Hagf}^0 = \Gamma(0) \frac{C}{2} [\cos^4 q + C \sin^2 q]^{-3/2} \quad (6.7)$$

6.3.1 Il modello di Ottica Geometrica (H=1)

Questo modello si basa sull'approssimare una superficie rugosa con una successione di piccole superfici piane, ognuna posta tangenzialmente al profilo locale della superficie reale (Fig. 6.6).

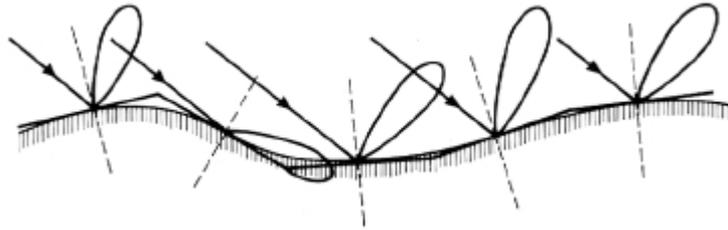


FIG. 6.6: Il modello di ottica geometrica per lo scattering da superfici rugose

Il modello di ottica geometrica (spesso indicato in letteratura con i termini “facet method” o anche “fractal method”) assume che lo scattering totale dalla superficie rugosa sia somma di tanti contributi provenienti da tutte le superfici piane di tangenza, tenendo conto sia dei rispettivi pattern di irradiazione, sia della distribuzione delle pendenze di ogni “faccia”.

In questo modo, ogni faccia si comporta alla stregua di un'antenna illuminata dall'onda radar incidente. Dalla conoscenza della dimensione delle facce, orientazione e riflettività, collegata alla natura dielettrica della superficie reale, può essere valutato il segnale radar backscatterato.

In pratica, fissata la lunghezza delle facce, con questo metodo possiamo discretizzare gli integrali superficiali presenti nella soluzione dell'equazione radar, trasformandoli in delle sommatorie, con una evidente semplificazione computazionale. Per modellare la superficie con tante facce adiacenti, innanzitutto si definisce una griglia di punti sulla superficie reale, con una risoluzione uguale alla lunghezza fissata delle facce. Quindi si considerano 5 punti particolari, come si vede in figura 6.7.

Con questi cinque punti si descrive la geometria di ogni faccia: centro della faccia tramite il punto centrale (numero 1) e orientazione tramite i quattro punti rimanenti³³.

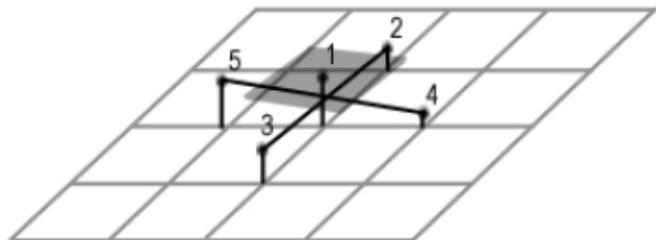


FIG. 6.7: Definizione delle facce

Il vantaggio di usare questo metodo è quello di abbassare i tempi di elaborazione nel calcolo degli echi di ritorno da una superficie rugosa, oltre ad essere un modello molto semplice da implementare, dato che richiede la conoscenza solo della pendenza superficiale e della geometria dell'antenna.

³³ In ogni caso la dimensione delle facce deve essere minore della risoluzione del radar.

Questo modello topografico, inoltre, è basato sulle analisi dei dati MOLA (Mars Orbiter Laser Altimeter); ricordiamo che MOLA è un laser altimetro i cui dati possono essere ridotti a quote topografiche i quali, a causa dell'intervallo temporale tra le misure, sono spazati di circa 300 m. Da tali dati si evince come la pendenza locale della superficie sembra mostrare un andamento a legge di potenza rispetto alla distanza, tipico nei profili frattali.

Quando è necessario applicare il modello di ottica geometrica ($H \neq 1$), il coefficiente di backscattering superficiale può essere valutato introducendo tale descrizione geometrica della superficie nella classica approssimazione di Kirchhoff del campo elettrico scatterato da una superficie ruvida casuale, cosicché tale coefficiente in funzione dell'angolo di scattering è dato dalla relazione (6.5). Tale relazione ci restituisce, per $H=1$ appunto, il modello di ottica geometrica:

$$s_{Geom}^0(\mathbf{q}) = \frac{\Gamma(0)}{\cos^2 \mathbf{q}} \left[\frac{1}{[s(l)]\sqrt{2}(\cos \mathbf{q})} \right]^2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(n!)} \left[-\frac{tg^2 \mathbf{q}}{2s^2(l)} \right]^n = \left[\frac{\Gamma(0)}{2m_s^2 \cos^4 \mathbf{q}} \right] \exp\left(-\frac{tg^2 \mathbf{q}}{2m_s^2}\right)$$

tenendo conto che per $H=1$, $s(\lambda)=m_s$:

$$s(l) = \sqrt{2} \cdot s_h \cdot \frac{(l)^{H-1}}{l_c^H} \quad \stackrel{H=1}{\Rightarrow} \quad s \equiv m_s = \frac{\sqrt{2} \cdot s_h}{l_c}$$

Come ogni modello ingegneristico approssimato che prevede una discretizzazione di un dominio, avere un numero elevato di facce è preferibile: da un lato si migliora l'attendibilità con cui viene descritta la superficie e le sue caratteristiche locali topografiche e dielettriche, dall'altro ciò consente di avere un numero di echi di ritorno maggiore sull'intervallo di osservazione, che possono essere poi mediati in modo da ridurre le fluttuazioni dovute al rumore.

6.3.2 Il modello di Hagfors ($H=1/2$)

Nel caso di scattering quasi-speculare³⁴ (ovvero nel caso in cui l'altezza rms del termine di larga scala sia più piccola della lunghezza d'onda, vale a dire lunghezza di correlazione di larga scala abbastanza bassa), è possibile applicare il modello proposto da Hagfors, che esprime il coefficiente di backscattering come:

³⁴ Angolo di incidenza minore di circa 15 gradi.

$$S_{Hag}^0(\mathbf{q}) = \frac{\Gamma(0)C}{2} [\cos^4(\mathbf{q}) + C \sin^2(\mathbf{q})]^{-\frac{3}{2}}$$

dove C è dato da:

$$C = \left(\frac{l_c I}{4p s_h^2} \right)^2 = \frac{1}{4p^2 s(I)^4}$$

Osserviamo che tale modello risulta molto attendibile per basse lunghezze di correlazione, cioè quando la componente speculare dello scattering è dominante.

6.4 Calcolo della potenza di ritorno

Scelti, dunque, i due modelli di ottica geometrica e di Hagfors per la descrizione del coefficiente di backscattering superficiale, possiamo passare ad uno dei problemi fondamentali di questo lavoro di tesi: il calcolo della potenza di ritorno attesa. In particolare si è risolto prima il problema per via analitica, quindi per via numerica con un procedimento del tutto analogo al modello di Brown. Ma procediamo con ordine partendo dalla soluzione analitica.

6.4.1 Soluzione analitica

Per la soluzione del problema si è adottato un modello convoluzionale, dove si è mandati in convoluzione la risposta impulsiva media di una superficie piatta (FSIR, che indicheremo con P_{FS}), con la funzione densità di probabilità della quota del punto illuminato, che supporremo essere Gaussiana. L'espressione generale della P_{FS} è data dalla relazione seguente:

$$P_{FS}(t) = \frac{I^2}{(4p)^3 L_p} \int_{Sup} \frac{d\left(t - \frac{2r}{c}\right) G^2(\mathbf{q}) S^0(\mathbf{y}, \mathbf{j})}{r^4} dA \quad (6.8)$$

dove:

- L_p : Coeff. di perdita durante il tragitto di andata e ritorno
- $\delta(t-2r/c)$: Impulso di Dirach opportunamente ritardato del tempo di andata e ritorno
- G : Guadagno dell'antenna
- r : Distanza tra il radar e l'elemento di superficie scatterante
- Θ, ψ, φ : Angoli che definiscono la geometria del fascio radar

e con σ^0 dato da uno dei due modelli detti. La geometria del problema in esame è rappresentata nelle figure seguenti.

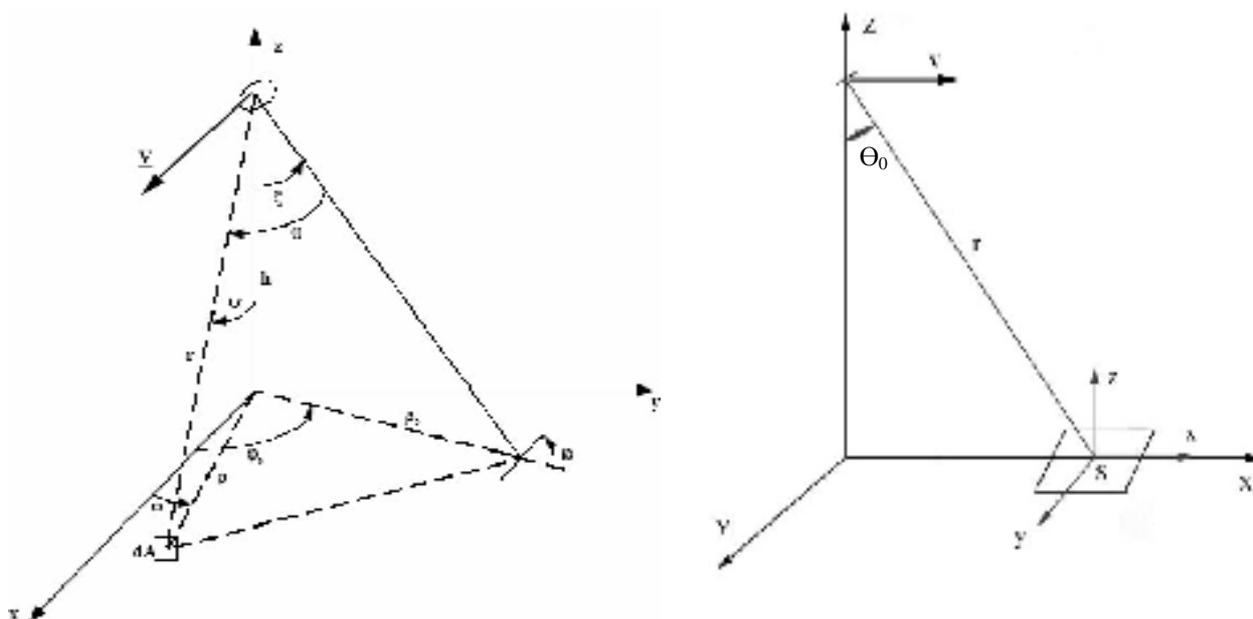


FIG. 6.8: Geometria per il calcolo della P_{FS} nel caso più generico (a sinistra), ed in quello particolare relativo alla geometria di osservazione di MARSIS (a destra).

Il piano (x,y) corrisponde alla superficie media piatta, l'asse di boresight dell'antenna forma un angolo ξ con la verticale locale z, mentre la sua proiezione nel piano (x,y) forma un angolo φ con l'asse x parallelo alla direzione di avanzamento della S/C. L'angolo di off-nadir Θ , invece, è l'angolo compreso tra il boresight dell'antenna e la congiungente S/C – elemento scatteratore sulla superficie, r. Infine ψ è l'angolo tra r e la verticale locale z.

Tuttavia nel caso particolare di MARSIS l'unico angolo da considerare sarà l'angolo di scostamento dal nadir (ψ della figura di sinistra, ovvero Θ_0 di quella di destra), essendo $\varphi=0$. Tale angolo di off-nadir sarà in seguito indicato più semplicemente con Θ .

L'integrale presente nella (6.8), come già detto nel capitolo precedente, può essere risolto in maniera più o meno agevole una volta stabilite le dipendenze del guadagno d'antenna e del coefficiente di backscattering, talvolta utilizzando delle opportune approssimazioni. A volte si è interessati all'andamento della potenza ricevuta in funzione solo di G , e quindi si trascura l'effetto della variazione di σ^0 . Nel nostro caso, invece, vogliamo fare esattamente il contrario. Cioè considerando G indipendente dalla particolare geometria (l'antenna di MARSIS è isotropa, e dunque ha guadagno unitario), andiamo ad integrare su σ^0 , assumendo che σ^0 dipenda in primo luogo dall'angolo Θ . Esprimendo, dunque, l'area dell'elementino elementare di superficie come $dA=rd\psi d\varphi$, posso scrivere:

$$P_{FS}(t) = \frac{I^2}{(4p)^3 L_p} \int_0^{2p} \int_0^\infty \frac{d\left(t - \frac{2r}{c}\right) \mathbf{s}^0(q)}{r^4} r dr dj$$

Dato che σ^0 dipende solo da Θ , quindi da ρ , ma non da φ , il problema ora è risolvere il primo integrale, quello cioè rispetto a ρ . Innanzitutto osserviamo che dalla geometria del problema si ricavano le seguenti relazioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} r = h \tan q; \\ \cos q = \frac{h}{r}; \end{array} \quad \left\{ \begin{array}{l} \tan^2 q = \left(\frac{r}{h}\right)^2 \\ r = \sqrt{r^2 + h^2} \end{array} \right. \right. \quad (6.9)$$

da ciò si ricava che:

$$dr = \frac{r}{h} dq; \quad q = \arccos\left(\frac{h}{r}\right) \quad (6.10)$$

Quindi possiamo adesso risolvere il primo integrale:

$$\int_0^\infty \frac{d\left(t - \frac{2r}{c}\right) \mathbf{s}^0(q)}{r^4} r dr = \frac{c}{2} \int_0^\infty d\left(\frac{ct}{2} - r\right) \mathbf{s}^0(q) \frac{dr}{r^3} \stackrel{r=\frac{ct}{2}}{=} \frac{c}{2} \cdot \mathbf{s}^0(q) \cdot \frac{1}{\left(\frac{ct}{2}\right)^3}$$

e da ciò ricavare l'espressione della P_{FS} per il caso in esame:

$$P_{FS}(t) = \frac{I^2}{(4p)^3 L_p} \int_0^{2p} \frac{c}{2} \cdot \mathbf{s}^0(q) \cdot \frac{1}{\left(\frac{ct}{2}\right)^3} dj = \frac{I^2}{(4p)^3 L_p} \cdot 2p \cdot \frac{c}{2} \cdot \mathbf{s}^0(q) \cdot \frac{1}{\left(\frac{ct}{2}\right)^3} \quad (6.11)$$

A questo punto, come spesso si fa in queste trattazioni, andiamo ad esprimere la P_{FS} in funzione del *tempo di ritorno al nadir* t_0 , introducendo la nuova variabile temporale τ :

$$t_0 = 2\frac{h}{c} \quad \Rightarrow \quad t = t - t_0$$

per cui la relazione (6.11) diventa:

$$P_{FS}(t) = \frac{cI^2}{8p^2 L_p} \cdot \mathbf{s}^0(q) \cdot \frac{1}{[ct + 2h]^3}, \quad t \geq 0 \quad (6.12)$$

dove la dipendenza del coefficiente di backscattering dalla variabile temporale scelta è data da:

$$\mathbf{s}^0(q) = \mathbf{s}^0\left(\arccos\frac{h}{r}\right) = \mathbf{s}^0\left(\arccos\frac{2h}{ct}\right) = \mathbf{s}^0\left(q = \arccos\frac{2h}{ct + 2h}\right) \quad (6.13)$$

Ora, ricordando il seguente sviluppo in serie arrestato al primo termine:

$$\frac{1}{1+x} \approx 1-x, \quad x \ll 1$$

ed essendo nel nostro caso $c\tau/h \ll 1$, possiamo in definitiva scrivere:

$$s^0\left(q = 1 - \frac{t}{t_0}\right) = s^0\left(q = \frac{t_0}{t}\right) \quad (6.14)$$

Dunque ricapitolando la (6.12) è la soluzione della (6.8) per il caso in esame. In essa il coefficiente di backscattering può essere valutato con uno dei due modelli descritti dalle relazioni (6.6) o (6.7), tenendo presente le relazioni esistenti tra angolo di off-nadir e tempo di riferimento (6.14).

A questo punto si può valutare la potenza di ritorno, calcolando la seguente convoluzione:

$$P_I(t) = P_{FS}(t) * P_S(t) \quad \Rightarrow \quad P_{IR}(t) = P_I(t) * P_P(t)$$

dove P_S è la funzione densità di probabilità della quota del punto illuminato, P_P è la risposta di un bersaglio puntuale, P_I è la risposta impulsiva media della superficie rugosa e P_{IR} è la potenza media dell'eco di ritorno. In realtà nel nostro caso la P_{IR} e la P_I coincidono, dato che per tipici radar altimetri a impulsi brevi la larghezza della risposta di un bersaglio puntuale è nell'ordine di 20 ns o anche meno³⁵.

Alla luce di ciò, avendo supposto una funzione densità di probabilità della quota, gaussiana del tipo:

$$P_S(t) = \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_P^2}\right) \quad (6.15)$$

dove σ_P è una grandezza costante legata alla banda operativa (1 MHz per MARSIS) data da:

$$\sigma_P = \sqrt{\frac{1}{\log(2) \cdot 8}} / B$$

la P_{IR} è stata valutata col *teorema della convoluzione*, al modo seguente:

$$P_{IR}(t) = \text{iff}\{ \text{fft}[P_{FS}(t)] \cdot \text{fft}[P_S(t)] \} \quad (6.16)$$

Ciò consente di velocizzare molto i calcoli in Matlab, in luogo di calcolare la convoluzione classica tra i due segnali P_{FS} e la P_S .

³⁵ Con questa approssimazione si commette un errore, del resto trascurabile, quando è applicata a sistemi (come MARSIS) che prevedono tecniche di compressione dell'impulso. Tale errore è legato al fatto che viene trascurata la durata dei lobi laterali. Tuttavia, i sistemi che utilizzano queste tecniche (e anche MARSIS) usano delle funzioni peso per ridurre al minimo il livello dei lobi laterali.

6.4.1 Soluzione numerica

Lo stesso problema, come detto, è stato risolto anche per via numerica. Il modello adottato segue pari passo il modello di Brown. Senza stare a ripetere tutti i passaggi di tale modello (di cui si è parlato nel capitolo precedente), si riportano direttamente i risultati per il caso in esame:

$$P_{BR}(t) \approx \frac{1}{2} h P_T P_{FS}(t) \sqrt{2p} s_p \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{t}{\sqrt{2} s_c} \right) \right], \quad t \geq 0 \quad (6.17)$$

dove:

$$s_c = \sqrt{s_p^2 + \left(\frac{2s_h}{c} \right)^2}$$

mentre P_T è la potenza trasmessa e η il rapporto di compressione dell'impulso, pari a 250 per MARSIS.

6.5 Progetto dello stimatore a massima verosimiglianza (MLE)

Il passo successivo di questa trattazione è andare ad impostare uno stimatore a massima verosimiglianza (MLE), che ci consenta di fare il fit tra gli impulsi reali spediti a terra dal processore di bordo di MARSIS e quelli ideali ricavati dal modello matematico.

6.5.1 La funzione di verosimiglianza

I dati provenienti da rilevazioni per il monitoraggio ambientale suscitano in genere domande alle quali non possiamo dare risposta mediante semplici metodi descrittivi. Una funzione deterministica è raramente disponibile. In casi particolarmente fortunati, le nostre informazioni a priori sul fenomeno oggetto di studio ci mettono tuttalpiù in grado di affermare che le osservazioni sono generate da una famiglia F di funzioni deterministiche ed il processo generatore dei dati può essere definito come quella funzione $f \in F$ che riproduce la serie osservata. Nella maggior parte delle applicazioni, comunque, le informazioni a nostra disposizione consentono di specificare una famiglia di **processi aleatori**, poiché la variabilità dei dati supera di gran lunga la variabilità che siamo in grado di spiegare in modo deterministico. Un

processo aleatorio è un oggetto matematico in grado di riprodurre osservazioni con la variabilità desiderata.

