SECONDA UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI NAPOLI FACOLTA' DI INGEGNERIA

TESI DI LAUREA IN INGEGNERIA AEROSPAZIALE

ALGORITMI DI POSTPROCESSING PER CALIBRAZIONE DATI MARSIS

Relatore: Ch.mo Prof. G. Alberti

Correlatore: Prof. M. D'Errico **Candidato:** Salvatore Dinardo Matr. 071/215

A.A. 2004-2005

INDICE

INT	RODUZIONE
САР	. I RADAR MARSIS: PRESENTAZIONE, OBBIETTIVI
HAI	RDWARE8
1.0	PRESENTAZIONE
1.1	SCELTA DELLE FREQUENZE OPERATIVE DI
	LAVORO12
1.2	OBBIETTIVI14
1.3	MODALITA' DI FUNZIONAMENTO16
	1.3.1 MODALITA' D' INDAGINE
	SOTTOSUPERFICIALE16
	1.3.2 MODALITA' D'INDAGINE IONOSFERICA19
	1.3.3 CALIBRAZIONE
	1.3.4 RICEZIONE PASSIVA
1.4	DESCRIZIONE DEL HARDWARE
	1.4.1 DESCRIZIONE DEL SOTTOSISTEMA
	D'ANTENNA23
	1.4.2 DESCRZIONE DEL SOTTOSISTEMA DES24
	1.4.2.1 DCG
	1.4.3 DESCRIZIONE DEL SOTTOSISTEMA RFS
	1.4.3.1 TRASMETTITORE
	1.4.3.2 RICEVITORE
	1.4.3.3 OPERAZIONE TRASMISSIONE/RICEZIONE29
	1.4.3.4 ACQUISIZIONE/TRACKING

 	1.4.3.5 SINTESI	
 	.5 STRUTTURA DEI FRAME	1.5
 TCIALE	.6 RAPPORTO SEGNALE RU	1.6

2.0	DESCRIZIONE PROCESSING DI BORDO
	2.0.1 DOPPLER PROCESSING41
	2.0.2 RANGE PROCESSING
	2.0.3 MULTILOOKING PROCESSING
	2.0.4 COMPRESSIONE DATI
2.1	TABELLA DEI PARAMETRI E TABELLA DELLA SEQUENZA
	DELLE OPERAZIONI
2.2	CANCELLAZIONE COERENTE DEL CLUTTER SUPERFICIALE57
	2.2.1 FILTRAGGIO DOPPLER DEL CLUTTER
	SUPERFICIALE
	2.2.2 RIDUZIONE DEL CLUTTER TRAMITE LA DOPPIA
	ANTENNA
	2.2.2.1 CASO PATTERN DI ANTENNA
	PERFETTAMENTE NOTO61
	2.2.3 RIDUZIONE DEL CLUTTER MEDIANTE LA
	TRASMISSIONE DI DUE FREQUENZE63

3.0	INTRODUZIONE E LIVELLO 1B PROCESSING	69

3.1	LIVELLO 2	PROCESSIN	NG	70
	3.1.1	DECOMPR	RESSIONE DEI DATI	72
	3.1.2	COMPENS	AZIONE DELLA DISTORSIONE DI FA	SE
		IONOSFE	RICA	72
		3.1.2.1 M	ODELLI IONOSFERICI	73
		3.1.2.2 E	EFFETTI DELLA PROPAGAZIONE IN	
]	IONOSFERA	75
		3.1.2. 3 V	ALUTAZIONE DELLA DISTORSIONE	DI
]	FASE	77
		3.1.2.4 N	METODO DEL CONTRASTO	79
		3.1.2.5 A	ANALISI PRESTAZIONI DEL METODO	DEL
			CONTRASTO	88
	3.1.3	COMPRES	SIONE IN RANGE	
	3.1.4	CORREZIO	ONE AGC	93
	3.1.5	CALIBRAZ	ZIONE	94
	3.1.6	MULTILO	OKING	94
3.2	LIVELLO 3	PROCESSI	NG	105

CAP IV RADAR MARSIS: PROCESSORE DI LIVELLO 2....107

4.0	DESCRIZI	ONE DATI DI INPUT10)7
	4.0.1	GENERAZIONE DEI DATI10	7
	4.0.2	STRUTTURA DEI DATI11	0
4.1	PROCESS	DRE DI LIVELLO 211	8
	4.1.1	SELEZIONE ORBITA12	0
		4.1.1.1 GENERAZIONE LIVELLO 1B EQUIVALENTE12	1
		4.1.1.2 VISUALIZZAZIONE LIVELLO 1B	
		EQUIVALENTE12	26
	4.1.2	LIVELLO 2	32

4.1.2.1 PREFERENZE NEL PROCESSING	132
-----------------------------------	-----

4.1.2.2 VISUALIZZAZIONE LIVELL	.0 2134
--------------------------------	---------

CONCLUSIONI	
APPENDICE A1	
APPENDICE A2	
LISTA ACRONIMI	
BIBLIOGRAFIA	

INTRODUZIONE

Nell'ambito della missione spaziale internazionale ESA Mars Express si è sviluppato il lavoro di tesi di seguito esposto che riguarda la fase di processing e postporocessing del radar sounder MARSIS, progetto nel quale sono coinvolte istituzioni quali il Jet Propulsion Lab, Università di Roma Infocom, Alenia Spazio e ASI e che vede un italiano come Principal Investigator. Questo radar avrà il compito di individuare, nelle immediate vicinanze sottosuperficiali della crosta marziana, la presenza di giacimenti di acqua, sia in forma liquida sia sotto forma di ghiacci, nonché di analizzare in profondità la Ionosfera marziana.

A riguardo, nel presente lavoro di tesi, condotto e seguito nel centro ricerca d'eccellenza Co.Ri.STA, responsabile del segmento di terra del radar, si è concentrata la nostra attenzione nello sviluppo, nel linguaggio di calcolo MatLab[®], di uno strumento software, versatile e potente, in grado di acquisire e processare i dati Livello 1B e restituire in uscita i dati Livello 2, oltre ad essere facilmente configurabile per ulteriori future applicazioni, quali processing dati Livello 3.

Il primo capitolo presenta e descrive lo strumento MARSIS in tutte le sue peculiarità di base e nel suo funzionamento.

Il secondo capitolo illustra le modalità di processing che a bordo vengono effettuate nonché le tecniche standard di Clutter Cancellation. Il terzo capitolo è interamente dedicato ad una esauriente descrizione degli algoritmi di processing implementati nel software presentato.

Nel quarto, infine, si espone il funzionamento dell'interfaccia grafica del software e si presentano alcuni dei risultati notevoli ottenuti con esso.

In attesa dei dati reali in procinto di essere trasmessi dalla sonda Mars Express, si è provveduto a verificare il buon funzionamento del software in questione a partire dai dati test prodotti a terra e utilizzati per convalidare e qualificare lo strumento stesso.

CAPITOLO I

RADAR MARSIS: Presentazione,Obbiettivi, Hardware

1.0 PRESENTAZIONE

L'esplorazione sottosuperficiale della parte superiore della crosta Marziana è stata chiaramente indicata come un obiettivo ad alta priorità verso la comprensione di molte questioni chiave a cominciare dal rinvenimento d'acqua allo stato solido o liquido su Marte il quale è direttamente collegato alla possibilità che la vita potrebbe essere stata presente in qualche forma su Marte durante le epoche passate.

L'analisi di migliaia d'immagini e misurazioni altimetriche fatte negli ultimi anni ha

rafforzato l'ipotesi che su Marte ci sia stata una volta acqua, anche grandi oceani. Comparando immagini e dati inviati dal 1997 dalla sonda Global Surveyor si compone un quadro d'indizi sulla passata esistenza di almeno un grande oceano che si estendeva intorno al Nord marziano: una serie di terrazze che si sviluppano parallelamente alla presunta linea costiera



FIG. 1.1 Presunta scarpata oceanica

somigliano a quelle geologicamente tipiche d'acque che si ritirano, nelle parti più basse ci sono gole sinuose simili ad alvei di cascate, e fratture del suolo simili a quelle prodotte negli antichi laghi terrestri. Ancora oggi si ha la certezza che l'acqua si trova in forma ghiacciata nella calotta del

Polo Nord, e in forma di vapore nelle nuvole. Ma secondo i geologi, grosse quantità potrebbero essere ancora intrappolate sotto la superficie del pianeta dove si troverebbe allo stato ghiacciato.

Infatti, si stima che il volume d'acqua richiesto per erodere gli osservati canali alluvionali sia equivalente a quello di un

presente nelle porosità del sottosuolo marziano.

alluvionali sia equivalente a quello di un FIG 1.2 Alcuni canyon ripresi dalla sonda global oceano profondo fino a 450 metri, molte volte più grande del contenuto d'acqua delle calotte polari e d'altra parte, i meccanismi noti che provocano la perdita permanente di acqua non spiegano la differenza tra le stime di sopra e il volume d'acqua delle calotte. Questa è considerata una chiara indicazione di come l'acqua deve essere

Oggi, una rilevazione affidabile della sottosuperficie può essere ottenuto usando la proprietà delle onde elettromagnetiche a bassa frequenza di penetrare all'interno di un mezzo dielettrico mentre una mappatura dello spessore degli strati sottosuperficiali può essere effettivamente ottenuto usando un sistema radar ad impulsi. Quindi, un

sistema radar funzionante a bassa frequenza trasportato su di una piattaforma spaziale orbitante intorno a Marte rappresenta il modo più efficace con cui conseguire gli obbiettivi sopra menzionati, assicurando allo stesso tempo la più ampia copertura possibile.

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



FIG 1.3 Rappresentazione artistica di Mars Express 10'142 Km, un periodo di

periasse di circa 250 Km, una distanza all'apoasse 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 all'interno della durata nominale della missione. A bordo della sonda



Mars Express sarà montato uno strumento sviluppato da un team di partners internazionali comandato dall'Italia e Usa, con fondi forniti in parti eguali dalla Agenzia Spaziale Italiana (ASI) e dalla National Aeronautics and Space Administration (NASA), chiamato M.A.R.S.I.S.

M.A.R.S.I.S (Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding) è un radar altimetro-sounder a bassa frequenza a puntamento nadirale multifrequenziale

di pulse-limited di tipo con capacità penetrazione del suolo, che usa tecniche di apertura sintetica e una seconda antenna ricevente isolare le riflessioni per dagli echi sottosuperficiali di disturbo indesiderati (clutter).

Le quote di funzionamento di Marsis sono fino a 800 km per l'indagine sottosuperficiale; l'orbita fortemente ellittica di progetto consente



MARSIS

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 d'arco sulla superficie di Marte per ogni orbita e quindi una estesa copertura a tutte le latitudini all'interno della durata nominale della missione, in quanto la latitudine del periasse marcia continuamente intorno al pianeta su di un periodo di 600 giorni.

Per ottenere questo obbiettivo della copertura globale, MARSIS è stato progettato per supportare sia le operazioni diurne che quelle notturne, benché le sue prestazioni siano massimizzate durante la notte (angolo di zenit¹ del sole maggiore di 80°).

La crosta marziana sarà indagata fino a profondità di diversi chilometri e sopra un ampio range di differenti condizioni topografiche e dielettriche della superficie.

Inoltre, saranno utilizzate osservazioni multifrequenziali per stimare l'attenuazione della crosta e semplificare l'interpretazione della composizione dielettrica delle interfacce rilevate. Infine, MARSIS compierà anche indagini della Ionosfera che

¹ Angolo tra la verticale locale del punto di osservazione e il vettore che va da dal punto di osservazione al Sole

avvolge la superficie Marziana, durante certi passaggi, quando la sonda sarà ad una quota non superiore a 1200 Km, sia di giorno che di notte, permettendo l'estrazione d'accurati profili della sua densità elettronica.

Per quanto riguarda la precisione raccolti. dei dati definita la direzione di along track (0 Azimut) come quella parallela alla direzione di volo della piattaforma e quella di accross track (range) come quell'ortogonale alla prima, e definita risoluzione geometrica o più semplicemente risoluzione come la minima distanza a cui possono stare due punti per continuare a essere visti come



entità separate dal radar, il requisito di bassa risoluzione in range e di un alto rapporto di compressione ha imposto una larghezza di banda trasmessa relativamente ampia (1 MHz); tale banda consente di rilevare e localizzare in 3D le interfacce dielettriche con risoluzione verticale di 150 m nel vuoto, a cui corrisponde una di 50-100 metri nella sottosuperficie², e con una risoluzione orizzontale (a terra) di 5-9 Km x 15-30 Km nelle direzioni di along track e cross track rispettivamente.

Benché si prevede che lo strumento sia in grado sicuramente di rilevare le discontinuità dielettriche nella sottosuperficie marziana, esso non sempre può offrire precise indicazioni sulla loro natura. A tal fine, saranno utilizzate indagini a frequenze multiple per caratterizzare le discontinuità elettriche e aiutare a distinguere le possibili interfacce collegate all'acqua da quelle litologiche.

² A seconda della velocità di propagazione dell'onda elettromagnetica nella crosta marziana

1.1 SCELTA DELLE FREQUENZE OPERATIVE DI LAVORO

Per quanto riguarda la scelta delle frequenze di lavoro, osserviamo che poiché l'adozione di basse frequenze comporta migliori capacità penetrative³ è chiaro che noi desideriamo utilizzare le più basse frequenze possibili, ma siccome ciò comporta anche complessità hardware maggiori, quali antenne di dimensioni superiori⁴, 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.

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 quanta 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 che è data da:

(1.1.1)
$$f_p = 8980\sqrt{n_e} Hz$$

dove n_e è la densità elettronica del plasma espressa in cm⁻³, ma 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



FIG 1.6 fp in funzione dell'angolo di zenith

³ Essendo l'attenuazione direttamente proporzionale alla frequenza operativa utilizzata

⁴ Essendo la lunghezza ottimale di un'antenna proporzionale a $\lambda/2$

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 zenit solare⁵ è mostrato in figura 6, 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 6 si ricava come più bassa frequenza che può penetrare il suolo marziano varia da circa 3.5-4 MHz nelle operazioni diurne⁶ a qualcosa sotto 1 MHz in quelle notturne⁷: chiaramente il miglior momento in cui realizzare indagini superficiali, per ottenere maggiori profondità di penetrazione, è di notte, ad angoli di zenit solari maggiori di 90°.

Per quanto riguarda il secondo effetto, diciamo che anche se la frequenza sondante è sopra la $f_p(max)$, la ionosfera ha ancora un effetto sul segnale radar.

Infatti, com'è ben noto, l'indice di rifrazione per un'onda che si propaga attraverso un plasma non magnetizzato è data da :

(1.1.2)
$$\mathbf{n} = \left[1 - \left(\frac{\mathbf{f}_p}{f}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}$$

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, oltre alla dispersione del segnale, per la quale si distorce la forma dell'impulso radar ricevuto.

 $^{^{5}}$ L'angolo di zenith solare varia tra 0° (sole allo zenith) e 120° (notte)

⁶ Quando fp si stima valga meno di 3.5 MHz

⁷ Quando fp si stima valga 0.8 MHz

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(max), e 5 rad a f=10f_p(max). Poiché il sounder deve certamente operare a frequenze al di sotto di 10 f_p(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 che la migliore scelta delle frequenze per un radar-sonda su Marte sia all'interno del range 1-5 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.

1.2 OBBIETTIVI

Gli obiettivi che Marsis si pone si possono suddividere in due categorie: primari e secondari.

L'obiettivo primario di Marsis è di mappare la distribuzione d'acqua, sia solida che liquida, negli strati superiori della crosta terrestre. L'individuazione di tali riserve d'acqua darà una risposta ad alcune questioni chiave nell'evoluzione idrologica, geologica, climatica, ed eventualmente biologica di Marte, tra cui:

- Inventariato globale presente e passato dell'acqua
- 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

Inoltre, tre obiettivi secondari sono stati definiti per lo strumento Marsis: indagine geologica della sottosuperficie, caratterizzazione superficiale, e indagine della ionosfera.

- Il primo obbiettivo è quello di sondare la sottosuperficie marziana, per caratterizzare e mappare le strutture ed elementi geologici presenti nella sottosuperficie in tre dimensioni. La rilevazione dei contorni geologici sottosuperficiali consentirà di:
 - Determinazione dello spessore e proprietà degli elementi sedimentari
 - Mappatura dei depositi stratificati polari e misura delle loro proprietà fisiche
 - Un inventariato dei materiali volatili quali polvere e depositi sabbiosi
 - Studio della stratigrafia vulcanica per capire i processi evolutivi e l'evoluzione della crosta
 - Mappatura delle strutture geologiche sottosuperficiali quali avvallamenti e faglie per capire la tettonica della crosta
- 2. Il secondo obbiettivo è quello di acquisire informazioni sulla superficie di Marte. Gli scopi specifici di questa seconda parte 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 rugosità superficiale di larga scala dei vari elementi geologici ed implicazioni nei processi di modellazione e rifacimento.
 - Determinazione della densità di volume dei materiali della crosta superiore

- Un data set topografico globale per integrare quelli provenienti da altre tecniche
- 3. Un terzo ultimo obiettivo è quello di usare Marsis per sondare la Ionosfera per caratterizzare le interazioni del vento solare con la Ionosfera stessa o con gli strati superiori dell'atmosfera di Marte. Gli studi radar della Ionosfera consentiranno di :
 - Misure globali della densità elettronica della Ionosfera
 - Investigazione della influenza del sole e del vento solare sulla densità elettronica

1.3 MODALITA' DI FUNZIONAMENTO

Durante le normali operazioni, MARSIS può operare in una delle seguenti quattro modalità:

- Indagine sottosuperficiale attiva
- Indagine ionosferica attiva
- Calibrazione
- Ricezione passiva

1.3.1 Modalità di indagine sottosuperficiale

Secondo il ben noto principio di funzionamento di un radar sottosuperficiale, un breve impulso d'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 $t_0=2H/c$, essendo H l'altezza della sonda e c la velocità della luce nel

vuoto. Comunque, 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, essendo n l'indice di rifrazione della crosta collegato alla costante dielettrica reale ε_r da n= $\sqrt{\varepsilon_r}$, 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, tanô, definita come il rapporto tra la parte immaginaria e quella reale della costante dielettrica complessa ($tan\delta = \varepsilon_t / \varepsilon_r$):

Attenuazione $\propto f \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta$

Se delle discontinuità dielettriche superficiali 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 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 interfaccie superficiali, mentre la stima del loro tempo di ritardo dal primo segnale di superficie consentirà la misura della profondità delle interfaccie rilevate, assumendo che sia nota la velocità di propagazione nel mezzo, e l'analisi della intensità della riflessione può essere analizzata per stimare la riflettività dell'interfaccia e le 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 (segnate come C in figura 1.7) che hanno un ritardo di propagazione d'andata e ritorno identico a quello degli eventuali e più interessanti segnali sottosuperficiali (punto segnato come B in figura 1.7). Ora, mentre questo non è un problema per superficie perfettamente piatte, in quanto la legge di backscattering angolare imporrà a tali riflessioni laterali una attenuazione molta alta, tuttavia occorre considerare che la maggior parte delle superfici naturali non sono tutte piatte e quindi gli echi clutter superficiali possono essere molti forti nelle situazioni pratiche; come diretta conseguenza, quando gli echi dovuti alla sottosuperficie sono fortemente attenuati dalla propagazione dentro la crosta, potrebbe accadere che gli echi clutter superficiali vadano 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 nelle indagini radar a causa del contributo dovuto alla temperatura di rumore cosmico che entra nel ricevitore, il quale è di molti ordini di grandezza più alto 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.

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

Ø 1.8 MHz

Ø 3.0 MHz

- Ø 4.0 MHz
- Ø 5.0 MHz

con una banda trasmessa in ciascun caso di 1 MHz, dove solo 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 ed scelte di elaborazione a bordo.

1.3.2 Modalità di indagine ionosferica

Le misure ionosferiche 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. La modalità di indagine ionosferica attiva sarà effettuata durante certi passaggi quando la sonda è ad una quota non superiore a 1200 Km sia di giorno che di notte. Essa consiste nel trasmettere un impulso da MARSIS ad una certa frequenza f e poi misurare 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 dal livello in cui la frequenza elettronica del Plasma è eguale alla frequenza dell'onda trasmessa. Misurando il ritardo temporale del segnale riflesso, 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 steppata in modo da ottenere il tempo di ritardo in funzione della frequenza. Quindi, Marsis trasmetterà una sequenza stepped (detta sweep) di brevi toni sinusoidali lunghi 93.43 microsecondi ad una frequenza che va da 0.1 a 5.5 MHz e con uno step size in frequenza 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 e il tempo necessario per steppare 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 figura 1.8: di solito la frequenza del plasma di giorno ha un singolo, ben definito massimo ad una quota di 125-150 Km.

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

20

plasma, nei plasma ionosferici può essere spesso rilevata una debole ed eccitata termicamente riga di emissione: lo spettro del segnale registrato permetterà quindi di determinare con grande accuratezza la densità elettronica, in quanto derivata dalla frequenza del plasma.

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 possibile risoluzione orizzontale. Poiché tale serie contigue di sweeps non lascerebbe tempo per indagini sottosuperficiali, questa modalità sarà usata relativamente poco frequentemente, 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.

1.3.3 Calibrazione

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. Tale modalità è in sostanza un 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.

1.3.4 Ricezione passiva

Con questa modalità, 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

21

ambientale in cui MARSIS sta operando e ascoltare le interferenze dai sottosistemi del satellite e dagli altri carichi a bordo.

Dunque, MARSIS, in questa modalità, esegue i seguenti compiti :

- o raccolta del rumore ambientale
- o generazione di dati scientifici

1.4 DESCRIZIONE DEL HARDWARE

Da un punto di vista funzionale, lo strumento MARSIS può essere spezzato in tre sottosistemi:

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



Fig.1.9 Diagramma a Blocchi di MARSIS

A sua volta, RFS si suddivide nell'unità di trasmissione (TX) e in quella di ricezione (RX).

1.4.1 Descrizione del sottosistema di Antenna

Il sottosistema di Antenna consiste di due componenti principali :

- 1. Un'antenna dipolo dispiegabile o antenna primaria
- 2. Un'antenna monopolo dispiegabile o antenna secondaria

L'antenna primaria è un'antenna filiforme ad alta efficienza usata per la trasmissione ricezione echi di ritorno degli impulsi e la degli riflessi dalla superficie/sottosuperficie e Ionosfera marziana: essa consiste di una struttura dispiegabile configurata come un dipolo con un picco nel guadagno d'irradiazione nella direzione nadirale locale; è montata parallelamente alla superficie marziana e normale alla direzione del moto ed essendo lunga 40 metri, ha un range operativo che va da 1.3 a 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 d'irradiazione nella direzione nadirale⁸; è montata verticalmente allineata con l'asse nadirale e per avere sufficiente sensibilità l'elemento monopolo è lungo 7 metri.



Fig.1.10 Geometria del sistema di Antenna

⁸ per ricevere principalmente solo gli echi di superficie off nadir

1.4.2 Descrizione del Sottosistema DES

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

1.4.2.1 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. Per quanto riguarda il tipo di segnale generato, esso genera sia lunghi impulsi modulati linearmente in frequenza (LFM), detti impulsi chirps, di durata di 250 microsecondi nella modalità di indagine sottosuperficiale, sia segnali pulsed CW (Continous Wave) nella modalità di indagine ionosferica.

Un chirp di durata T e d'ampiezza unitaria è un impulso FM la cui espressione nel tempo è rappresenta nel seguente modo:

(1.4.2.1)
$$x(t) = \Pi(\frac{t}{T})e^{j2\pi\frac{\alpha}{2}t^2} - \frac{T}{2} \le t \le \frac{T}{2}$$



Fig.1.11 Parte reale chirp



Fig.1.12 Parte immaginaria chirp

la cui frequenza istantanea è data da:

$$(1.4.2.2) f = \alpha t$$

dove la costante α è detta chirp rate.





Eseguendo la Trasformata di Fourier del segnale (1.4.2.1), applicando il principio di fase stazionaria, si ottiene in prima approssimazione:

(1.4.2.3)
$$X(f) = \sqrt{\frac{T}{\alpha T}} \Pi(\frac{f}{\alpha T}) e^{-j2\pi \frac{1}{2\alpha}f^2} \int_{0}^{1} \int_{0}^{1}$$

Da ciò, si vede come lo spettro di un chirp sia un chirp in frequenza di durata α T il cui chirp rate si inverte ed inoltre come la banda B di un chirp sia pari a:

 $(1.4.2.4) B = \alpha T$

Tuttavia, la (1.4.2.3) si deduce da semplificazioni matematiche; nella realtà accade che il modulo dello spettro è un modulo non idealmente costante tra -B/2 e B/2, esibendo il fenomeno noto come fenomeno di Gibbs, per il quale lo spettro è affetto da ripple detto di Fresnel:



Fig.1.15 Modulo Spettro Chirp Reale

I chirps sono usati quando la lunghezza dell'impulso richiesta per la desiderata risoluzione in range è così breve che per ottenere apprezzabili rapporti segnalerumore, l'impulso richiederebbe una potenza di picco che supera i limiti imposti in fase di progettazione della missione.

Invece, la trasmissione degli impulsi chirp, tramite la successiva elaborazione dell'impulso ricevuto, permette basse risoluzioni in range senza la necessità di impiegare impulsi troppo corti e alti.

Infatti, una volta ricevuto il chirp e convertito in banda base, esso è soggetto alla operazione di compressione la quale consiste nel filtrare il segnale $x(t-t_0)$ mediante un filtro la cui funzione di trasferimento è data da :

(1.4.2.5)
$$h(t) = \sqrt{\frac{B}{T}} x^*(-t)$$

detto filtro di compressione o filtro adattato in quanto si adatta al segnale di ingresso. Osservando la figura 1.12 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.

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 d'uscita dal filtro sarà un impulso stretto e alto centrato su di un certo istante t₀.

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:

(1.4.2.6)
$$y(t) = \sqrt{TB} \sin c(B(t - t_0))$$



Fig.1.16 Impulso Chirp Compresso

nel caso in cui $TB^9 >> 1$ e l'ampiezza dell'impulso trasmesso sia costante (presa unitaria per semplicità).