L'enorme semplificazione del problema è la conseguenza dell'uso della famiglia F , che fornisce una rappresentazione del processo generatore dei dati, distinguendo la componente d'interesse da tutte le altre caratteristiche della serie, di cui bisogna certo tener conto, ma che non costituiscono l'oggetto diretto dell'analisi. La famiglia F è spesso chiamata modello probabilistico e la sua specificazione dipende strettamente dal problema di analisi con cui ci confrontiamo. Non esistono ricette facili da seguire per la sua definizione. Tra le diverse metodologie disponibili in letteratura, il più popolare criterio di estrazione delle informazioni contenute nei dati si basa sul **principio di verosimiglianza**.

Supponiamo, per fissare le idee, di avere a che fare con un grafico che riporta la serie storica delle concentrazioni medie di ozono nella nostra città. Supponiamo di essere interessati a valutare quando tale concentrazione diventi critica e superi una certa soglia imposta. Sia poi:

$$x_0 = (0, 1, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 0, 0)$$

sia la sequenza osservata. La formulazione di un modello parametrico riduce il problema inferenziale alla stima del valore assunto θ . La probabilità di osservare ciò che è stato effettivamente osservato è data da:

$$p(x_0) = q^3(1-q)^7$$

Se guardiamo a tale probabilità come ad una funzione di θ , ci accorgiamo che si tratta di una funzione positiva con un unico punto di massimo raggiunto in corrispondenza di 0.3 (Fig. 6.9).

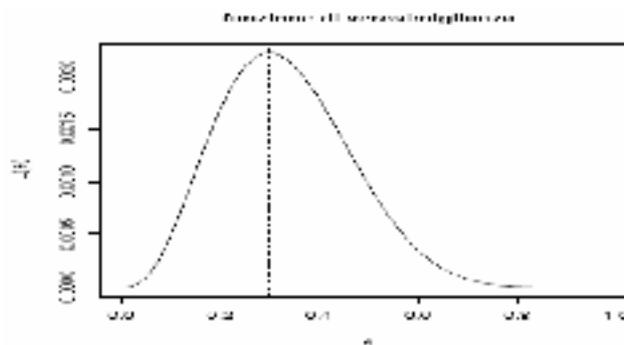


FIG. 6.9: Funzione di verosimiglianza relativa ad una sequenza di 10 osservazioni con 3 superamenti di soglia

Il fatto che tale funzione non si annulli mai in $(0;1)$ indica che sulla base della sequenza osservata, nessun valore di θ può essere a priori escluso. Tuttavia, la funzione indica che esistono valori di θ che rendono la probabilità di osservare la sequenza osservata estremamente bassa,

mentre altri valori (nell'intorno di 0.3) rendono tale probabilità estremamente alta: questi ultimi sono allora valori "più verosimili" e 0.3 è il valore più verosimile tra tutti. La funzione di Θ ottenuta considerando la probabilità di osservare i dati effettivamente osservati si chiama **funzione di verosimiglianza** perchè attribuisce un peso di verosimiglianza a ogni valore di Θ , sulla base delle osservazioni.

Se pensiamo che quello illustrato sia un ragionamento efficace, possiamo allora enunciare il seguente principio: *tutte le informazioni contenute nella sequenza osservata e utili per diminuire la nostra incertezza su Θ sono contenute nella funzione di verosimiglianza e la stima di massima verosimiglianza di Θ è il punto di massimo della funzione di verosimiglianza.*

Nel nostro esempio, se x è un campione di T osservazioni, la funzione di verosimiglianza è data da:

$$L(q) = q^{T\bar{x}}(1-q)^{T-T\bar{x}}$$

Per motivi esclusivamente tecnici è conveniente lavorare con la funzione di log-verosimiglianza:

$$l(q) = T\bar{x} \log q + (T - T\bar{x}) \log(1 - q)$$

Essendo il logaritmo una funzione monotona (e sotto l'ipotesi che $q \in (0, 1)$), il punto di massimo di $l(\Theta)$ coincide con quello di $L(\Theta)$. Tale punto di massimo è lo **stimatore di massima verosimiglianza** ed è una funzione dei dati campionari:

$$\hat{q}(x) = \arg \max_{q \in \Theta} L(q) = \arg \max_{q \in \Theta} \log L(q) = \arg \max_{q \in \Theta} l(q)$$

In altre parole, $\hat{q}(x)$ è la soluzione dell'equazione:

$$\frac{\partial}{\partial q} l(q) = 0$$

e nel nostro esempio coincide con la frequenza relativa x dei superamenti di soglia osservati nel campione:

$$\frac{\partial}{\partial q} l(q) = \frac{T\bar{x}}{q} - \left(\frac{T - T\bar{x}}{1 - q} \right) = 0 \quad \Rightarrow \quad \hat{q}(x) = \bar{x}$$

E' evidente che lo stimatore $\hat{q}(x)$ è tanto più attendibile quanto più alta è la velocità di caduta della funzione $l(\Theta)$ man mano che ci si allontana dal punto di massimo. Di conseguenza, per valutare l'attendibilità di \hat{q} , è opportuno calcolare la curvatura (preceduta dal segno negativo) della log-verosimiglianza nel suo punto di massimo:

$$i(\hat{q}) = -\frac{\partial^2}{\partial q^2} l(q)_{q=\hat{q}}$$

La quantità $i(\hat{q})$ è nota con il nome di **informazione di fisher osservata** e misura l'attendibilità dello stimatore di massima verosimiglianza. La presenza del segno negativo ha il solo scopo di aver a che fare con una quantità positiva, dato che (sotto condizioni di regolarità) la funzione $l(\Theta)$ è concava e possiede derivata negativa nel suo punto di massimo.

In un caso più generale, quando si ha a che fare con un vettore di variabili aleatorie:

$$\mathbf{q} = (q_1, \dots, q_i, \dots, q_m), \text{ con: } x = (x_1, \dots, x_j, \dots, x_n) \text{ campioni}$$

la funzione di log-verosimiglianza sarà data da:

$$l(\mathbf{q}) = \log L(\mathbf{q}) = \sum_{i=1}^n \log f(x_i; \mathbf{q})$$

e lo stimatore di massima verosimiglianza (MLE, *Maximum Likelihood Estimator*) è:

$$\hat{\mathbf{q}}(x) = (\hat{q}_1, \dots, \hat{q}_i, \dots, \hat{q}_m)$$

il punto-vettore di massimo di $l(\Theta)$. In casi regolari, $l(\Theta)$ è una funzione concava e lo stimatore ML esiste ed è l'unica radice del sistema di n equazioni:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial q_1} l(\mathbf{q}) &= 0 \\ &\dots \\ \frac{\partial}{\partial q_n} l(\mathbf{q}) &= 0 \end{aligned}$$

dette equazioni "punteggio" (*score*). Tale sistema di equazioni può essere scritto in forma compatta come segue:

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{q}} l(\mathbf{q}) = \nabla l(\mathbf{q}) = 0$$

dove $\nabla l(\mathbf{q})$ è il vettore gradiente della log-verosimiglianza. Quindi lo stimatore ML è semplicemente il punto di Θ dove il gradiente della log-verosimiglianza si annulla. La matrice $n \times n$ $I(\hat{\mathbf{q}})$ è nota come informazione di Fisher osservata e non è altro che la matrice hessiana della funzione di log-verosimiglianza, preceduta dal segno negativo e calcolata nel punto $\hat{\mathbf{q}}$.

E' evidente che tutta questa trattazione è stata fatta per poter impostare, nel prossimo paragrafo, uno stimatore MLE che faccia al caso nostro: cioè riesca a trovare i valori ottimali delle variabili (essenzialmente rugosità superficiale e tempo di ritorno al nadir) tali che l'impulso ricavato dal modello matematico scelto si vada a sovrapporre, per quanto possibile, all'impulso reale marziano.

6.5.2 Caratteristiche dello stimatore MLE

L'introduzione di uno stimatore MLE è necessaria data la presenza del rumore termico che si va sempre a sovrapporre ad ogni informazione scientifica spedita a terra dalla S/C. Dunque ciò che andremo a misurare sarà un impulso di ritorno affetto da rumore, e questo rumore può essere trattato come una variabile aleatoria. Il problema diventa allora un problema di stima.

Più in particolare le proprietà di uno stimatore MLE sono le seguenti.

- I. Deve essere *non polarizzato*, vale a dire non deve presentare nessun errore sistematico, dunque il valor medio di tale errore deve essere nullo:

$$E(e) = 0$$

- II. Deve essere *efficiente*, cioè la varianza dell'errore sistematico deve essere minima:

$$\text{var}(e) = \min$$

Uno stimatore che soddisfa le I e II si dice anche a *massima verosimiglianza*.

- III. Deve essere *ottimale*, nel senso che deve massimizzare la funzione di verosimiglianza:

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{q}} l(\mathbf{q}) = \nabla l(\mathbf{q}) = 0 \quad (6.18)$$

Si può far vedere come la media aritmetica è il più semplice stimatore MLE; inoltre risolvere il sistema di equazioni dato dalla (6.18), nel caso in esame significa risolvere il seguente sistema:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_h} \log l(\underline{Y} / \mathbf{s}_h, t_0) \\ \frac{\partial}{\partial t_0} \log l(\underline{Y} / \mathbf{s}_h, t_0) \end{cases} \quad (MLE)$$

dove l è la funzione di verosimiglianza, \underline{Y} è il vettore delle misure reali, cioè gli echi marziani, e \mathbf{s}_h, t_0 sono le nostre variabili aleatorie da cui essenzialmente dipende l'andamento delle curve ricavate dal modello matematico. Dunque il sistema nel mio caso è un sistema di 2 equazioni in 2 incognite. Sovrapponendo al modello il rumore termico, supposto distribuito esponenzialmente, tale sistema si può riscrivere nel seguente modo:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{N_{\text{SAMPLES}}} \frac{Y_i - B_i}{B_i^2} \cdot \left[\frac{\partial B_i}{\partial \mathbf{s}_h} \right] = 0 \\ \sum_{i=1}^{N_{\text{SAMPLES}}} \frac{Y_i - B_i}{B_i^2} \cdot \left[\frac{\partial B_i}{\partial t_0} \right] = 0 \end{cases} \quad (6.19)$$

Le funzioni tra parentesi quadre sono dette **funzioni di gate**, pesano i campioni più significativi nella stima di un dato parametrico e possono essere calcolate analiticamente. Il sistema (6.19) può essere così interpretato: *dati i campioni Y_i estratti dai dati registrati dal radar e funzione dei parametri incogniti \bar{s}_h, \bar{t}_0 , i campioni $B_i = f(\hat{s}_h, \hat{t}_0)$ che si ricavano dal modello matematico che ho implementato rappresentano il loro fitting e sono ottenuti risolvendo le equazioni (6.19).* La differenza $Y_i - B_i$ rappresenta l'errore nella stima, mentre la quantità B_i^2 è un termine che normalizza il segnale di errore. Tale sistema di equazioni viene risolto tramite un procedimento iterativo, valutando ad ogni step j l'errore, dato da:

$$\begin{cases} \mathbf{e}(s_h)_j = \sum_{i=1}^{N_{SAMPLES}} \frac{Y_i - B_i}{B_i^2} \cdot \left[\frac{\partial B_i}{\partial s_h} \right]_j \\ \mathbf{e}(t_0)_j = \sum_{i=1}^{N_{SAMPLES}} \frac{Y_i - B_i}{B_i^2} \cdot \left[\frac{\partial B_i}{\partial t_0} \right]_j \end{cases} \quad (6.20)$$

Il procedimento si avvia scegliendo opportunamente dei valori iniziali per s_h e t_0 , e si arresta quando l'errore rispetta una certa precisione, oppure, per evitare tempi di computazione troppo alti, quando è stato raggiunto un numero massimo di iterazioni. Ad ogni step si dovrà ricalcolare il modello matematico, le funzioni di gate e l'errore di stima. In realtà, come detto, bisogna anche aggiungere l'effetto del rumore al modello ricavato. Il valore di nuovo tentativo per s_h e t_0 ovviamente si calcola così:

$$\begin{cases} t_0^{j+1} = t_0^j + \mathbf{e}(t_0)_j \\ s_h^{j+1} = s_h^j + \mathbf{e}(s_h)_j \end{cases} \quad (6.21)$$

Nella figura seguente è riportato uno schema a blocchi che rappresenta il processo iterativo da me implementato nel software che sarà presentato nel paragrafo successivo.

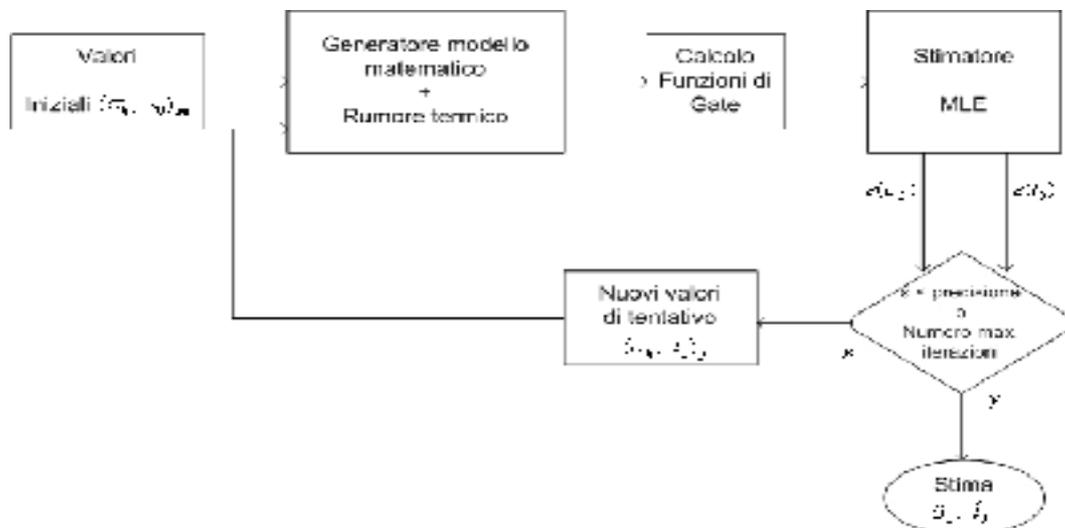


FIG. 6.10: Lo stimatore MLE implementato

6.6 Descrizione del software Backscattering Tool

Il software sviluppato mette in pratica tutto quanto detto fin qui in questo capitolo. Il programma si interfaccia con il Calibration Tool, facendosi passare alcuni parametri preliminari per l'analisi: essenzialmente il frame scelto da analizzare. Dalla conoscenza del frame, il software è in grado di ricostruire il nome del file di statistiche superficiali relativo a quel frame (che usa la naming convention vista nel capitolo 3), dal quale file .CSV si estraggono i valori della lunghezza di correlazione e della rugosità.

Con questi parametri il programma può procedere con il calcolo dei modelli di ottica geometrica e di Hagfors, e quindi degli echi di ritorno: per fare ciò è stato necessario simulare il comportamento del tracker, aprendo in modo opportuno ogni volta una finestra di acquisizione di dimensioni opportune: a riguardo è bene notare che per questioni di precisione nel calcolo dell'eco tramite il modello matematico prescelto, si è prima sopracampionato la funzione ad una frequenza maggiore di quella effettiva (1.4 MHz), per poi nuovamente sottocampionare. Il numero di campioni alla fine di tutto il processo è comunque sempre uguale a quello del caso reale (e che dipende dalla particolare sottomodalità operativa).

Si calcola quindi la risposta tramite la soluzione di tipo numerico, e si ha poi la possibilità di fare dei plot comparativi per vedere quanto la risposta calcolata numericamente si differenzi da quella analitica. Ma veniamo al programma vero e proprio, che presenta la seguente interfaccia.

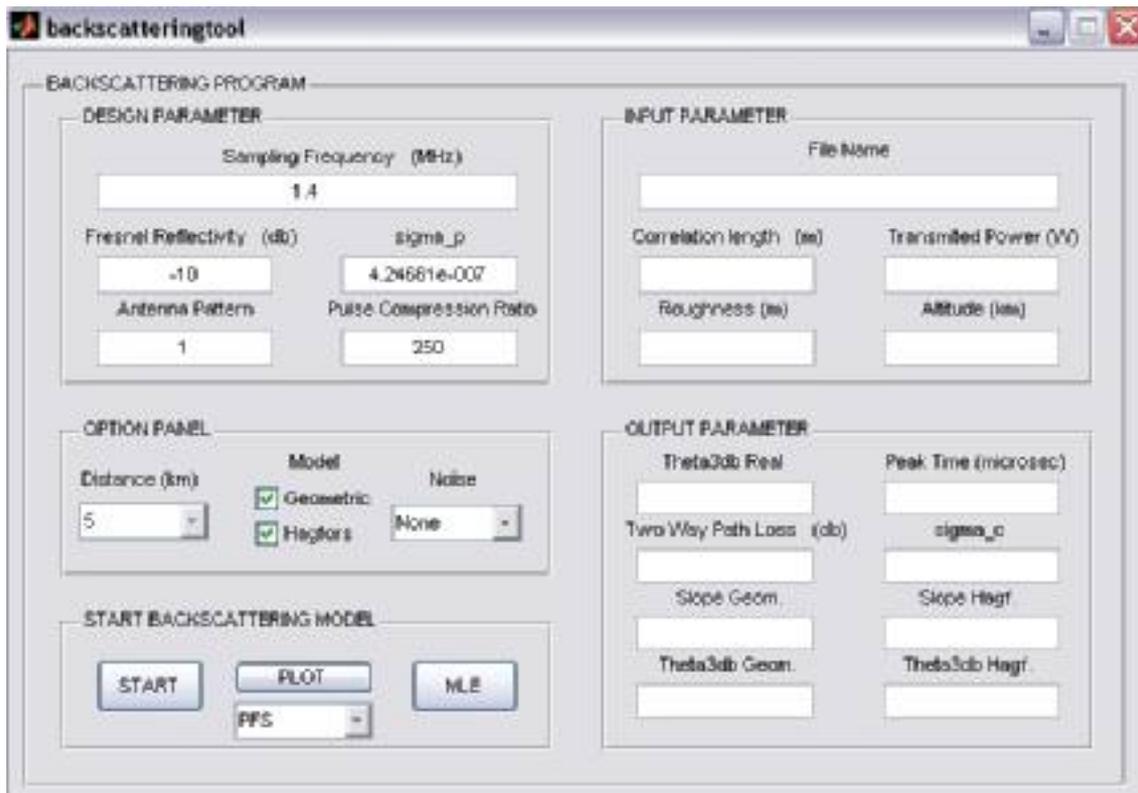


FIG. 6.11: L'interfaccia grafica del software Backscattering Tool

Ancora una volta si è programmato in Matlab. Nel pannello Design Parameter sono visualizzati dei parametri di progetto del radar che entrano nei calcoli relativi ai modelli di backscattering e che sono fissati. Nel pannello Option Panel si ha la possibilità di scegliere tra statistiche locali o globali, presenza o meno di rumore sul modello matematico dell'eco di ritorno, ed infine quale modello di superficie voler analizzare tra ottica geometrica ed Hagfors. Sulla sinistra, invece, ho collocato due pannelli per gli input e gli output del programma.

E' infine presente un pannello con i pulsanti per lanciare le simulazioni. Il pulsante Start lancia la parte di programma che calcola i modelli di backscattering, sia di ottica geometrica che di Hagfors, e quindi la P_{FS} e la potenza ricevuta, sia analiticamente col modello convoluzionale sia numericamente mediante la relazione (6.17). Il pulsante Plot permette di plottare i risultati desiderati scegliendo tra le opzioni presenti nel menu a pop-up. Infine il pulsante MLE lancia il processo di stima a massima verosimiglianza, e plotta automaticamente, alla fine della computazione, dati reali e modello matematico prima e dopo la stima, nonché i risultati della cancellazione del clutter tramite i modelli ricavati.

Spendiamo qualche altra parola riguardo all'ultimo punto. La cancellazione dell'eco proveniente dalla superficie, come visto nel capitolo 4, viene attuata con la tecnica a doppia frequenza. Tuttavia ciò non sempre fornisce i risultati sperati, come si può vedere in figura:

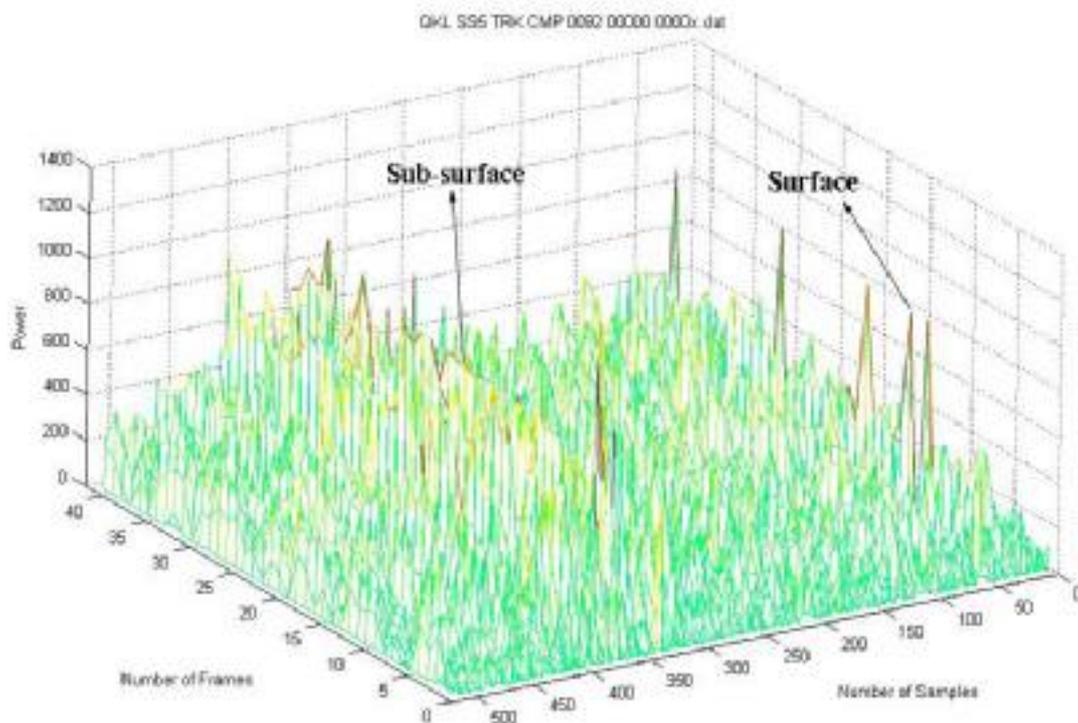


FIG. 6.12: Risultato della cancellazione del clutter con la tecnica della doppia frequenza per l'orbita 92.

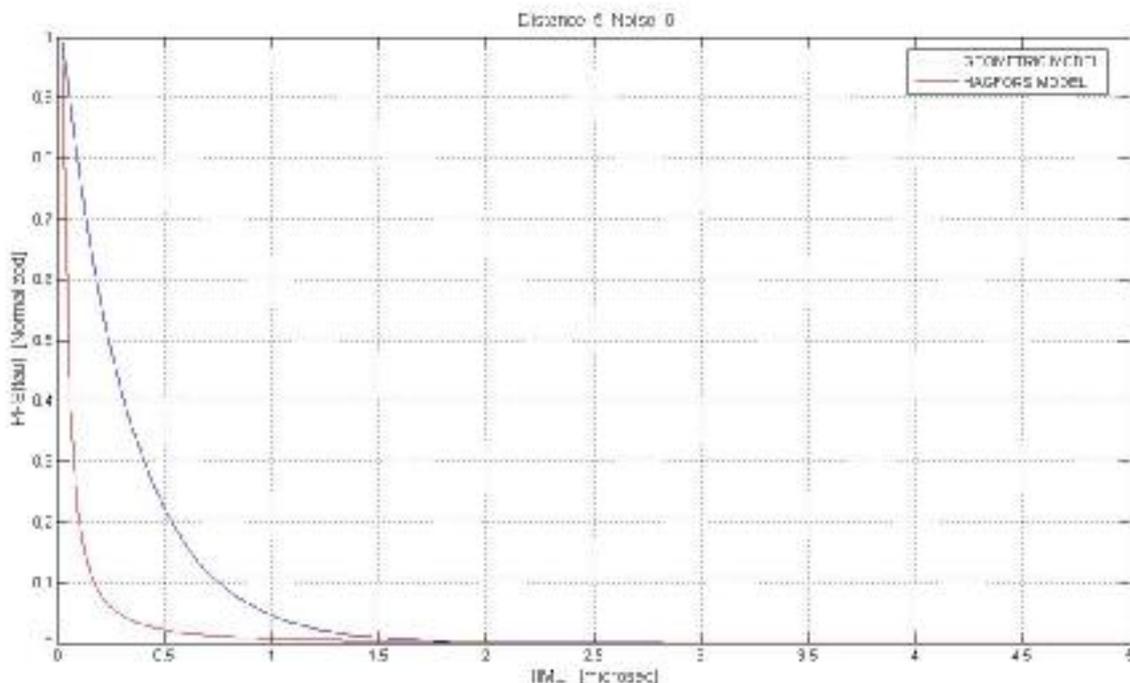
Come si evince dal radargramma precedente, alcuni echi provenienti dalla superficie non sono stati perfettamente cancellati, forse perché uno dei due canali riceventi dell'antenna dipolo non ha funzionato correttamente in corrispondenza di certe PRI. Per questo motivo, ma anche per calibrare opportunamente lo strumento nelle prime fasi della sua vita operativa, si è deciso di attuare una terza tecnica di cancellazione del clutter superficiale, cancellando il forte eco proveniente dalla superficie mediante il confronto con l'eco ricavato dal modello matematico.

Per quanto riguarda lo stimatore, poi, lo si è prima calibrato opportunamente per scegliere in via preliminare numero massimo di iterazioni, precisione sull'errore temporale e su quello sulla σ_h , e quindi si è passati alla stima vera e propria. La calibrazione è stata pensata in questo modo: all'eco ideale è stato sovrapposto del rumore termico, e si è fatto il fit tra modello e modello affetto da rumore, con valori di t_0 e σ_h noti e quindi anche valore degli errori prevedibili.

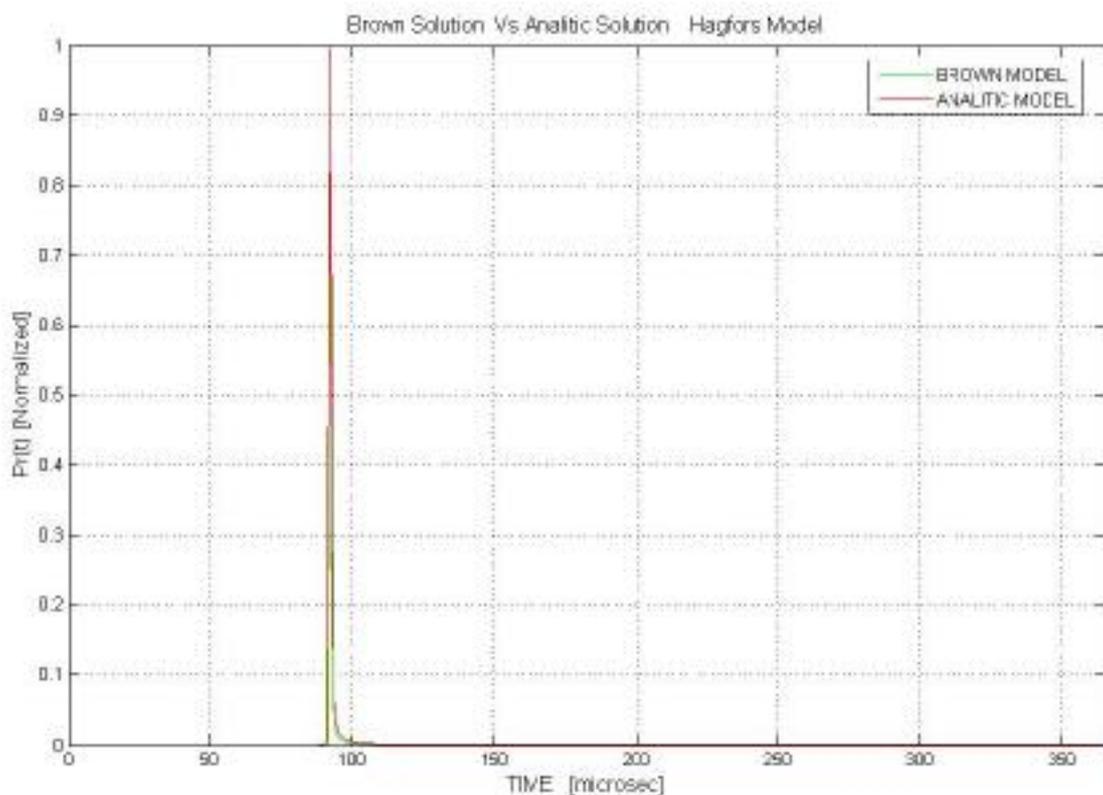
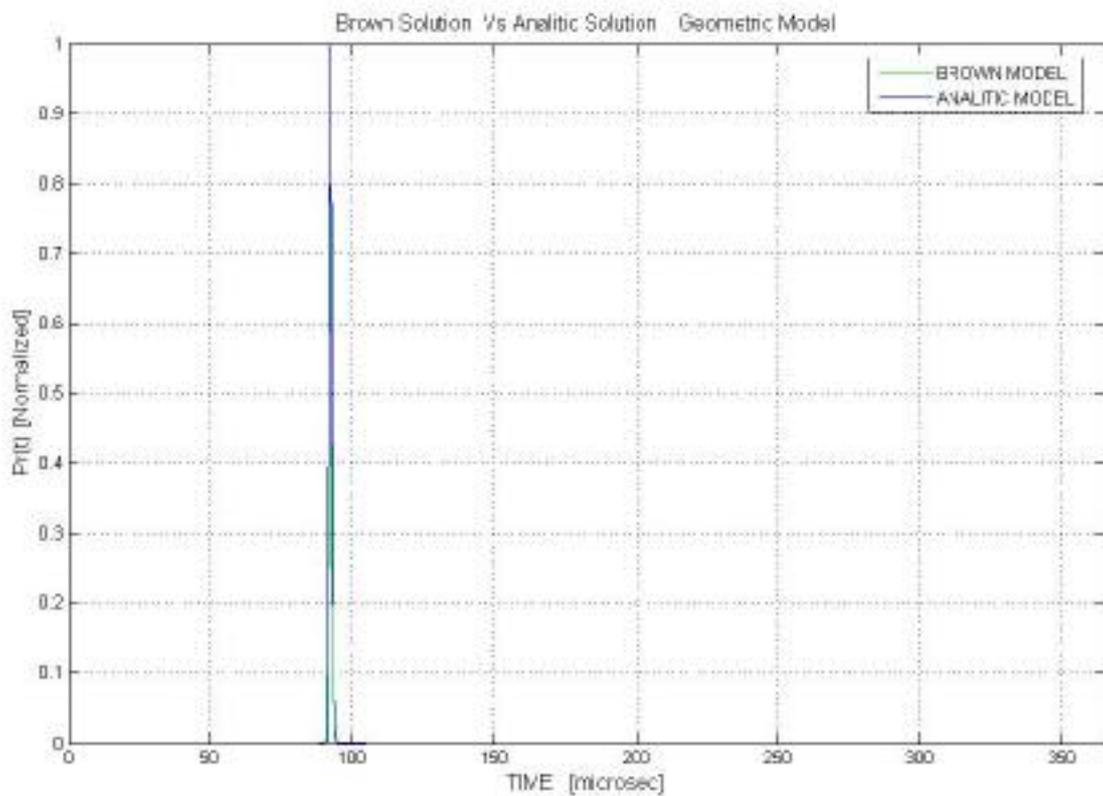
6.7 Esempi di simulazione

In questo paragrafo analizziamo i risultati ottenuti con il software elaborato. Innanzitutto vediamo quale è la forma della potenza ricevuta in alcuni casi particolari. Si consideri dapprima il caso:

$$l_c = 1577 \text{ m}, \quad S_h = 8.6 \text{ m}, \quad h = 802 \text{ km}$$



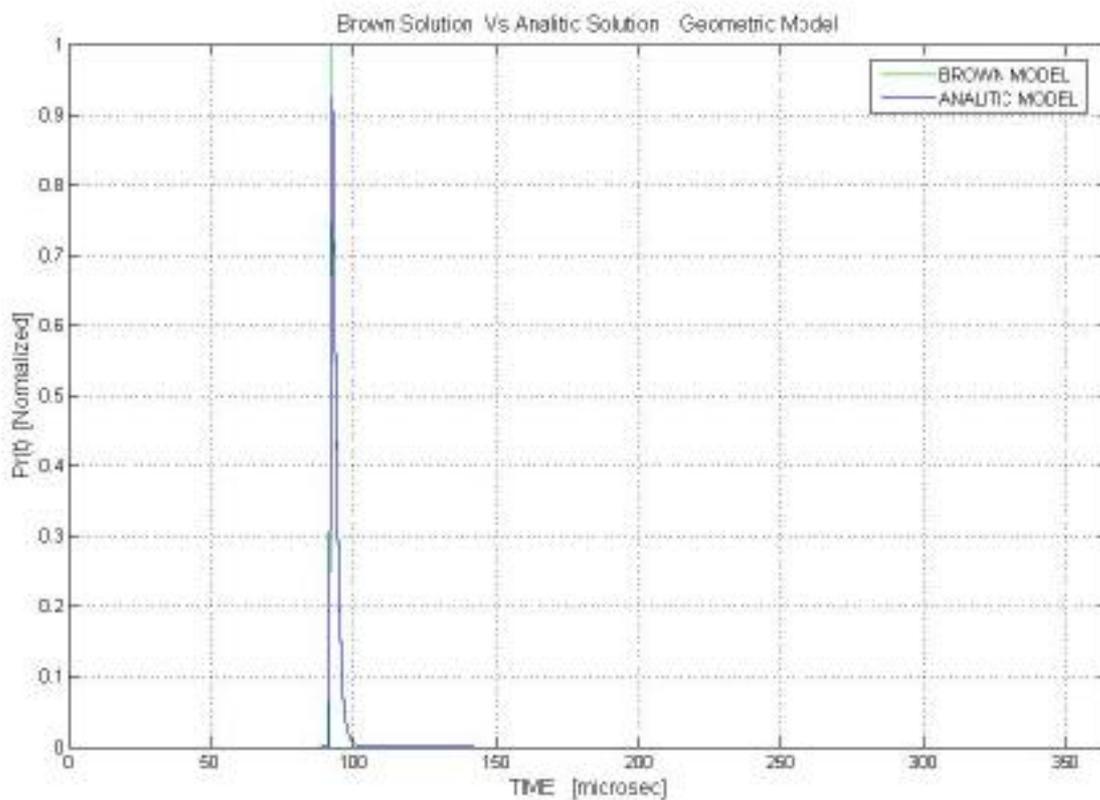
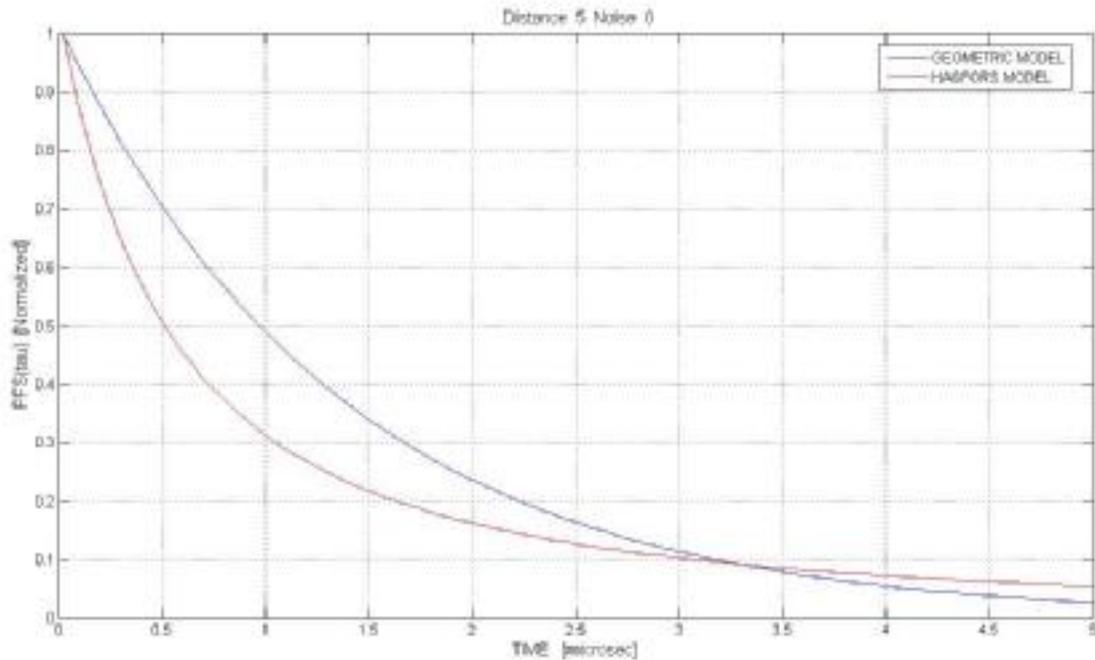
Questa è la risposta impulsiva dalla superficie piatta, mentre la potenza di ritorno sarà:



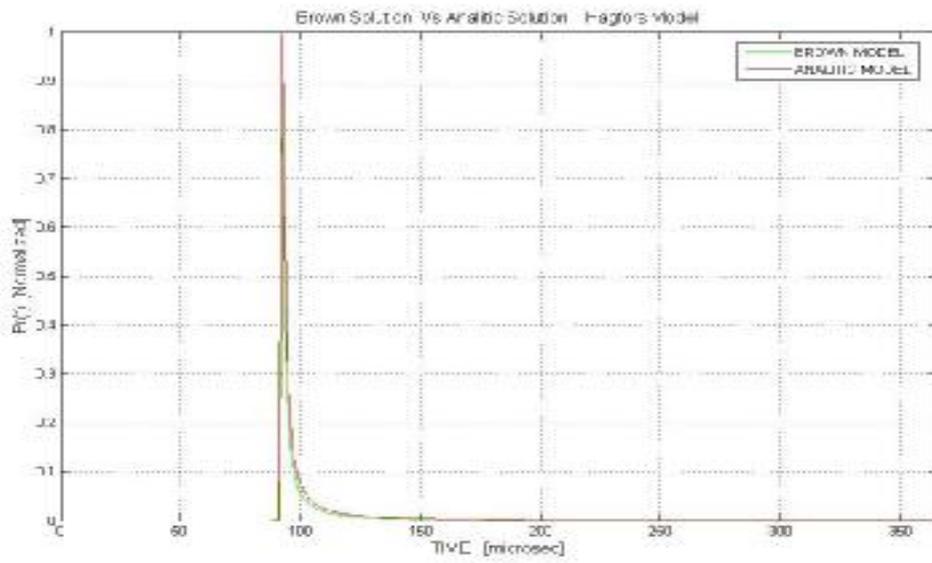
Rispettivamente per il modello di ottica geometrica e per quello di Hagfors. Da questi due grafici si può vedere come la soluzione analitica e quella numerica siano molto vicine tra di loro, permettendoci di usare la seconda in luogo della prima senza commettere un errore apprezzabile.