Il risultato di tale filtraggio è quindi quello di:

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

(1.4.2.7)
$$\rho_R = \frac{c}{2} (durata \ impulso \ ricevuto)$$

diventi dopo la compressione:

(1.4.2.8)
$$\rho_R = \frac{c}{2B} = \frac{c}{2\alpha T}$$

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

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

è detta fattore di compressione.

⁹ nel nostro caso vale 250-1000

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 √BT mentre il rumore resta costante.
Nell'ipotesi di filtro conservativo, si può far vedere come SNR migliori

Nell'ipotesi di filtro conservativo, si può far vedere come SNR migliori proprio di BT.

1.4.3 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)

1.4.3.1 Trasmettitore

Il trasmettitore è connesso all'antenna primaria attraverso un'opportuna rete adattata in potenza (impedance matching network) per la trasmissione degli impulsi.

Esso è capace di trasmettere in rapida successione fino a quattro quasi-simultanei chirps ad una o due differenti frequenze scelte dalle quattro disponibili, così da permettere un'efficace indagine sottosuperficiale a due differenti bande simultaneamente.

1.4.3.2 Ricevitore

Il ricevitore è composto da un canale di distribuzione Chirp/LO e da due canali di ricezione, una per ciascuna antenna, che traslano verso il basso l'eco di ritorno proveniente dall'antenna primaria e secondaria: il canale 1 riceve gli echi

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

1.4.3.3 Operazione Trasmissione/Ricezione

Dopo aver ricevuto un commando d'accensione da parte del Satellite e dopo aver eseguito il suo ciclo d'accensione, il DES genera un impulso chirp che è amplificato dal Trasmettitore, traslato alla frequenza di trasmissione ed irradiato dall'antenna primaria; in questo momento, entrambi i ricevitori sono protetti dall'evento trasmissivo. Il trasmettitore riesce ad irradiare attraverso l'antenna fino a quattro chirps di durata nominale 250 µs intermezzati su di un singolo canale, aspettando circa 100 µs tra ogni due chirps consecutivi e ai quattro impulsi possono essere assegnate due bande a scelta selezionabili tra le quattro bande operative. I quattro profili eco saranno prodotti ad intervalli di circa 1 sec, 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. La durata della finestra di ricezione è di 350 µs prevedendo una dispersione della eco di circa 100 µs a cui corrisponde una penetrazione di 5-8 Km a seconda della velocità di propagazione nella crosta.

Dopo la ricezione, l'antenna dipolo è connessa al ricevitore che amplifica il segnale di ritorno e lo trasla in frequenza verso in basso prima della conversione da analogico a digitale da parte del DAC in un formato compatibile col processore a bordo; il DAC è a 8bit e lavora ad una frequenza di campionamento di 2.8 MHz.

Contemporaneamente, l'antenna secondaria riceve soprattutto i ritorni superficiali off-nadir; anche tali echi sono amplificati dal ricevitore, traslati in frequenza e convertiti in formato digitale dal DAC.

29

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

1.4.3.4 Acquisizione\Tracking

L'indagine sottosuperficiale è criticamente dipendente da una conoscenza accurata del tempo di ritardo fra trasmissione e ricezione per correttamente eseguire il recupero e campionamento degli echi. L'importanza della conoscenza del tempo di ritardo deriva dal fatto che il ricevitore su ogni PRI¹⁰ 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 PRI¹¹; 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 possibile ¹²e 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 elettronico¹³, e dalle variazioni di quota orbitale, dovute alla variabile topografia di Marte o perturbazioni orbitali, che si 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 preliminare determinazione del tempo d'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

¹⁰ Pulse Ripetition Interval, pari all'inverso della PRF

 ¹¹ in tal caso si parla di tracker adattivo
¹² in quanto da essa dipende lo swath a terra osservato e per ridurre range FFT size e quindi il numero di campioni da inviare a terra

¹³ fa variare il tempo di ritardo di 50 fino a 150 µs ovvero dello stesso ordine della dimensione della finestra.

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. 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 la fase di acquisizione di nuovo finche un nuovo tempo di ritardo è determinato.

1.4.3.5 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 8 bit con segno, 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 a 32 bit (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.

1.5 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 l'utilizzata frequenza di trasmissione.

Il time slot d'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 intermezzate in un qualche modo. All'interno di un Frame, le PRIs sono strutturate come in figura:



Fig. 1.17: Modalità Sottosuperficiale-Fase Tracking/Doppler (singola o doppia frequenza)

1.6 RAPPORTO SEGNALE RUMORE SUPERFICIALE

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:

(1.6.1)
$$\frac{S_s}{N} = \frac{P_p G^2 \lambda^2 \sigma}{64\pi^3 H^4 K T_N L} T N$$

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 $A_0=R_{AZ}D_{PL}$ dove R_{AZ} è la risoluzione in azimut e D_{PL} è il diametro del cerchio pulse-limited pari a $2\sqrt{2H\rho}$ dove ρ è la risoluzione verticale, si ha:

(1.6.2)
$$\frac{S_s}{N} = \frac{P_p G^2 \lambda^2 \sigma_0 R_{Az} 2\sqrt{2H\rho}}{64\pi^3 H^4 K T_N L} TN = \frac{P_p G^2 \lambda^3 \sigma_0 \sqrt{2H\rho}}{64\pi^3 H^3 K T_N L} \frac{1}{V_t} D.C.$$

essendo $R_{AZ} = \lambda H/(2L_s)$ e $N = PRFL_s/V_t$ dove L_S è l'apertura sintetica, V_t la velocità tangenziale e D.C. il duty cicle¹⁴.

Ricordiamo che, nel caso esaminato, detta $\Gamma(0)$ la riflettività Fresnel della superficie (vedi appendice A2):

(1.6.3)
$$\sigma_0 = \Gamma(0) \frac{1}{2m_s^2} = 21 - 7 \ dB$$

con $\Gamma(0)\cong-10$ dB e m_s=0.57°-5.7° (vedi appendice A1) mentre la temperatura di rumore equivalente è espressa da:

¹⁴ reciproco della PRF

(1.6.4)
$$T_N = 4.9 \cdot 10^{24} f^{-2.7} = 4 \cdot 10^6 K - 63.23 \cdot 10^6 K$$

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 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 250Km-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	1.8 dBW	1.8 dBW	7 dBW	7 dBW
Irradiata				
λ^3	66.6	66.6	54	54
$64\pi^3$	-33	-33	-33	-33
H ^{2.5}	-135	-147	-135	-147
K(1.38·10 ⁻²³)	228	228	228	228
T _N	-78	-78	-66	-66
$\sqrt{2p}$ (p=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
σ₀	7	7	7	7
Single Look S/N	18.6 7		26.6	15

Tabella 1.1 : 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 (vedi appendice A2):

$$(1.6.5) \quad \mathbf{\sigma} = \Gamma(0)\pi H^2$$

per cui il rapporto S/N diventa:

$$\frac{S_s}{N} = \frac{P_p G^2 \lambda^2 \Gamma(0) \pi H^2}{64\pi^3 H^4 K T_N L} TN = \frac{P_p G^2 \lambda^2 \Gamma(0)}{64\pi^2 H^2 K T_N L} \frac{L_s D.C.}{V_0} = \frac{P_p G^2 \lambda^3 \Gamma(0)}{128\pi^2 H K T_N L} \frac{D.C.}{R_{AZ} V_0}$$

	ed è	è val	lutato	in	tabel	lla	1.2:
--	------	-------	--------	----	-------	-----	------

	BANDA 1.8 MHz		BANDA	5 MHz
	H=250 000 m H=800 000 m H		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
Н	-54	-59	-54	-59
K(1.38·10 ⁻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
Γ(0)	-10	-10	-10	-10
Single Look S/N	35.3 28.72		39.9	33.3

Tabella 1.2: 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.
PARAMETRI DELLO STRUMENTO

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

Modalità di indagine sottosuperficiale			
Parametro	Valore	<u>Unità di misura</u>	
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	Watt	
	5.0 Band 2		
	5.0 Band 3		
	5.0 Band 4		
Durata dell'Impulso Trasmesso	250	microsecondi	
PRF	130	Impulsi Per Secondo	
Prodotto Tempo-Banda (BT)	250		
Chirp rate	4	KHz/µs	
Quota minima	250	Chilometri	
Quota Massima per Indagine Sottosuperficiale	800	Chilometri	
Durata della Finestra di ricezione per Canale	350	microsecondi	
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)	kbps	
	75 (max)		
Volume dati giornaliero	285(max)	Mbit/day	
Massa	17	kg	
Power (max inclusi i margini)	64.5	Watt	
Risoluzione in Azimut	5-9	Km	
Risoluzione in Range	10-30	Km	
Profondità di Penetrazione	5	Km	

La seguente tabella elenca i principali parametri operativi di MARSIS 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	microsecondi	
Step in Frequenza	10.937	kHz	
PRF	125	Impulsi Per Secondo	
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			
<u>Parametro</u>	Valore	<u>Unità di misura</u>	
Quota di Periasse	250	Km	
Quota di Apoasse	10'142	Km	
Inclinazione Orbitale	86,35	Gradi	
Periodo Orbitale	6.75	Ore	
Eccentricità	0.6		
Velocità Tangenziale di Periasse	4.0	Km/s	

CAPITOLO II

RADAR MARSIS: Processing di Bordo e Clutter Cancellation

2.0 DESCRIZIONE DEL PROCESSING DI BORDO

Ricevuti gli echi dall'antenna dipolo e monopolo e convertiti in formato digitale, i segnali digitali d'entrambi i canali riceventi monopolo-dipolo sono poi mandati¹⁵ al computer di bordo che trasforma i dati grezzi in profili sottosuperficiali, adatti ad essere trasmessi a terra¹⁶.

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 inviabili a terra dalla sonda Mars Express. Il computer di bordo esegue tale riduzione operando, a seconda delle modalità operative, i seguenti passi:

- Ø Doppler (Azimuth) Processing /Integrazione Coerente
- Ø Range Processing
- Ø Integrazione MultiLook Incoerente
- Ø Compressione dei Dati

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 desiderate prestazioni, in termini di profondità e risoluzione spaziale, e

¹⁵ Quattro canali di elaborazione permettono di elaborare simultaneamente le due bande di frequenze ricevute dalle due antenne ad ogni PRF

¹⁶ Tuttavia è anche offerta la possibilità di inviare a terra dati grezzi per piccole regioni di interesse

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 dei parametri orbitali, quali altezza orbitale, velocità tangenziale e radiale che sono richiesti in tempo reale per l'esecuzione del processing e del timing.

Rapporto tra i guadagni d'antenna Modulo Stima MODULO STIMA PARAMETRI DEL MOTO Reference Distorsione Synthesis Del siste CANALE DIPOLO Doppler Filter IFET Svnthesis [-2] F Doppler Filter IFFT Synthesis [-1] echo sar I/Q RAW E Doppler Filte IFFT Synthesis [0] $\Sigma_{(NL)}$ uss hand Filter IFFT Doppler Filter Synthesis [1] E Doppler Filte Synthesis [2] Rang MultiLook Processing Doppler Processing Compression Doppler Processing Range Compression Doppler Filte Х Synthesi **Coherent Cancellation** ALE MONOPOLO

Lo schema del processing interno si presenta come:

Fig.2.1 Diagramma a Blocchi Processing di bordo

Esso può essere spezzato 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 N_{AZ} PRI, dopo il completamento dell'apertura sintetica, dove N_{AZ} è il numero degli impulsi della apertura. Nel primo blocco è eseguita la prima parte della range compression, vale a dire la FFT (Fast Fourier Transform), dopo di che è applicata 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.

2.0.1 Doppler Processing

Il DES, per poter migliorare sia la risoluzione orizzontale in direzione along track che ulteriormente il rapporto segnale-rumore, campionando correttamente gli spettri Doppler, esegue anche un'integrazione coerente in azimuth, detta anche Doppler, sugli echi presenti all'interno di ogni frame.

Per capire in cosa consiste, immaginiamo una piattaforma che si muove lungo una direzione lineare (Along Track Direction, ALT) e irradiante a terra un treno d'impulsi chirp ad intervalli regolari 1/PRF: due bersagli ad una data distanza possono essere risolti solo se essi non sono contemporaneamente all'interno del fascio radar. Di conseguenza, la risoluzione in azimuth è limitata dall'apertura del fascio ϑ_{3dB} ed è data da:

(2.0.1.1)
$$\rho_{ALT} = H\vartheta_{3dB}$$

dove H è la quota della piattaforma. Tale quantità è detta anche Swath (SW) e corrisponde alla zona a terra osservata in azimuth. Essendo in genere:

(2.0.1.2)
$$\vartheta_{3dB} \cong \frac{\lambda}{D}$$

dove D è la dimensione efficace dell'antenna in direzione di azimuth, si ha:

(2.0.1.3)
$$\rho_{ALT} = R \frac{\lambda}{D}$$

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. I radar che hanno tale risoluzione in azimuth si dicono RAR (Real Aperture Radar). Queste limitazioni sono superate con il processing in azimuth.

Infatti, consideriamo $N_{AZ}=N+1$ posizioni equamente spaziate di un radar trasmittente un impulso chirp, come in figura:



Fig.2.2 Geometria di osservazione

ed un bersaglio localizzato al centro della scena e illuminato alle posizioni x_n =nd con n=-N/2,...,0,...,N/2 e d pari a V/PRF dove V è la velocità della piattaforma. Considerando l'ennesimo impulso trasmesso, il segnale backscatterato dal bersaglio e ricevuto dall'antenna all'ennesima posizione ad una distanza R_n è dato da:

$$x(t - \frac{2R_n}{c}) = \exp\left[j\omega(t - \frac{2R_n}{c}) + j\frac{2\pi\alpha}{2}\left(t - \frac{2R_n}{c}\right)^2\right] \Pi\left(\frac{t - 2R_n/c}{T}\right)$$

A valle della compressione in range, si vede che a meno di un fattore di scala, diventa:

(2.0.1.4)
$$x(t, R_n) = \exp\left(-j\frac{4\pi R_n}{\lambda}\right) \sin c \left[B(t - \frac{2R_n}{c})\right]$$

Il termine:

$$\exp\!\left(-j\frac{4\pi R_n}{\lambda}\right)$$

è detto fattore di fase. Detto R_{0}^{17} la minima distanza tra target e radar (closest approach range), e posto s=x_n/V (s è detto tempo di Azimuth o lento), si ha:

(2.0.1.5)
$$R_{n} = \sqrt{R_{0}^{2} + (Vs^{2})} = R_{0}\sqrt{1 + \left(\frac{Vs}{R_{0}}\right)^{2}}$$

ovvero essendo Vs/ $R_0 \ll 1$:

(2.0.1.6)
$$R_{n} = R_{0}\sqrt{1 + \left(\frac{Vs}{R_{0}}\right)^{2}} = R_{0} + \frac{(Vs)^{2}}{2R_{0}}$$

per cui a valle della compressione si ha:

$$x(t,R_n) = \exp\left(j\frac{4\pi R_0}{\lambda} + j\frac{4\pi}{\lambda}\frac{(Vs)^2}{2R_0}\right)\sin c\left[B(t-\frac{2R_n}{c})\right]$$

e tenendo conto che l'antenna ha un certo pattern d'irradiazione (per cui se la piattaforma è molto distante dal bersaglio, essa non lo rileva), di modo che il segnale ricevuto risulta pesato dallo stesso, si ha:

 $^{^{17}}$ R₀ concide con H

$$x(t,s) = A(s)\exp\left(j\frac{4\pi R_0}{\lambda} + j\frac{4\pi}{\lambda}\frac{(Vs)^2}{2R_0}\right)\sin c\left[B(t-\frac{2R_n}{c})\right]$$

dove s varia tra -Ti/2 e Ti/2 dove Ti è detto tempo d'integrazione e misura il tempo per cui il bersaglio resta nell'apertura a 3dB del radar; è dato da:

$$(2.0.1.7) T_i = \frac{SWATH}{V} = \frac{\vartheta_3 R_0}{V}$$

Il segnale che si ottiene valutando l'espressione di sopra per t= $2R_n/c$ (tempo di massimo), funzione solo del tempo di azimuth s:

(2.0.1.8)
$$x_{AZ}(s) = A(s) \exp\left(j\frac{4\pi R_0}{\lambda} + j\frac{4\pi}{\lambda}\frac{(Vs)^2}{2R_0}\right)$$

è detto segnale di azimuth e come si vede è ancora un chirp, cioè un impulso LFM in quanto la sua frequenza istantanea è lineare:

(2.0.1.9)
$$f(s) = \left(\frac{2V^2}{\lambda R_0}\right) s$$

La quantità:

$$(2.0.1.10) f_R = \left(\frac{2V^2}{\lambda R_0}\right)$$

è il chirp rate in azimuth o Doppler rate e osserviamo che esso esiste perché esiste un moto relativo tra target e radar.

La banda di tale chirp in azimuth è:

$$(2.0.1.11) B_D = f_R T_i = \frac{2}{\lambda} V \Theta_{_{3dB}}$$

Tale banda è detta banda in azimuth o banda Doppler.

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, cioè stavolta rispetto ad s, con un filtro adattato (compressione in azimuth) si otterrebbe ancora una volta una sinc d'apertura 1/B_D, ovvero una risoluzione in azimuth ρ_{ALT} o R_{AZ} :

(2.0.1.12)
$$\rho_{ALT} = \frac{V}{B_D} = \frac{\lambda}{2\vartheta_{3dB}} = \frac{D_{ALT}}{2}$$

indipendente dalla distanza radar-bersaglio.

Il rapporto segnale-rumore, a causa di quest'ulteriore compressione, migliora ancora di B_D Ti.

I radar che sintezzizano una banda B_D data dalla (2.0.1.11) si dicono a tecnica SAR (Synthetic Aperture Radar): in sostanza, con tale SAR processing, la risoluzione in azimuth diventa quella di un'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 SNR 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:

(2.0.1.13)
$$N_{AZ} = PRFT_i = PRF \frac{\lambda H}{2R_{AZ}V}$$

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:



Fig.2.3 Geometria di osservazione

per cui il suo diametro¹⁸ sarà dato da:

$$FPD = R_{MARS} (\pi - 2 \arcsin \frac{R_{MARS}}{H + R_{MARS}}) = \begin{cases} 2528 \text{ Km per } H = 250 \text{ Km} \\ 4262 \text{ Km per } H = 800 \text{ Km} \end{cases}$$

pari allo Swath a terra; per cui in tal caso non ha senso definire un ϑ_{3dB} ma solo il ϑ_{MAS} 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 d'integrazione effettivo con la (2.0.1.7) e da qui l'apertura sintetica:

(2.0.1.14)
$$L_s = T_i V$$

e quindi resta selezionata la risoluzione in azimuth mediante la:

¹⁸ Rmars=3393.5 Km

(2.0.1.15)
$$R_{AZ} = \frac{V}{B_D} = \frac{V}{f_R T_i} = \frac{\lambda H}{2L_s}$$

Inoltre, per semplicità di elaborazione, 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 richiesto un'elaborazione interna dei dati abbastanza sofisticata e laboriosa per il computer di bordo; d'altra parte per un radar altimetro ad apertura le risoluzioni tali quali quelle raggiungibili con un'elaborazione bidimensionale esatta sono assolutamente non necessarie; per cui, in tali casi particolari, può essere usato un processing Doppler non focalizzato nel quale in sostanza si impone che le variazioni di fase lungo l'apertura sintetica non superi un valore di $\pi/4$. Quindi, imponendo :

(2.0.1.16)
$$\varphi(s) - \varphi(0) \le \frac{\pi}{4}$$

e ricordando che :

(2.0.1.17)
$$\varphi(s) - \varphi(0) = \frac{4\pi}{\lambda} (R_n - R_0)$$

si ha:

(2.0.1.18)
$$(R_n - R_0) \le \frac{\lambda}{16}$$

Per la (2.0.1.6):

(2.0.1.19)
$$\frac{(vs)^2}{2R_0} \le \frac{\lambda}{16}$$

per cui si ottiene che ora s varia tra $-T_u/2$ e $+T_u/2$ dove T_u (tempo di integrazione unfocused) è dato da:

$$(2.0.1.20) T_{UN} = \frac{1}{V} \sqrt{\frac{H\lambda}{2}}$$

Di conseguenza, l'apertura sintetica non focalizzata è data da:

$$(2.0.1.21) L_{UN} = \sqrt{\frac{H\lambda}{2}}$$

mentre la risoluzione azimutale non focalizzata è pari a:

(2.0.1.22)
$$R_{AZ,UN} = \frac{\lambda H}{2L_{UN}} = \sqrt{\frac{H\lambda}{2}}$$

Quindi, la risoluzione azimutale non focalizzata è proprio eguale alla lunghezza della sua apertura; ciò si traduce in una semplificazione del processing Doppler in quanto, siccome le aperture non si sovrappongono, bisogna processare solo una apertura alla volta. D'altra parte, la risoluzione non focalizzata è non indipendente dalla lunghezza d'onda e distanza, come invece nel caso focalizzato.

In tal caso, la funzione di trasferimento in azimuth risulta finestrata tra $-T_u/2 e + T_u/2$ ed inoltre durante tale intervallo di tempo, essendo la sua variazione di fase minore di $\pi/4$, può essere presa unitaria. Di conseguenza, tenendo conto che s è una variabile discreta (s=nd/V), la convoluzione tra il segnale di azimuth e la funzione di riferimento diventa:

(2.0.1.23)
$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_{AZ}(k) R_N(n-k)$$

dove R_N è l'impulso rettangolare discreto di lunghezza N_{AZ} (numero di impulsi integrati nella apertura non focalizzata).

La (2.0.1.23) è in sostanza una media mobile coerente (equivalente ad un filtraggio passa basso) di lunghezza N_{AZ} . Passando al dominio della frequenza, e tralasciando i termini d'ampiezza, la (2.0.1.23) si riscrive:

(2.0.1.24)
$$X_{AZ}(v)\Phi_{N}(v)$$

dove:

(2.0.1.25)
$$\Phi_N = e^{-j\pi v (N-1)}$$

Per cui ciascun filtro Doppler verrà sintetizzato secondo uno schema del tipo:



Fig.2.4 Sintesi filtro Doppler

Ogni tap dell'eco trasformato nel dominio della frequenza è passato nella struttura ricorsiva rappresentata in figura; essa si spezza in due blocchi a cascata: il primo, operante con una cadenza dettata dalla PRF, in pratica ricostruisce coerentemente lo spettro del segnale in azimuth a partire dagli spettri degli echi delle N_{AZ} PRIs, registrati alle differenti posizioni lungo apertura sintetica, mediante un adder complesso che semplicemente addiziona i campioni senza imporre alcun scostamento di fase ed inoltre ogni X(k), prima di essere addizionato, è moltiplicato per una opportuna funzione di correzione di fase Φ_0 che compensa l'effetto della slope, della velocità radiale ed infine filtra lo spettro sulla banda Doppler desiderata aggiungendo un opportuno offset (sintesi filtro Doppler); il secondo, operante ogni N PRIs, consiste in una semplice moltiplicazione complessa ed in pratica implementa la (2.0.1.24). Inoltre se la sottomodalità operativa prevede il multilooking, si compie un'ulteriore moltiplicazione complessa.

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

(2.0.1.26)
$$R_{Az}^2 \ge R_{AZ,UN}^2 = \frac{\lambda H}{2}$$

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 d'impulsi integrati a tutte le frequenze non sia superiore a 256. I due limiti sono riportati in funzione della quota del satellite in fig. 2.5 e può essere usata per selezionare uno o diversi valori di Raz durante il periodo d'osservazione.



Fig.2.5 Selezione risoluzione in Azimuth

Da tale figura, si può concludere che una risoluzione azimutale di 5000 m può essere ottenuta a quote più basse di 300 Km, una risoluzione di 7000 m può essere ottenuta a quote più basse di 500 Km e una risoluzione di 9000 m può essere ottenuta a tutte le quote.

Il tempo richiesto al satellite per sorvolare un'area della superficie di dimensione uguale alla risoluzione in azimuth è dato da:

(2.0.1.27)
$$T_{\nu} = \frac{R_{Az}}{V}$$

e rappresenta l'intervallo di ripetizione di base del processo di compressione in azimuth (Frame). Comunque, a seconda della quota e frequenza, solo una frazione di questo periodo temporale pari a T_i è usato per il Doppler processing, lasciando del tempo disponibile per altre operazioni (quali come indagini ionosferiche, calibrazione, vedi fig. 1.19). Esso è mostrato insieme agli altri parametri d'interesse nella tabella 2.1:

FREQUENZA	1.8MHz	3 MHz	4 MHz	5 MHz
LUNGHEZZA D'ONDA	166.7 m	100 m	75 m	60 m
Risoluzione non focalizzata	4.56 Km 3.53 Km 3.06 Km		3.06 Km	2.74 Km
Risoluzione selezionata		5	Km	
Lunghezza apertura sintetica	4.16 km 2.5 km 1.85 km		1.5 km	
Intervallo di ripetizione azimuth	1.48 sec			
Tempo di integrazione	1 sec	0.59 sec	0.44 sec	0.36 sec
Tempo di idle (T _V -T _I)	0.48	0.89	1.04	1.12
PRF	130 Hz			
Numero di impulsi integrati	130	76	57	46

Tabella 2.1: Parametri di progetto per H=250 Km (V=4.2 Km/s)

FREQUENZA	1.8 MHz	3 MHz	4 MHz	5 MHz
LUNGHEZZA D'ONDA	166.7 m	100 m	75 m	62.5 m
Risoluzione non focalizzata	8.16 Km 6.32 Km 5.47 Km		5.47 Km	4.89 Km
Risoluzione selezionata		91	Km	
Lunghezza apertura sintetica	7.4 km	4.44 km	3.33 km	2.67 km
Intervallo di ripetizione azimuth	2.96 sec			
Tempo di integrazione	1.95 sec	1.17 sec	0.88 sec	0.70 sec
Tempo di idle (T_V-T_I)	1.01	1.79	2.08	2.26
PRF		130) Hz	
Numero di impulsi integrati	254	151	113	91

Tabella 2.2: Parametri di progetto per H=800 Km (V=3.8 Km/s)

Facciamo notare che un tempo totale di idle di 1.5-3 secondi (a seconda della quota) sarà disponibile ad ogni passo di campionamento durante le nominali operazioni di indagine. Quindi, come si vede, 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 in azimuth di base e tutti gli impulsi ricevuti all'interno di tale intervallo (Frame) sono elaborati per produrre un singolo profilo d'eco corrispondente ad una sola zona in azimuth.