Consideriamo adesso invece il caso:

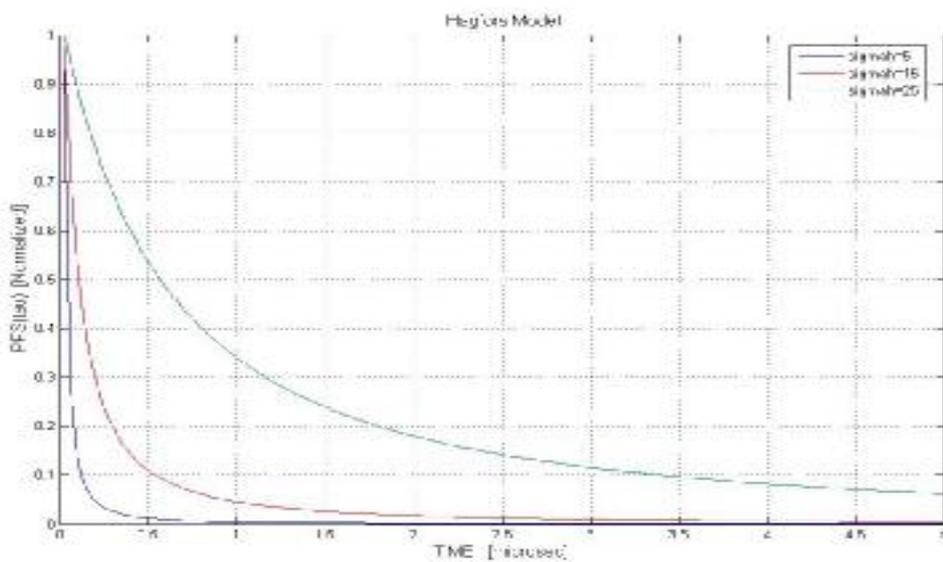
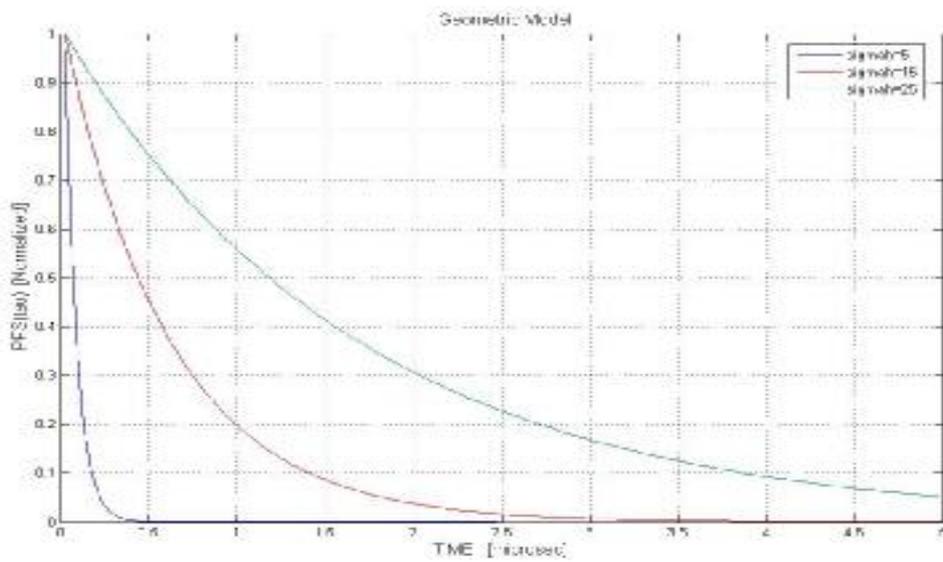
$$l_c = 2323 \text{ m}, \quad s_h = 26.3 \text{ m}, \quad h = 802 \text{ km}$$



Già da ciò si intuisce quale sia l'effetto di un aumento della σ_h sulla potenza ricevuta: la PFS, e quindi anche la potenza ricevuta, si allargano sempre più, e tale effetto è più evidente sul modello di Hagfors, come sarà ancora più chiari dai grafici successivi.

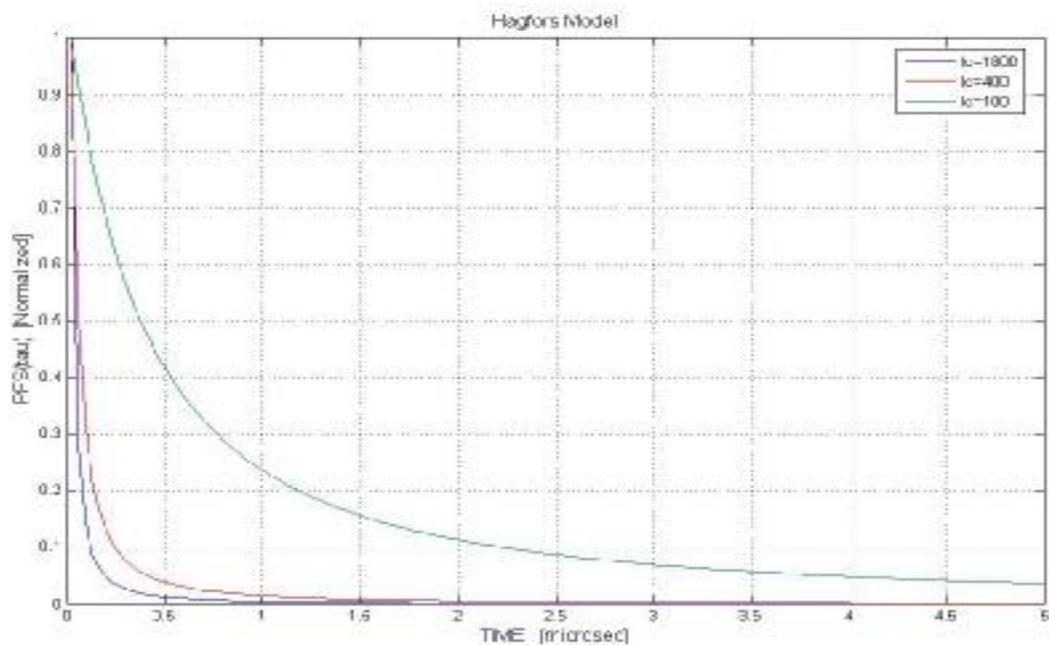
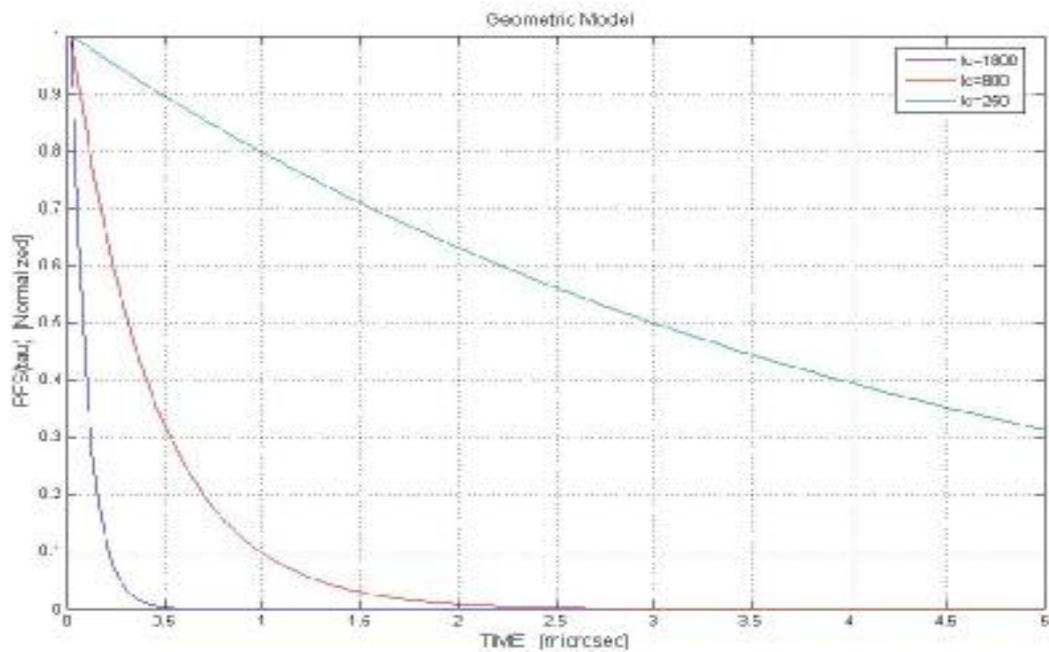


Vediamo adesso più in particolare l'effetto delle variazioni di σ_h e l_c su queste curve.

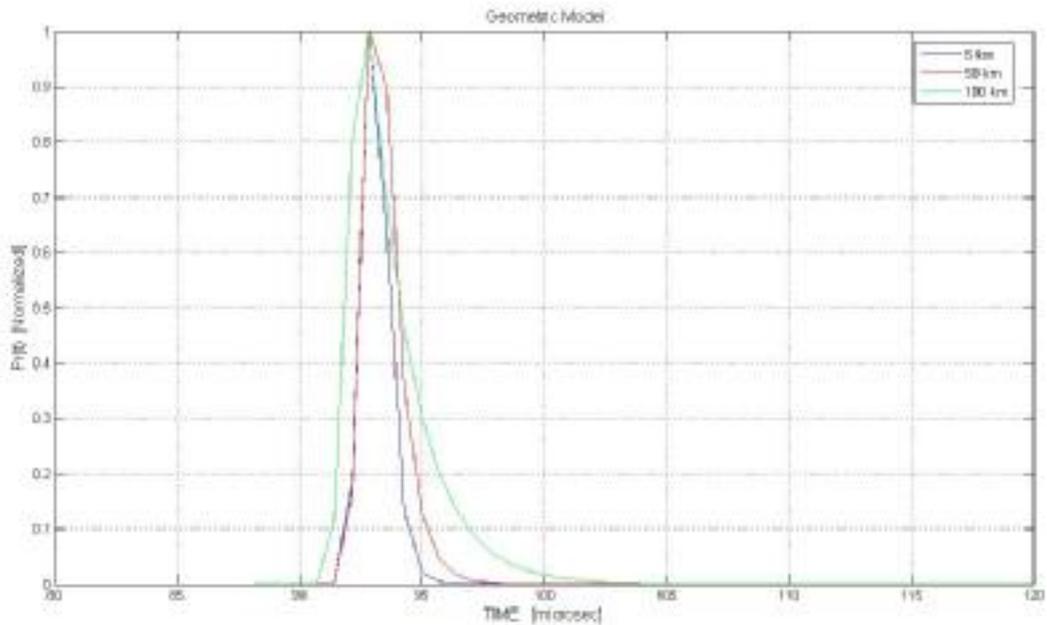


Dalle curve precedenti, ottenute a parità di l_c , si evince che per valori di σ_h non troppo elevati (fino a 25 m circa) l'eco ricavato col modello di Hagfors è sempre più stretto di quello ricavato col modello di ottica geometrica, ed inoltre una variazione della σ_h ha un effetto (di allargamento) maggiore sul modello di ottica geometrica che non su quello di Hagfors. Per valori di σ_h elevati (maggiori di 25 m), invece, questo comportamento cambia: è il modello di Hagfors ad essere più largo, e a presentare una “coda” sempre più lunga man mano che σ_h cresce ulteriormente.

L'effetto della lunghezza di correlazione è esattamente opposto a quello della σ_h , quindi tende a stringere l'eco di ritorno. Riportiamo di seguito due grafici al variare della l_c . Per essi valgono le stesse considerazioni già fatte a riguardo della σ_h .

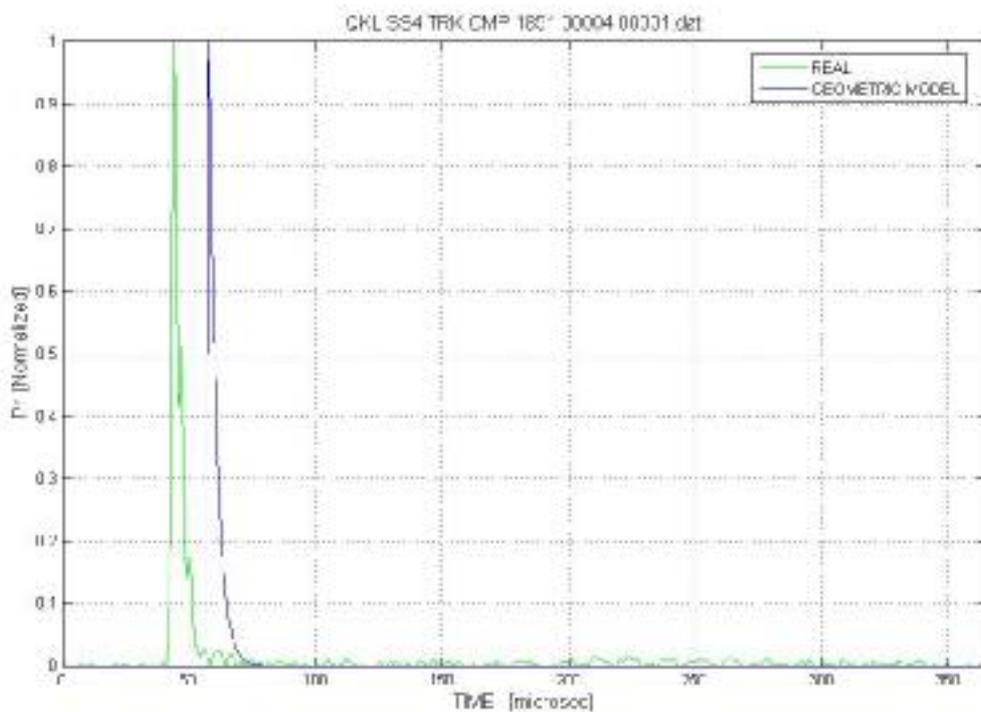


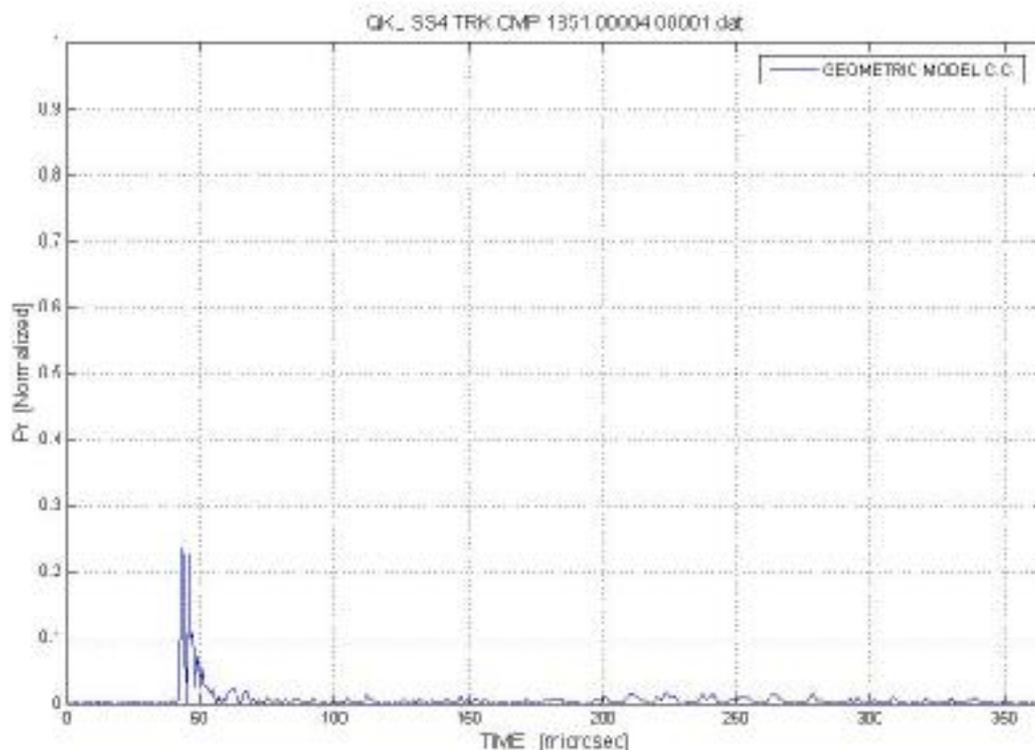
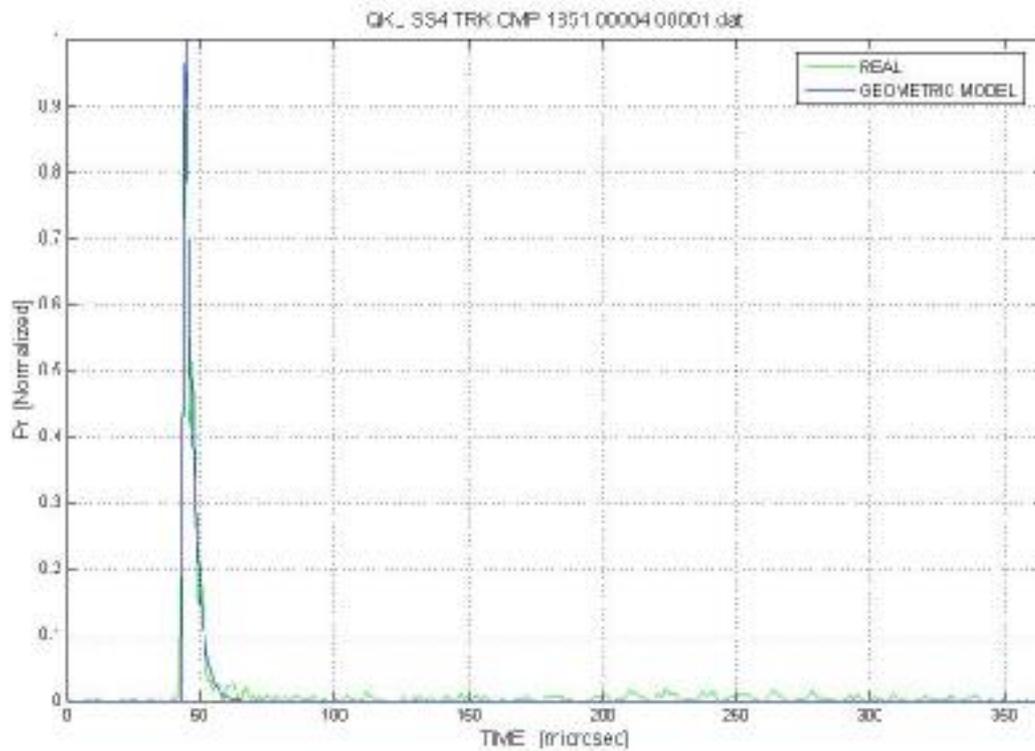
Concludiamo questa prima rassegna di grafici mostrando quello che succede spostandosi da caratteristiche superficiali locali a quelle globali.



Come era prevedibile l'effetto è lo stesso di un aumento della σ_h , che infatti aumenta passando dalle caratteristiche locali a quelle globali, come si può vedere anche dai file .CSV contenuti nel livello 2.

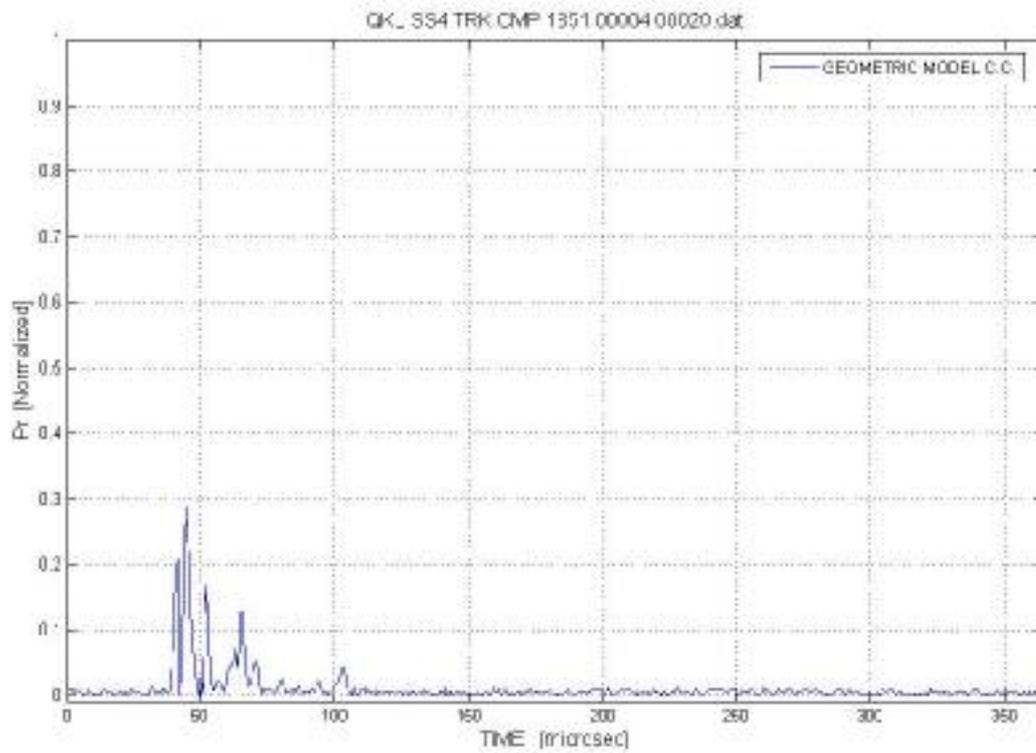
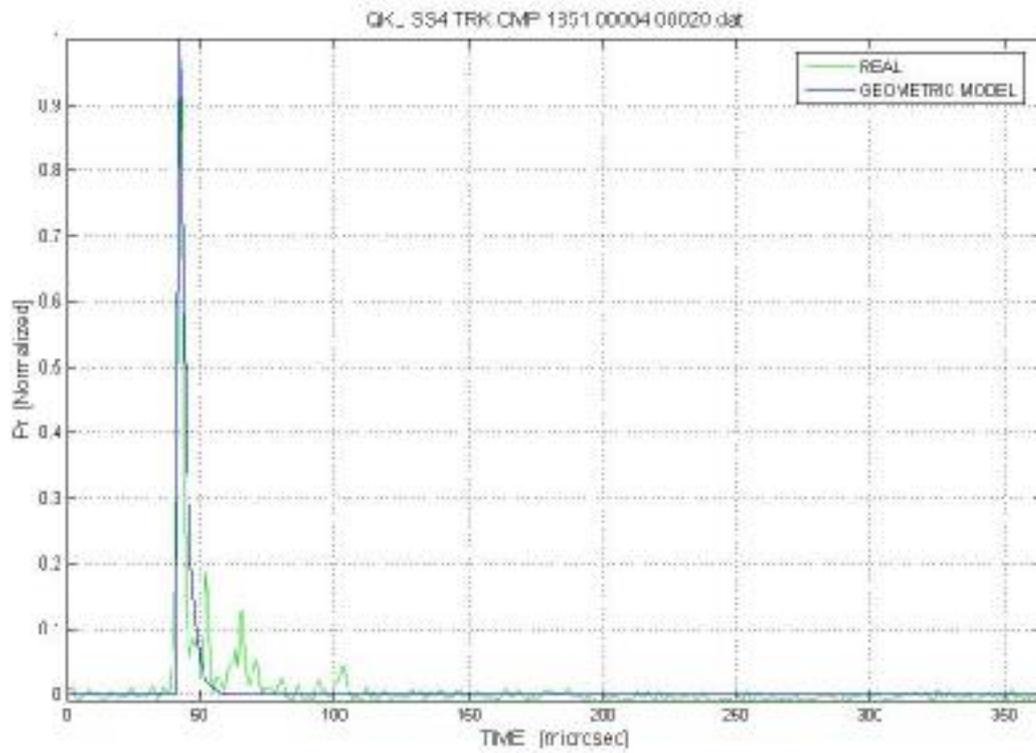
Veniamo adesso al processo di stima e di cancellazione del clutter tramite i modelli di backscattering. Bisogna premettere che la cancellazione non è stata perfetta a causa della disponibilità ancora limitata dei file di caratteristiche superficiali prodotti dal livello 2.



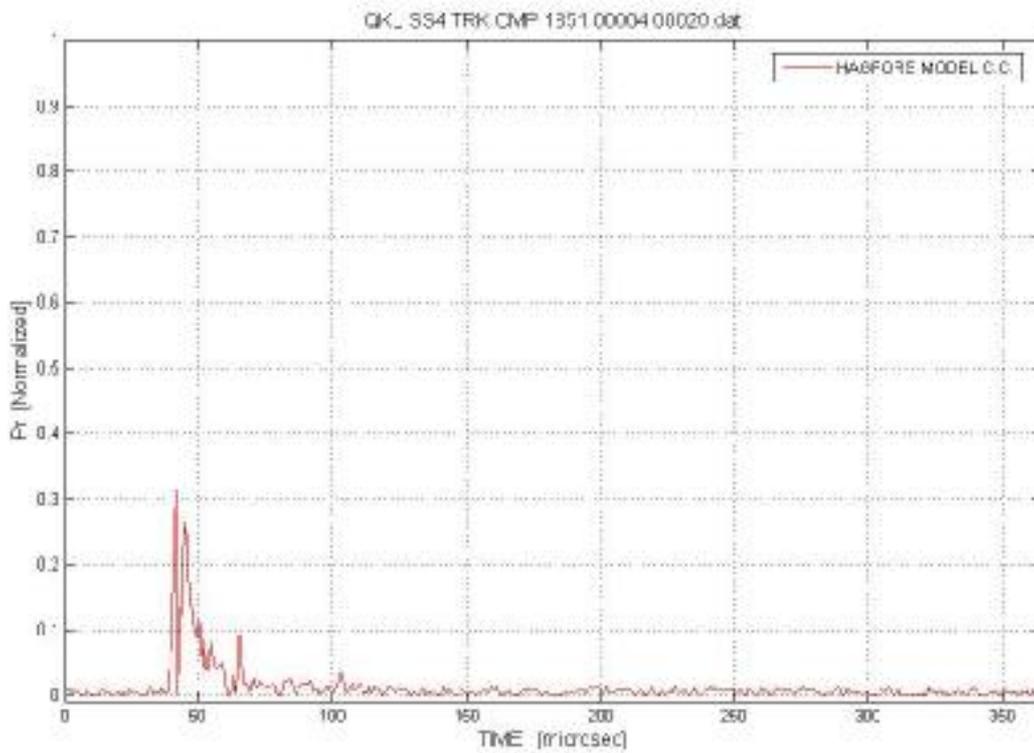
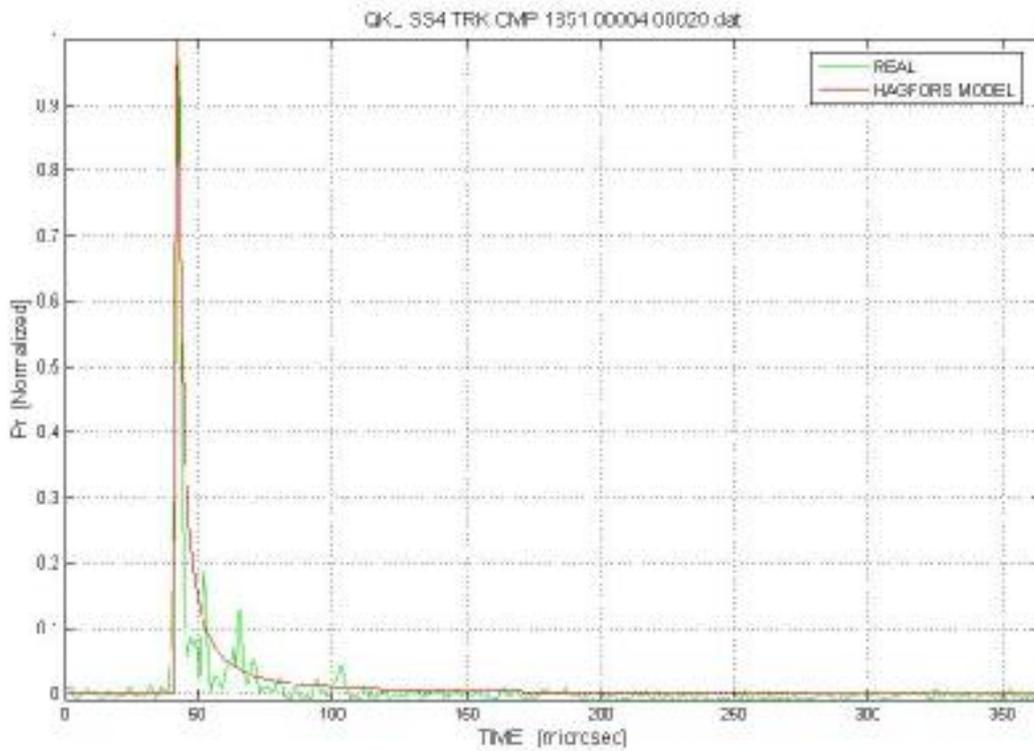


A convergenza avvenuta, si può osservare che la cancellazione dell'eco frontale non può essere perfetta se l'eco ideale e quello reale non si sovrappongono in maniera precisa. Tuttavia i risultati sono più che soddisfacenti per gli obiettivi di questa tesi. In questo caso si è usato il modello di ottica geometrica.

Adesso mettiamo invece a confronto i differenti risultati ottenuti per uno stesso frame con i due distinti modelli. Consideriamo il ventesimo frame dell'orbita 1851:



Col modello di Hagfors, invece, otteniamo:



Quindi a seconda del frame in esame può essere preferibile utilizzare uno o l'altro dei due modelli di backscattering adottati.

6.7.1 Andamento qualitativo della superficie di Marte

Oltre all'individuazione dell'acqua nella sottosuperficie di Marte, MARSIS ha come obiettivo secondario, ma non meno importante dal punto di vista scientifico, quello di caratterizzare la superficie del pianeta in modo da confermare o meno le misurazioni fatte riguardo alla topografia di Marte in precedenti missioni spaziali.

In particolare, come ultimo argomento di questo lavoro di tesi, andiamo a confrontare per una particolare orbita percorsa da MARSIS (la 1885) i profili superficiali forniti dal laser altimetro MOLA con quelli ricavati dall'analisi dei tempi di ritardo degli impulsi superficiali misurati dallo stimatore MLE progettato. Data la natura preliminare di questa analisi, i profili saranno confrontati solo qualitativamente. La lettura dei dati di MOLA ci ha consentito di ricavare delle immagini 3D molto suggestive della superficie di Marte. Immagini analoghe potranno essere ricavate dai dati forniti da MARSIS quando la mappatura della superficie del pianeta sarà completa. Considerando allora l'orbita 1885, dalla figura seguente ci rendiamo conto che essa inquadra una zona ricca di crateri e fratture.

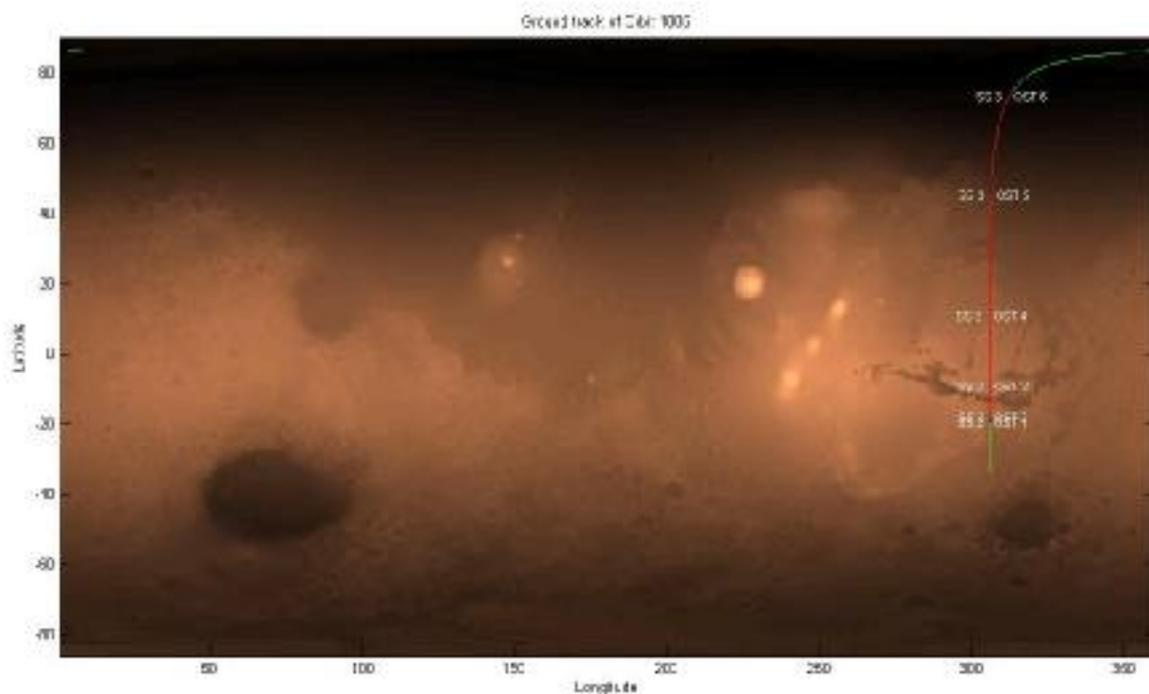


FIG. 6.13: Traccia a terra dell'orbita 1885 percorsa da MARSIS. L'immagine ad alta risoluzione della superficie di Marte è stata ricavata dai dati di MOLA.

Più in particolare consideriamo il tratto di orbita relativo proprio al passaggio sul grosso canyon, ben visibile dall'immagine precedente (dunque SS3 e OST3). Il profilo superficiale ricavato dai dati di MOLA in 2D e 3D è visibile nelle due immagini seguenti.

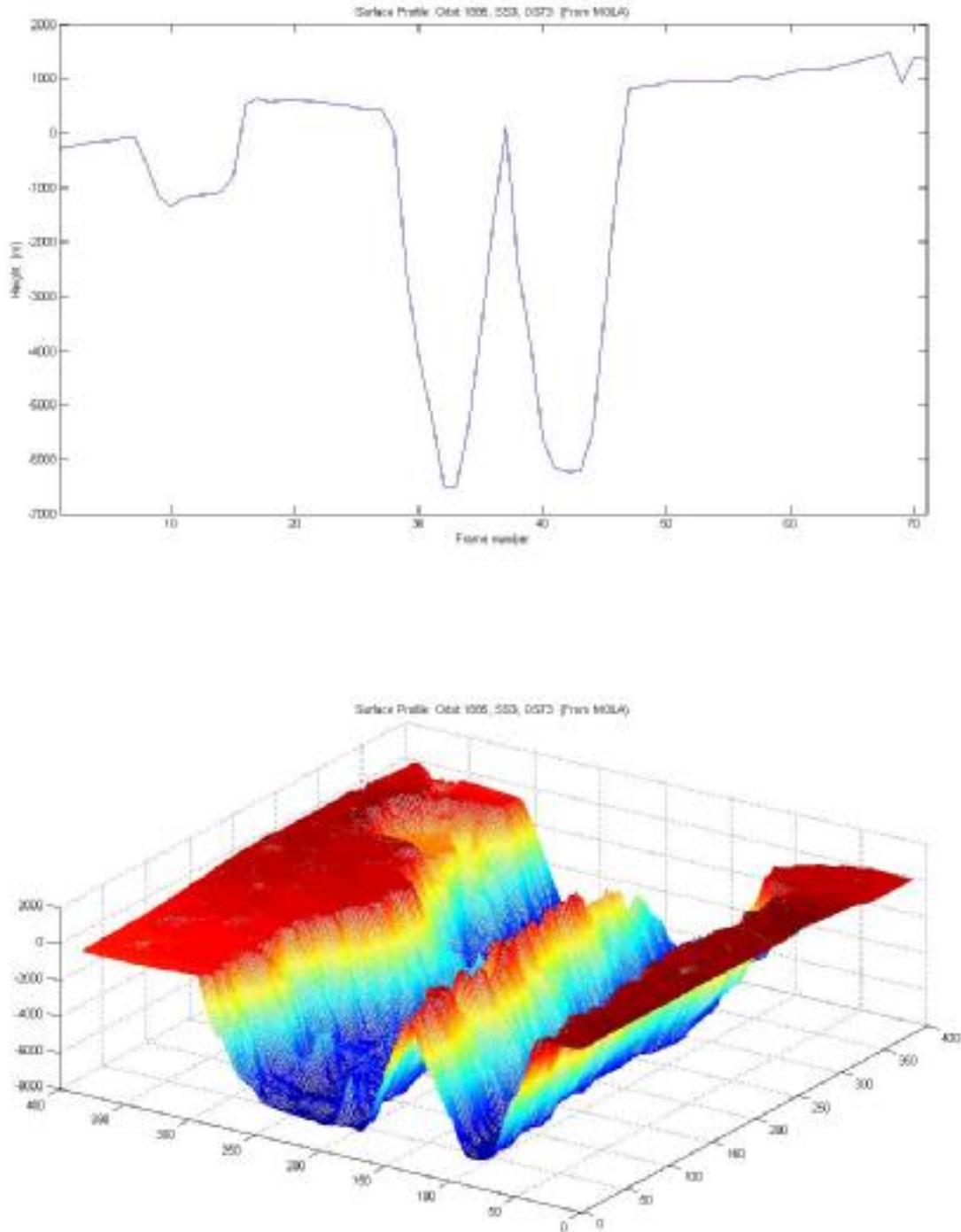


FIG. 6.14: Particolare della superficie inquadrata da MARSIS durante l'orbita 1885, SS3 e OST3, come ricavata dai dati di MOLA.

Si nota, dalle figure precedenti, oltre alla presenza di due canyon, anche quella di un cratere. Vediamo allora cosa è stato possibile tirare fuori dai dati di MARSIS.