2.0.2 RANGE PROCESSING

La compressione in range è eseguita per i motivi detti sopra su ogni impulso mediante un filtraggio adattato, con l'aggiunta dell'utilizzo di tecniche adattive per aggiornare la funzione di trasferimento del filtro adattato ad ogni frame allo scopo di correggere le distorsioni di fase tempo-variabili 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.

Tale tecniche adattive saranno a lungo discusse nel terzo capitolo.

La compressione in range permette di ottenere una risoluzione verticale teorica di 150 metri nel vuoto:

(2.0.2.1)
$$\rho_{ACT} = \frac{c}{2B} = 150 \ m$$

a cui ne corrisponde una verticale nella crosta data da:

$$\rho_{ACT} = \frac{c}{2B\sqrt{\varepsilon_r}} = 50 - 100 \ m$$

Per quanto riguarda quell'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 di diametro:

$$(2.0.2.2) \quad D_{PL} = 2\sqrt{2\rho_{ACT}H}$$

centrata sul nadir, sussistente per tutti gli istanti:

$$\frac{2H}{c} \le t \le \frac{2H}{c} + \frac{2\rho_{ACT}}{c}$$

detto cerchio pulse-limited. Esso da origine al bordo d'attacco dell'eco di ritorno e stabilisce la risoluzione orizzontale del radar altimetro.



Invece, 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 finche la corona non si espande talmente da uscire fuori dal fascio radar.

Il diametro (2.0.2.2) è detto diametro pulse-limited ed è pari alla risoluzione orizzontale al nadir in range del radar altimetro. Risulta quindi:

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

2.0.3 MULTILOOKING PROCESSING

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



Fig. 2.7 Geometria Multi 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 d'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".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, 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.

2.04 COMPRESSIONE DEI DATI

Dopo il completamento del processing di bordo, per ridurre convenientemente la mole di dati da trasmettere a terra, gli echi radar digitalizzati possono essere convertiti dall'essere numeri reali a 32 bit a numeri interi a 8 bit, estraendo e immagazzinando l'esponente del campione con il valore assoluto più alto e normalizzando l'intero eco per quel esponente. Poiché la mantissa di un numero reale a 32 bit è 23 bit lunga, invece degli 8 disponibili nella rappresentazione a 8 bit, chiaramente la compressione dei dati causa una perdita di precisione: questa comunque è stimata essere trascurabile.

2.1 TABELLA DEI PARAMETRI E TABELLA DELLA SEQUENZA DELLE OPERAZIONI

Lo strumento è comandato per mezzo di due tabelle: la tabella della sequenza delle operazioni (OST) e la tabella dei parametri (PT), entrambe caricate nella memoria

dello strumento.La OST contiene i comandi che specificano la selezione delle modalità operative e i dettagli per ciascuna di loro, come la loro durata per l'orbita corrente. I contenuti della OST sono preparati a terra e sono basati sulle decisioni nel merito di quale configurazione d'antenna (dipolo solo o dipolo e monopolo), frequenza e durata della modalità impiegare in una determinata parte dell'orbita. In aggiunta la OST contiene i necessari parametri per eseguire l'indagine ionosferica passiva (PIS), informazioni sulla potenza trasmessa, eccetera.

La seguente tabella contiene una breve descrizioni dei campi della OST:

CAMPO OST	Numero di bits	Posizione dei bits	Descrizione
Pad	8	1-8	Non signifivativo
Durata della modalità	24	9-32	Durata della modalità espresso in PRI
Pad	2	33-34	Non signifivativo
Selezione della	4	35-38	Modalità Scientifiche: ACT. IONO (7), SS1(8), SS2 (9), SS3
Modalità			(10), SS4(11), SS5 (12)
Configurazione DCG	4	39-42	Configurazione del DGC
			xxyy: xx si riferisce alla prima banda trasmessa, yy alla
			seconda se sono usate due frequenze.
			xx (or yy) = 00 -> B1; xx (or yy) = 01 -> B2
			xx (or yy) = 10 -> B3; xx (or yy) = 11 -> B4
Selezione Banda PI-1	3	43-45	selezione della banda per l'acquisizione del PIS
			nei primi 5 PRIs del PIS slot
			PI-I = 000 -> B0;
			PI-I = 00I -> BI;
			PI-I = 010 -> D2 DI = 0.11 -> D2.
			PI-I = 0II -> DS, DI I = 100 -> RA
DI 2 Band Selection	3	46-48	selezione della handa per l'acquisizione del PIS
FI-2 Dallu Scieuton	5	40-40	nei secondi 5 PRIs del PIS slot (vedi sonra)
DIM DV	<u> </u>	40	
PIM_KX		49	$PIM_RX = 0 \Rightarrow PIS$ data dal dipolo
Ref_Alg_Sel	2	50-51	$Ref_Alg_Sel = 0 \rightarrow Nel TRK$ usa la funzione di riferimento di
			default
			Ref_Alg_Sel = 1 -> Nel TRK usa il metodo del contrasto
			Per valutare la funzione di riferimento di default
			Ref_Alg_Sel = 10 -> Nel TRK usa ll metodo FSR
		52.52	
LOL Logic MF	2	52-53	Xy: X si riferisce alla prima banda trasmessa, y alla seconda
Preset Tracking	1	54	$PT = 0 \rightarrow operazione acquisition/tracking$
			$PT = 1 \rightarrow operazione preset tracking$
F_NPM Address	2	55-56	Banda del Noise Power Measurament durante ACQ
			$f_NPM = 00 -> B1$
			$f_NPM = 01 -> B2$
			$f_NPM = 10 -> B3$
			$f_NPM = 11 -> B4$

Se la OST è usata per definire una successione di differenti modalità operative, la tabella dei parametri specifica i valori che si applicano a tutte le modalità operative e al funzionamento generale dello strumento. Essa contiene, in sostanza, tutti i parametri necessari per le operazioni di MARSIS e le elaborazioni a bordo ed è una tabella permanente conservata in memoria, in contrasto con l'OST che è aggiornata per ogni orbita.

2.2 CANCELLAZIONE COERENTE DEL CLUTTER SUPERFICIALE

Quando l'investigazione sottosuperficiale avviene sopra aree ruvide della crosta marziana (slope rms>2°-3°), la detection dynamic sarà fortemente limitata dal clutter superficiale: infatti, a causa della geometria orbitale di indagine e dell'assai estesa apertura del fascio radar, gli echi scatterati dalla superficie provenienti da zone off nadir saranno ricevuti allo stesso tempo degli echi sottosuperficiali provenienti dal nadir e quindi saranno sovrapposti ai primi. Allora, in caso di superficie rugosa, può succedere che tali echi superficiali nascondano i deboli profili sottosuperficiali per cui la rilevazione delle discontinuità nella crosta risulti impossibile; d'altra parte, nel caso di superficie abbastanza levigata, il problema è limitato in quanto più la superficie è liscia più rapidamente decadono i ritorni off nadir superficiali secondo la nota legge angolare di backscattering; in tal caso la rilevazione degli echi sottosuperficiali sarà limitata solo dal rumore del sistema.

Quindi, per radar sounders orbitali, il clutter superficiale è un fattore limitante per la profondità di penetrazione, per cui esso deve essere rimosso per mezzo di tecniche dedicate. A proposito diciamo che sono tre le tecniche previste per incrementare le prestazioni di rilevazione rispetto al clutter superficiale su regioni ruvide e incrementare così la profondità di penetrazione:

• Filtraggio Doppler degli echi superficiali off nadir di along track

- Cancellazione, mediante l'uso di una doppia antenna, degli echi off nadir di across track
- Cancellazione, mediante la trasmissione di due frequenze, degli echi off nadir di across track

2.2.1 FILTRAGGIO DOPPLER DEL CLUTTER SUPERFICIALE

La prima tecnica è una diretta conseguenza del processing d'azimuth ad apertura sintetica eseguita dal computer di bordo per affinare la risoluzione along track e incrementare la soppressione del rumore.

La tipica geometria d'osservazione in along track è mostrata in Fig. 2.8: come già detto, il ritorno sottosuperficiale ad ogni range bin sarà sovrapposto coi ritorni clutter dalle riflessioni laterali superficiali; tuttavia questi, man mano che ci allontaniamo dal nadir, saranno caratterizzati da uno scostamento Doppler sempre maggiore. Per cui, durante il Doppler processing, campionando lo spettro Doppler con un'opportuna PRF e applicando un filtro passa basso in ogni range cell, così da tagliare via i contributi ad alta frequenza, sarà possibile separare in along track i ritorni sottosuperficiali al nadir, che hanno uno scostamento Doppler zero, dai ritorni superficiali off nadir, che hanno un alto scostamento Doppler e saranno come tali dislocati all'estremità dello spettro Doppler.



Fig. 2.8 Geometria di indagine Along Track

L'area scatterante al nadir (in una regione a scattering incoerente dove la riduzione del clutter è significativa), considerando l'uscita del solo filtro Doppler centrale e assumendo che l'ampiezza spaziale del filtro sia K è data da:

(2.2.1.1)
$$2K\sqrt{2H\rho}$$

dove ρ è la risoluzione verticale. L'area superficiale scatterante off nadir corrispondente allo scattering sottosuperficiale proveniente dalla profondità z è anche ridotta dal filtraggio Doppler:

(2.2.1.2)
$$2K\sqrt{2H\rho}\left(\sqrt{\frac{z}{\rho}} - \sqrt{\frac{z}{\rho}} - 1\right)$$

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

$$IF(z) = \frac{1}{\sqrt{\frac{z}{\rho} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{\rho}{z}}\right)}}$$

Come chiaramente si vede dalla figura 2.9 con questa tecnica si può ottenere un miglioramento nella riduzione del clutter superficiale fino a 10-15 dB a diversi chilometri di profondità.



2.2.2 RIDUZIONE DEL CLUTTER TRAMITE LA DOPPIA ANTENNA

La geometria d'indagine across track di Marsis è rappresentata in Fig. 2.10:



Fig. 2.10: Geometria di indagine Across Track

Il principale problema da affrontare in tale modalità operativa è dato dal fatto che, operando con la sola antenna dipolo, gli echi di superficie off nadir indesiderati provenienti dalle zone indicate con A e B in figura (across track direction) arrivano al nadir sovrapposte con l'eco nadirale desiderato proveniente dalla discontinuità sottosuperficiale (punto C in figura).Tali echi ricevuti da zone off nadir in direzione across track non sono soggetti allo scostamento Doppler e non possono essere eliminati con la tecnica precedente.

Comunque, considerando l'orbita scelta (250 < H(Km) < 800) e la massima profondità attesa di C, si vede come l'angolo di off-nadir θ :

(2.2.2.1)
$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{1}{1 + \sqrt{\varepsilon_R} \frac{d}{H}} \right]$$

dove d è la profondità di penetrazione corrispondente alle zone A e B, e ε_R è la parte reale della costante dielettrica (relativa) del mezzo sottosuperficiale, sia compresa nel range che va da 10° a 16°, così bisogna aspettarsi che gli echi provenienti da A e B siano molto forti rispetto a quello proveniente da C.

Una possibile soluzione a questo problema è basata sull'uso di due antenne formanti differenti patterns: la prima, antenna dipolo, usata per la trasmissione e ricezione, ha

il suo massimo guadagno $G_1(\theta)$ in una direzione ortogonale a quella di volo (nadir); la seconda, antenna monopolo, usata solo in ricezione, ha un guadagno $G_2(\theta)$ uguale a zero nella direzione immediatamente sotto il satellite (nadir) in modo da ricevere solo i ritorni superficiali off nadir across track che possono essere sottratti ai primi.

2.2.2.1 CASO PATTERN DI ANTENNA PERFETTAMENTE NOTO

Consideriamo prima il caso ideale in cui il pattern d'antenna sia perfettamente noto. Facendo riferimento alla figura 2.10 il segnale (Volt) ricevuto rispettivamente dai canali 1 e 2 sarà dato da :

(2.2.2.2)
$$\begin{cases} V_1 = V_{A,1} + V_{B,1} + V_{C,1} + V_{n,1} \\ V_2 = V_{A,2} + V_{B,2} + V_{n,2} \end{cases}$$

dove i pedici identificano gli echi provenienti dalle differenti zone (A, B e C) e ricevuti dai due canali (1 e 2) e il rumore termico (n) generato nei due canali. Lo schema di cancellazione, rappresentato in figura 2.14, non è nient'altro che una sottrazione coerente, eseguita dopo aver corretto lo squilibrio tra i guadagni d'antenna dei due canali, ottenendo:

(2.2.2.3)
$$V_{TOT} = V_1 - V_2 \sqrt{\frac{G_1(\theta)}{G_2(\theta)}}$$



e ponendo a,b, c rispettivamente come :

(2.2.2.4)
$$a = \left(\frac{P_t G_1(\theta) \lambda^2}{(4\pi)^3 (H + d\sqrt{\epsilon})^4} \sigma_A\right)^{1/2}$$

(2.2.2.5)
$$b = \left(\frac{P_t G_1(\theta) \lambda^2}{(4\pi)^3 (H + d\sqrt{\epsilon})^4} \sigma_B\right)^{1/2}$$

(2.2.2.6)
$$c = \left(\frac{P_t G_1(0) \lambda^2}{(4\pi)^3 (H + d\sqrt{\epsilon})^4} \sigma_C\right)^{1/2}$$

dove P_t è la potenza di picco trasmessa e σ_A , σ_B , e σ_C sono le cross sections dei punti A,B, e C e assumendo totalmente correlati gli echi di ritorno dalle due antenne, si può scrivere :

$$V_{TOT} = (a+b)\sqrt{G_1(\theta)} + c\sqrt{G_1(0)} + V_{n,1} - \left[(a+b)\sqrt{G_2(\theta)} + V_{n,2}\right] \sqrt{\frac{G_1(\theta)}{G_2(\theta)}}$$

e infine:

(2.2.2.7)
$$V_{TOT} = c\sqrt{G_1(0)} + V_{n,1} - V_{n,2}\sqrt{\frac{G_1(\theta)}{G_2(\theta)}}$$

La potenza media può essere valutata come:

$$(2.2.2.8) \qquad P_m = < V_{TOT}^2 >$$

e assumendo i contributi di V_{TOT} come statisticamente indipendenti, si ottiene :

(2.2.2.9)
$$P_{m} = \frac{P_{t}G_{1}^{2}(0)\lambda^{2}}{(4\pi)^{3}(H + d\sqrt{\varepsilon})^{4}}\sigma_{c} + N_{1} + N_{2}\frac{G_{1}(\theta)}{G_{2}(\theta)}$$

cosicché è possibile notare come gli echi superficiali di off nadir siano stati completamente cancellati dalla sottrazione, cosa che implica un fattore di miglioramento infinito. Tuttavia tale tecnica è efficace nelle seguenti assunzioni:

- § i pattern di antenna $G_1(\theta)$ e $G_2(\theta)$ siano perfettamente noti
- § il nullo del pattern del monopolo punti esattamente verso il nadir in entrambe le direzioni di along track e across track
- § i canali delle due antenne abbiano la stessa funzione di trasferimento in ampiezza/fase (canali adattati in fase e perfettamente bilanciati in ampiezza)

A causa della impossibilità di un perfetto rispetto di tali assunzioni, il fattore di miglioramento sarà in realtà finito.

2.2.3 RIDUZIONE DEL CLUTTER MEDIANTE LA TRASMISSIONE DI DUE FREQUENZE

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 può 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. Di conseguenza, se i segnali raccolti ad entrambe vengono sottratti, il contributo le frequenze superficiale è significativamente ridotto mentre quello sottosuperficiale resta invariato e viene separato dai primi. Lo schema di funzionamento della tecnica è rappresentato in fig. 2.11



Fig. 2.11 Schema di cancellazione a doppia frequenza

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

(2.2.3.1)
$$\begin{cases} V_1^2 = I_1^2 + Q_1^2 \\ V_2^2 = I_2^2 + Q_2^2 \end{cases}$$

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

$$\begin{cases} < |V_1|^2 > = < I_1^2 > + < Q_1^2 > = \sigma_1^2 = P_{SS} + P_{S1} \\ < |V_2|^2 > = < I_2^2 > + < Q_2^2 > = \sigma_2^2 = P_{SS} e^{-2\alpha\Delta f} + P_{S2} \end{cases}$$

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

La total power sul canale di frequenza più basso (f_1) è data da:

$$(2.2.3.3) < |V_1|^4 >= 2\sigma_1^4 = 2(P_{SS} + P_{S1})^2$$

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

(2.2.3.4)
$$\frac{S}{C}\Big|_{V_1^2} = \frac{P_{SS}^2}{P_{S1}(2P_{SS} + P_{S1})}$$

Consideriamo ora il segnale w ottenuto sottraendo le tensioni square-detected alle due frequenze e mediando N indipendenti Looks:

(2.2.3.5)
$$w = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \left| V_{1,i} \right|^2 - \left| V_{2,i} \right|^2$$

La potenza media di w può essere espressa dalla seguente:

$$(2.2.3.6) \qquad < w^{2} >= \frac{1}{N^{2}} \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} < \left(V_{1,i} \right)^{2} - \left| V_{2,i} \right|^{2} \left(V_{1,j} \right)^{2} - \left| V_{2,j} \right|^{2} \right) >$$

Sviluppando la (2.1.3.6) e assumendo che i segnali alle due frequenze siano completamente decorrelati, può essere trovata la seguente espressione :

(2.2.3.7)
$$< w^2 >= (\sigma_1^2 - \sigma_2^2)^2 + \frac{1}{N}(\sigma_1^4 + \sigma_2^4)$$

Sostituendo le (2.1.3.2) nella (2.1.3.7), abbiamo :

$$< w^{2} >= \left[P_{SS} \left(1 - e^{-2\alpha \Delta f} \right) + P_{S1} - P_{S2} \right]^{2} + \frac{1}{N} \left[\left(P_{SS} + P_{S1} \right)^{2} + \left(P_{SS} e^{-2\alpha \Delta f} + P_{S2} \right)^{2} \right]$$

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

$$(2.2.3.8)$$

$$< w^{2} >= \left[P_{SS} + P_{S1} - P_{S2}\right]^{2} + \frac{1}{N} \left[\left(P_{SS} + P_{S1}\right)^{2} + P_{S2}^{2} \right] =$$

$$= P_{SS}^{2} \left(1 + \frac{1}{N} \right) + \left(P_{S1} - P_{S2}\right)^{2} + 2P_{SS} \left(P_{S1} \left(1 + \frac{1}{N} \right) - P_{S2} \right) + \frac{1}{N} \left(P_{S1}^{2} + P_{S2}^{2} \right)$$

E' facile vedere dalla (2.2.3.8) come per $N \rightarrow \infty$ e assumendo $P_{S1}=P_{S2}$ (vale a dire 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 (S/C) dopo la tecnica di cancellazione a doppia frequenza può essere espresso dal seguente:

(2.2.3.9)
$$\frac{S}{C}\Big|_{w} = \frac{P_{SS}^{2}\left(1+\frac{1}{N}\right)}{\left(P_{S1}-P_{S2}\right)^{2}+2P_{SS}\left(P_{S1}\left(1+\frac{1}{N}\right)-P_{S2}\right)+\frac{1}{N}\left(P_{S1}^{2}+P_{S2}^{2}\right)}$$

Facciamo 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 di inter modulazione delle total powers di sottosuperficie e superficie, dovuto alla non linearità della tecnica; infine, l'ultimo termine rappresenta il contributo di speckle residuo alle due frequenze che si aggiunge essendo incorrelate.

Facendo il rapporto tra la (2.2.3.4) e la (2.2.3.9), si può ottenere il fattore di miglioramento della tecnica di cancellazione a doppia frequenza:

$$IF = \frac{\left(1 + \frac{1}{N}\right)\left(2\frac{P_{SS}}{P_{S1}} + 1\right)}{\left(1 - \frac{P_{S2}}{P_{S1}}\right)^{2} + 2\frac{P_{SS}}{P_{S1}}\left(\left(1 + \frac{1}{N}\right) - \frac{P_{S2}}{P_{S1}}\right) + \frac{1}{N}\left(1 + \frac{P_{S2}^{2}}{P_{S1}^{2}}\right)} = \frac{\left(1 + \frac{1}{N}\right)\left(2SCR + 1\right)}{\left(1 - \delta\right)^{2} + 2SCR\left(\left(1 + \frac{1}{N}\right) - \delta\right) + \frac{1}{N}\left(1 + \delta^{2}\right)}$$

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

Nel caso speciale che lo scattering è indipendente dalla frequenza o la dipendenza è nota, si può assumere δ =1 e IF risulta limitato solo dai contributi speckle :

(2.2.3.10)
$$IF|_{\delta=1} = \frac{N}{2} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \left(\frac{1 + 2SCR}{1 + SCR} \right) = \frac{N+1}{2} \left(\frac{1 + 2SCR}{1 + SCR} \right)$$

Il termine in parentesi che coinvolge SCR (dovuto all'inter modulazione) influenza molto leggermente l'andamento complessivo di IF, variando da uno a due quando SCR va da 0 a infinito (vedi fig. 2.17). Per i tipici bassi valori di SCR prima della cancellazione tale termine in parentesi si riduce ad uno, per cui l'espressione finale di IF è data da:



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

(2.2.3.11)
$$IF = \frac{\left(1 + \frac{1}{N}\right)}{\left(1 - \delta\right)^2 + \frac{1}{N}\left(1 + \delta^2\right)} = \frac{N + 1}{N\left(1 - \delta\right)^2 + \left(1 + \delta^2\right)}$$

La figura 2.16 mostra IF come funzione del numero di looks per vari valori di δ ; quando δ =1, IF è limitato solo dallo speckle e cresce linearmente col numero di looks. Comunque, per i più bassi valori di δ , IF tende asintoticamente a 1/(1- δ^2) come si vede facilmente in figura:



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

CAPITOLO III

RADAR MARSIS: Algoritmi di Post-Processing e Calibrazione

3.0 INTRODUZIONE E LIVELLO 1B PROCESSING

Presentiamo in questo capitolo gli algoritmi che permettono l'analisi di postprocessing nonché la calibrazione dello strumento. Gli algoritmi di processing saranno suddivisi a seconda del livello dei dati che stanno elaborando. A riguardo, diciamo che si distinguono tre tipologie di dati:

- Ø Livello 1B o EDRs (Experiment Data Records)
- Ø Livello 2 o RDRs (Reduced Data Records)
- Ø Livello 3 o DDRs (Derivated Data Records)

Il livello 1B è la principale fonte di input per il livello 2. Esso contiene, nello standard PDS¹⁹, tutti i dati prodotti dallo strumento Marsis (dati sottosuperficiali, dati di indagine ionosferica attiva e passiva,...) ricostruiti a partire dalla telemetria scientifica (Livello 1A o dati grezzi), e correlati da informazioni aggiuntive (chiamati dati ausiliari o ancillari) necessarie a referenziare correttamente le osservazioni nello spazio e tempo nonché a ottimizzare le successive elaborazioni.

¹⁹ Lo standard PDS (Planetary Data System) è usato come standard di archiviazione dei dati scientifici per le missioni interplanetarie della NASA ed ESA

Inoltre, il livello 1B contiene altre telemetrie, stavolta del satellite, che possono essere sempre significative per la calibrazione e il processing a terra, come la posizione del satellite, la velocità radiale e tangenziale, la quota, assetto,..., ma che non possono essere derivate dai soli dati Marsis. Tali dati vanno sotto il nome di dati geometrici.

Nel processing di livello 1B i dati della telemetria, ancora nella forma di pacchetti frame di trasferimento organizzati per contatti, vengono puliti, unificati e ordinati nel tempo. Questo significa che ad esempio essi vengono editati per rimuovere le duplicazioni o allungati con zeri per i pacchetti mancanti e organizzati per orbite; all'interno di ciascuna orbita poi i dati sono classificati per modalità e stato operativo e tipologia di dati: nessun altro tipo di processing è applicato ai dati. Infatti una delle finalità del processing di livello 1B è quello di alterare e manipolare i dati il meno possibili per evitare rischi di introdurre errori ma nello stesso tempo includendo tutte le necessarie informazioni da tutte le fonti significative. Infine i dati sono già in una forma scientificamente utile, vale a dire si presentano in genere come spettri individuali; questi dati però sono ancora non calibrati.

Il Tool in grado di convertire i dati dal livello 1A a livello 1B è detto Deformatting & Level 1B Tool.

3.1 LIVELLO 2 PROCESSING

Il processing di livello 2 può essere schematizzato nei seguenti passi:

- Decompressione dei dati
- Compensazione della distorsione di fase ionosferica
- Compressione in range
- Calibrazione
- Correzione AGC
- MultiLooking

i quali sono raffigurati in sequenza nello schema a blocchi di fig. 3.1:



3.1.1 DECOMPRESSIONE DEI DATI

Prima di tutto, il processore di livello 2 convertirà il formato dati a 8 bit del livello 1B in un formato dati a 32 bit floating point (generazione livello 1B equivalente).

A riguardo, ricordiamo che la compressione dei dati a bordo è eseguita estraendo innanzi tutto l'esponente più alto nel vettore numerico dei numeri reali contenenti l'eco. Tale esponente è riportato con precisione a 8 bit nei dati ausiliari che accompagnano il frame a cui l'eco appartiene.

Poi tutto il vettore è normalizzato rispetto a tale esponente traslando a destra i bits della mantissa di ogni campione reale per un numero di posizione uguale alla differenza tra l'esponente del campione e il massimo esponente: questo causa una perdita dei bits più a destra della mantissa del campione, in quanto solo i primi otto bits che restano dopo la traslazione sono immagazzinati per essere trasmessi a terra.

La decompressione avviene estraendo dai dati ausiliari il valore dell'esponente mentre il valore della mantissa è estratto dai dati scientifici e poi ricostruendo il numero come mostrato in figura 3.2:



3.1.2 COMPENSAZIONE DELLA DISTORSIONE DI FASE IONOSFERICA

E' noto che il profilo di densità elettronica e quindi della frequenza di plasma al crescere della quota sale rapidamente fino ad un ben definito massimo localizzato ad una quota di circa 100-150 Km e poi decade dolcemente appena la quota cresce.
Tale valore della massima frequenza di plasma $f_{p,max}$ è funzione della densità del flusso solare così come dell'angolo di zenit solare (SZA), che è determinato dalle condizioni di illuminazione (giorno/notte); per cui di giorno $f_{p,max}$ può essere alto fino a 3-4 MHz mentre di notte il valore massimo di $f_{p,max}$ dovrebbe essere di circa 0.8-1 MHz.

D'altra parte, per massimizzare le capacità penetrative, MARSIS deve operare alla più bassa frequenza possibile per cui la frequenze portanti trasmesse saranno assai prossime all'attesa $f_{p,max}$.

Questo comporterà una generalmente elevata distorsione di fase lungo lo spettro degli impulsi ricevuti; tale distorsione di fase dovuta alla Ionosfera, se non compensata, a sua volta produrrà un ritardo, un incremento dei lobi laterali (dopo il filtro adattato), una dispersione della forma dell'onda trasmessa e di conseguenza una inaccettabile perdita di SNR.

Vogliamo in tale paragrafo render conto delle tecniche in grado di stimare lo spettro a fase distorta del segnale ricevuto, affinché sia possibile eseguire un filtraggio adattato degli echi radar in presenza delle distorsioni di fase lungo la banda del segnale

3.1.2.1 MODELLI IONOSFERICI

Per caratterizzare l'andamento della frequenza di plasma in funzione dell'altezza e quantificare la quantità di distorsione indotta dalla propagazione ionosferica, può essere usato il cosiddetto modello "gamma", per cui:

(3.1.2.1)
$$f_p(z) = f_{p,\max} \frac{z - h_0}{b} e^{1 - \frac{z - h_0}{b}} \delta_{-1}(z - h_0)$$

dove b è un fattore di forma, h_0 è la quota di inizio dello strato di Ionosfera a partire dalla superficie di Marte (in genere pari a circa 120 Km) e δ_{-1} è la funzione gradino. Secondo tale modello la frequenza di plasma è nulla per z< h_0 cresce rapidamente fino

al suo massimo valore $f_{p,max}$, che è ottenuto per $z_{max}=h_0+b$ e poi tende a zero dolcemente al crescere di z.

Un adeguato range di variabilità del parametro b è dato da: 20 Km<b<50 Km.

Infine la $f_{p,max}$, che è una funzione di SZA e del flusso solare, può essere ottenuta di giorno mediante la seguente equazione:

(3.1.2.2)
$$\begin{cases} f_{p.\max} = 8.980 \cdot 10^{-3} \sqrt{n_{e,\max}} & [MHz] \\ n_{e,\max} = (1.55 \cdot 10^5) \cdot \exp(0.36 \cdot \ln(\frac{F}{100})) \cdot (\cos(SZA))^{0.57} & [el/cm^3] \end{cases}$$

dove F è la densità del flusso solare il cui valore medio può essere assunto pari a 100ev/m^3 mentre di notte $f_{p,max}$ è assunta costante e pari a 0.8 MHz.

Quindi il limite inferiore, nella scelta della frequenza portante, per limitare l'errore di fase residuo, è dato da:

(3.1.2.3)
$$f_0 \ge f_{p,\max} + \frac{f_{p,\max}}{3}$$

Con questi dati, si derivano le figure 3.3:



Fig. 3.3 Andamento frequenza di plasma con la quota e andamento massima frequenza di plasma con SZA

3.1.2.2 EFFETTI DELLA PROPAGAZIONE IN IONOSFERA

La Ionosfera influenza le operazioni di MARSIS in tre differenti modi:

- 1) Dispersione dell'onda radio
- 2) Attenuazione dell'onda radio
- 3) Rotazione di Faraday

La dispersione, se non compensata, incide sulla risoluzione verticale del radar per colpa dell'allargamento dell'impulso radar compresso e sollevamento dei lobi laterali. Tali effetti sono funzione della densità elettronica ionosferica e della forma del suo profilo. In aggiunta alla dispersione, la ionosfera attenuerà anche l'onda radio: il livello d'attenuazione dipende dalla densità elettronica n_e della Ionosfera, dalla forma del suo profilo e dalla frequenza v di collisione elettronica-neutrale. Il livello d'attenuazione in dB per unità di frequenza e altezza dello strato può essere espresso come:

(3.1.2.4)
$$A(h, f) = 4.61 \cdot 10^4 \frac{v(h)}{(2\pi f)^2 + (v(h))^2} n_e(h) \qquad \left[\frac{dB}{Km} / \frac{el}{cm^{-3}} \right]$$

Ma, assumendo un modello analitico per la frequenza di collisione del tipo:

$$v(h) \cong 10^{\frac{195-h(Km)}{17}} [s^{-1}]$$

h=100 Km $v(h)=10^{5.6}$

per cui essendo anche $(2\pi f)^2 >> (v(h))^2$ e ricordando che f_p=8980 $\sqrt{n_e}$ [Hz]:

(3.1.2.5)
$$A(h, f) \cong 4.8 \frac{f_p^2(h)}{f^2}$$

Assumendo un $\Delta h=20$ Km, allora:

$$\alpha\Big|_{dB} = A(h, f) \cdot \Delta h \cong \frac{4.8}{f^2} \left(\frac{f_{p \max}}{2}\right)^2 20 = 24 \frac{f_{p \max}^2}{f^2}$$



In conclusione:

(3.1.2.6)
$$A_{ion} = \frac{1}{B} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} 10^{2.4 \left(\frac{f_{pmax}^2}{f^3}\right)} df$$

Il terzo meccanismo che interviene nella distorsione ionosferica è la rotazione di Faraday.

Infatti durante propagazione di un'onda EM polarizzata linearmente attraverso la Ionosfera avente un certo campo magnetico B, può verificarsi a causa della interazione col campo B la rotazione della direzione di polarizzazione dell'onda stessa (effetto Faraday) di un angolo fortemente dipendente dal campo magnetico normale e dalla densità locale elettronica. Esso può espresso in radianti da:

(3.1.2.7)
$$\Psi = 2.36 \cdot 10^4 \frac{1}{f^2} \int_{h_0}^{h} n_e(z) B_n \cos\theta \sec\phi \, dz$$

dove l'integrale è calcolato lungo la direzione di propagazione, B_n è la componente normale del campo magnetico, θ è l'angolo tra B_n e il versore k dell'onda e ϕ quello tra la verticale e il vettore k.

Notando che per MARSIS $\theta = \varphi = 0$ (radar a puntamento nadirale) e assumendo che B_n possa essere sostituito dal suo valor medio $\langle B_n \rangle$ (avremo così una stima conservativa della rotazione), la rotazione di Faraday è data da:

(3.1.2.8)
$$\Psi = 2.36 \cdot 10^4 \frac{\langle B_n \rangle}{f^2} \int_{h_0}^{h} n_e(z) dz \cong 2.36 \cdot 10^4 \frac{\langle B_n \rangle}{f^2} n_{e,\max} \Delta h$$

dove l'integrale di n_e lungo lo strato (contenuto elettronico totale) è stato sostituito col valore massimo del contenuto elettronico (ipotesi accettabile per b=20 Km).



In base alle misure fornite dal MGS (Mars Global Surveyor) si nota come l'intensità del campo magnetico normale di Marte sia minore di 5 nT per l'80% della superficie del pianeta ma in alcune zone può essere maggiore di 200 nT. Inoltre i valori di MGS sono validi fino a 400 Km dalla superficie mentre ci si aspetta che tra 50 e 300 Km esso possa assumere i suoi valori massimi, anche superiori a 200 nT. Comunque, si è assunto il valore di 200 nT come valore massimo conservativo del campo magnetico. A questo punto ricordando che l'attenuazione in dB dovuta alla rotazione di Faraday di andata e ritorno del segnale è:



l'attenuazione totale (Ionosfera e campo magnetico) è data da:

(3.1.2.10)
$$A_{ion,TOT} = \frac{1}{B} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} 10^{\frac{1}{10} \left[24 \left(\frac{f_{pmax}}{f^2} \right) + A_{FAR,DB} \right]} df$$

3.1.2.3 VALUTAZIONE DELLA DISTORSIONE DI FASE

E' noto che lo scostamento extra di fase rispetto alla propagazione in spazio libero che un impulso subisce a causa di uno strato di plasma spesso L=h-h₀ dipende dal profilo della frequenza di plasma f_p incontrato e può essere espresso in funzione della frequenza f come:

(3.1.2.11)
$$\Delta \phi_{gamma}(f) = \frac{4\pi}{c} f \int_{h_0}^{h} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{f_p(z)}{f}\right)^2} - 1 \right] dz$$

cosicché la procedura di compensazione ionosferica richiederebbe la stima di b e $f_{p,max}$ e l'integrazione del profilo ionosferico.

Tuttavia, per semplificare la complessità della stima e tenendo conto che i termini di distorsione di fase possono cambiare significativamente nello spazio e tempo, per cui la distorsione non può essere stimata sulla base di una osservazione a lungo periodo ma in un intervallo che varia da 1 a 2 secondi, vale a dire una volta per ogni apertura sintetica, allora la (3.1.2.11), assumendo f_p costante nell'intervallo di apertura sintetica, può essere riscritta come:

(3.1.2.12)
$$\Delta \phi_{EQ}(f, \tau_0) = 2\pi \tau_0 \left(\sqrt{f^2 - f_{p,eq}^2} - f \right)$$

dove τ_0 è $2L_{eq}/c$ dove L_{eq} è lo spessore dello strato ionosferico equivalente. La (3.1.2.12) esprime il cosiddetto "modello equivalente a singolo parametro" o "modello uniforme" in quanto ora la procedura di compensazione richiede di stimare solo $f_{p,eq}$.

Infatti, si può introdurre una versione monodimensionale del modello equivalente se si ritiene che lo spessore equivalente ionosferico sia fissato ad un valore medio $L_{eq}=L_m=80 \text{ Km} (\tau_0=533 \text{ } \mu \text{s});$

Detto questo, si può scrivere:

(3.1.2.13)
$$\Delta \phi_{EQ}(f) = 2\pi \tau_0 \left(\sqrt{f^2 - f_{p,eq}^2} - f \right) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (f - f_0)^n$$

dove f_0 è la frequenza portante. Ai fini del soddisfacimento dei requisiti imposti sui lobi laterali, è sufficiente un'analisi troncata al quarto ordine (modello ridotto), ovvero:

$$\Delta \phi_{EQ_{RID}}(f) \cong a_0 + a_1(f - f_0) + a_2(f - f_0)^2 + a_3(f - f_0)^3 + a_4(f - f_0)^4$$

dove si vede che:

$$a_{0} = 2\pi\tau_{0} \left(\sqrt{f_{0}^{2} - f_{p,eq}^{2}} - f_{0} \right) [rad] \qquad a_{1} = 2\pi\tau_{0} \left(\frac{f_{0}}{\sqrt{f_{0}^{2} - f_{p,eq}^{2}}} - 1 \right) [rad / Hz]$$

$$a_{2} = -2\pi\tau_{0} \left(\frac{f_{p,eq}^{2}}{2(f_{0}^{2} - f_{p,eq}^{2})^{\frac{3}{2}}} \right) [rad / Hz^{2}] \quad a_{3} = 2\pi\tau_{0} \left(\frac{f_{0}f_{p,eq}^{2}}{2(f_{0}^{2} - f_{p,eq}^{2})^{\frac{5}{2}}} \right) [rad / Hz^{3}]$$

$$a_{4} = -2\pi\tau_{0} \left(\frac{4f_{0}^{2}f_{p,eq}^{2} + f_{p,eq}^{4}}{8(f_{0}^{2} - f_{p,eq}^{2})^{\frac{7}{2}}} \right) [rad / Hz^{4}] \qquad (3.1.2.14)$$

Si nota come a_0 non introduca alcuna distorsione mentre a_1 introduce solo uno spostamento temporale. Inoltre una stima grezza di a_1 può essere ottenuta misurando il tempo extra di ritardo rispetto al ritardo in spazio libero.

Per stimare a_2 (che è il termine più importante della dispersione di fase dopo quello lineare) si utilizza una tecnica, nota come metodo della massimizzazione del contrasto di ampiezza, che consente anche la stima di f_{peq} .

Poi, i termini di fase di terzo e quarto ordine, ad esempio, potranno essere a_2 in base alle equazioni di sopra.

3.1.2.4 METODO DEL CONTRASTO

Introdotti i seguenti simboli:

- § T durata del chirp (250 μ s)
- § B banda del chirp (1 MHz)
- § $\mu = (2\pi B)/T$ pendenza del chirp $(2.5 \cdot 10^{10} \text{ s}^{-2})$

§ $\gamma = (\mu' - \mu)/\mu'$ fattore di disadattamento nella pendenza del chirp del filtro adattato nel ricevitore

andiamo a considerare ora solo l'effetto del termine di fase quadratico sulla compressione del segnale chirp; si vede che è possibile facilmente collegare la distorsione di fase nello quadratica spettro γ : infatti con disponendo del diagramma che esprime l'allargamento dell'impulso dovuto all'errore di fase quadratica sull'impulso compresso in



funzione del prodotto tra γ e rapporto di compressione (vedi fig. 3.7), si può assumere, nel caso peggiore (allargamento<10%), che γ TB \leq 2. Di conseguenza, il massimo valore accettabile per γ è 8·10⁻³.

Inoltre si può facilmente provare come $\mu = 2\pi^2/a_2$, per cui, detto Δa_2 l'errore sul coefficiente del termine a fase quadratica, la richiesta accuratezza (il massimo errore tollerabile) nella compensazione di tale termine è:

(3.1.2.15)
$$\Delta a_2 = 2\pi^2 \frac{\Delta \mu}{\mu' \mu} = 2\pi^2 \frac{\gamma}{\mu} = \frac{\pi \gamma T}{B} = 6.28 \ rad / MHz^2$$

Tale massimo errore tollerabile impone allora che sia $|\Delta f_{p,eq}|=10$ KHz. Inoltre, assumendo che la massima variazione di f_{peq} , $|\Delta f_{p,eq}|$, sia pari a ±50 KHz, si ricava che $a_2=\pm 30$ rad/MHz².

Inoltre, si può far vedere che l'errore che si può accettare sul termine cubico è dato da:

$$(3.1.2.16) \qquad \Delta a_3 = 20 \ rad / MHz^3$$

Dalle (3.1.2.14), si ricava che :

$$\frac{a_3}{a_2} = -\left(\frac{f_0}{(f_0^2 - f_{p,eq}^2)}\right) = -\left(\frac{(f_0^2 - f_{p,eq}^2) + f_{p,eq}^2}{f_0(f_0^2 - f_{p,eq}^2)}\right) \approx -\frac{1}{f_0} - \frac{f_{p,eq}^2}{f_0f_0^2} \approx -\frac{1}{f_0} (1 - \frac{a_2f_0}{\pi\tau_0})$$

Ovvero:

(3.1.2.17)
$$a_{3} \approx -\frac{a_{2}}{f_{0}} (1 - \frac{a_{2}f_{0}}{\pi\tau_{0}})$$

Analogamente ammettendo in prima approssimazione che $a_4 = -a_3/f_0$, si ha immediatamente:

(3.1.2.18)
$$a_{4} \approx -\frac{\left[-\left(\frac{a_{2}}{f_{0}}\right)\left(1-\frac{a_{2}f_{0}}{\pi\tau_{0}}\right)\right]}{f_{0}}$$

Detto ciò, occorre verificare se i coefficienti valutati mediante le formule di sopra rispettino i limiti espressi dalle (3.1.2.15) e (3.1.2.16). A tal proposito, presi come valori di b e $f_{p,max}$ quelli estremi di giorno e notte, si può procedere al calcolo dei coefficienti della polinomiale di terzo o quarto grado che fitta ai minimi quadrati l'integrale (3.1.2.11) del modello Gamma, ottenendo i valori della tabella 3.1:

TABELLA 3.1							terzo	ordine	qu	arto ord	ine
b (km)	h (Km)	h₀ (Km)	fo (MHz)	fp-max (MHz)	ao-bf	a 1-bf (MHz ⁻¹)	а 2-ьf (MHz ⁻²)	аз- ы (MHz ⁻³)	a 2-bf (MHz ⁻²)	аз-ы (MHz ⁻³)	a 4-bf (MHz ⁻⁴)
50	800	120	1.8	0.65	-186	108	-70	45	-64	45	-29
50	800	120	1.8	0.8	-285	170	-118	80	-106	80	-57
50	800	120	1.8	1	-456	285	-224	174	-191	174	-147
20	800	120	1.8	0.65	-464	270	-177	112	-161	112	-73
20	800	120	1.8	0.8	-713	426	-296	201	-264	201	-143
20	800	120	1.8	1	-1139	714	-559	436	-478	436	-368
50	800	120	5	2	-637	135	-30	7	-30	7	-2
50	800	120	5	3	-1495	348	-90	25	-88	25	-8
50	800	120	5	4	-2864	803	-301	139	-283	139	-79
20	800	120	5	2	-1593	338	-75	17	-74	17	-4
20	800	120	5	3	-3739	870	-225	63	-221	63	-19
20	800	120	5	4	-7160	2010	-752	349	-709	349	-197

Invece, gli errori di stima su $a_2 e a_3$, valutati col metodo del contrasto e con le formule (3.1.2.17) e (3.1.2.18) rispetto ai coefficienti di best fitting sono dati dalla seguente tabella:

T	ABELLA	3.2	terzo ordine		quarto ordine		
b (km)	fo (MHz)	fp-max (MHz)	Δ a2=â2-a2-bf (MHz ⁻²)	Δa3=â3-a3-bf (MHz ⁻³)	Δ a2=â2-a2-bf (MHz ⁻²)	Δ a3=â3-a3-bf (MHz ⁻³)	Δ a4=â4-a4-bf (MHz ⁻⁴)
50	1.8	0.65	-2	-2	-4	-4	7
50	1.8	0.8	-4	-5	-2	-15	20
50	1.8	1	-18	-11	-14	-39	73
20	1.8	0.65	-5	5	-2	-9	16
20	1.8	0.8	-16	21	-10	-11	37
20	1.8	1	-39	72	-47	-9	133
50	5	2	-3	0	2	-1	0
50	5	3	-2	-3	1	-4	3
50	5	4	-9	-30	-22	-32	57
20	5	2	-1	1	-3	0	1
20	5	3	-3	6	-4	7	6
20	5	4	-19	97	-30	66	113

dalla quale si evince che gli errori nella stima dei parametri $a_2 e a_3$ sono ancora non trascurabili. Quindi, per migliorare la tecnica di compensazione, portando in conto l'approssimazione dovuta al limitato numero dei parametri a_i e alla banda trasmessa molto larga, analizzando i dati di best fitting, si è giunti a delle formule ottimizzate per la valutazione di $a_2 e a_3$:

(3.1.2.19)
$$a_{3} \approx -\frac{a_{2}}{f_{01}} (1 - \frac{a_{2}f_{01}}{\pi\tau_{01}})$$

(3.1.2.20)
$$a_{4} \approx -\frac{\left[-\left(\frac{a_{2}}{\alpha f_{01}}\right)\left(1 - \frac{a_{2}(\alpha f_{01})}{0.5\beta\pi\tau_{01}}\right)\right]}{f_{01}}$$

dove i parametri α , β , $f_{01} e \tau_{01}$ sono riportati nella tabella dei parametri per le diverse bande. Gli errori rispetto ai coefficienti di best fitting sono riportati in tabella 3.3; chiaramente le formule ottimizzate migliorano la compensazione.

]	TABELLA 3.	3	quarto ordine			
b (km)	fo (MHz)	fp-max (MHz)	Δa2=â2-a2-bf (MHz ⁻²)	Δ a3=â3-a3-bf (MHz ⁻³)	Δ a4=â4-a4-bf (MHz ⁻⁴)	
50	1.8	0.65	2	2	-9	
50	1.8	0.8	4	-3	-7	
50	1.8	1	-2	-19	10	
20	1.8	0.65	11	5	-28	
20	1.8	0.8	14	6	-47	
20	1.8	1	-1	10	-3	
50	5	2	2	3	-2	
50	5	3	1	7	-6	
50	5	4	-4	-20	23	
20	5	2	3	9	-7	
20	5	3	7	22	-19	
20	5	4	-3	6	-1	

La tecnica di massimizzazione del contrasto di ampiezza stima la distorsione di fase del segnale ricevuto (o che è lo stesso il valore ottimale di f_p) sulla base del fatto che l'uscita del filtro adattato è massimamente nitida quando la sua funzione di trasferimento si adatta perfettamente con lo spettro a fase distorta del segnale ricevuto.

Ricordiamo che il contrasto d'ampiezza di un generico segnale è dato dal rapporto tra la deviazione standard dell'ampiezza del segnale sul valor medio dell'ampiezza stessa, per cui nel nostro caso denotando con $s(t,a_2)$ il ricevuto segnale compresso (è complesso) di pendenza a_2 , il contrasto di ampiezza è chiaramente funzione di a_2 e può essere espresso come:

(3.1.2.21)
$$CA^{2}(a_{2}) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t,a_{2})|^{2} dt - \left(\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t,a_{2})| dt\right)^{2}}{\left(\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t,a_{2})| dt\right)^{2}}$$

Nell'approccio della massimizzazione del contrasto, la stima della pendenza è ottenuta trovando quel valore di a_2 che massimizza il contrasto C_A . A riguardo diciamo che si dimostra come massimizzare il contrasto d'ampiezza sia equivalente a

minimizzare il valor medio dell'eco ricevuto, per cui per ridurre il carico computazionale, si è preferito valutare di volta in volta il minimo di tale valor medio:

(3.1.2.22)
$$C_A(a_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t, a_2)| dt$$

ovvero nel discreto:

(3.1.2.23)
$$C_A(a_2) = \sum_{i=ini_i ind}^{last_ind} |s(i,a_2)|$$

Inoltre la ricerca del minimo è condotta mediante un algoritmo del tipo di figura 3.16; in pratica tale algoritmo sceglie l'eco compresso che da il massimo contrasto (ovvero minimo valor medio) tra tutti quelli ottenuti applicando un numero *NLoop* (pari almeno a 10) di funzioni di trasferimento predefinite con una pendenza del chirp di volta in volta leggermente differente ottenuta facendo variare ad ogni loop il valore della frequenza di plasma secondo una regola del tipo:

$$f_{p_{-ini}} - \frac{NLoop}{2} \Delta f_{p} < f_{p} \leq f_{p_{-ini}} + \frac{NLoop}{2} \Delta f_{p}$$

dove $\Delta f_p=10$ KHz, e f_{p_ini} è o un valore valutato di volta in volta ed estratto dai dati ausiliari dello strumento oppure il valore ottenuto nella stima precedente (se disponibile), ovvero secondo la seguente regola:

$$a_2 = a_{2_{ini}} + (b - \frac{NLoop}{2})\Delta a_2$$
 per b=1,....,NLoop

In ogni caso la nuova stima sarà fatta coprendo almeno un range di 100 KHz intorno al vecchio valore o a quello predefinito, cosa che appare sufficiente per le attese variazioni ionosferiche. Una volta trovato l'ottimo valore di a_2 (e quindi di f_{peq}) secondo quanto detto, esso sarà usato per valutare analiticamente i coefficienti a_3 e a_4 in base alle (3.1.2.19) e (3.1.2.20). Tali coefficienti a_2 , a_3 e a_4 dovranno essere usati per correggere la funzione di trasferimento del filtro adattato ed eseguire quindi correttamente la compressione in range. Infatti noti i coefficienti, il termine correttivo da applicare ai dati in uscita dal filtro Doppler centrale è dato da:

(3.1.2.24)
$$REF_COR(f) = \exp(-j\Delta\phi_{EQ_RID}(f))$$

Inoltre, potrà essere eseguito un perfezionamento della stima di f_p ripetendo la procedura²⁰ ad ogni frame ed effettuando una media sui differenti frames successivi. Per quanto riguarda la valutazione del termine iniziale da cui il metodo del contrasto parte, sussistendo per alti valori del rapporto $f_0/f_{p,eq}$ la:

$$(3.1.2.25) \qquad a_2 \approx -\frac{2\pi\tau}{f_0} \left(1 + \frac{3\tau}{2\tau_0}\right)$$

dove:

(3.1.2.26)
$$\tau = \frac{a_1}{2\pi} = \tau_0 \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f_{p,eq}^2}{f_0^2}}} - 1 \right)$$

è il tempo di ritardo extra corrispondente alla frequenza f₀ valutato durante la fase di acquisizione, si adopererà la stessa (3.1.2.25) come valore iniziale per a₂. Tuttavia nelle modalità operative in cui è previsto l'impiego della doppia frequenza, sarà possibile ottenere una stima migliore misurando²¹ durante la fase di acquisizione la differenza $\Delta \tau_m$ tra i tempi di ritardo dei due segnali a frequenze diverse:

(3.1.2.27)
$$\Delta \tau_{M} = \tau_{f1} - \tau_{f2} = \tau_{0} \left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f_{p,eq}^{2}}{f_{01}^{2}}}} - 1 \right) - \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f_{p,eq}^{2}}{f_{02}^{2}}}} - 1 \right) \right]$$

Per cui:

 ²⁰ Sono dedicate 10 PRIs per la valutazione della funzione di trasferimento ottimale
 ²¹ Sarà sufficiente effettuare la differenza tra le posizioni dei bordi di attacco dei due impulsi alle due frequenze

$$\tau_{f_{1}} = \tau_{0} \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f_{p,eq}^{2}}{f_{01}^{2}}}} - 1 \right) = \Delta \tau_{M} \frac{\left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f_{p,eq}^{2}}{f_{01}^{2}}}} - 1 \right)}{\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f_{p,eq}^{2}}{f_{01}^{2}}}} \right) - \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f_{p,eq}^{2}}{f_{02}^{2}}}} \right) \right]} \approx \Delta \tau_{M} \frac{\frac{1}{f_{01}^{2}}}{\frac{1}{f_{01}^{2}} - \frac{1}{f_{02}^{2}}}$$

e quindi:

(3.1.2.28)
$$a_{2_{-f_1}} \approx -\frac{2\pi\tau_{f_1}}{f_0} \left(1 + \frac{3\tau_{f_1}}{2\tau_0}\right)$$

Analogamente per $a_{2_{f2}}$.