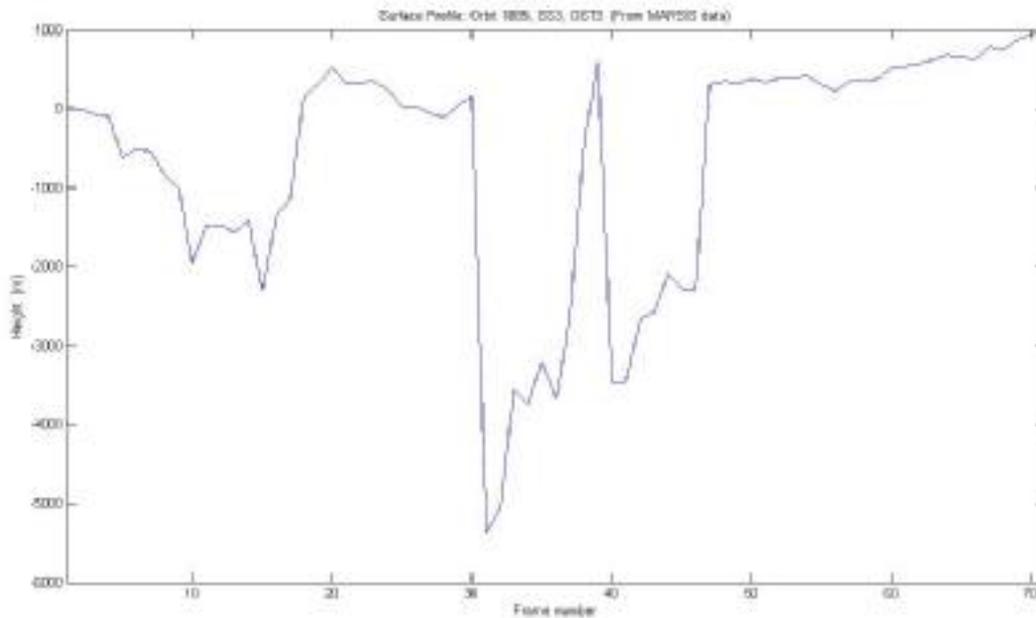


FIG. 6.15: Stesso profilo superficiale della figura precedente, stavolta estratto dai dati di MARSIS.

Possiamo subito dire che anche dai dati di MARSIS si ricava lo stesso profilo superficiale visto nelle immagini precedenti, con il cratere ed i due canyon. Considerando che la fase di calibrazione dello strumento non è ancora terminata e che i parametri da scegliere per impostare gli algoritmi di compressione del segnale di ritorno non sono stati ancora fissati univocamente, il leggero rumore che altera il profilo in figura 6.15 rispetto a quello di figura 6.14 è più che accettabile. Alcune brusche variazioni nell'andamento del profilo in figura 6.15 sono dovute alla cattiva compressione di determinati echi di ritorno, per i quali il livello del rumore è talmente alto da non consentire la corretta individuazione dell'eco principale proveniente dalla superficie.

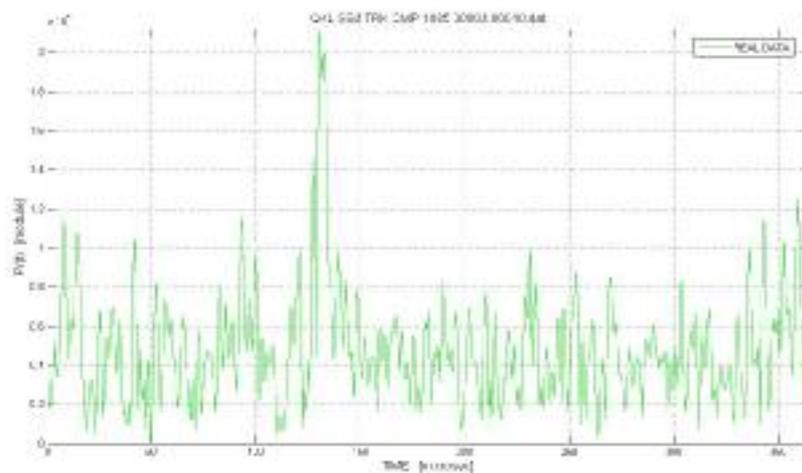
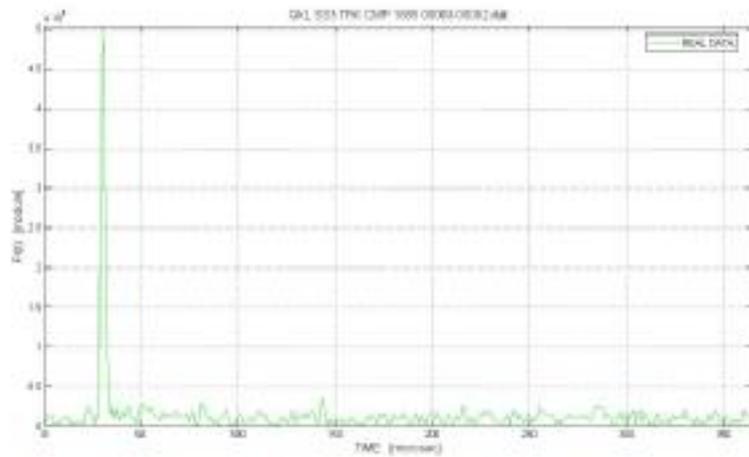
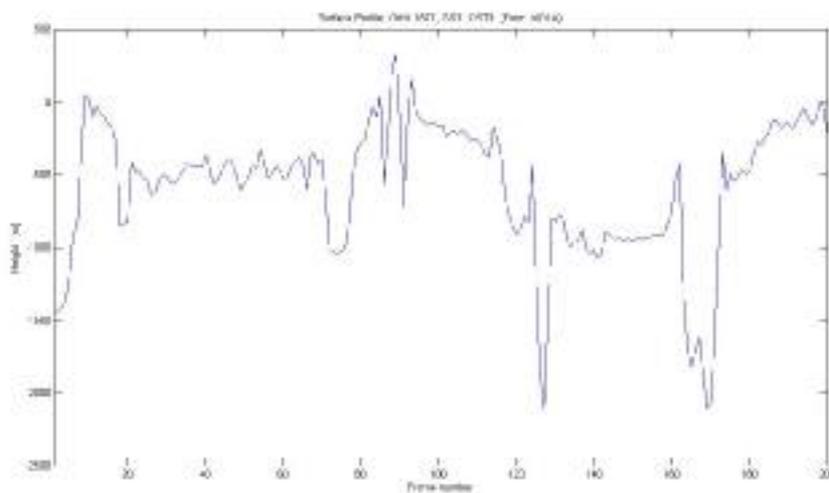
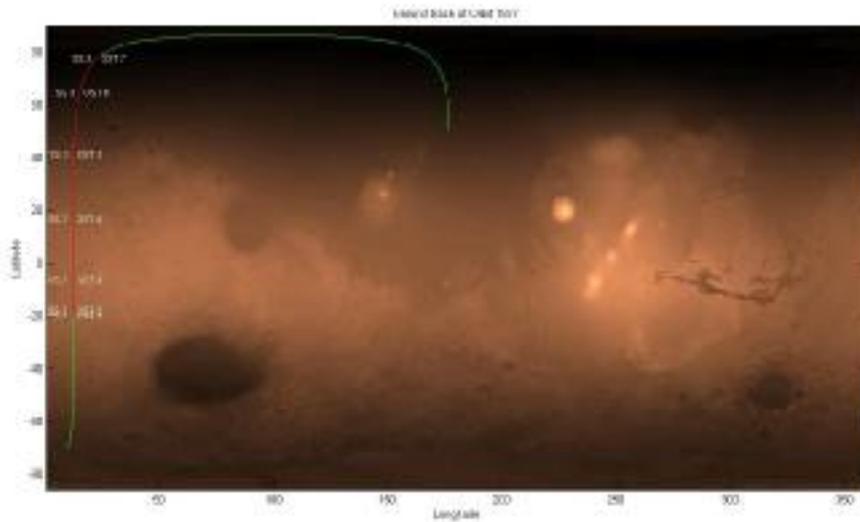
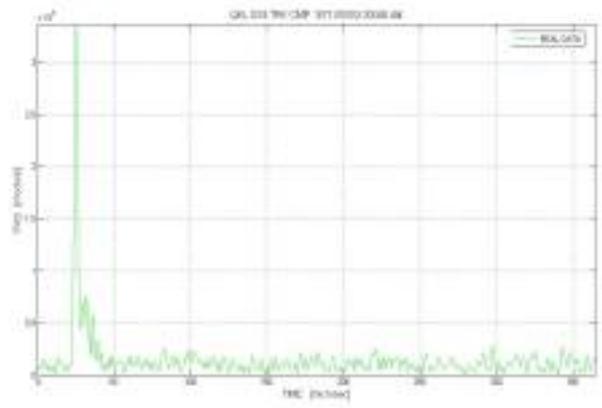
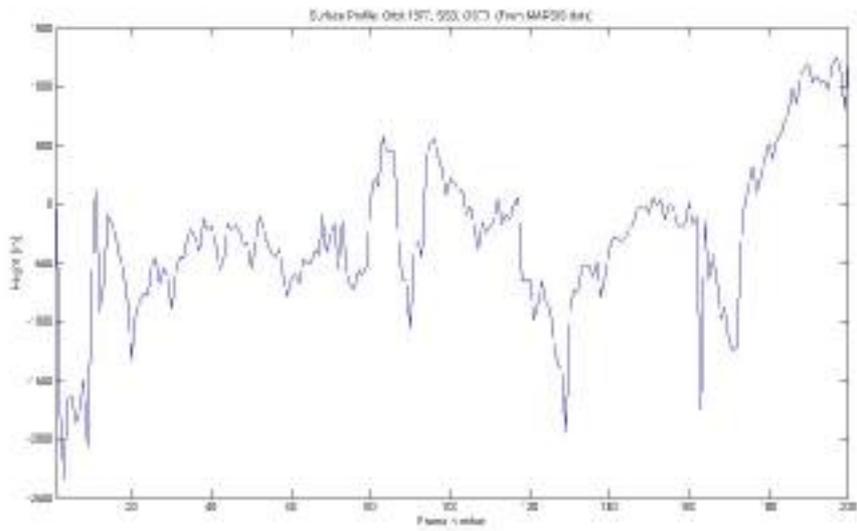
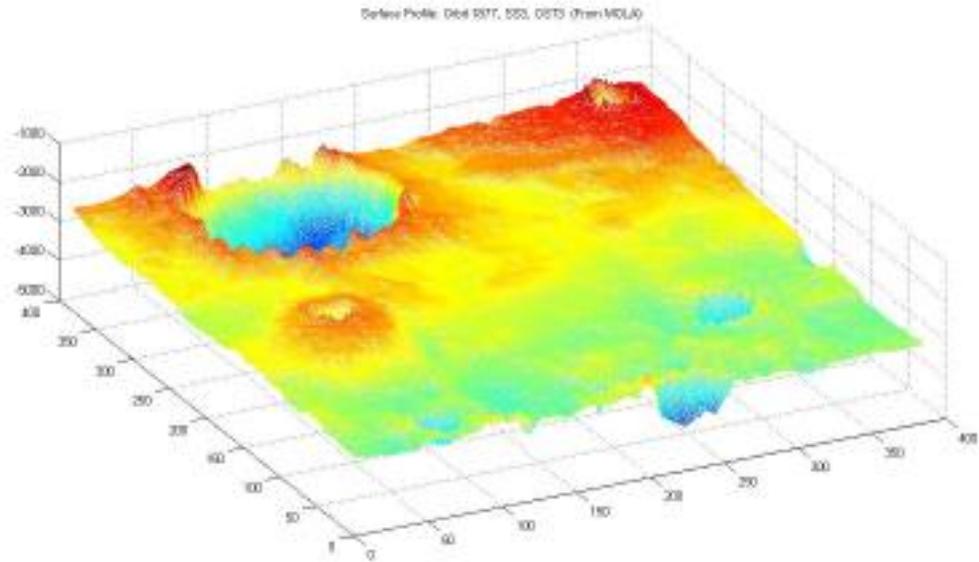


FIG. 6.16: Esempio di frame molto disturbato dal clutter superficiale corrispondente al passaggio sui canyon.



Nella figura precedente, invece, è riportato un frame relativo alla zona piatta seguente ai due crateri sorvolati durante l'orbita 1885: è molto simile ad un impulso ideale. Per concludere riportiamo degli altri grafici, stavolta relativi all'orbita 1977.





6.8 Prestazioni e rapporto S/N

Una principale indicazione delle capacità di MARSIS nell'indagine sottosuperficiale è data dal rapporto S/N (o SNR) all'uscita dell'unità d'elaborazione, pari al rapporto tra la massima potenza attesa dalla superficie e il livello di rumore cosmico di fondo.

Esso, nella modalità a look singolo e considerando un modello di backscattering a componente incoerente dominante (superficie ruvida), dopo la compressione in range e azimut, è espresso da:

$$\frac{S_s}{N} = \frac{P_p G^2 I^2 \sigma}{64 p^3 H^4 K T_N L} T N \quad (6.22)$$

essendo P_p la potenza di picco trasmessa, G il guadagno dell'antenna, H la quota, K la costante di Boltzmann, T_N la temperatura equivalente di rumore cosmico, L il coefficiente di perdita di propagazione e di antenna, σ la sezione frontale di backscattering (backscattering cross-section), λ la lunghezza d'onda operativa, T la durata dell'impulso trasmesso, N il numero di impulsi integrati. Esprimendo σ come $\sigma_0 A_0$, dove A_0 è l'area della cella di risoluzione al nadir data da $A_0 = R_{AZ} D_{PL}$, con R_{AZ} risoluzione in azimut e D_{PL} diametro del cerchio pulse-limited, pari a $2\sqrt{2Hr}$ se p è la risoluzione verticale, si ha:

$$\frac{S_s}{N} = \frac{P_p G^2 I^2 \sigma_0 R_{AZ} 2\sqrt{2Hr}}{64 p^3 H^4 K T_N L} T N = \frac{P_p G^2 I^3 \sigma_0 \sqrt{2Hr}}{64 p^3 H^3 K T_N L} \frac{1}{V_t} D.C.$$

essendo $R_{AZ} = IH/(2L_s)$ e $N = PRFL_s / V_t$, dove L_s è l'apertura sintetica, V_t la velocità tangenziale e D.C. il duty-cycle³⁶.

Ricordiamo che, nel caso esaminato, detta $\Gamma(0)$ la riflettività Fresnel della superficie:

$$\sigma_0 = \Gamma(0) \frac{1}{2m_s^2} = 21 - 7 \text{ dB}$$

con $\Gamma(0) \cong -10 \text{ dB}$ e $m_s = 0.57^\circ - 5.7^\circ$, mentre la temperatura di rumore equivalente è espressa da:

$$T_N = 4.9 \cdot 10^{24} f^{-2.7} = 4 \cdot 10^6 \text{ K} - 63.23 \cdot 10^6 \text{ K}$$

Quindi, sotto normali condizioni operative, il contributo del rumore interno del ricevitore alla temperatura di rumore del sistema potrà essere trascurato rispetto al contributo del rumore cosmico esterno; infatti questa assunzione è facilmente verificata alle basse frequenze, dove la temperatura di rumore cosmico è di milioni di gradi Kelvin, che corrispondono a cifre di rumore del ricevitore più alte di 40 dB. Ora, è possibile calcolarsi il minimo rapporto S/N valutando

³⁶ reciproco della PRF

l'equazione di sopra alle due frequenze di 1.8 MHz e 5 MHz che corrispondono alle più bassa e più alta banda usata per l'indagine sottosuperficiale e alle due quote 250 Km - 800 Km che corrispondono alla più bassa e alta quota operativa.

	BANDA 1.8 MHz		BANDA 5 MHz	
	H=250 000 m	H=800 000 m	H=250 000 m	H=800 000 m
	dB	dB	dB	dB
$\frac{P_p G^2}{L}$ Potenza Irradiata	1.8 dBW	1.8 dBW	7 dBW	7 dBW
λ^3	66.6	66.6	54	54
$64\pi^3$	-33	-33	-33	-33
$H^{2.5}$	-135	-147	-135	-147
$K(1.38 \cdot 10^{-23})$	228	228	228	228
T_N	-78	-78	-66	-66
$\sqrt{2p}$ ($\rho=150$ m)	12.3	12.3	12.3	12.3
D.C. (3.25%)	-14.88	-14.88	-14.88	14.88
V_0	-36	-35.8	-36.2	-35.8
σ_0	7	7	7	7
Single Look S/N	18.6	7	26.6	15

Tabella 6.2: SNR superficiale dopo la compressione in range e azimuth: caso peggiore di cross-section

Per calcolare il massimo range dinamico del segnale, si deve valutare il rapporto S/N anche per una superficie molto levigata per la quale si ha un eco di ritorno più forte; la cross-section di tale superficie perfettamente speculare è data da:

$$s = \Gamma(0)pH^2$$

per cui il rapporto S/N diventa:

$$\frac{S_s}{N} = \frac{P_p G^2 I^2 \Gamma(0) p H^2}{64 p^3 H^4 K T_N L} T_N = \frac{P_p G^2 I^2 \Gamma(0)}{64 p^2 H^2 K T_N L} \frac{L_s D.C.}{V_0} = \frac{P_p G^2 I^3 \Gamma(0)}{128 p^2 H K T_N L} \frac{D.C.}{R_{AZ} V_0}$$

ed è valutato in tabella 6.3.

	BANDA 1.8 MHz		BANDA 5 MHz	
	H=250 000 m	H=800 000 m	H=250 000 m	H=800 000 m
	dB	dB	dB	dB
$\frac{P_p G^2}{L}$ Potenza Irradiata	1.8 dBW	1.8 dBW	7 dBW	7 dBW
λ^3	66.6	66.6	54	54
$128\pi^3$	-31	-31	-31	-31
H	-54	-59	-54	-59
$K(1.38 \cdot 10^{-23})$	228	228	228	228
T_N	-78	-78	-66	-66
R_{AZ}	-37	-39	-37	-39
D.C. (3.25%)	-14.88	-14.88	-14.88	14.88
V_0	-36.2	-35.8	-36.2	-35.8
$\Gamma(0)$	-10	-10	-10	-10
Single Look S/N	35.3	28.72	39.9	33.3

Tabella 6.3: SNR superficiale dopo la compressione in range e azimuth: cross-section di una superficie speculare

Come chiaramente si vede nelle due tabelle, durante le nominali operazioni di indagine, è sempre disponibile un rapporto S/N superiore ai 15 dB nel completo range di frequenze per l'eco proveniente dalla superficie frontale. Questo permette un posizionamento preciso della finestra di ricezione usando l'algoritmo di tracking e permette la stima precisa dei parametri superficiali nella modalità altimetro, purché si esegua una adeguata operazione di media per ridurre le fluttuazioni statistiche del segnale (rumore speckle).

Inoltre, un guadagno supplementare per S/N è offerto nel caso di scattering incoerente dal guadagno d'integrazione Multilook: sotto assunzioni ottiche geometriche si può mediare un numero di Looks che va da 3 a 5 a seconda della quota orbitale; il corrispondente guadagno S/N può variare tra 5-7 dB.

CONCLUSIONI

Le routines implementate si inquadrano nell'ambito della preparazione e messa a punto del segmento di terra che dovrà gestire e controllare il radar MARSIS e che prevede già altri tool quali il commanding, planning, monitoring e QuickLook: in tale ambito il nostro software si colloca nel settore commissioning. A riguardo, diciamo che dai risultati presentati in questo lavoro di tesi e conseguiti a partire sia da dati simulati che da dati reali provenienti da Marte, si evincono tutte le potenzialità del software sviluppato: oltre alla possibilità di visualizzare qualsiasi dato registrato dal radar MARSIS, fornendo inoltre in output informazioni di carattere geometrico o di qualità per consentire all'utente di ottimizzare le successive elaborazioni e ben interpretare i risultati visualizzati, è possibile poi plottare lo stesso dato all'uscita del livello 3, dopo averlo ripulito dal clutter superficiale. Per di più, tali risultati ci consentono di stabilire il buon funzionamento dello stesso per i vari casi in cui è stato messo alla prova. L'utilizzo immediato del software risiede nella fase di commissioning dello strumento in cui si vanno a verificare la correttezza di ciascun parametro operativo caricato a bordo: in tal ambito sono sicuramente utili alcune sue peculiarità volte al corretto settaggio degli strumenti di bordo, come la scelta di alcuni parametri non fissati univocamente in fase di progetto ma da scegliere a seconda del particolare scenario in cui il radar verrà a trovarsi durante la missione. In questo modo, oltre ai valori catalogati nei files ausiliari, potranno essere definiti degli altri valori forniti in input dall'utente. Infine, nella presentazione dei risultati si è voluto sottolineare i miglioramenti ottenuti nella qualità del segnale applicando le tecniche di cancellazione del clutter esposte rispetto al caso in cui non sono presenti per evidenziare la bontà delle stesse.

Per tutti questi motivi il software sviluppato costituisce sicuramente uno strumento di valido ausilio per quanti saranno chiamati ad occuparsi della missione MARSIS, nell'intento di provare l'effettiva presenza di acqua nel sottosuolo marziano, nonché di caratterizzare la superficie del pianeta.

APPENDICE A: L'impulso chirp

La più semplice forma d'onda trasmessa da un radar è un semplice impulso, sia rettangolare sia gaussiano. Un'altra forma d'onda comune è detta "chirp". Esso è un segnale con un incremento o decremento lineare della frequenza nel tempo. I radar chirp sono usati quando la durata dell'impulso τ è così breve da richiedere un picco di potenza in trasmissione molto elevato, per ottenere un rapporto segnale/rumore accettabile (*SNR signal to noise ratio*: rappresenta il rapporto tra la potenza del segnale ricevuto e la potenza di rumore, dovuto a tutti i disturbi i presenti; ovviamente maggiore è questo parametro maggiore è la potenza del segnale rispetto alla potenza di rumore e quindi migliore sarà la ricezione) ed anche perché potrebbe essere richiesta una risoluzione in range ρ_R molto spinta. Dalla seguente relazione:

$$r_R = \frac{ct}{2} = \frac{c}{2B} \quad (\text{A.1})$$

si ottiene che, essendo ρ_R piccolo, dovrà essere piccolo τ . Si ricorda che c è la velocità di propagazione del segnale pari alla velocità della luce ($3 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$) e B è la banda del segnale. Ricordando poi che vale la seguente relazione per la potenza media:

$$\bar{P}_t = P_t \cdot PRF \cdot t \quad (\text{A.2})$$

dove PRF è la frequenza di ripetizione degli impulsi (*pulse repetition frequency*); si può concludere che per mantenere la potenza media costante, al diminuire della risoluzione in range, diminuisce anche il valore di τ , e quindi aumenta secondo la relazione sopra il valore P_t che rappresenta la potenza di picco. A sua volta la PRF non può scendere al di sotto di un certo valore, per evitare la sovrapposizione tra impulso ricevuto e impulso trasmesso che creerebbe confusione, come si nota dalla figura a lato.

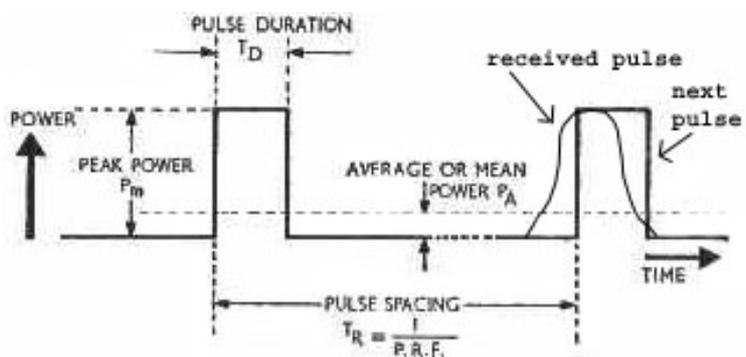


FIG. A.1: Un limite per le PRF troppo elevate è dato dalla possibile sovrapposizione dell'eco di ritorno con l'impulso successivo in trasmissione

Nel caso invece di un impulso chirp, modulato linearmente in frequenza, si ottiene che l'espressione della risoluzione in range risulta ancora una volta dato dalla (A.1), ma con $B=\alpha\tau$, dove α è detto *chirp rate*. In definitiva nel caso di impulso chirp, per ottenere migliori risoluzioni, bisogna aumentare la durata dell'impulso che consente quindi di avere basse potenze di picco. Un segnale chirp di durata T e di ampiezza unitaria, nel caso di banda base, cioè se la frequenza centrale è $f_0=0$, avrà la seguente espressione:

$$x(t) = \Pi\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2\pi\frac{\alpha}{2}t^2} \quad (A.3)$$

dove t è la variabile temporale, mentre τ è la durata dell'impulso e la cui frequenza istantanea è data da :

$$f = \alpha t$$

dove la costante α è il chirp rate. Eseguendo la Trasformata di Fourier del segnale (A.3), per il principio di fase stazionaria, si ottiene :

$$X(f) = \sqrt{\frac{T}{aT}} \Pi\left(\frac{f}{aT}\right) e^{-j2\pi\frac{1}{2a}f^2}$$

e si vede come lo spettro di un chirp è un chirp in frequenza di durata αT il cui chirp rate si inverte, e la cui banda è pari proprio ad αT .

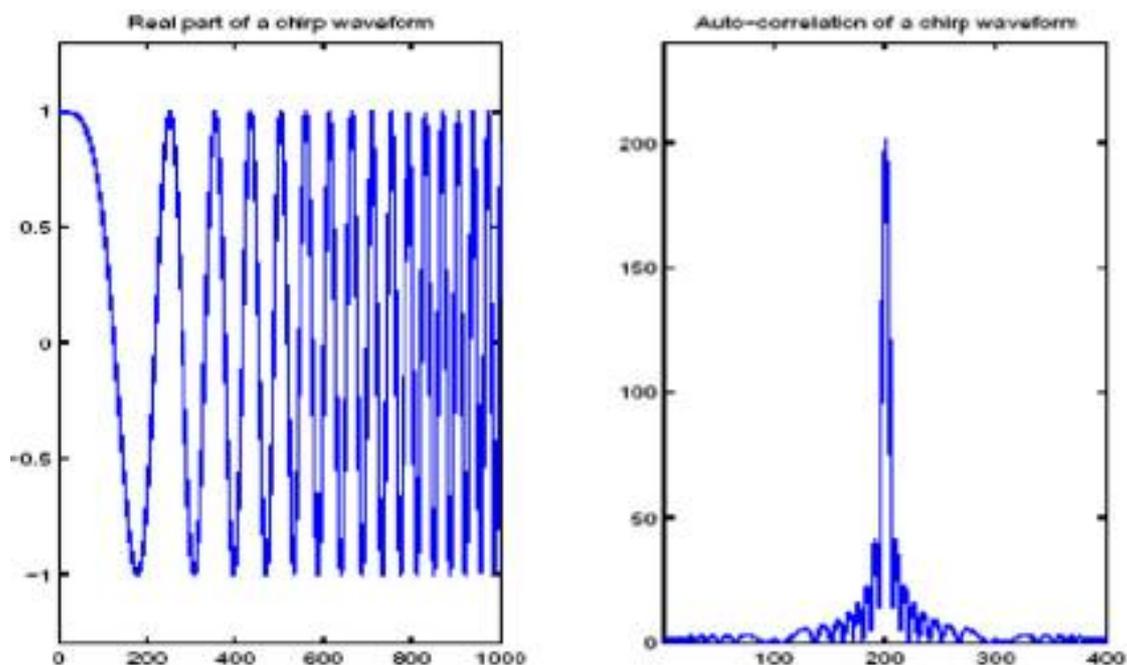


FIG. A.2: Nella figura si può osservare la forma di un impulso chirp e la forma dell'impulso in ricezione che si ottiene, dopo alcuni processi di filtraggio e compressione. Per riconoscere la presenza dell'impulso non compresso, il filtro per la compressione dell'impulso, realizza una correlazione tra l'impulso ricevuto e l'impulso trasmesso. Il filtro per la compressione dell'impulso cerca semplicemente una forte correlazione tra cosa è stato trasmesso e cosa è stato ricevuto.

Quando una forma d'onda simile alla forma d'onda a sinistra della *figura A.2* passa attraverso il filtro, risulta come uscita del filtro una *sinc* (pari a $\sin x/x$). Un esempio di un impulso sinc è mostrato nella figura di seguito ed è caratterizzato da un impulso centrale molto stretto ed alto circondato da segnali che decadono gradualmente.

L'altezza e l'ampiezza del *lobo centrale* dell'impulso sinc uscente dal filtro di compressione dell'impulso sono dipendenti dall'ampiezza di banda e dall'ampiezza dell'impulso non compresso.

Come si può vedere dalla figura l'ampiezza dell'impulso sinc è inversamente proporzionale all'ampiezza di banda



FIG. A.3: Rappresentazione della funzione Sinc

dell'impulso non compresso e l'altezza invece è proporzionale al prodotto dell'ampiezza di banda per l'ampiezza dell'impulso non compresso. Riguardo alla figura precedente si possono fare le seguenti osservazioni: l'input del filtro è relativamente ampio e si ha un impulso con bassa potenza, l'output del filtro è molto stretto e forte; entrambe le caratteristiche sono largamente desiderate per i radar ad impulsi.

L'output del filtro rappresenta l'ampiezza di un segnale piuttosto che la sua potenza. Per essere utilizzato con l'equazione radar, l'output del filtro è convertito in potenza che è ottenuta come la radice dell'ampiezza. Quando il segnale è convertito in potenza, si può vedere che il valore del picco dell'impulso diviene il prodotto dell'ampiezza di banda della modulazione B , e l'ampiezza dell'impulso non compresso, τ . Questo è conosciuto come *fattore di compressione* del radar.

Quanto finora discusso tratta un caso ideale, in cui non venivano tenuti in considerazione i fenomeni di *rumore* ed *attenuazione*. Rumore ed attenuazione sono un problema importante quando si opera con i sistemi radar, come mostrano le figure seguenti. In questo caso c'è la presenza di entrambi gli effetti che modificano l'output del filtro, aggiungendo rumore e aggiungendo l'attenuazione (il picco è più basso). Si nota comunque che il picco ancora è ben visibile e quindi il target è rilevato chiaramente.

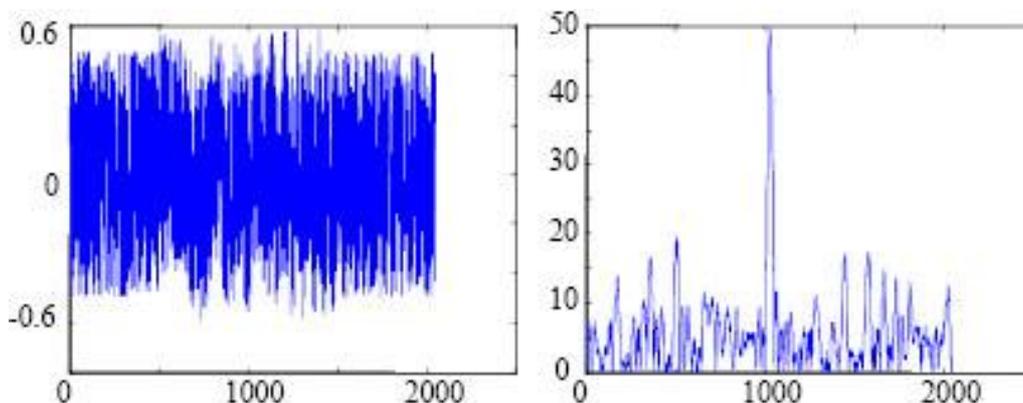


FIG. A.4: Effetto del rumore e dell'attenuazione sul segnale ricevuto

APPENDICE B: Capacità di propagazione di un segnale in un mezzo

Uno degli aspetti fondamentali della missione è, come detto, riuscire ad individuare la eventuale presenza di acqua nel sottosuolo marziano, o quantomeno di canali sotterranei dove un tempo presumibilmente scorreva acqua. Per questo motivo di vitale importanza in fase di progetto è stata la scelta della giusta frequenza del segnale da trasmettere sulla superficie di Marte. Come spesso accade in problemi ingegneristici, si è dovuti giungere, come vedremo tra poco, ad un compromesso.

Innanzitutto bisogna tener presente che la capacità di un segnale di individuare una eventuale discontinuità in un mezzo è legata alla frequenza, e quindi alla lunghezza d'onda, del segnale stesso, nonché al tipo, forma, dimensione, orientazione e posizione della discontinuità all'interno del mezzo. Più in particolare, alla lunghezza d'onda è legata la capacità del segnale di avvertire o meno discontinuità sottosuperficiali: se tale lunghezza è troppo superiore alla discontinuità stessa, il segnale aggira la discontinuità senza individuarla, e quindi venire riflesso. In genere si assume che una discontinuità è evidenziabile quando le sue dimensioni trasversali rispetto all'onda incidente sono maggiori di $\lambda/4$. Questo significa che solo le discontinuità che hanno dimensioni maggiori di $\lambda/4$ riflettono il segnale secondo le normali leggi dell'acustica, le altre invece non lo riflettono e pertanto non sono rilevabili. Poiché la lunghezza d'onda è inversamente proporzionale alla frequenza f ($\lambda = v/f$, se v è la velocità della luce), la capacità di rilevare le discontinuità è strettamente legata anche alla frequenza del segnale: più essa è alta, maggiore sarà la sensibilità del segnale sparato. In pratica, in parole povere, più è alta la frequenza del segnale trasmesso, maggiore è la capacità del segnale di venire riflesso da eventuali discontinuità, quindi ciò farebbe propendere la scelta su frequenze molto alte.

Tuttavia c'è anche un altro fatto da tenere presente. L'energia connessa al segnale stesso si attenua man mano che esso si propaga attraverso la superficie a causa della resistenza che incontra durante la propagazione. L'assorbimento di tale energia segue una legge che può essere così formulata:

$$I_x = I_0 e^{-kx} \quad (B.1)$$

dove k è il coefficiente di assorbimento specifico del mezzo interposto, e cresce, dunque, con la frequenza di propagazione del segnale, mentre x è il cammino che il segnale percorre nel mezzo.

Questo ci fa capire, allora, che se da un lato una frequenza elevata ci consente di avere una maggiore sensibilità nell'individuazione di eventuali discontinuità sottosuperficiali, dall'altro determina un assorbimento tanto elevato da non essere accettabile, dato che la profondità di ispezione dello strato sottosuperficiale diventa troppo ridotta.

La quantità di energia che viene riflessa da una discontinuità dipende dal rapporto tra le impedenze acustiche del mezzo in cui si trasmette e del mezzo costituente la discontinuità. L'espressione dell'impedenza acustica di un mezzo è la seguente:

$$z = \nu r \quad (B.2)$$

dove ν è la velocità del suono e ρ è la densità del mezzo. La grandezza che misura la quantità di energia riflessa dalla discontinuità è il coefficiente di riflessione r , che è appunto funzione del rapporto delle impedenze acustiche dei due mezzi, e dunque delle relative densità. Più in particolare tale coefficiente è indice della porzione di segnale riflesso, e varia tra 0 (riflessione nulla) e 1 (riflessione totale). Tanto maggiore sarà il rapporto z_1 / z_2 , tanto più il coefficiente r tenderà a 1.

Dunque, ricapitolando, se aumenta la frequenza del segnale trasmesso:

- aumenta la capacità del segnale di essere riflesso da discontinuità sottosuperficiali;
- diminuisce la profondità di ispezione.

Per questi motivi in fase di progetto si è optato per il giusto compromesso in relazione anche all'ambiente esterno previsto (la Ionosfera del pianeta), al tipo di orbita e alla profondità di ispezione desiderata.

Altro parametro fondamentale che caratterizza il tipo di interazione che si viene a creare tra un'onda elettromagnetica ed un materiale è la **costante dielettrica**, ϵ . La costante dielettrica relativa ha una parte reale ϵ' , che è anche detta **permittività** del materiale, ed una parte

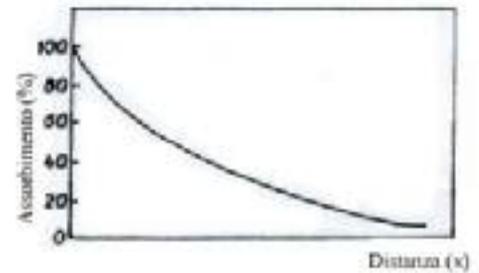


FIG. B.1: Assorbimento di energia in funzione della profondità di ispezione

immaginaria ϵ'' , chiamata **fattore di perdita**. I metalli hanno, ad esempio, costanti dielettriche molto elevate, tendenti all'infinito per i materiali conduttori, mentre il vuoto ha una costante dielettrica pari a 1. Molti altri materiali in natura hanno una costante dielettrica reale tra 2 e 10, mentre una parte immaginaria molto bassa, tra 0.01 e 0.1.

Il fattore di perdita, ϵ'' , misura l'intensità dell'assorbimento delle onde radar da parte del materiale. Per molti materiali, questo fattore decresce con la lunghezza d'onda. Materiali granulari secchi sono quelli più facilmente penetrabili da onde con diverse lunghezze d'onda.

APPENDICE C: Richiami di calcolo delle probabilità

Due eventi A e B si dicono **statisticamente indipendenti** se $P(A|B) = P(A)$ e $P(B|A) = P(B)$, avendo indicato con il simbolo $P(X|Y)$ la probabilità dell'evento X condizionata dal verificarsi (con certezza) dell'evento Y (probabilità di X dato Y).

Si associ ad un esperimento una grandezza che ne caratterizza l'esito: se ripetendo l'esperimento più volte (esattamente nelle stesse condizioni), il valore assunto dalla grandezza assume più determinazioni numeriche differenti, allora il valore della grandezza al variare degli esperimenti costituisce una **variabile aleatoria**. Se si denota con X la variabile aleatoria e con x il generico valore assunto dalla variabile, si definisce:

$$F_X(x) = P\{X \leq x\}, \quad \forall x \in R \quad (C.1)$$

la **funzione distribuzione di probabilità** della variabile aleatoria X. Si definisce invece **funzione densità di probabilità** (f.d.p.) della variabile aleatoria X la quantità:

$$f_X(x) = \frac{dF_X(x)}{dx} \quad (C.2)$$

Dicesi **momento del I ordine** della f.d.p. di una variabile aleatoria o valore medio o media statistica di una v.a. X la quantità:

$$E[X] = \int_{-\infty}^{+\infty} x \cdot f_X(x) dx \quad \text{per le v.a. continue} \quad (C.3)$$

e:

$$E[X] = \sum_{i=1}^n x_i \cdot p_i \quad \text{con } p_i = P(x_i) \quad \text{per le v.a. discrete} \quad (C.4)$$

La funzione $E[X]$ costituisce un operatore lineare caratterizzato dalle seguenti proprietà:

- 1) $E[c] = c$ se c è una costante;
- 2) $E[cX] = c E[X]$;
- 3) $E[a+bX] = a+b E[X]$ se a e b sono costanti.

Molto spesso al posto di $E[X]$ si trova il simbolo μ_x o ancora μ quando non sono possibili equivoci. Si osservi come a partire dalla definizione riportata nel caso di v.a.d., la $E[X]$ rappresenti il momento di un sistema costituito da n masse, ciascuna di valore p_i e posta ad una distanza x_i da un riferimento.