Tali parametri, una volta calcolati a bordo, sono trasmessi a terra e salvati nei dati ausiliari. L'algoritmo accede a tali files selezionando solo i parametri di interesse.

Si lascia inoltre la possibilità all'utente mediante l'operatore logico FLA (First Loop Acquisition) di poter decidere se estrarre per ogni frame il valore iniziale corrispettivo di a₂ dai files ausiliari (FLA=false) oppure se solo per il primo frame di tracking dopo la fase di acquisizione estrarre tale valore utilizzando per i successivi frames il valore ottimo del ciclo precedente (FLA=true), così come all'utente è lasciata la scelta di adoperare nella elaborazione le formule standard o ottimizzate per la valutazione dei coefficienti (tramite l'operatore logico OPT) e di includere o meno il termine del quarto ordine (tramite l'operatore logico A4).

Per quanto riguarda invece gli indici su cui si svolge la sommatoria (3.1.2.23), si applicano le seguenti formule:

(3.1.2.29)
$$ini_ind = Max \left(int \left(\left(offset - \frac{Dim_win}{2} \right)^* f_s \right)^1 \right)$$

(3.1.2.30)
$$last_ind = ini_ind + Dim_win * f_s$$

dove Dim_win è la dimensione predefinita della finestra pari a 50 microsecondi e offset è pari a -TO_DET_trk_Hx (o a -TO_DET_acq_Hx a seconda dei casi),

dove TO_DET_trk_Hx (o TO_DET_acq_Hx) è un parametro estratto di volta in volta dalla tabella dei parametri dello strumento ed è variabile a seconda del fatto che il frame in elaborazione sia il primo dopo la fase di acquisizione (in tal caso si usa TO_DET_acq_Hx) o no (in tal caso si usa TO_DET_trk_Hx) e a seconda della quota: se la quota a cui compete il frame in elaborazione, letta dai dati geometrici trasmessi a terra, appartiene ad una certo intervallo definito da Hx_Thr e Hx+1_Thr (i quali sono estratti dalla tabella dei parametri) allora come TO_DET_xxx_Hx bisogna usare quello corrispondente alla soglia Hx_Thr. Si riporta la lista completa dei valori predefiniti di TO_DET_xxx_Hx e dei corrispettivi Hx_Thr:

	TABELI	LA 3.4	Offset=-TO_DET_	xxx_Hx		
Simbolo	Valore	Unità	Commenti	Simbolo	Valore	Unità
TO_DET_trk_H1	-7.0	µsec	fase di tracking	H1_Thr	300	km
TO_DET_trk_H2	-15.0	µsec	fase di tracking	H2_Thr	340	km
TO_DET_trk_H3	-20.0	μsec	fase di tracking	H3_Thr	400	km
TO_DET_trk_H4	-27.0	µsec	fase di tracking	H4_Thr	480	km
TO_DET_trk_H5	-33.0	µsec	fase di tracking	H5_Thr	540	km
TO_DET_trk_H6	-40.0	µsec	fase di tracking	H6_Thr	620	km
TO_DET_trk_H7	-46.0	µsec	fase di tracking	H7_Thr	700	km
TO_DET_trk_H8	-53.0	µsec	fase di tracking	H8_Thr	800	km
TO_DET_acq_H1	-15.0	µsec	primo frame dopo acquisizione	H1_Thr	300	km
TO_DET_acq_H2	-28.0	µsec	primo frame dopo acquisizione	H2_Thr	340	km
TO_DET_acq_H3	-41.0	µsec	primo frame dopo acquisizione	H3_Thr	400	km
TO_DET_acq_H4	-54.0	µsec	primo frame dopo acquisizione	H4_Thr	480	km
TO_DET_acq_H5	-67.0	µsec	primo frame dopo acquisizione	H5_Thr	540	km
TO_DET_acq_H6	-80.0	μsec	primo frame dopo acquisizione	H6_Thr	620	km
TO_DET_acq_H7	-93.0	μsec	primo frame dopo acquisizione	H7_Thr	700	km
TO_DET_acq_H8	-106.0	μsec	primo frame dopo acquisizione	H8_Thr	800	km

3.1.2.5 ANALISI PRESTAZIONI METODO DEL CONTRASTO

Una volta eseguita la compressione in range, il prossimo compito sarà quello di controllare se la compensazione ionosferica ha lavorato nel modo corretto. In particolare sarà importante accertare se il valore di a_2 (e quindi di a_3 e a_4) stimato dal metodo sia errato o meno. Infatti, si può verificare questa eventualità di stima sbagliata di a_2 quando il minimo di CA(b) capita proprio agli estremi dell'intervallo di investigazione; ad esempio nel caso di figura 3.8:



Fig 3.8 Comportamento errato del metodo del contrasto

sicuramente il corrispondente valore di a_2 non è corretto, mentre d'altra parte è evidente che nel caso di figura 3.9:



Fig 3.9 Comportamento corretto del metodo del contrasto

il metodo del contrasto ha lavorato bene. Quindi l'utente dovrà prestare particolare attenzione ai casi in cui il parametro b_{opt} (valore di b per cui CA(b) è minimo) assume i valori 1, 2, 19 e 20.

3.1.3 COMPRESSIONE IN RANGE

Una volta calcolato il termine correttivo ottimale, esso sarà applicato alla funzione di riferimento ideale, ottenendo quindi la funzione di riferimento corretta la quale sarà usata a sua volta per la compressione in range dell'output di tutti gli m filtri Doppler. A questo punto occorre dire che si è lasciato all'utente la scelta di ottenere la compressione in range mediante:

- o il classico filtro adattato
- o il filtro inverso

Del filtro adattato, abbiamo già discusso abbondantemente nel capitolo II, mentre, per quanto riguarda il filtro inverso, esso permette di compensare l'incremento dei lobi laterali dovuto al ripple di Fresnel, raccogliendo prima il ripple in tutta la banda della funzione di riferimento in una funzione, chiamata REF_FUN_def e poi riducendolo, includendo un nuovo termine nella funzione di riferimento ideale usata per la compressione in range. Tale nuovo termine è:

(3.1.3.1)
$$\frac{REF _FUN _def(f_0)}{|(REF _FUN _def(f))|^2}$$

dove:

$$(3.1.3.2) \quad REF _FUN _def(f_0) = REF _FUN(f_0)$$

e:

$$REF_FUN_def(f) = \begin{cases} REF_FUN_per_f = f_0 - \frac{f_d}{2}, ..., f_0 + \frac{f_d}{2} \\ REF_FUN_def(f_0) = \begin{cases} REF_FUN_def(f_0) & per_f = f_0 - \frac{f_s}{2}, ..., f_0 - \frac{f_d}{2} - \frac{f_s}{NFFT} \\ e_f = f_0 + \frac{f_d}{2} + \frac{f_s}{NFFT}, ..., f_0 + \frac{f_s}{2} - \frac{f_s}{NFFT} \end{cases}$$

$$(3.1.3.3)$$

in cui REF_FUN è la complessa coniugata della funzione di riferimento ideale, f_d è una frequenza di taglio (f_d =0.8 MHz) e NFFT è il numero di punti in cui è stata fatta la FFT (NFFT=512).

Dunque nel primo caso (filtro adattato), l'impulso compresso nel tempo sarà semplicemente dato da:

$$s(t) = IFFT(S_{doppler-m}(f) * REF _COR(f) * (REF _FUN(f))^*)$$
(3.1.3.4)

dove $S_{doppler-m}$ è l'uscita dell' m-simo filtro Doppler, e $(REF_FUN)^*$ è la complessa coniugata della funzione di riferimento ideale:



Fig 3.10 Modulo e Fase della funzione di riferimento ideale

mentre nel secondo (filtro inverso):

$$s(t) = IFFT(S_{dop-m} * REF_COR*(REF_FUN)^* \frac{REF_FUN_def(f_0)}{|(REF_FUN_def(f))|^2})$$

$$(3.1.3.5)$$

Oppure, viene data all'utente la possibilità di adoperare nella compressione, in sostituzione della funzione di riferimento ideale, delle funzioni di riferimento di default diverse a seconda della banda di trasmissione e riportate nella tabella dei parametri dello strumento. Ad esempio per la banda 1 (1.8 MHz):



Fig 3.11 Modulo e Fase della funzione di riferimento di default

In tal caso, il segnale compresso in range è dato da :

$$s(t) = IFFT(S_{doppler-m}(f) * REF _ COR(f) * REF _ DEF(f))$$

dove REF_DEF è la funzione default di riferimento²² per la banda selezionata. In entrambi i casi il segnale verrà pesato dalla funzione di Hanning per ridurre il livello dei lobi laterali:

(3.1.3.6)

- o nel tempo prima della compressione per il filtro adattato
- o in frequenza dopo la compressione e prima della IFFT per il filtro inverso

Si è scelta come funzione peso la funzione di Hanning perchè rispetto alle altre tipologie di funzione peso (Hamming, Gaussiana, Riemann, Riesz) quest'ultima garantisce una decadimento dei lobi laterali più rapido. Questa è una qualità certamente richiesta in quanto affinché sia possibile la rilevazione di ritorni molto deboli in vicinanza del forte ritorno superficiale, il livello dei lobi laterali di quest'ultimo deve essere molto basso; questo, tuttavia, a discapito di un allargamento dell'impulso dopo la compressione, come si evince dalla tabella²³ 3.5:

Funzione Peso	Livello di picco dei lobi laterali (dB)	velocità decadimento dei lobi (dB/dec)	allargamento impulso
HAMMING	-42.8	-20	1.47
HANNING	-32.2	-60	1.62
RIESZ	-21	-40	1.30
RIEMANN	-26	-40	1.42
GAUSSIANA			
a=2.5	-42	-20	1.49
a= 3.0	-55	-20	1.74
a= 3.5	-69	-20	2.01

Tab. 3.5: Prestazione delle funzioni peso

²² Non va fatta di essa la complessa coniugata essendo già fatta di default

²³ F.J.Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform",

IEEE 1-January '78.

L'espressione della funzione di Hanning nel tempo è :

$$W(t) = \cos^{2}\left(\frac{\pi t}{T}\right)$$

$$per \quad -\frac{T}{2} \le t \le \frac{T}{2}$$



Fig. 3.12: Funzione Hanning nel tempo

mentre la funzione di Hanning in frequenza è :

$$W(f) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi(f-f_0)}{B}\right) & f_0 - \frac{B}{2} \le f \le f_0 + \frac{B}{2} \\ 0 & altrove \end{cases}$$



Fig. 3.13: Funzione Hanning in frequenza

Si fa notare infine che resta possibile scegliere di comprimere in range i dati senza alcuna compensazione ionosferica semplicemente imponendo falso l'operatore logico Iono_Comp: in quindi, il termine REF_COR nelle tal caso. (3.1.3.4), (3.1.3.5) e (3.1.3.6) non compare.

3.1.4 CORREZIONE AGC

La correzione AGC (Controllo Automatico del Guadagno) è una procedura che ci consente di regolare il fattore di amplificazione del segnale a valle della compressione per fare in modo che il segnale abbia sempre una certa ampiezza.

Nel nostro caso specifico, durante essa l'algoritmo andrà ad estrarre i parametri di correzione, (differenti per antenna e frequenza utilizzata ed espressi in dB), dai dati ausiliari che accompagnano i dati scientifici e andrà semplicemente ad applicare tali correzioni sui segnali compressi.

Si lascia all'utente la possibilità di operare o meno tale procedura tramite l'operatore logico AGC.

3.1.5 CALIBRAZIONE

La calibrazione dello strumento verrà eseguita nel momento in cui lo strumento sta sorvolando una superficie che è nota essere piatta. In tal caso, l'eco trasmesso subirà una riflessione a specchio per cui l'eco ricevuto non sarà alterato dallo scattering superficiale ma ingloberà solamente gli effetti della distorsione ionosferica $\Delta \Phi$. A questo punto si possono mediare la parte reale e immaginaria di tutti gli echi riflessi dalla superficie piatta per ottenere una funzione di trasferimento ideale in grado però di annullare la distorsione.

Si lascia all'utente la possibilità di poter scegliere se usare come funzione di riferimento nella compressione quella che viene dalla calibrazione o meno tramite l'operatore logico CAL.

3.1.6 MULTI LOOKING

Il processing del Multilooking è in sostanza una somma degli echi di tracking non coerente (vale a dire si ignora l'informazione di fase del segnale complesso, andando a sommare le ampiezze quadrate, media in potenza) effettuata dopo sia la compressione in azimuth sia quella in range allo scopo di incrementare il rapporto segnale rumore e ridurre lo speckle, essendo quest'ultimo l'effetto delle oscillazioni casuali sul segnale di ritorno. Gli echi che entrano a far parte della sommatoria sono le diverse viste (Looks) della stessa area a terra effettuate con angoli di incidenza leggermente diversi in differenti adiacenti aperture sintetiche, ovvero frames:



Fig. 3.14: Geometria MultiLooking

Siccome ad angoli di vista diversi corrispondono sottobande Doppler diverse, la sommatoria si estende su diversi frames adiacenti presi nelle diverse sottobande, ovvero nei diversi filtri Doppler, per un numero minimo di frames consecutivi pari a tre. Per cui ad esempio nel caso di un numero filtro pari a tre (N_L =3), il segnale a valle del MultiLooking diventa:

(3.1.6.1)
$$S_{ML}(m) = \sum_{i=-1}^{+1} a_i |s(m+i)_{-i}|^2$$

mentre nel caso di numero filtro pari a cinque ($N_L=5$):

(3.1.6.2)
$$S_{ML}(m) = \sum_{i=-2}^{+2} a_i |s(m+i)_{-i}|^2$$

dove m è il numero del frame in elaborazione, i è il numero del filtro Doppler e a_i sono dei coefficienti di pesatura riportati nella tabella dei parametri.

L'algoritmo implementato costruisce, per ciascuno dei diversi frames adiacenti, una matrice in cui su ogni colonna sono riportati i campioni degli N_L filtri Doppler e poi va a sommare le colonne delle matrici secondo lo schema (nel caso $N_L=3$):



Fig. 3.15: MultiLooking Processing

Analogamente nel caso $N_L=5$.

Chiaramente, tale elaborazione non sarà possibile effettuarla per ogni modalità ma solo per quelle per le quali sono disponibili osservazioni multiple (ovvero numero di filtri Doppler maggiore di uno).

Presentiamo il diagramma di flusso del metodo del contrasto utilizzato nella compressione in range:















Input dell'Utente						
Simbolo	Valore	Unità	Commenti			
A ₄	1,0	_	$A_4 = 1$: compensazione fino al termine a_4			
			$A_4 = 0$: compensazione fino al termine a_3			
OPT	1,0		OPT = 1: compensazione con formule ottimizzate			
	-	_	OPT = 0 : compensazione con formule standard			
FLA	1,0		FLA = 1: primo ciclo dopo la fase di acquisizione			
			FLA = 0: fase di tracking			
IF	1,0	_	IF = 1: filtro inverso			
			IF = 0: filtro adattato			
τ_0	533	μsec	spessore dello strato ionosferico equivalente			
f _d	0.8	MHz	frequenza di taglio			
Dim_win	50	μsec	dimensione della finestra del metodo del contrasto			
Banda I	•					
f ₀	1.8	MHz	frequenza portante			
f ₀₁	1.4	MHz				
τ_{01}	700	μsec				
α	1.1	_				
β	1	_				
Banda II	•	. —				
f ₀	3	MHz	frequenza portante			
f ₀₁	2.7	MHz				
τ_{01}	700	μsec				
α	1.1	_				
β	0.6	_				
Banda III						
f ₀	4	MHz	frequenza portante			
f ₀₁	3.6	MHz				
τ_{01}	800	μsec				
α	2.5	_				
β	0.5					
Banda IV	1					
f_0	5	MHz	frequenza portante			
f ₀₁	2.8	MHz				
τ_{01}	1600	μsec				
α	0.95					
β	0.7					
Funzione di ri	ferimento (chi	rp ideale)	1			
В	1	MHz	Banda del chirp			
Т	250	μsec	Durata del chirp			

Tab. 3.6

Parametri Costanti							
Simbolo	Valore	Unità	Commenti				
Δa_{2_step}	$6.28 \cdot 10^{-12}$	rad/Hz ²	incremento di a_2				
f _s	1.4	MHz	frequenza di campionamento				
NLoop	20	_	numero di cicli eseguiti				
NFFT	512	_	numero di campioni in frequenza				

Input da dati ausiliari di MARSIS							
Simbolo	Valore	Unità	Commenti				
step ₁	2	_	passo di incremento per il primo frame dopo l'acquis.				
step ₂	1	_	passo di incremento per il tracking				
a_{2_start}	_	rad/Hz ²	valore di partenza per a_2				
offset	-	μsec	offset nella sommatoria CA(b)				

Tab.	3.8
------	-----

3.2 LIVELLO 3 PROCESSING

Uno degli scopi principali del processing di livello 3 è di mettere in risalto i deboli impulsi sottosuperficiali, isolandoli dal clutter superficiale. Una volta individuato l'impulso sottosuperficiale, a partire dalla sua analisi sarà possibile dedurre alcune caratteristiche di natura geofisica della sottosuperficie. Infatti, durante l'elaborazione del livello 3, i dati inviati saranno innanzi tutto analizzati per risalire al tempo di ritardo degli eventuali impulsi sottosuperficiali e alla loro intensità e per fornire una misura del grado di fiducia che una certa interfaccia sottosuperficiale sia stata rilevata. Questi parametri verranno inclusi in un database-mappa globale del pianeta per consentire una interpretazione del comportamento locale e regionale del sottosuolo. In seguito, analisi dettagliate verranno condotte nelle zone più di interesse: queste comprenderanno la modellazione delle proprietà elettriche degli strati, profondità delle interfacce, proprietà dielettriche dei materiali, e un'interpretazione delle caratteristiche dei materiali, compreso la composizione.

Si prevede che bruschi salti della costante dielettrica, che dovrebbero esistere in corrispondenza di distese d'acqua marziana, consentirebbero una rilevazione non ambigua dell'acqua liquida.

Inoltre, durante le elaborazioni a terra, verranno analizzati anche i profili di riflessione superficiale per risalire alla riflettività superficiale ad ogni frequenza, alla dispersione del segnale radar sulla superficie (che è un risultato della rugosità

105

superficiale), e altezza della superficie. Questi parametri saranno ancora inclusi nel database-mappa globale.

CAPITOLO IV

RADAR MARSIS: PROCESSORE DI LIVELLO 2

4.0 DESCRIZIONE DATI DI INPUT

Si presentano in questo capitolo le funzionalità del processore di livello 2 che è stato implementato nella preparazione della presente tesi: non essendoci ancora la disponibilità dei dati reali provenienti dalla sonda Mars Express, si è provveduto a verificare il funzionamento dello stesso mediante dati test messi a punto per convalidare e qualificare lo strumento MARSIS stesso. Dunque, si procederà innanzi tutto a presentare brevemente le apparecchiature che hanno generato tali dati e in seguito alla descrizione della struttura interna dei dati di input. Alla fine si riporteranno i risultati conseguiti al termine delle elaborazioni pianificate.

4.0.1 GENERAZIONE DATI

L'apparecchiatura che è responsabile della generazione dei dati test per MARSIS è detta MEGS (Mars Echoes Generator Subsystem), ed è raffigurata in figura 4.1:



Fig 4. 1: Mars Echoes Generator Subsystem

Il diagramma a blocchi di MEGS, che ne descrive il funzionamento, è invece rappresentato in figura Fig 4. **2: Diagramma a Blocchi MEGS**



Fig 4. 2: Diagramma a Blocchi MEGS
In ingresso dal RF-FEE²⁴, il segnale trasmesso dal SIST²⁵ di MARSIS viene convertito da analogico in digitale, viene trasformato nel dominio della frequenza e là moltiplicato per la cosiddetta funzione di trasferimento di Marte. Tale funzione è generata tenendo conto della richiesta traiettoria e quota del satellite, e dello scenario voluto (scatteratori isolati, bersagli estesi, impulsi sottosuperficiali, etc). Dopo di che il segnale torna nel dominio del tempo e lo si fa diventare rumoroso aggiungendogli il rumore galattico; infine viene salvato in memoria ed eventualmente convertito in analogico e ripassato al RF-FEE e da qui a MARSIS.

Le funzionalità del MEGS sono:

- § è capace di supportare tutte le fasi e modalità operative di MARSIS
- § è capace di implementare un'intera orbita (26 minuti)
- § è sincronizzato con MARSIS usando il segnale timing PRI e il clock di riferimento a 28 MHz che gli proviene direttamente dal SISD²⁶ di MARSIS
- ha informazioni sulla PT e OST caricata nel DES di MARSIS Ş
- § è capace di trattare fino a quattro impulsi trasmessi per PRI
- genera gli echi a partire dai scenari richiesti §
- ha la possibilità di simulare il ritardo addizionale dovuto alla ionosfera §
- genera rumore galattico su ogni PRI §
- il livello di rumore è differente per ogni frequenza (rumore non bianco) §

Diversi scenari possono essere applicati a richiesta dell'utente:

- § singolo scatteratori nella posizione nadirale
- § multipli scatteratori posizionati in linea parallela in along track a distanza relativa maggiore della risoluzione azimutale
- § multipli scatteratori posizionati in linea parallela in across track a distanza relativa maggiore della risoluzione in range
- § multipli scatteratori che simulano bersagli sottosuperficiali

²⁴ intercaccia tra MARSIS e MEGS

 ²⁵ Acronimo per il sottosistema di trasmissione
 ²⁶ Acronimo per il sottosistema di ricezione + DES

§ scenari che simulano le diverse superfici attese di Marte (speculare, ruvide,...) e/o tutti i disponibili modelli ionosferici

4.0.2 STRUTTURA DEI DATI

Il rispetto del formato PDS impone al livello 1B la seguente struttura di directory:



Fig 4. 3: Struttura Dati L1 B

All'interno della directory DATA della ROOT sono disposti tutti i data files del livello 1B. In tale directory, i dati sono classificati prima di tutto per numero d'orbita; infatti la directory è ulteriormente divisa in subdirectories, ognuna contenente i dati raccolti su 10 orbite .

Tali subdirectories saranno nominate in modo tale da chiarire subito quale livello di dati essi contengono e quando sono state raccolte. Il loro nome sarà del tipo NNNnnnX dove NNN è un gruppo di lettere che denota il livello dei dati contenuti in esse (EDR nel nostro caso) mentre nnn sono le cifre comuni ai numeri d'orbita in cui i dati sono stati acquisiti; ad esempio EDR123X conterrà tutti i files del livello 1B raccolti dall'orbita 1230 a 1239.



A sua volta all'interno di ogni directory-orbita, i dati vengono divisi a seconda delle loro caratteristiche, quali modalità operativa, tipologia dei dati e stato dello strumento.

Infatti, all'interno delle rispettive subdirectories, secondo il formato PDS, i files sono nominati usando una predefinita file naming convention. Secondo questa, i nomi sono costruiti da una concatenazione di componenti ciascuno di tre lettere separati dai caratteri underscore ("_"). Ogni componente fornisce un tipo di informazione sul contenuto del file. I componenti sono concatenati nel seguente ordine²⁷:

²⁷ Non tutti di loro sono necessariamente usati in un dato file name

<tipo di file>_<modalità operativa>_<stato strumento>_<forma dato>_<data product>_<riferimento temporale>.<estensione>

Il data product si riferisce al livello dei dati e nel nostro caso vale EDR; il tipo di file si riferisce alla tipologia di data file: infatti i data products possono consistere fino a due files ciascuno, il primo è un file binario che contiene i dati veri e propri ed è chiamato frame file a cui corrisponde l'acronimo FRM mentre il secondo, chiamato geometry file (acronimo GEO), è una tabella binaria che contiene delle informazioni geometriche²⁸ sull'osservazione operata, usate per referenziare le osservazioni nel tempo e spazio. I files geometrici sono contenuti nella directory geometry della root: essi hanno una corrispondenza 1 a 1 con i files FRM di DATA (vale a dire al file FRM_SS1_TRK_CMD_EDR_0001.DAT corrisponde il file di geometria GEO_SS1_TRK_CMD_EDR_0001.DAT).

La modalità operativa può essere quella sottosuperficiale (SS1,SS2,SS3,SS4,SS5), quella ionosferica passiva o attiva (AIS, PIS), ricezione passiva (RXO), e calibrazione (CAL). Riassumiamo in tabelle le caratteristiche salienti di ciascuna:

MODALITA' OPERATIVA	ACRONIMO	BANDE	ANTENNA	PROCESSING A BORDO
INDAGINE SOTTOSUPERFICIALE 1	SS1	DUE BANDE	DIPOLO MONOPOLO	Sintesi I/Q Doppler Processing Compressione dei dati
INDAGINE SOTTOSUPERFICIALE 2	SS2	DUE BANDE	DIPOLO	Sintesi I/Q Doppler Processing (un solo filtro Doppler) Range Processing Multi-Look Processing Compressione dei dati
INDAGINE SOTTOSUPERFICIALE 3	SS3	DUE BANDE	DIPOLO	Sintesi I/Q Doppler Processing (tre filtri Doppler) Compressione dei dati
INDAGINE SOTTOSUPERFICIALE 4	SS4	UNA BANDA	DIPOLO MONOPOLO	Sintesi I/Q Doppler Processing (cinque filtri Doppler) Compressione dei dati

²⁸ Sono generate a terra dai dati di navigazione del satellite

INDAGINE SOTTOSUPERFICIALE 5	SS5	UNA BANDA	DIPOLO MONOPOLO	Sintesi I/Q Doppler Processing (tre filtri Doppler) Compressione dei dati
INDAGINE IONOSFERICA ATTIVA	AIS	N/A	DIPOLO	Valutazione della potenza dell'eco
CALIBRAZIONE	CAL	UNA BANDA	DIPOLO MONOPOLO	Nessuno
RICEZIONE	RXO	UNA BANDA	DIPOLO MONOPOLO	Nessuno
INDAGINE IONOSFERICA PASSIVA	PIS	UNA BANDA	DIPOLO MONOPOLO	Sintesi I/Q Valutazione della potenza dell'eco

Tab. 4. 1 Modalità Operative

Il riferimento temporale è in genere il numero d'orbita espresso in quattro cifre mentre l'estensione definisce il formato dei dati contenuti nel file: essa è .DAT denotando che il file contiene dati binari.

Lo stato dello strumento si riferisce alla sua condizione di poter essere in fase di tracking (TRK) o acquisizione (ACQ) mentre, per i soli dati sottosuperficiali, la forma del dato si riferisce al tipo di processing che essi hanno subito a bordo e può essere di tipo:

- CMP: i dati sono tutti demodulati in banda base, e compressi solo in azimuth, tranne SS2 che è compresso in range oltre che in azimuth. Essi sono interi con segno a 8 bit.
- UNC: i dati sono tutti demodulati in banda base, e compressi solo in azimuth, compreso SS2. Essi sono float a 32 bit.
- RAW: sono i dati grezzi, così come raccolti dal radar. Essi sono interi con segno a 8 bit
- IND: in aggiunta ai dati nominali di ogni frame, processati a bordo e trasmessi a terra, è possibile inviare a terra, su richiesta, anche la versione non processata degli stessi e trasmetterli insieme ai primi. Tali dati grezzi sono detti individuali: la loro raccolta è possibile solo durante la modalità sottosuperficiale e sono sempre in aggiunta ai dati processati a bordo, che sono trasmessi a terra in ogni caso. Essi sono interi con segno a 8 bit.

Riportiamo la seguente tabella che descrive tutti i possibili formati e lunghezze dei singoli campioni, a seconda di modalità operativa, stato dello strumento e forma del dato:

Modalità	Stato	Forma	formato	Bits
CAL	N/A	N/A	INTERO CON SEGNO	8
RXO	N/A	N/A	INTERO CON SEGNO	8
AIS	N/A	N/A	INTERO SENZA SEGNO	16
PIS	N/A	N/A	INTERO SENZA SEGNO	16
SS1 SS2 SS3 SS4 SS5	ACQ TRK	СМР	INTERO CON SEGNO	8 ²⁹
SS1 SS2 SS3 SS4 SS5	ACQ TRK	UNC	FLOAT	32
SS1 SS2 SS3 SS4 SS5	ACQ TRK	RAW IND	INTERO CON SEGNO	8

Tab. 4. 2 : Formati e lunghezze dei singoli campioni secondo modalità operativa,stato dello strumento e forma del dato

Inoltre, occorre rimarcare che, a seconda del tipo di processing a cui è stato sottoposto, all'interno di un frame, un eco può essere riportato come una serie di campioni reali del segnale nel dominio del tempo oppure come lo spettro complesso del segnale stesso, prodotto per mezzo di una FFT eseguita a bordo. A riguardo diciamo che i dati di calibrazione, ricezione, la modalità SS2, nonché tutti i dati delle modalità sottosuperficiali relativamente alla forma dato IND e RAW riportano gli echi raccolti nel tempo, mentre le modalità SS1, SS3, SS4, e SS5 nella forma dato

²⁹ tranne SS2 TRK che è a 32 bit

UNC e CMP riportano gli spettri complessi che sono stati elaborati a bordo: nello stato di tracking, ogni spettro contiene 512 campioni per la parte reale e 512 per la parte immaginaria per ciascuno dei filtri Dopplers, ordinati come vettori separati (ciò vuol dire che tutti i campioni reali sono listati prima di tutti i campioni immaginari); AIS e PIS riportano la potenza spettrale, vale a dire i valori della potenza del segnale in funzione della frequenza.

I possibili valori per i differenti componenti del file name sono elencati nella tabella sotto:

Tipo	Modalità	Stato	Forma	Product	Riferimento temporale	Estensione
FRM GEO	CAL RXO AIS SS1 SS2 SS3 SS4 SS5 PIS	ACQ TRK	RAW IND UNC CMP	EDR	numero orbita con quattro cifre	.DAT

Tab. 4. 3: Componenti del file name per i data files di Marsis

Invece nella directory CALIB sono contenuti files che riportano qualsiasi anomalia relativa ai dati dell'attuale livello. Essa è organizzata in subdirectories nominate secondo lo stesso schema usato per le subdirectories nella directory DATA.

I suoi files si presentano in forma di fogli elettronici, chiamati logs: ogni riga in un log elenca i valori di un certo numero di parametri che identificano un dato, che ne descrivono la qualità, il risultato del processing applicato ad essi e qualche informazione geometrica utile a referenziare i dati. Tali log sono salvati in files nominati LOG_nnn_xxxx.CSV, dove nnn è identificativo del livello a cui appartengono (EDR nel livello 1B) e xxxx è il numero d'orbita per il quale si è fornito il log. I data frames di Marsis consistono di due parti: la prima contiene 256

Bytes di dati detti ancillari o ausiliari prodotti dallo strumento e contenenti le necessarie informazioni per le successive analisi dei dati scientifici ed elaborazioni, mentre la seconda contiene i dati scientifici veri e propri. Questi, come detto, possono essere riportati nel tempo o in frequenza e in quest'ultimo caso sono a sua volta divisi in parte reale e immaginaria. Nel caso dei dati processati delle modalità sottosuperficiali, che sono prodotti usando tutti gli echi acquisiti durante un frame, i campioni in frequenza o nel tempo sono ordinati prima a seconda dell'antenna attraverso cui sono stati ricevuti, poi dalla banda trasmessa e infine dal filtro Doppler. Un eccezione a questo criterio è rappresentata dai dati PIS, che sono sempre allegati alla fine dei dati scientifici del frame:



Fig 4. 5: Diagramma concettuale della struttura di un frame sottosuperficiale di MARSIS



Fig 4. 6: Struttura Dati Marsis Tracking

DATI SCIENTIFICI SS1 MODE						
S _{doppler_0} (k)	S _{doppler_0} (k)	S _{doppler_0} (k)	S _{doppler_0} (k)			
Dipole f ₀₁	Dipole f ₀₂	Monopole f ₀₁	Monopole f ₀₂			

DATI SCIENTIFICI SS2 MODE				
S _{doppler_0} (k)	S _{doppler_0} (k)			
Dipole f ₀₁	Dipole f ₀₂			

	DATI SCIENTIFICI SS3 MODE							
S _{doppler1} (k)	S _{doppler_0} (k)	S _{doppler_+1} (k)	S _{doppler1} (k)	S _{doppler_0} (k)	S _{doppler_+1} (k)			
Dipole f ₀₁	Dipole f ₀₁	Dipole f ₀₁	Dipole f ₀₂	Dipole f ₀₂	Dipole f ₀₂			

	DATI SCIENTIFICI SS4 MODE						
S _{doppler2} (k) Dipole f ₀	•••	S _{doppler_+2} (k) Dipole f ₀	S _{doppler2} (k) Monopole f ₀		S _{doppler_+2} (k) Monopole f ₀		

	DATI SCIENTIFICI SS5 MODE					
S _{doppler1} (k)	S _{doppler_0} (k)	S _{doppler_+1} (k)	S _{doppler1} (k)	S _{doppler_0} (k)	S _{doppler_+1} (k)	
Dipole f ₀	Dipole f ₀	Dipole f ₀	Monopole f ₀	Monopole f ₀	Monopole f ₀	

Fig 4. 7: Struttura interna dei dati scientifici

In	conclusione	riportiamo	la	lunghezza	in	bytes	dei records	di liv	vello	1B:
						-)				

FILES	AUSILARI	DIPOLE	MONOPOLE	PIS	TOTAL
	(Byte)	(Byte)	(Byte)	(Byte)	(Byte)
FRM_SS1_TRK_CMP_EDR	256	512*2*2	512*2*2	256*2	4864
FRM_SS2_TRK_CMP_EDR	256	256*2*4	0	256*2	2816
FRM_SS3_TRK_CMP_EDR	256	512*2*2*3	0	256*2	6912
FRM_SS4_TRK_CMP_EDR	256	512*2*5	512*2*5	256*2	11008
FRM_SS5_TRK_CMP_EDR	256	512*2*3	512*2*3	256*2	6912
FRM_SS1_ACQ_CMP_EDR	256	1024*2*2	0	256*2	4864
FRM_SS2_ACQ_CMP_EDR	256	1024*2*2	0	256*2	4864
FRM_SS3_ACQ_CMP_EDR	256	1024*2*2	0	256*2	4864
FRM_SS4_ACQ_CMP_EDR	256	1024*2	0	256*2	2816
FRM_SS5_ACQ_CMP_EDR	256	1024*2	0	256*2	2816
FRM_SS1_TRK_UNC_EDR	256	512*2*2*4	512*2*2*4	256*4	17664
FRM_SS2_TRK_UNC_EDR	256	256*2*4	0	256*4	2816
FRM_SS3_TRK_UNC_EDR	256	512*2*2*3*4	0	256*4	25856
FRM_SS4_TRK_UNC_EDR	256	512*2*5*4	512*2*5*4	256*4	42240
FRM_SS5_TRK_UNC_EDR	256	512*2*3*4	512*2*3*4	256*4	25856
FRM_SS1_ACQ_UNC_EDR	256	1024*2*2*4	0	256*4	17664
FRM_SS2_ACQ_UNC_EDR	256	1024*2*2*4	0	256*4	17664
FRM_SS3_ACQ_UNC_EDR	256	1024*2*2*4	0	256*4	17664
FRM_SS4_ACQ_UNC_EDR	256	1024*2*4	0	256*4	9472
FRM_SS5_ACQ_UNC_EDR	256	1024*2*4	0	256*4	9472
FRM_AIS_EDR	256	12800*2	0	0	25856
FRM_CAL_EDR	256	156800	156800	0	313856
FRM_RXO_EDR	256	156800	156800	0	313856

Tab. 4. 4: Lunghezza Records Livello 1B

4.1 PROCESSORE DI LIVELLO 2

Il processore di Livello 2 (L2 P) è un tool scritto come routine integrata nel linguaggio di calcolo MATLAB che mira a processare i dati sottosuperficiali livello 1B, raccolti da Marsis durante le modalità sottosuperficiali e formattati dal Deformatting, e a generare i files data range-compressi che potranno a loro volta essere processati nel processore di Livello 3. Poiché questi dati sono distorti dalla

Ionosfera, occorre implementare al suo interno una tecnica, quale quella del metodo del contrasto, in grado di calcolare una correzione complessa e applicarla quindi alla funzione di riferimento ideale così da ottimizzare il segnale range compresso. Tale processore può elaborare gli stessi dati più volte, usando di volta in volta le informazioni raccolte durante la missione sulla Ionosfera e sullo stato dello strumento, lette dai files ausiliari trasmessi a terra insieme ai dati scientifici. Nel dettaglio L2 P fornisce le seguenti funzionalità:

- Accesso e Lettura del data base di livello 1B
- Generazione data base livello 1B equivalente
- Visualizzazione livello 1B equivalente
- E' in grado di offrire all'utente la possibilità di eseguire vari tipi di processing quali una compressione in range senza compensazione ionosferica, una compressione in range con compensazione ionosferica basata sul metodo del contrasto, una compressione in range compensata con filtraggio adattato o inverso e, a valle della compressione, una correzione del controllo automatico del guadagno (AGC)
- Visualizzazione livello 2 B equivalente
- MultiLooking
- Possibilità di calibrazione
- Visualizzazione in output di svariate informazioni di carattere geometrico o di qualità per consentire all'utente di ottimizzare le successive elaborazioni o ben interpretare i risultati correnti
- L2 P è infine in grado di visualizzare i dati processati in modulo, fase, parte reale e parte immaginaria

ed il tutto è stato integrato in una interfaccia grafica comoda e facile da usare:

📣 interfaccia File			
NPUT PANEL L1-DATA Select Orbit 0042 * Select Submode TRK_CMP * Select Submode 1 * Select Submode 1 * Select Submode 0 * Select Consecutive * Select Filter F0 *		PREFERENCES L2 Coulty PLA Warning Peak R V A4 V IonoComp Peak R V OPT Ref Def IF Offset 338 As AGC CAL Rise BAND F1 BAND F2 A2 INFUT (red Hiz*2)	Panel- osition /alue gy erture fime ime
START L1 PANEL START L1 OUTPUT L1 PANEL N* AVAILABLE 0 N* SAMPLES 0 OPERATIVE 0	PLOT COMMAND FANEL Select Antenna Select Frequency DIPOLE F1 Select A from To MODULUS (4B) F1 PLOT CAL REF F. PLOT FRAME MULTILOOK MACE MATRIX	START L2 PANEL START L2 CUTPUT L2 PANEL A2 START COFFSET 0 A2 BEST 0 A3 BEST 0 CUTPUT L2 PANEL A2 START COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFFSET COFF	anel locity locity

Fig 4. 8 FINESTRA PRINCIPALE L2 P

4.1.1 SELEZIONE DELL'ORBITA

Avviato il software, la prima operazione da compiere è selezionare l'orbita da processare mediante l'apposito pop-up menu. Nel caso del primo esempio operativo che si sta analizzando, si è scelta l'orbita 71:

🛃 interfaccia			
Open Open <th< th=""><th></th><th>PREFERENCES L2 V FLA Verming V A4 V IonoComp V OPT Ref Def F Offset AGC CAL BAND F1 EAND F2 A2 INPUT (red Hz/2)</th><th>Cuality Panel Peak Position Peak Value Energy Noise Level 3dB Aperture Rise Time Fail Time Varience</th></th<>		PREFERENCES L2 V FLA Verming V A4 V IonoComp V OPT Ref Def F Offset AGC CAL BAND F1 EAND F2 A2 INPUT (red Hz/2)	Cuality Panel Peak Position Peak Value Energy Noise Level 3dB Aperture Rise Time Fail Time Varience
START L1 PANEL START L1 OUTPUT L1 PANEL N° AVAILABLE 0 N° SAMPLES 0 OPERATIVE 0	PLOT COMMAND PANEL Select Antenna Select Protugency DPOLE Select Pict Type Select Pict Type Select A Frame To MOOULDUS (dB) PLOT CAL REF F PLOT TAL REF F MULTILOOK	START L2 PANEL START L2 OUTPUT L2 PANEL A2 START OFFSET OFFSET O A2 DEST O A3 DEST O	CED Panel Attitude Tan Velocity Red Velocity Longitude Letitude SZA

Fig 4. 9: SELEZIONE ORBITA

4.1.1.1 GENERAZIONE LIVELLO 1B EQUIVALENTE

Il L2 P accede solo ai file contenuti nelle directory CALIB e DATA. Relativamente ai file contenuti in DATA, il L2 P si interfaccia esclusivamente con la seguente tipologia di file per la specifica orbita selezionata *#orbita* :

FRM_SS1_TRK_CMP_EDR_ #orbita DAT FRM_SS2_TRK_CMP_EDR_ #orbita DAT FRM_SS3_TRK_CMP_EDR_#orbita DAT FRM_SS4_TRK_CMP_EDR_#orbita.DAT FRM_SS5_TRK_CMP_EDR_#orbita.DAT

FRM_SS1_TRK_UNC_EDR_#orbita.DAT FRM_SS2_TRK_CMP_EDR_ #orbita DAT FRM_SS3_TRK_UNC_EDR_#orbita.DAT FRM_SS4_TRK_UNC_EDR_#orbita.DAT FRM_SS5_TRK_UNC_EDR_#orbita.DAT

FRM_SS1_ACQ_CMP_EDR_ #orbita DAT FRM_SS2_ACQ_CMP_EDR_ #orbita DAT FRM_SS3_ACQ_CMP_EDR_#orbita DAT FRM_SS4_ACQ_CMP_EDR_#orbita.DAT FRM_SS5_ACQ_CMP_EDR_#orbita.DAT

FRM_SS1_ACQ_UNC_EDR_#orbita.DAT FRM_SS2_ACQ_CMP_EDR_ #orbita DAT FRM_SS3_ACQ_UNC_EDR_#orbita.DAT FRM_SS4_ACQ_UNC_EDR_#orbita.DAT FRM_SS5_ACQ_UNC_EDR_#orbita.DAT FRM_AIS_EDR_#orbita.DAT FRM_RXO_EDR_#orbita.DAT FRM_CAL_EDR_#orbita.DAT

contenuti nelle directories :

• DATA EDRnnnX

Tutti gli altri file di DATA non potranno essere passati al L2 P. Inoltre, L2 P dovrà utilizzare alcune informazioni presenti nel file:

LOG_EDR_#orbita.CSV

contenuti nelle directories :

• CALIB\EDRnnnX

Per ciascun record di ciascun file FRM dell'orbita, il L2 P esegue i seguenti passi:

- 1. estrazione dei dati scientifici appartenenti allo specifico modo operativo
- 2. estrazione dei dati PIS
- conversione a 32 bit, secondo la tecnica di decompressione specificata nel capitolo IV

A seconda del modo e stato operativo, la conversione applicata è la seguente :

SSX_TRK_CMP	
SSX_ACQ_CMP	conversione da 8 bit a 32 bit
SS2_ACQ_CMP	

X=1,3,4,5	
SSX_TRK_UNC	
SSX_ACQ_UNC	Nessuna conversione (il dato è già a 32 bit)
X=1,2,3,4,5	
SS2_TRK_CMP	Nessuna conversione (il dato è già a 32 bit)
AIS e PIS	conversione da 16 bit a 32 bit
CAL & RXO	nessuna conversione i dati sono come escono dal convertitore A/D - 8 bit C2

Tab. 4. 5: Conversione 32 bit

- 4. scrittura dei dati ottenuti in file di uscita, per le seguenti tipologie di modi operativi:
 - $SSx_TRK_CMP (x = 1...5)$
 - SSx_ACQ_CMP (x = 1...5)
 - $SSx_TRK_UNC (x = 1...5)$
 - $SSx_ACQ_UNC (x = 1...5)$
 - AIS
 - RXO
 - CAL
 - PIS

Ogni frame, estrapolato dal file di livello 1b appartenente ai modi operativi sopra indicati e trasformato a 32 bit, viene salvato in un file di uscita.

I dati di livello 1b equivalente prodotti in uscita sono strutturati sulla base dell'albero di directories e della naming convention riportata nella seguente figura:



Fig 4. 10: Albero directories L 1B equivalente

dove, al solito, *nnn* indica le prime tre cifre di un gruppo di dieci orbite, L indica il numero di riga di OST e F è il numero identificativo del frame mentre il suffisso *mmm* può essere uno dei seguenti:

SSx_TRK_CMP (x = 1...5)
SSx_ACQ_CMP (x = 1...5)
SSx_TRK_UNC (x = 1...5)
SSx_ACQ_UNC (x = 1...5)
AIS
RXO
CAL

Nella seguente tabella, si riporta la struttura dei dati di L1B Equivalente:

Modalità Operativa	Dimensione File (byte)	Dipole-F1 (sample)		Dipole-F2 (sample)		Monopole-F1 (sample) ²		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	2)		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		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		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. 4. 6 Struttura Dati L1 B equivalente

Inoltre, si riporta in un apposito file d'uscita in formato CSV, avente come naming convention QKL_OBS_LOG_#orbita.CSV, per ciascun frame appartenete all'orbita selezionata e riportato nel file LOG_EDR_#orbita.CSV presente nella directory CALIB del Livello 1B, tutti i dati ausiliari appartenente ai frames indicati in LOG_EDR_#orbita.CSV, oltre che alcuni dati riportati nei files GEO e nel file LOG_EDR_#orbita.CSV.

Il file così creato viene salvato nella directory \EQUIVALENT L1B Data\EDRnnnX.

4.1.1.2 VISUALIZZAZIONE LIVELLO 1B EQUIVALENTE

Una volta scelta l'orbita, è possibile nel panello di input del livello 1B data selezionare gli altri parametri di input:

- Ø STATO STRUMENTO
- Ø MODALITA' OPERATIVA
- Ø NUMERO DI RIGA DELLA OST
- Ø NUMERO DI FRAMES CONSECUTIVI DA ANALIZZARE
- Ø NUMERO FILTRO

Nell'esempio operativo in esame si è scelto di analizzare l'orbita per i seguenti parametri di ingresso:

Ø STATO: TRK

- Ø MODALITA' OPERATIVA: SS1
- Ø NUMERO RIGA OST: 2
- Ø NUMERO FRAMES: $1 \rightarrow 5$
- Ø FILTRO 0³⁰

³⁰ unico esistente per tale modalità

A questo punto premendo sul pulsante "START L1", il software accede ai dati L1 B equivalente e li rende disponibili ad essere diagrammati mediante l'apposito panello "PLOT COMMAND PANEL".

L'utente può scegliere il tipo di plot che gli interressa selezionando con gli appositi pop-up menu il tipo di antenna (Dipolo o Monopolo) e la frequenza di trasmissione (F1 o F2); chiaramente è possibile selezionare solo le tipologie abilitate dalla modalità operativa in elaborazione. Inoltre l'utente può indicare il frame da plottare e può scegliere come diagrammare i dati (parte reale, parte immaginaria, modulo –in dB o senza– e fase).

Presentiamo per i parametri di ingresso selezionati, i seguenti casi:

ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1

MODULO DB



PARTE REALE



FASE (RADIANTI)



PARTE IMMAGINARIA



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 5

MODULO DB



PARTE REALE



FASE (RADIANTI)



PARTE IMMAGINARIA



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F2 FRAME 1

MODULO DB



FASE (RADIANTI)



PARTE REALE



PARTE IMMAGINARIA



ANTENNA MONOPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1

MODULO DB



PARTE REALE



FASE (RADIANTI)



PARTE IMMAGINARIA



ANTENNA MONOPOLO FREQUENZA F2 FRAME 1

MODULO DB



PARTE REALE



FASE (RADIANTI)



PARTE IMMAGINARIA



Andiamo ora ad analizzare la stessa orbita per i seguenti parametri di ingresso:

- Ø STATO: TRK
- Ø MODALITA' OPERATIVA: SS4
- Ø NUMERO RIGA OST: 2
- Ø NUMERO FRAMES: $1 \rightarrow 6$
- Ø FILTRO -2,1,0,1,2

ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1 FILTRO -2 MODULO DB FASE (RADIANTI)



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1 FILTRO -1 FASE (RADIANTI) MODULO DB





ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1 FILTRO 0 MODULO DB



FASE (RADIANTI)



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1 FILTRO 1

MODULO DB

FASE (RADIANTI)

FASE (RADIANTI)



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1 FILTRO 2

MODULO DB





4.1.2 LIVELLO 2

Il processore di livello 2 implementa tutte le subroutines descritte ne cap. IV. Per poter processare il livello 1 e passare al livello 2, l'utente semplicemente deve premere sul pulsante "START L2" dell'interfaccia grafica.

4.1.2.1 Preferenze nel Processing

Prima di effettuare il processing L2, l'utente può scegliere che tipo di processing egli intende effettuare ed alcune sue peculiarità abilitando i rispettivi checkboxes nel panello "Processing Preferences". Nel seguente paragrafo si da il significato dei vari checkbosex:

IonoComp	Se spuntato il processing di bordo eseguirà una correzione della
Tonocomp	funzione di riferimento basata sul metodo del contrasto
	Se non à spuptato il processing non eseguirà alcuna correzione
A.4	Se spuntato il processing userè una correzione al tarzo ordine pal
A4	se spundo, il processing usera una correzione ai terzo ordine nel matada dal contracto: co non à countato il processing usorà una
	nietodo dei contrasto, se non e spuntato il processing usera una
	Correzione al secondo ordine.
	Se la compensazione ionosierica non e spunatata tale checkbox non
	sara considerato.
OPM	Se spuntato, il processing aggiornera 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 spunatata 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 calibrazione dello strumento

Nel nostro esempio operativo abbiamo scelto come parametri iniziali di spuntare i checkboxes:

- o FLA
- o A4
- o OPT
- o IonoComp
- o IF

4.1.2.2 VISUALIZZAZIONE LIVELLO 2

Dopo aver processato i dati, di nuovo l'utente può scegliere il tipo di plot che gli interressa selezionando con gli appositi pop-up menu il tipo di antenna (Dipolo o Monopolo) e la frequenza di trasmissione (F1 o F2).

Inoltre l'utente può indicare il frame da plottare e può scegliere come diagrammare i dati (parte reale, parte immaginaria, modulo (in dB o senza) e fase) oppure può plottare l'intero contenuto della matrice ciccando sul pulsante "Image Matrix". Presentiamo ora alcuni casi significativi:

ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1

MODULO DB

MODULO





Si riportano per l'impulso compresso di figura i seguenti parametri di qualità visualizzati in output dal software:

	1	PARAMETRI DI QUALITA'		
		Posizione Picco	92.8571 μs	
🕗 Interfeccia File		Valore Picco	95.7789 dB	
PRUT PANEL L1-DATA	ERENCES L2 Calify Penel FLA Warning PLA Warning PLA Viewe 92.8571 Penk Viewe 95.7769	Energia del segnale	104.26 dB	
TRUCAP	OPT Ref Def Energy 10/2/6 IF Ortiset Noise Level 68.8643 AGC CAL SBB Aperture 1.7371 HODE Torial	Livello medio del rumore	69.9543	
From 00' to 005 - Solid Filter F0 -	50x00 rmm2 1,717 50x00 rmm2 1,717 60x00 rmm2 2,212	Apertura 3dB	1.78 μs	
START LI PARE. START LI PLOT COMMAND PARE. Seed Antenne Soled Frequency	START L2 CONTRACT START L2 CONTRACT TO UT L 20049 CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CONTRACT CON	Tempo di salita	1.717	
M AVALABLE Select Plot Type Select A Frame To Plat S MODELLS (dB) - 1 N SAMPLES PLOT CALREF FUN PLOT FRAME	A2 START 0.003965	Tempo di caduta	2.2512	
OPERATIVE INJULIE ON INJULIE IN INJULIE INJ	NLOOP 20			

Fig 4. 11: Parametri di qualità in output

Il livello del rumore del segnale è determinato applicando una finestra a scorrimento, di dimensione fissata, sulla quale di valuta il valore medio dei campioni del segnale ivi contenuti, e facendo scorrere la finestra lungo il segnale: si assume come livello del rumore il minimo fra i valori medi così trovati. L'energia del segnale viene valutata invece in base alla relazione:

(4.1)
$$Energia(dB) = 10 \log_{10} \sum_{i} \left(R_i^2 + I_i^2 \right)$$

Infine si assume come tempo di salita e caduta rispettivamente il tempo necessario all'impulso per passare dal 10% al 90% del suo valore massimo e dal 90% al 10% del suo valore massimo.