E' possibile poi introdurre i momenti di ordine superiore introducendo il concetto di scostamento rispetto alla media: $X - E[X]$. Il generico momento di ordine r sarà:

$$E[X - m_x]^r = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - m_x)^r \cdot f_X(x) dx \quad \text{per le v.a. continue} \quad (C.5)$$

e:

$$E[X - m_x]^r = \sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^r \cdot p_i \quad \text{per le v.a. discrete} \quad (C.6)$$

Tra i momenti di ordine superiore introdotti di particolare rilevanza risulta quello del II ordine che prende il nome di **varianza** e si indica con $\text{Var}[X]$ o con S_x^2 . E' ovviamente:

$$\text{Var}[X] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - m_x)^2 \cdot f_X(x) dx \quad \text{per le v.a. continue} \quad (C.7)$$

e:

$$\text{Var}[X] = \sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^2 \cdot p_i \quad \text{per le v.a. discrete} \quad (C.8)$$

La varianza di una v.a. coincide con il valore medio dello scarto quadratico delle determinazioni della v.a. rispetto al valore medio della v.a. E' facile osservare che:

$$\text{Var}[X] = E[X^2] - E^2[X] \quad (C.9)$$

Si osservi con riferimento alla figura in basso come la media determini la posizione della proiezione sull'asse delle ascisse del baricentro della superficie racchiusa dalla funzione densità di probabilità e cioè la distanza dall'origine ($x = 0$). La varianza, invece, indica quanto la curva della $f_X(x)$ è discosta, secondo la direzione X, dall'asse perpendicolare ad x e passante per la media; valori piccoli della varianza indicano piccoli scostamenti delle determinazioni più probabili rispetto alla media.

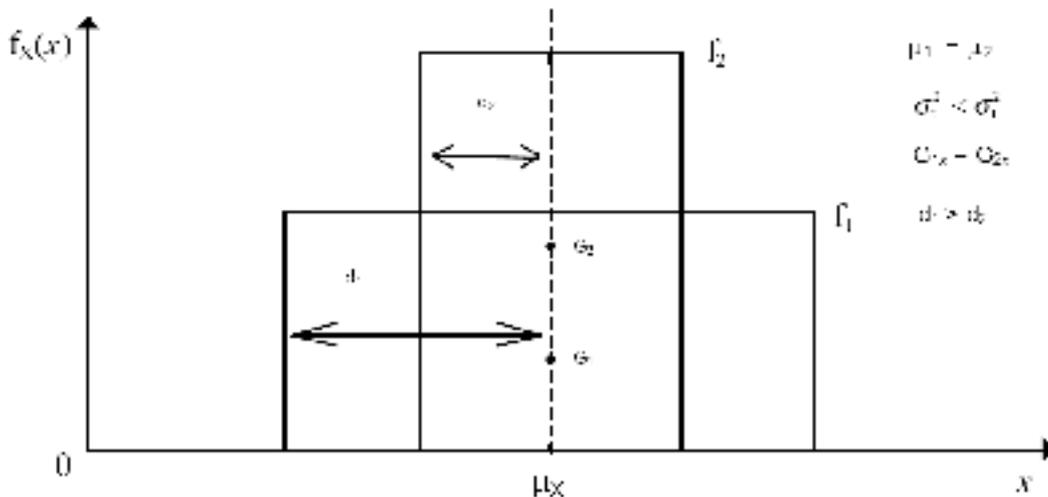


FIG. C.1: Significato geometrico di media e varianza di una v.a.

Di uso più comune della varianza risulta nella pratica la **deviazione standard**, tipicamente indicata con s , che è definita come:

$$s_x[X] = \sqrt{\text{var}[X]} \quad (C.10)$$

che gode delle seguenti proprietà:

$$s_x^2[c] = 0 \quad \text{se } c \text{ è cost.}$$

$$s_x^2[c \cdot X] = c^2 \cdot s_x^2[X]$$

$$s_x^2[a + b \cdot X] = b^2 \cdot s_x^2[X]$$

Date due v.a. X e Y , è spesso necessario determinare la loro probabilità congiunta, cioè la probabilità che il punto (x, y) è in una specifica regione D nel piano xy . La distribuzione bivariata congiunta $F_{XY}(x, y)$ o, semplicemente, $F_{XY}(x, y)$ è definita per ogni coppia x e y di numeri reali arbitrari come:

$$F_{XY}(x, y) = P\{X \leq x, Y \leq y\} \quad (C.11)$$

Si definisce poi la funzione densità di x e y come:

$$f_{XY}(x, y) = \frac{\partial^2 F_{XY}(x, y)}{\partial x \partial y} \quad (C.12)$$

La **covarianza** di due variabili aleatorie è una misura della loro mutua dipendenza. La covarianza delle variabili aleatorie Y e Z è definita da:

$$\text{cov}[Y, Z] = \text{cov}[Z, Y] = E\{[Y - E(Y)][Z - E(Z)]\} = s_{xy} \quad (C.13)$$

che equivale a dire:

$$s_{xy} = E(y, z) - m_y \cdot m_z \quad (C.14)$$

dove $E(y, z)$ è l'**indice di correlazione** delle due v.a., ed è il valore atteso di x e y contemporaneamente.

Risulta inoltre:

$$\text{var}[X + Y] = s_x^2 + s_y^2 + 2s_{xy} \quad (C.15)$$

Due v.a. si dicono **incorrelate** se $s_{xy} = 0$, e quindi si evince che l'ipotesi di v.a. indipendenti è più restrittiva di v.a. incorrelate, cioè:

$$\text{v.a. indipendenti} \Rightarrow \text{incorrelate}$$

$$\text{v.a. indipendenti} \not\Leftarrow \text{incorrelate}$$

Si definisce infine **coefficiente di correlazione** la quantità:

$$r_{yz} = \frac{s_{yz}}{s_y \cdot s_z} \quad (C.16)$$

APPENDICE D: SISTEMI PULSE LIMITED E BEAM LIMITED

MARSIS è un sistema *pulse limited* e come tale in queste pagine, si tratteranno tali sistemi. Partendo dall'**equazione radar** generale:

$$P_r = \frac{P_t I^2}{(4p)^3} \int G^2(q, j) \cdot s^0 \frac{dA}{R^4} \quad (D.1)$$

dove P_t e P_r sono rispettivamente potenza trasmessa e ricevuta, dove λ è la lunghezza d'onda del segnale trasmesso, $G(\theta, \varphi)$ è il guadagno dell'antenna dipendente dalla geometria di osservazione, individuata dai due angoli θ e φ , dove R è la distanza del radar dal bersaglio e dove dA è l'elemento di area illuminata dal fascio, si può fare la seguente considerazione, facendo ausilio anche della figura di seguito riportata.

Indicando con A_p e A_g le due aree che sono rappresentate in figura, A_g area a terra illuminata dall'antenna e A_p area illuminata dall'impulso, a seconda che sia $A_g \gg A_p$ o $A_p \gg A_g$ si ottengono i due seguenti casi:

- $A_g \gg A_p$ sistema *Pulse limited*
- $A_p \gg A_g$ sistema *Beam limited*

In questi due casi l'equazione radar si semplifica enormemente risultando per il caso beam limited:

$$P_r = \frac{P_t I^2}{(4p)^3} \frac{s^0}{R_m^4} \int G^2(q, j) \cdot dA \quad (D.2)$$

dove R_m è il raggio medio. Introducendo l'area equivalente, dipendente dal guadagno massimo

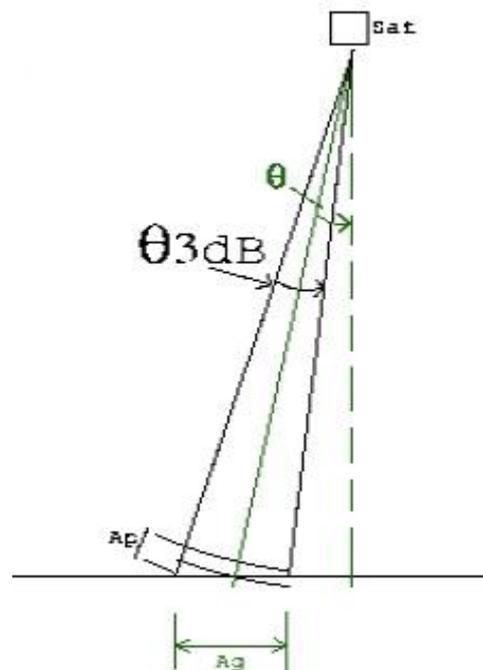


FIG. D.1: Definizione di area illuminata superficiale A_g , ed area illuminata dall'impulso A_p

dell'antenna G_0 :

$$A_{eq} = \frac{1}{G_0^2} \int G^2 dA \quad (D.3)$$

si ottiene la seguente forma dell'equazione radar:

$$P_r = \frac{P_t I^2}{(4p)^3} \frac{S^0 G_0^2}{R_m^4} A_{eq} \quad (D.4)$$

Nel caso invece, pulse limited, introducendo ancora il raggio medio e una σ^0 media, visto che comunque nel caso del satellite l'area a terra illuminata è piccola, introducendo anche la potenza massima trasmessa P_{t0} e il guadagno massimo dell'antenna G_0 , ed ancora una volta un'area equivalente così definita:

$$A_{eq} = \frac{1}{G_0^2 P_{t0}} \int G^2 P_t dA \quad (D.5)$$

l'equazione radar diviene:

$$P_r = \frac{P_{t0} I^2}{(4p)^3} \frac{S^0 G_0^2}{R_m^4} A_{eq} \quad (D.6)$$

APPENDICE E: Preferenze del livello L1B

IonoComp	Se spuntato il processing di bordo eseguirà una correzione della funzione di riferimento basata sul metodo del contrasto. Se non è spuntato il processing non eseguirà alcuna correzione.
A4	Se spuntato, il processing userà una correzione al terzo ordine nel metodo del contrasto; se non è spuntato il processing userà una correzione al secondo ordine. Se la compensazione ionosferica non è spuntata tale checkbox non sarà considerato.
OPM	Se spuntato, il processing aggiornerà i coefficienti del termine di correzione nel metodo del contrasto mediante formule ottimali; se non è spuntato il processing aggiornerà i coefficienti del termine di correzione nel metodo del contrasto mediante le formule standard; Se la compensazione ionosferica non è spuntata tale checkbox non sarà considerato.
FLA	Se spuntato, il processing userà nel metodo del contrasto un valore iniziale dei coefficienti del termine di correzione letto dai dati ausiliari solo per il primo frame dopo la fase di acquisizione, usando per gli altri frame il valore ottimo del ciclo precedente. Se non spuntato, il processing userà nel metodo del contrasto dei valori iniziali dei coefficienti del termine di correzione letti dai dati ausiliari per ogni frame
IF	Se spuntato, il processing userà nella compressione un filtraggio inverso. Se non spuntato, il processing userà nella compressione un filtraggio adattato.
AGC	Se spuntato, il processing applicherà dopo la compressione il controllo automatico del guadagno. Se non spuntato, il processing non applicherà dopo la compressione il controllo automatico del guadagno.
Warning	Se spuntato, il plot tool visualizzerà oltre all'impulso compresso anche l'andamento dell'ampiezza del contrasto durante il ciclo.
Ref Def	Se spuntato, il processing userà nella compressione le funzione di riferimento predefinite lette dalla tabella dei parametri dello strumento. Se non spuntato, il processing userà nella compressione la funzione di riferimento ideale.
OFFSET	Se spuntato, il processing userà nella compressione un valore dell'offset letto dai dati ausiliari variabile a seconda della quota del frame in elaborazione. Se non spuntato, il processing userà nella compressione un valore di offset predefinito.
CAL	Se spuntato, il processing userà nella compressione la funzione di riferimento ottenuta per la calibrazione dello strumento.

APPENDICE F: Lista delle abbreviazioni

ACQ	Acquisition Phase
ADC	Analogue To Digital Converter
AGC	Automatic Gain Control
AIS	Active Ionosphere Sounding mode
ASI	Agenzia Spaziale Italiana (Italian Space Agency)
AS	Antenna Subsystem
BP	Bandpass Filter Section
BW	Bandwidth
CAL	Calibration mode
CO.RI.STA	Consorzio di Ricerca su Sistemi di Telesensori Avanzati
CF	Center Frequency
CM	Contrast Method
CMP	Compressed data
CU	Control Unit
CW	Continuous Wave
DB	Data Base
DC	Direct Current
DCG	Digital Chirp Generator
DES	Digital Electronic Subsystem
D/I	Dry/Ice
DR	Data Rate
DSP	Digital Signal Processing
DV	Data Volume
EMC	Electromagnetic Compatibility
ESA	European Space Agency
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Flight Model
GUI	Graphical User Interface
HW	Hardware
IF	Improvement Factor
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IND	Individual Echoes
IT	Instrument Timeline
I/W	Ice/Water
L1B	Level 1 B
L2, L3	Level 2, Level 3
kbps	Kilobit per second
MARSIS	Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding

Mbit	Megabit
MESDA	Mars Express Science Data Archive
MEX	Mars Express
MGS	Mars Global Surveyor
MOLA	Mars Orbiter Laser Altimeter
NA	Not Applicable
NASA	National Aeronautics and Space Administration
NPM	Noise Power Measurement
OST	Operations Sequence Table
PDS	Planetary Data System
PIS	Passive Ionosphere Sounding mode
PLA	Pulse Limited area
PRF	Pulse Repetition Frequency
PRI	Pulse Repetition Interval
PSA	Archive Planetary Science
PT	Parameters Table
PW	Pulsewidth
RAM	Random Access Memory
RAW	Raw data
RF	Radio Frequency
RFS	Radio Frequency Subsystem
RMS	Root Mean Square
ROM	Read-Only Memory
RX	Receiver
RXO	Receive Only mode
S/C	Spacecraft
S/N	Signal to Noise ratio
SAR	Synthetic Aperture Radar
SCET	Spacecraft Elapsed Time
SCR	Signal to Clutter ratio
SF	Start Frequency
SISD	Acronym for DES + RX Box
SIST	Acronym for Transmitter box
SNR	Signal to Noise Ratio
SS1-SS5	Subsurface Sounding modes 1-5
SZA	Solar zenith Angle
TBC	To Be Confirmed
TBD	To Be Determined/Defined
TC	Telecommand
TEC	Total Electron Content
TM	Telemetry
TRK	Tracking phase
TX	Transmitter Section
V	Volt
V_t	Velocità tangenziale
V_r	Velocità radiale
UNC	Uncompressed data
Vs	Versus
W	Watt

BIBLIOGRAFIA

Biccari, D., Ciabattoni, F., Picardi, G., Seu, R., Johnson, W.K.T. Jordan, R., Plaut, J., Safaeinili, A., Gurnett, D.A., Orosei, R., Bombaci, O., Proveddi, F., Zampolini, E. & Zelli, C. (2001b). Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding (MARSIS). In Proc. 2001 International Conference on Radar, October 2001, Beijing, China.

Biccari D., Picardi G., Seu R., ADAPTIVE COMPENSATION OF MARS IONOSPHERE DISPERSION IN THE MARSIS EXPERIMENT IGARSS 2001

Biccari D., Picardi G., Seu R., Melacci P.T., 2001a. Mars surface models and subsurface detection performance in MARSIS. Proceedings of IEEE International Symposium on Geoscience and Remote Sensing, IGARSS 2001, Sydney, Australia, 9-13 July 2001.

Biccari D., Picardi G., Seu R., Orosei R., Melacci P.T., Mars Orbital Laser Altimeter and Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding (MARSIS)- SPIE's Photonics Asia conference 2002

Biccari D., Picardi G., Seu R., Spada M. – RADIO WAVE ATTENUATION BY MARS IONOSPHERE Infocom Tech. Rep.004/005/2000 - 25/11/2000

Bombaci O., D. Calabrese, C. Zelli – MARSIS ON BOARD PROCESSING ALGORITHMS TNO-MAR-0037-ALS, 19/09/2001

Carr, M.H. (1996). Water on Mars, Oxford University Press, Oxford, UK.

Cook C.E., M. Bernfeld, Radar Signals, Academic Press, New York, 1967

Fung A.K. Eom H.J. Coherent scattering of a spherical wave from a irregular surface, IEEE Trans. On AP, January 1983

Gurnett D.A., The Electron Plasma Frequency in the Martian Ionosphere, Tech. Note, Jan. 1998

Hanson, W.B., Sanatani, S. & Zuccaro, D.R. (1977). The Martian Ionosphere as Observed by the Viking Retarding Potential Analyzers. J. Geophys. Res. 82, 4351-4363.

Montefredini E., Picardi G., Seu R., Evaluation of approximation errors of coherent and non-coherent scattering models under Kirchoff formulation ISNCR '94

Nouvel J.F., Kofman W., Witasse O. - RADIO WAVES ABSORPTION AND MARTIAN IONOSPHERE LPG-Nov.2000

Orosei R. – MARSIS EAICD

Picardi G., ELABORAZIONE DEL SEGNALE RADAR – Ed. Franco Angeli '88

Picardi, G., Plaut, J., Johnson, W., Borgarelli, L., Jordan, R., Gurnett, D., Sorge, S., Seu, R. & Orosei, R. (1998a). The Subsurface Sounding Radar Altimeter in the Mars Express Mission, Proposal to ESA, Infocom document N188-23/2/1998, February 1998.

Picardi G., Sorge S., Adaptive Compensation of Mars Ionosphere Dispersion - A Low Computational Cost Solution for MARSIS Infocom Tech. Rep. 009/005/99

Picardi G., Sorge S., Seu R., Fedele G., Federico C., Orosei R., 1999a. Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding (MARSIS): models and system analysis. Infocom Technical Report N.007/005/99

Picardi, G., Sorge, S., Seu, R., Fedele, G. & Jordan, R.L. (1999b). Coherent Cancellation of Surface Clutter Returns for Radar Sounding. In Proc. IEEE International Symp. on Geoscience and Remote Sensing, IGARSS'99, Hamburg, Germany, 28 June - 2 July 1999, pp2678-2681.

Picardi G., Sotgiu S., Seu R., Orosei R., Zelli C. and Zampoloni E., "The subsurface investigation by Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding (MARSIS)", IEEE 2000.

Safaenili A., Jordan R. – MARSIS CALIBRATION OF IONOSPHERIC ATTENUATION AND DISPERSION – JPL 3349-01-039 April 12, 2001

Safaenili A., Jordan R., Radio wave attenuation in the Martian ionosphere JPL 3349-00-027 Nov.13, 2000

Safaenili, A. & Jordan, R.L. (2000). Low Frequency Radar Sounding through Martian Ionosphere. In Proc. IGARSS 2000, 24-28 July 2000, Honolulu, Hawaii, IEEE, pp987-990.

Shepard M., Campbell B. - Radar Scattering from a Self-affine Fractal Surface...Icarus 141 – 1999

Smith D.E. et al., "The Global Topography of Mars and Implications for Surface Evolution", Science 284, p. 1495-503, May 28, 1999.

Stix, T.H. (1964). The Theory of Plasma Waves, McGraw-Hill, New York.

Ulaby P.T., Moore R.K., Fung A.K., "Microwave Remote Sensing-Active and Passive" vol.II Addison Wesley Publ. Comp. 1982

Wang J.S., Nielsen E., Faraday rotation and absorption in the Martian crustal strong magnetic field region

CO.RI.S.T.A – website <http://www.corista.unina.it>

MARSIS – website <http://www.marsis.com>