Inoltre, per apprezzare l'efficacia del metodo del contrasto si riporta lo stesso caso di sopra, senza tuttavia compensazione ionosferica:

MODULO DB

MODULO



da cui si evince immediatamente gli effetti dello strato di ionosfera: allargamento dell'impulso e sollevamento dei lobi laterali: risulta indistinguibile ora la posizione del picco.

E' interessante notare anche gli effetti delle funzioni peso sulla compressione dell'impulso. A riguardo riportiamo i due casi Dipolo ad F1 e F2:

ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1

MODULO DB

MODULO



da cui si vede come l'assenza delle funzioni peso produca l'innalzamento dei lobi laterali proprio in una zona in cui ci si aspetta di rinvenire i deboli impulsi sottosuperficiali, anche se si riduce l'apertura a 3 dB (diventa circa pari a 1 microsecondo).

ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F2 FRAME 1 MODULO DB MODULO





Parametri di Qualità				
Posizione Picco	92.8571 μs			
Valore Picco	96.7717 dB			
Energia del segnale	107.245 dB			
Liv. medio rumore	56.9459			
Apertura 3dB	1.6995 μs			
Tempo di salita	1.6452			
Tempo di caduta	2.0104			

Tab. 4. 8: Parametri di qualità

Dalla tabella 4.8 si evince subito come i due impulsi sparati a due frequenza diverse siano chiaramente posizionati allo stesso istante. Sarà dunque possibile, nel livello 3, mediante la tecnica di cancellazione in frequenza ad esempio eliminare il forte ritorno superficiale e far risaltare quindi la risposta sottosuperficiale.

ANTENNA MONOPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1 MODULO DB MODULO





Notiamo subito come per il monopolo l'impulso si sia spostato più a destra. Questo è dovuto al fatto che il monopolo guarda off nadir, per cui l'impulso impiega più tempo per toccare il suolo e tornare.

L'interfaccia riporta per ciascun frame visualizzato alcune informazioni di carattere geometrico quali quota del satellite, velocità radiale e tangenziale, coordinate del punto a terra osservato e angolo di zenith solare che possono essere utili a interpretare e georeferenziare i diagrammi.

		1	Parametri Geometrici		
			Quota	270.667 Km	
∂ Interfeccia Rie			Velocità tang.	0.067522 Km/s	
NPUT PAHL L1-0ATA	PREFERENCES L2		Velocità rad.	-0.03965 Km/s	
Selet Sumole TRV, CAP - Selet Stanode	Image: Provide and		Longitudine	-79.476°	
Select Consecutive From 001 to 005	AGC CAL 17.87 BAND F1 1.17 BAND3 4 MHz Fg Time BAND F2 Variance		Latitudine	-13.096°	
F0	BAND1 1.8 MHz 20.9428 START L2 PANEL - GEO Panel - Athude		Angolo di	81.676°	
OUTPUT L1 PARE Select Programs OUTPUT L1 PARE PICT COMMAND PARE Select Programs DPOLE PICT PARE PICT PICT PICT PICT PICT PICT PICT PICT	START L2 2/UB6/ Ten Vebcfy 0 067522 Rad Vebcfy 0 0037522 Rad Vebcky 0 003965 L0 003965		Zenith Solare		
S MODULUS (38) 1 N* SAMPLES FLOT CAL REF FUN FLOT FRAME 512 MULTLOOK MAGE MATRIX	AC START -98-011 OFFSET 0.000106 81 676				
SS1_TR/_CMP					

Fig 4. 12 Parametri Geometrici in output

dove le velocità sono intese riferite al sistema di riferimento planetocentrico di Marte. Inoltre se spuntiamo il checkbox warning possiamo andare ad analizzare, per ciascun frame visualizzato, l'andamento dell'ampiezza del contrasto durante l'intero ciclo di iterazione il quale può essere utile a comprendere se il metodo del contrasto ha lavorato correttamente oppure occorre ripetere l'iterazione cambiando i valori iniziali utilizzati. Ad esempio nel casi precedenti si ha:



Fig 4. 13: Analisi comportamento del Metodo del Contrasto

Nel caso in cui da tali diagrammi si evidenzi un non soddisfacente comportamento del metodo del contrasto dovuto ad esempio ad un errato valore dei parametri iniziali letti dai dati ausiliari, come nel caso di figura 4.14:



Fig 4. 14 Comportamento errato metodo del contrasto

si potrà ripetere l'elaborazione, stavolta inserendo in input dall'esterno nell'apposito campo dell'interfaccia il valore iniziale di a_2 dal quale il metodo comincia la sua elaborazione.Inoltre, il software visualizza sempre alcuni parametri salienti calcolati nel metodo del contrasto, quali valore iniziale del coefficiente a_2 , i valori ottimali di a_2 e a_3 , il numero di cicli eseguiti e il parametro offset. Ad esempio per il frame 1 (antenna Dipolo a frequenza 1):



Parametri Metodo Contrasto					
a ₂ start	$-9.10^{-11} \text{ rad/Hz}^2$				
OFFSET	0.000106 µs				
N LOOP	20				
a ₂ best	$-1.6 \cdot 10^{-10} \text{rad/Hz}^2$				
a ₃ best	$5.6 \cdot 10^{-17} \text{ rad/Hz}^3$				



Andiamo ora ad analizzare la compressione per i seguenti parametri operativi sempre

all'interno della stessa orbita:

- Ø STATO: TRK
- Ø MODALITA' OPERATIVA: SS4
- Ø NUMERO RIGA OST: 2
- Ø NUMERO FRAMES: $1 \rightarrow 6$
- Ø FILTRO -2,1,0,1,2

Tale sottomodalità, avendo più filtri, potrà essere sottoposta a Multilooking:

ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1: FILTRO 0

MODULO DB

MODULO





ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1: FILTRO -2 MODULO DB MODULO



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1: FILTRO -1 MODULO DB MODULO



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1: FILTRO +1

MODULO DB



MODULO



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1: FILTRO +2

MODULO DB

MODULO



Di questa sottomodalità presentiamo anche il radargramma. Un radargramma è un diagramma bidimensionale che riporta sull'asse delle ascisse il tempo di azimuth o, che è lo stesso, il numero del frame trasmesso e sull'asse delle ordinate il tempo in range mentre sull'asse delle quote è riportato l'intensità di ciascun impulso:



Se volessimo applicare un processing multilooking per il caso in esame, ad esempio per il frame 3, gli echi addendi nella somma del multilooking sono:

ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 1: FILTRO -2 MODULO DB **MODULO**



NTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 2: FILTRO -1

MODULO DB

MODULO





ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 3: FILTRO 0 MODULO DB



MODULO



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 4: FILTRO +1 MODULO DB MODULO



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 5: FILTRO +2 MODULO DB MODULO



ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 3: MULTILOOK MODULO



Fig 4. 16: MULTILOOKING FRAME 0003 SS4 ORBITA 0071
Osserviamo che, siccome per il caso prescelto siamo chiaramente in presenza di uno scattering speculare da una superficie piatta, accade che la maggior parte della potenza di ritorno si concentra su quel solo filtro Doppler che contiene il punto di riflessione speculare, ovvero il filtro Doppler centrale lasciando soprattutto rumore ai filtri laterali. Infatti, dall'esame delle figure presentate risulta evidente la disparità di ordine di grandezza tra il filtro centrale e i filtri laterali: in tali condizioni è chiaro, come si evince dalla figura 4.16, che non risulta affatto proficuo mediare tra loro i filtri. Scegliendo un'orbita che presenti un numero maggiore di frame disponibili, come ad esempio l'orbita 92, proviamo ad applicare alla sua sottomodalità SS5 l'operazione di multilooking.

Di essa mostriamo innanzi tutto i radargrammi completi, sia in 2D che in 3D, ottenuti spuntando i seguenti checkboses:

- o FLA
- o A4
- o OPT
- o IonoComp
- o IF
- o OFFSET
- o REF DEF

e cliccando sul pulsante "Image Matrix" posto nel panello "plot command" dell'interfaccia grafica:













Dal radargramma relativo ad F1 osserviamo come lungo l'orbita si incontrano zone fortemente speculari dal ritorno molto forte, (dal frame 16 a 22 ad esempio) e zone dallo scattering più incoerente, (dal frame 33 a 36 ad esempio). Se dunque diagrammiamo gli eventuali echi addendi del multilooking, ad esempio per il frame 20, otteniamo:



ovvero nel filtro centrale si concentra la stragrande maggioranza della potenza backscatterata, lasciando a quelli laterali solo rumore.

Invece per quanto riguarda il frame numero 34, corrispondente ad un'area а scattering più incoerente, abbiamo i seguenti echi addendi:

ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 33: FILTRO 1 MODULO DB **MODULO**





ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 34: FILTRO 0

MODULO DB







ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 35 FILTRO -1

MODULO DB



MODULO



ovvero diagrammate in un unico diagramma:



Fig 4. 17: Echi Addendi MultiLooking Frame 34 SS5 Orbita 92

In tal caso osserviamo che gli echi addendi hanno lo stesso ordine di grandezza e soprattutto ricalcano lo stesso andamento: quindi rappresentano sicuramente tre viste indipendenti della stessa area a terra e quindi possono essere sottoposte a multilooking con successo. A riguardo, otteniamo:

ANTENNA DIPOLO FREQUENZA F1 FRAME 34: MULTILOOK MODULO



Fig 4. 18: MultiLooking Frame 34 SS5 Orbita 92

Infine, presentiamo i radargrammi dell'orbita 71 dove è presente la modalità SS2 ovvero impulsi compressi in range e azimuth a bordo:









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 e monitoring. A riguardo, diciamo che, in attesa degli imminenti dati reali in arrivo dalla sonda Mars Express, dai risultati presentati nel capitolo IV e conseguiti a partire dai dati test, si evincono, innanzi tutto, tutte le potenzialità del software sviluppato: possibilità di visualizzare qualsiasi dato L1 in svariati formati, possibilità di effettuare differenti tipologie di processing L2, possibilità di visualizzare i dati L2 un frame alla volta oppure secondo radargrammi 2D e 3D, nonché di eseguire analisi multilooking sui dati medesimi, 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. 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. Infine, nella presentazione dei risultati si è voluto sottolineare i miglioramenti ottenuti nella qualità del segnale applicando le tecniche sopra descritte rispetto al caso in cui non sono presenti per evidenziare la bontà delle stesse nella risoluzione dei problemi inerenti al processing L2 quali presenza dei lobi laterali e della Ionosfera. Per tale ragione appare chiaro come esso costituisca sicuramente uno

strumento di valido ausilio per quanti saranno chiamati ad occuparsi della missione MARSIS, prestandosi inoltre ad ulteriori ottimizzazioni che potrebbero riguardare l'aggiunta di nuove routines per il processing di livello 3.

APPENDICE I

MODELLI DI COMPOSIZIONE DEGLI STRATI SUPERIORI

In questa appendice sono descritti i modelli della composizione e profilo degli strati superiori di Marte, basati sull'attuale letteratura e sugli studi classici di Marte.

La struttura della crosta marziana è il risultato di molti differenti processi, data la complessa storia geologica del pianeta. Comunque, i più significativi su scala globale sembrano essere i processi di impatto, che hanno giocato un ruolo certamente maggiore nella evoluzione strutturale della crosta producendo e disperdendo grandi quantità di detriti e fratturando il basamento sottostante. Si stima che, nel corso della storia geologica marziana, il volume dei detriti prodotti dagli impatti fosse così elevato da aver creato uno distesa globale di debris spessa fino a 2 Km. E' probabile che questo strato di detriti sia in modo discontinuo interstratificato con flussi vulcanici, prodotti d'erosione e depositi sedimentari, tutti sovrastanti un basamento profondamente fratturato: tale strato è detto megaregolite.

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 H_2O 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; 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 un'equazione del decadimento della porosità con la profondità adattando un'equazione simile concepita per la Luna. L'equazione è del tipo:

(A1.1)
$$\Phi(z) = \Phi(0) \exp(-\frac{z}{K})$$

dove $\Phi(z)$ è la porosità alla profondità z e K è una costante di decadimento che per Marte vale K=2.8 Km.

Lo stato e la distribuzione di H_2O nel megaregolite marziano sono funzioni della conduttività termica della crosta, del flusso di calore geotermico, della temperatura di fusione del ground-ice e della temperatura media superficiale. Questi fattori determinano anche lo spessore della criosfera che è lo strato del megaregolite marziano in cui la temperatura rimane continuamente al di sotto del punto di congelamento dell'H₂O (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 H₂O presente fino ad una profondità di circa 100 m. La criosfera si estende sotto questo "strato attivo" fino ad una profondità dove il flusso di calore dall'interno del pianete fa salire la temperatura sopra il punto di fusione del ground-ice.

Le stime della profondità dell'isoterma di fusione variano da 0 Km a 11.0 Km all'equatore, e da 1.2 Km a 24 Km ai poli, a seconda dei diversi valori dei parametri trovati in letteratura. L'acqua liquida può persistere solo sotto tali profondità; inoltre l'acqua liquida si diffonderebbe verso il fondo dello strato di regolite e quindi potrebbe posarsi ancora più in profondità, benché condizioni locali possono anche smentire le considerazioni di sopra. 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:

- § Scenario di rilevazione dell'interfaccia ghiaccio/acqua
- § Scenario di rilevazione dell'interfaccia regolite secco/ghiaccio

Secondo il primo modello, la porosità del megaregolite marziano è massima in superficie e il suo decadimento con la profondità è data dalla legge esponenziale (A1.1). Le porosità sono riempite con il ghiaccio proveniente dalla superficie fino ad una profondità alla quale l'acqua liquida è stabile e diventa la sostanza che riempie i fori. La variazione della materia che va a riempire i pori provoca una discontinuità della costante dielettrica globale, che può essere rilevata dal radar-sounder. Si stima che tale interfaccia ghiaccio/acqua abbia una profondità nominale compresa nel range di 0-5000 m.

Invece nell'altro modello, si ripetono le stesse assunzioni del precedente per quanto riguarda le proprietà del megaregolite mentre la materia che riempie i fori è supposto essere gassosa o qualche altra sostanza equivalente al vuoto fino ad una certa profondità sotto la quale i pori vengono riempiti dal ghiaccio. Quindi, qui l'interfaccia che deve essere rilevata è quella tra il regolite secco e il regolite con pori riempiti di ghiaccio. Si stima per tale interfaccia una profondità nominale compresa nel range 0-1000 m.

I due modelli sono rappresentati nella figura A1.1:

• Scenario rilevazione Acqua

Regolite riempito di ghiaccio Regolite riempito di acqua



Fig. A1.1 Modelli di Stratificazione della Crosta Marziana a)Rilevazione della interfaccia Ghiaccio-Acqua b) rilevazione della interfaccia Regolite Secco-Ghiaccio • Scenario rilevazione Ghiaccio



Sembra certo, da osservazioni morfologiche e chimiche così come dai meteoriti marziani, che la superficie marziana sia principalmente basaltica. Comunque, potrebbe avere una sottile strato di più recenti prodotti vulcanici sovrastante una crosta primitiva. Si stima che tale strato sia composto principalmente da andesite.

Benché sulla superficie di Marte sia presente una moltitudine di differenti composizioni chimiche, è necessario selezionare alcuni materiali rappresentativi come i più significativi per gli studi elettromagnetici. 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 per la crosta miscele bifasi composte da un materiale detto host che 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 elencate in tabella A1.1:

Tabella A1.1 Proprietà dielettriche dei materiali sottosuperficiali							
	Materiale della Crosta		Materiale che riempie i pori				
	Andesite	Basalto	Ghiaccio	Acqua liquida	Gas		
ε _r	3.5	7.1	3.15	88	1		
tanδ	0.005	0.014	0.00022	0.0001	0		

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 piccole variazioni dell'altezza superficiale su di una scala di alcune decine di metri.

Una qualsiasi superficie nel piano (x,y) è 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 :

—Deviazione standard dell'altezza superficiale: σ_z

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

(A1.2)
$$\overline{z} = \frac{1}{L_x L_y} \int_{-L_x/2}^{L_x/2} \int_{-L_y/2}^{L_y/2} z(x, y) dx dy$$

mentre il momento del secondo ordine è:

(A1.3)
$$\overline{z^2} = \frac{1}{L_x L_y} \int_{-L_x/2}^{L_x/2} \int_{-L_y/2}^{L_y/2} z^2(x, y) dx dy$$

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

(A1.4)
$$\sigma_{z} = \sqrt{\overline{z^{2}} - (\overline{z})^{2}}$$

—Lunghezza di correlazione superficiale

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

(A1.5)
$$R_{Z}(x) = \frac{1}{L_{X}} \int_{-L_{X}/2}^{L_{X}/2} z(x_{d}) z(x_{d} + x) dx_{d}$$

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 :

(A1.6)
$$\rho(x) = \frac{\int_{-Lx_{2}}^{Lx_{2}} z(x_{d}) z(x_{d} + x) dx_{d}}{\int_{-Lx_{2}}^{Lx_{2}} z^{2}(x_{d}) dx_{d}} = \frac{E[z(x_{d}) z(x_{d} + x)]}{E[z(x_{d})^{2}]}$$

La lunghezza di correlazione è definita come la distanza x=L per cui si ha :

(A1.7)
$$\rho(L) = \frac{1}{e}$$

La lunghezza di correlazione di una superficie fornisce un riferimento per stimare l'indipendenza statistica di due punti della superficie: se due punti sono separati da una distanza orizzontale maggiore di L, allora le loro altezze possono essere considerate approssimativamente incorrelate e quindi statisticamente indipendenti se gaussiane.

— Pendenza rms

Essa è definita come:

(A1.8)
$$m_s = \sqrt{\overline{S^2}}$$

dove indichiamo con S la pendenza di z nel punto x₀:

(A1.9)
$$S = \lim_{\Delta x \to 0} \frac{z(x_o + \Delta x) - z(x_o)}{\Delta x}$$

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 deviazione standard σ_h , una lunghezza di correlazione L, e una pendenza rms superficiale locale (slope) m_s^{31} . Assumendo che la funzione densità di probabilità dell'altezza della superficie sia gaussiana a media nulla:

(A1.10)
$$P_{Z}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{h}}} e^{-\frac{z^{2}}{2\sigma_{h}^{2}}}$$

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

$$\rho(x) = e^{-\left(\frac{x}{L_c}\right)^2} \qquad \longrightarrow \qquad m_s = \sqrt{2} \frac{\sigma_h}{L_c}$$
$$\rho(x) = e^{-\frac{|x|}{L_c}} \qquad \longrightarrow \qquad m_s = \frac{\sigma_h}{L_c}$$

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:

$$F_{z_{1},z_{2}}(\omega_{1},\omega_{2}) = \Im\left\{P_{z_{1},z_{2}}\left(\frac{2z_{1}}{c},\frac{2z_{2}}{c}\right)\right\} = \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} e^{j\frac{2}{c}(\omega_{1}z_{1}-\omega_{2}z_{2})}P_{z_{1},z_{2}}\left(\frac{2z_{1}}{c},\frac{2z_{2}}{c}\right)dz_{1}dz_{2} = e^{j\frac{2}{c}(\omega_{1}z_{1}-\omega_{2}z_{2})} >= e^{-\frac{2\sigma_{h}^{2}}{c^{2}}[\omega_{1}^{2}-2\rho(x_{1}-x_{2};y_{1}-y_{2})\omega_{1}\omega_{2}+\omega_{2}^{2}]}$$

³¹ Rappresenta la pendenza geometrica della superficie

dove $\rho(x_1-x_2;y_1-y_2)^{32}$ è il coefficiente di correlazione bidimensionale della superficie e $P_{z1,z2}$ è la funzione densità di probabilità congiunta della superficie.

I termini larga scala e scala ridotta si riferiscono a differenti approssimazioni nella modellazione del coefficiente di backscattering del radar; il termine di divisione tra larga scala e scala ridotta è essenzialmente la lunghezza d'onda del radar.

Per derivare la geometria di larga scala della superficie si possono usare dati topografici; le mappe topografiche globali di Marte attualmente disponibili sono state compilate a partire da diversi tipi di misure con differenti risoluzioni e incertezze. Ad oggi, i migliori dati altimetrici, disponibili solo per limitati tratti della superficie marziana, sono quelli forniti dalle osservazioni mediante Doppler-delay Radars dalla Terra e hanno una risoluzione orizzontale dell'ordine di pochi Km al massimo.

Questi dati non offrono un'immagine completa, globale della topografia marziana ma ci permettono di dedurre che variazioni di altitudine, benché rilevanti, non coinvolgono pendenze medie più ripide di 5° e spesso anche molto meno. Inoltre, le lunghezze di correlazione appaiono essere piuttosto larghe, forse dell'ordine delle decine di Km.

Per caratterizzare la geometria superficiale su scale più basse delle risoluzioni del radar (scale che vanno da decine di metri a centinaia di metri), è necessario utilizzare opportuni data sets: una possibilità è l'interpretazione delle caratteristiche dell'eco radar in termini di qualche modello di scattering superficiale (quale il modello di Hagfors), così da permettere la deduzione di quelle proprietà superficiali corrispondenti al modello. Comunque, con tali modelli i valori misurati per Marte sono nel range di 0.7°-13°, in media 2°, con una notevole diversità da posto a posto sulla superficie. In conclusione, i plausibili ranges dei parametri che descrivono la geometria superficiale sono elencati in tabella A1.2:

³² Esso dipende solo dalla differenza delle variabili e non separatamente da esse per la stazionarietà del processo

Tabella A1.2 Sommario dei range per i parametri geometrici superficiali						
Modello larga scala		Modello scala ridotta				
Pendenza rms	Lunghezza di correlazione	Pendenza rms	Altezza rms			
0.57°-5.7°	200 m-3000 m	5.7°-34.5°	0.1 m-1 m			

Per accertare le prestazioni da parte del radar nella rilevazione delle interfacce, bisogna valutare le intensità degli echi in arrivo dagli strati superficiali e sottosuperficiali al variare delle condizioni operative. Queste possono essere espresse in termini di radar cross sections di backscattering nel seguente modo:

- (A1.11) $\sigma_{s} = \Gamma_{s} f_{s}(\sigma_{h,s}, L_{s}, \lambda)$
- (A1.12) $\sigma_{ss} = \Gamma_{ss} f_{ss} (\sigma_{h,ss}, L_{ss}, \lambda)$

dove Γ_S e Γ_{SS} sono le riflettività Fresnel che hanno a che fare con le proprietà dielettriche superficiale e sottosuperficiale e f_S e f_{SS} sono termini geometrici di scattering, che hanno a che fare con la struttura geometrica della superficie e sottosuperficie; L_S e L_{SS} sono le lunghezze di correlazione e λ è la lunghezza d'onda operativa. Nelle righe seguenti, le costanti dielettriche e i termini geometrici di scattering saranno valutati usando i semplificati modelli della crosta di riferimento introdotti in precedenza.

Secondo la teoria dell'elettromagnetismo, la riflettività Fresnel (o coefficiente di riflessione dell'energia) per un'incidenza nadirale su di una superficie³³ può essere espressa come:

(A1.13)
$$\Gamma_{\rm S} = \left| \frac{1 - \sqrt{\epsilon_{\rm r1}(0)}}{1 + \sqrt{\epsilon_{\rm r1}(0)}} \right|^2 = R_{01}^2$$

³³ In genere per polarizzazione orizzontale $R_{H} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r1}}\cos\theta_{1} - \sqrt{\varepsilon_{r2}}\cos\theta_{2}}{\sqrt{\varepsilon_{r1}}\cos\theta_{1} + \sqrt{\varepsilon_{r2}}\cos\theta_{2}}$; verticale $R_{H} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r2}}\cos\theta_{1} - \sqrt{\varepsilon_{r1}}\cos\theta_{2}}{\sqrt{\varepsilon_{r2}}\cos\theta_{1} + \sqrt{\varepsilon_{r1}}\cos\theta_{2}}$

con $\varepsilon_{r1}(0)$ la costante dielettrica relativa reale del primo strato valutata in superficie (z=0) (R₀₁ è il coefficiente di riflessione di Fresnel superficiale).

La riflettività Fresnel di uno strato sottosuperficiale a profondità z può essere espressa come:

(A1.14)
$$\Gamma_{\rm SS} = R_{12,z}^2 (1 - R_{01}^2)^2 10^{-0.1 \int_0^z \alpha(\zeta) d\zeta}$$

dove $R_{12,z}$ è il coefficiente di riflessione Fresnel di un'interfaccia localizzata a profondità z:

(A1.15)
$$R_{12,z}^{2} = \left| \frac{\sqrt{\varepsilon_{r1}(z)} - \sqrt{\varepsilon_{r2}(z)}}{\sqrt{\varepsilon_{r1}(z)} + \sqrt{\varepsilon_{r2}(z)}} \right|^{2}$$

essendo $\varepsilon_{r2}(z)$ la costante dielettrica relativa reale del secondo strato valutata in z e dove $\alpha(\zeta)$ è l'attenuazione (o assorbimento) per unità di profondità di andata e ritorno dovuto alla dissipazione dielettrica nella crosta espressa in dB/m:

(A1.16)
$$\alpha(z) = 1.8 \cdot 10^{-7} f_0 \sqrt{\varepsilon_{r1}} \tan \delta_1$$

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.

Queste possono essere modellato a partire dalle costanti dielettriche degli elementi base contenuti nella crosta marziana (Tabella A1.1) e usando la legge esponenziale (equazione A1.1) per il decadimento della porosità rispetto alla profondità all'interno di una formula di mixing per miscele bifasi Host/Inclusion. A proposito, in quest'analisi è stata adottato il modello Maxwell-Garnet nel caso d'inclusioni sferiche, per cui la costante dielettrica della mixture ε_m (complessa) è data da:

(A1.17)
$$\varepsilon_{\rm m}(z) = \varepsilon_{\rm h} \frac{1 + 2\Phi(z)Y}{1 - \Phi(z)Y}$$

dove:

(A1.18)
$$Y = \frac{\varepsilon_i - \varepsilon_h}{\varepsilon_i + 2\varepsilon_h}$$

in cui ε_i e ε_h sono rispettivamente le costanti dielettriche complesse del materiale inclusion e host e dove :

(A1.19)
$$\Phi(z) = \Phi(0) \exp(-\frac{z}{K})$$

Siccome la porosità $\Phi(z)$ dipende dalla quota, così fanno anche le costanti dielettriche della miscela. Di conseguenza, la costante dielettrica reale in superficie (il caso regolite con porosità riempite d'acqua è considerato non possibile in superficie) varia tra 4 e 6 per un regolite basaltico, e tra 2 e 4 per un regolite andesitico; i valori più bassi corrispondono alla più alta porosità superficiale e al caso di regolite secco. Come la profondità cresce, la costante dielettrica del primo strato aumenta a causa della più bassa porosità e tende alla costante dielettrica del materiale host puro (basalto o andesite nei nostri modelli). Se si trova ad una certa profondità un interfaccia tra il regolite riempito di ghiaccio e quello riempito d'acqua oppure tra il regolite secco e quello riempito di ghiaccio, ci sarà un improvviso variazione nella parte reale della costante dielettrica: il contrasto dielettrico sarà più alto nel caso di interfacce ghiaccio/acqua, nel caso di porosità superficiale più alta, e, certamente a profondità maggiori. Questo contrasto dielettrico è all'origine dei processi di riflessione sottosuperficiali, e il coefficiente di riflessione sottosuperficiale sarà proporzionale alla sua intensità attraverso la (A1.15). Comunque, l'attenuazione nella crosta può essere modellata attraverso l'equazione (A1.16) e attraverso gli ottenuti profili della tangente del coefficiente di perdita mentre la riflettività sottosuperficiale totale può essere computata eseguendo una integrazione sulla profondità secondo l'equazione (A1.14).

Usando le formule di sopra si possono valutare in funzione della profondità e della porosità superficiale le costanti dielettriche delle miscele che sono state scelte per rappresentare il regolite poroso di Marte. Le risultanti costanti dielettriche reali e la tangente del coefficiente di perdita sono rappresentate in Fig.A1.2 mentre le Fig. A1.3 e A1.4 riportano la riflettività Fresnel degli echi di superficie e sottosuperficie per la rilevazione dell'interfaccia ghiaccio-acqua e regolite secco-ghiaccio, assumendo differenti porosità e come materiale il Basalto.

E' chiaro dalle figure che è valido il seguente range di variazione per la superficie e sottosuperficie:

- La riflettività superficiale varia tra -7 dB e -15 dB a seconda della composizione superficiale e porosità e ha un tipico valore di -10 dB.
- La riflettività sottosuperficiale è fortemente dipendente dalla profondità e frequenza



Fig. A1.2 Andamento della tangente del coefficiente di perdita e della parte reale della costante dielettrica della miscela bifase con la profondità: caso Basalto



Fig. A1.3 Andamento della Riflettività Fresnel superficiale e sottosuperficiale del regolite marziano con la profondità al variare della frequenza: caso interfaccia ghiaccio/acqua



Fig. A1.4 Andamento della Riflettività Fresnel superficiale e sottosuperficiale del regolite marziano con la profondità al variare della frequenza: caso interfaccia regolite secco/ghiaccio

APPENDICE II

MODELLI DI BACKSCATTERING SUPERFICIALE PER RADAR MARSIS

Il backscattering della superficie di Marte può essere modellato considerando due termini: il primo, detto contributo allo scattering di larga scala, deriva dalle dolci ondulazioni geometriche della superficie su di una scala di molte centinaia a migliaia di metri; il secondo, detto contributo allo scattering di scala ridotta, da ragione delle rapide e piccole variazioni di altezza superficiale su di una scala orizzontale di alcune decine di metri. A proposito, diciamo che semplici metodi approssimati possono essere applicati a superfici che presentano un'unica scala di rugosità, con o un'elevata lunghezza di correlazione (superfici dolcemente ondulate) o con un'altezza rms molto piccola (superfici poco 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 tangente³⁴, mentre il metodo delle piccole perturbazioni può essere applicato alle superfici poco ruvide. Le regioni d'applicabilità dei modelli sono riportate in figura A2.1:



Fig A2.1 Condizioni di validità dell'approssimazione di Kirchhoff e del metodo delle piccole perturbazioni ($k=2\pi/\lambda$)

³⁴ 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

dalle quali si evince la validità delle assunzioni fatte.

L'approccio usato per modellare il backscattering superficiale totale è quello di considerare le due scale di rugosità indipendentemente per poi sommare le rispettive cross-sections di backscattering, ottenute con le approssimazioni del metodo di Kirchhoff e delle piccole perturbazioni.

VALUTAZIONE DEL CONTRIBUTO DI LARGA SCALA

Sotto le approssimazioni di Kirchhoff, il campo elettrico scatterato verso l'antenna è dato dal seguente integrale:

(A2.1)
$$E_s = -\frac{j}{2\lambda} \int_S G(P) R(P) \frac{\hat{n} \cdot (2\hat{r})}{r^2} e^{-jk^2r} dS$$

dove $E_I = (1/r)e^{-jkr}$ è l'onda sferica incidente, P è il generico punto della superficie, λ è la lunghezza d'onda, G(P) è il guadagno di antenna normalizzato nella direzione del punto P sulla superficie, R(P) è il coefficiente di riflessione di Fresnel, r è la distanza dal radar del punto P, \hat{r} è il versore della direzione radar-punto P, \hat{n} è il versore normale alla superficie nel punto P, e infine k=2 π/λ è il numero d'onda. Se, invece, il radar trasmette un impulso f(t) centrato in $\omega_0=2\pi c/\lambda$ il campo elettrico scatterato diventa:

(A2.2)
$$E_{s}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) E_{s} e^{j\omega t} d\omega$$

dove $F(\omega)$ è la trasformata di Fourier dell'impulso trasmesso. Per cui la (A2.2) diventa:

(A3.3)
$$E_{S}(t) = -\frac{1}{4c\pi} \int_{S} G(P) R(P) \frac{\hat{n} \cdot (2\hat{r})}{r^{2}} \left(\int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) \frac{j\omega}{2\pi} e^{j\omega\left(t - \frac{2r}{c}\right)} d\omega \right) dS$$

Si fa l'ulteriore ipotesi di pattern di antenna isotropico (per cui G(P)=1) e che le inclinazioni della superficie siano abbastanza piccole da confondere la normale locale

alla superficie con l'asse verticale (per cui $\hat{n} \cdot \hat{r} \equiv \hat{z} \cdot \hat{r} = \cos\theta$, dove θ è l'angolo di incidenza rispetto alla verticale). Inoltre la distanza tra il radar e il generico punto P(x,y,z) può essere approssimata, nell'ipotesi di campo lontano, a :

(A2.4)
$$r \cong H - z\cos\theta + \frac{x^2 + y^2}{2H}$$

dove H è la distanza tra il radar e la superficie media. Con tutte queste assunzioni la (A2.3) diventa:

$$E_{S}(\tau) = -\frac{2}{4c\pi} \frac{\cos\theta}{H^{2}} R(\theta) \int_{S} \left(\int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) \frac{j\omega}{2\pi} e^{j\omega \left(\tau + \frac{2z\cos\theta}{c} - \frac{x^{2} + y^{2}}{cH}\right)} d\omega \right) dS$$

dove τ =t-2H/c e l'angolo di incidenza è stato supposto non subire significative variazioni all'interno dell'area di integrazione ed è stato pertanto portato fuori dall'integrale superficiale.

La potenza media scatterata al tempo τ può essere valutata effettuando la media del prodotto del campo elettrico scatterato col suo complesso coniugato:

$$\left\langle E_{S}(\tau)E_{S}^{*}(\tau)\right\rangle = \frac{4\Gamma(\theta)}{(4c\pi)} \frac{\cos^{2}\theta}{H^{2}} \iint_{SS} \left(\int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} F(\omega_{1})\frac{\omega_{1}}{2\pi}F^{*}(\omega_{2})\frac{\omega_{2}}{2\pi} e^{j(\omega_{1}-\omega_{2})\tau} e^{-\frac{j}{cH}[\omega_{1}(x_{1}^{2}+y_{1}^{2})-\omega_{2}(x_{2}^{2}+y_{w}^{2})]} < e^{\frac{j2\cos\theta}{c}(\omega_{1}z_{1}-\omega_{2}z_{z})} > d\omega_{1}d\omega_{2} \right) dS_{1}dS_{2}$$

dove $\Gamma(\theta) = |R(\theta)|^2$ è la riflettività Fresnel e il simbolo <...> indica l'operazione di media statistica.

La soluzione dell'integrale non è facilmente ottenibile nel caso generale; tuttavia è possibile ricavarlo in forma chiusa assumendo un indice di correlazione circolarmente simmetrico³⁵ (isotropico) e gaussiano (spettro di rugosità gaussiano):

(A2.5)
$$\rho(\xi) = e^{-(\frac{\xi}{L})^2}$$

 $^{^{35}}$ cioè ρ dipende non dipende da x e y separatamente ma solo dalla loro distanza dall'origine.

dove $\xi = (x_1^2 + y_1^2)^{1/2} - (x_2^2 + y_2^2)^{1/2}$ e L è la lunghezza di correlazione e assumendo inoltre uno spettro gaussiano dell'impulso:

(A2.6)
$$F(\omega) = \frac{1}{2} \left\{ S[j(\omega - \omega_0)] + S[j(\omega + \omega_0)] \right\}$$

dove:

(A2.7)
$$S(j\omega) = \frac{\sigma_p}{\sqrt{\pi}} e^{-\sigma_p^2 \omega^2}$$

dove ω_o è la frequenza portante e σ_p è collegata alla banda del sistema B mediante la relazione:

(A2.8)
$$\sigma_p \approx \frac{0.42}{B}$$

Queste ipotesi conducono ai seguenti risultati:

(A2.9)
$$\left\langle E_{s}(\tau)E_{s}^{*}(\tau)\right\rangle = \frac{\Gamma(\theta)}{4H^{2}}\cos^{2}\theta\left(P_{c}+P_{nc,1}-P_{nc,2}\right)$$

_

dove:

-- P_c(τ) è la componente coerente (speculare) dello scattering:

(A2.10)
$$P_c(\tau) = \frac{1}{1+F} e^{-\frac{(2k\sigma_h \cos\theta)^2}{1+F}} e^{-\frac{\tau^2}{2\sigma_p^2(1+F)}}$$

--- $P_{nc}(\tau) = P_{nc,1}(\tau) - P_{nc,2}(\tau)$ è la componente dello scattering incoerente (diffusa):

(A2.11)
$$P_{nc,1}(\tau) = \frac{\beta}{\sqrt{1+2F}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} e^{\frac{\beta^2}{2}} e^{-\beta \frac{\tau}{\sigma_{eq}}} erfc \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \left(\beta - \frac{\tau}{\sigma_{eq}} \right) \right]$$

$$P_{nc,2}(\tau) = \frac{\beta}{\sqrt{1+F}\sqrt{1+2F}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} e^{-\frac{(2k\sigma_{h1}\cos\theta)^2}{1+F}} e^{\frac{\beta^2(1+F)}{2(1+2F)}} e^{-\beta\frac{\tau}{\sigma_{eq}}} \cdot \frac{\beta^2(1+F)}{1+2F} e^{-\beta\frac{\tau}{\sigma_{eq}}} \cdot \frac{\beta^2(1+F)}{1+$$

ed infine:

$$F = \frac{1}{2} \frac{\sigma_{h1}^2 \cos^2 \theta}{\left(\frac{c\sigma_p}{2}\right)^2}$$
rugosità proiettata normalizzata
$$\sigma_{eq} = \sigma_p \sqrt{1 + 2F}$$
durata equivalente dell'impulso

$$\beta = \frac{c\sigma_{eq}}{2Hm_s^2\cos\theta} \left(1 - e^{-(2k\sigma_{h1}\cos\theta)^2}\right)$$

parametro superficiale

angolo di osservazione

La cross section di backscattering del modello superficiale di larga scala è data da :

(A2.13)
$$\sigma_{1}(\tau) = \frac{\left\langle E_{S}(\tau) E_{S}^{*}(\tau) \right\rangle}{\left\langle E_{I}(\tau) E_{I}^{*}(\tau) \right\rangle} 4\pi H^{2}$$

per cui :

 $\Theta = \sqrt{\frac{c\tau}{H}}$

(A2.14)
$$\sigma_1(\tau) = \pi H^2 \Gamma(\theta) \cos^2 \theta (P_c + P_{nc,1} - P_{nc,2})$$

La massima potenza è ricevuta quando si verifica una riflessione totalmente coerente, vale a dire quando la superficie è perfettamente piatta ($\sigma_h=0$). In tale condizione è facile verificare che $P_{nc,1}(\tau)=P_{nc,2}(\tau)$ (termine incoerente nullo) mentre il termine coerente P_c tende alla forma dell'impulso trasmesso, che è massimo nell'origine; la massima cross section del contributo di larga scala della superficie è allora:

(A2.15)
$$\sigma_{1,MAX} = \Gamma(0)\pi H^2$$

Quando la superficie diventa più rugosa (σ_h cresce, $\sigma_h >> \lambda^{36}$) la componente coerente va a zero mentre lo scattering non coerente diventa dominante (modello di ottica geometrica); in tal caso risulta:

$$\sigma_{1,NC} = \frac{\Gamma(0)\pi H^2 B}{\sqrt{1+2F}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} 2 = \Gamma(0)\pi H \frac{c\sigma_p}{2} \sqrt{2\pi} \frac{1}{m_s^2} = \Gamma(0)A_0 \frac{1}{2m_s^2}$$

dove A₀ è l'area illuminata dal radar altimetro convenzionale pari a πR^2_{PL} .

Il contributo al backscattering di larga scala, valutato secondo il modello sviluppato, è diagrammato nella fig. A2.2 in funzione della pendenza rms superficiale (m_s=0.5°,...,5°), per i valori limite della lunghezza di correlazione (L=0.2-2 Km) e alla quota orbitale di 250 Km. In tutti questi diagrammi, il tempo di ritardo τ è riportato come profondità del ritorno sottosuperficiale corrispondente secondo la relazione $z = c\tau/2\sqrt{\varepsilon_r}$ e si è assunto per ε_r un valore medio di riferimento di 4. Inoltre, i diagrammi sono normalizzati rispetto alla massima cross section (superficie piatta) espressa dalla (A2.15).

³⁶ Più precisamente una superficie è considerata non levigata se $2k\sigma_h \cos\theta > \pi/8$ (criterio di Rayleigh)



Fig. A2.2 Contributo allo scattering di larga scala in funzione della profondità al variare della pendenza rms, della lunghezza di correlazione, frequenza e alla quota di 250 Km

VALUTAZIONE DEL CONTRIBUTO DI SCALA RIDOTTA

In base alla zona di validità riportata in fig. A2.1 il termine di scattering di scala ridotta può essere calcolato per mezzo del metodo delle piccole perturbazioni, il quale esprime il coefficiente di backscattering (radar cross section normalizzata rispetto all'area illuminata) polarizzato verticalmente σ^0_{vv} od orizzontalmente σ^0_{hh} come segue:

(A2.16)
$$\sigma_{pp}^{0}(\theta) = 8k^{4}\sigma_{h2}^{2}|\alpha_{pp}(\theta)|^{2}\cos^{4}\theta W_{2}(K_{B})$$

dove p sta per h o v a seconda dei casi, $k=2\pi/\lambda$ è il numero d'onda, θ è l'angolo di incidenza rispetto al nadir, $\alpha_{pp}(\theta)$ è l'ampiezza di polarizzazione per la polarizzazione pp, $W_2(K_B)$ è lo spettro di rugosità superficiale di scala ridotta³⁷:

(A2.17)
$$W_2(K_B) = \int_0^\infty \rho_2(\xi) J_0(K_B \xi) \xi d\xi$$

essendo ρ_2 il coefficiente di correlazione, J_0 è la funzione di Bessel di ordine zero e K_B la frequenza di Bragg pari a K_B=2ksen θ .

Nel caso di backscattering le ampiezze di polarizzazione sono date per le due polarizzazioni dalle seguenti espressioni :

(A2.18)
$$|\alpha_{hh}(\theta)|^2 = |R_h(\theta)|^2 = \Gamma_{hh}(\theta) = \left| \frac{\cos\theta - \sqrt{\varepsilon_r - sen^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\varepsilon_r - sen^2\theta}} \right|^2$$

(A2.19) $|\alpha_{vv}(\theta)|^2 = \left| (\varepsilon_r - 1) \left(\frac{\sin^2\theta - \varepsilon_r (1 + sen^2\theta)}{(\varepsilon_r \cos\theta + \sqrt{\varepsilon_r - sen^2\theta})^2} \right)^2 \right|^2$

dove ε_r è la costante dielettrica della superficie.

Pertanto, la cross section di scattering di scala ridotta può essere ricavata col seguente integrale:

$$\sigma_{2}(\tau) = 8k^{4}\sigma_{h2}^{2}\int_{0}^{2\pi\infty} \left|\alpha_{pp}(\theta)\right|^{2}\cos^{4}\theta W_{2}(2ksen\theta) p\left(\tau - \frac{\rho^{2}}{cH}\right)\rho d\rho d\phi$$

dove $\rho e \phi$ sono le coordinate polari della superficie illuminata dall'antenna, p(t) è l'impulso trasmesso dopo la compressione, e dove si applicano le seguenti relazioni :

³⁷ Trasformata di Fourier del coefficiente di correlazione bidimensionale

(A2.21)
$$\theta = \tan^{-1} \frac{\rho}{H}$$

(A2.22)
$$\rho \cong \sqrt{Hct} \Longrightarrow t \cong \frac{\rho^2}{cH}$$

Il coefficiente di Fresnel $\alpha(\theta)$ varia molto leggermente con l'angolo d'incidenza per entrambi le polarizzazioni, cosicché noi possiamo trascurare la sua variazione dentro l'area illuminata dall'impulso ad un fissato istante τ , ponendo:

(A2.23)
$$\left|\alpha(\theta)\right|^2 \cos^4 \theta \cong \left|\alpha\left(\sqrt{\frac{c\tau}{H}}\right)^2 \cos^4\left(\sqrt{\frac{c\tau}{H}}\right)\right|^2$$

~

Sostituendo nella (A2.20), si ottiene:

(A2.24)

$$\sigma_{2}(\tau) = 16\pi k^{4} \sigma_{h2}^{2} \left| \alpha_{pp} \left(\sqrt{\frac{c\tau}{H}} \right)^{2} \cos^{4} \left(\sqrt{\frac{c\tau}{H}} \right)_{0}^{\infty} W_{2}(2ksen\theta) p \left(\tau - \frac{\rho^{2}}{cH} \right) \rho d\rho \right|$$

Assumendo per semplicità una forma rettangolare per l'impulso trasmesso dopo la compressione (vale a dire tralasciando l'effetto dei lobi laterali), e fissando il tipo di spettro di rugosità, la (A2.24), può essere riscritta:

Spettro di rugosità di scala ridotta a legge esponenziale

Nel caso di coefficiente di correlazione esponenziale:

(A2.25)
$$\rho_E(\xi) = e^{\frac{|\xi|}{L_2}}$$

lo spettro di rugosità associato è dato da :

(A2.26)
$$W_E(K_B) = L_2^2 \left[1 + (KL)^2 \right]^{\frac{3}{2}}$$

e si trova che la cross section di backscattering è data da:

(A2.27)
$$\sigma_{2,P}(\tau) = Q_0(\tau) \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 4k^2 L_2^2 \frac{c\tau}{H}}} - \frac{1}{\sqrt{1 + 4k^2 L_2^2 \frac{c(\tau + T)}{H}}} \right)$$

dove termine $Q_0(\tau)$ è dato da:

(A2.28)
$$Q_0(\tau) = 4\pi H^2 k^2 \sigma_{h2}^2 \left| \alpha_{pp} \left(\sqrt{\frac{c\tau}{H}} \right)^2 \cos^4 \left(\sqrt{\frac{c\tau}{H}} \right) \right|^2$$

essendo T la durata della forma d'onda rettangolare compressa.

Il contributo di scala ridotta alla potenza backscatterata è riportato in fig. A2.3 assumendo un'altezza rms di 0.5-1 m, la quota orbitale di 300 Km ed un valore medio di riferimento per ε_r pari a 4. L'ascissa temporale è stata riportata in termini della profondità del ritorno sottosuperficiale corrispondente, secondo la relazione $z = c\tau/2\sqrt{\varepsilon_r}$ e i diagrammi sono normalizzati in modo tale che l'asse 0 dB si riferisca alla massima cross section, che è data dalla (A2.15).



Fig. A2.3 Contributo allo scattering di scala ridotta in funzione della profondità al variare della pendenza rms e altezza rms, frequenza e alla quota di 300 Km. Caso: spettro esponenziale

IL MODELLO A DUE SCALE

Si può ora calcolare la potenza backscatterata dalla superficie, sommando il contributo di larga scala e scala ridotta. Assumendo come caso di riferimento una correlazione gaussiana per il contributo di larga scala ed esponenziale per quello di scala ridotta, abbiamo che la cross section globale è:

(A2.29)
$$\sigma_T = \sigma_1(\tau) + \sigma_2(\tau)$$

dove:

$$\sigma_{1}(\tau) = \pi H^{2} \Gamma(\sqrt{\frac{c\tau}{H}}) \cos^{2}(\sqrt{\frac{c\tau}{H}}) \left[P_{c} + P_{nc,1} - P_{nc,2}\right]$$

$$\sigma_{2}(\tau) = 4\pi H^{2} k^{2} \sigma_{h2}^{2} \left|\alpha_{pp}\left(\sqrt{\frac{c\tau}{H}}\right)^{2} \cos^{4}\left(\sqrt{\frac{c\tau}{H}}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 4k^{2}L_{2}^{2}}\frac{c\tau}{H}} - \frac{1}{\sqrt{1 + 4k^{2}L_{2}^{2}}\frac{c(\tau + T)}{H}}\right)$$
e P_{c}(\tau). P_{nc,1}(\tau) e P_{nc}(\tau) sono definiti dalle (A2.10), (A2.11), (A2.12).

e $P_{c}(\tau)$, $P_{nc,1}(\tau)$ e $P_{nc,}(\tau)$ sono definiti dalle (A2.10), (A2.11), (A2.12).

Le fig. A2.4 e A2.5 mostrano la cross section della superficie data dalla (A2.28), 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, data dalla (A2.15). 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 di m_{s1}) mentre quello 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.



Fig. A2.4 Potenza totale scatterata dalla superficie al variare della frequenza e alla quota di 250 Km



Fig. A2.5 Potenza totale scatterata dalla superficie al variare della frequenza e alla quota di 250 Km
LISTA DI ACRONIMI

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
СМ	Contrast Method
СМР	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
EAICD	Experimenter to Planetary Science Archive Interface Control Document
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	Level 2
L2 P	Level 2 Processor
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
MOL	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
РТ	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
ТМ	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

D.Biccari, M.Cartacci, P.Lanza, G.Picardi, D.Quattrociocchi, R.Seu, G.Spanò, P.T.Melacci - IONOSPHERE PHASE DISPERSION COMPENSATION Infocom Tech. Rep. 002/005/01 - 20/12/2001

O. Bombaci, D. Calabrese, C. Zelli – MARSIS ON BOARD PROCESSING ALGORITHMS TNO-MAR-0037-ALS, 19/09/2001

R. Orosei – MARSIS EAICD

D.A. Gurnett, The Electron Plasma Frequency in the Martian Ionosphere, Tech. Note, Jan. 1998

C.E. Cook, M. Bernfeld, Radar Signals, Academic Press, New York, 1967

D.Biccari, G.Picardi, R.Seu, ADAPTIVE COMPENSATION OF MARS IONOSPHERE DISPERSION IN THE MARSIS EXPERIMENT IGARSS 2001

G.Picardi ELABORAZIONE DEL SEGNALE RADAR – Ed. Franco Angeli '88

M. Shepard, B. Campbell - Radar Scattering from a Self-affine Fractal Surface...Icarus 141 – 1999

P.T.Ulaby, R.K.Moore, A.K.Fung "Microwave Remote Sensing-Active and Passive" vol.II Addison Wesley Publ. Comp. 1982

E.Montefredini, G.Picardi, R.Seu Evaluation of approximation errors of coherent and non-coherent scattering models under Kirchoff formulation ISNCR '94

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

Ciaffone, A., Picardi, G., Seu, R., Application of the PARIS concept to the GPS signals, STS Rome Italy, Technical Report #TR-1-3/1/95, ESAcontract 142286-27/06/94

Fung A.K. Eom H.J. Coherent scattering of a spherical wave from a irregular surface, IEEE Trans. On AP, January 1983

A. Safaenili, R. Jordan – MARSIS CALIBRATION OF IONOSPHERIC ATTENUATION AND DISPERSION – JPL 3349-01-039 April 12, 2001

J.S.Wang, E.Nielsen Faraday rotation and absorption in the Martian crustal strong magnetic field region

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.

G. Picardi, S. Sorge Adaptive Compensation of Mars Ionosphere Dispersion - A Low Computational Cost Solution for MARSIS Infocom Tech. Rep. 009/005/99 D.Biccari, G.Picardi, R.Seu, M.Spada – RADIO WAVE ATTENUATION BY MARS IONOSPHERE Infocom Tech. Rep.004/005/2000 - 25/11/2000

J.F. Nouvel, W.Kofman, O.Witasse - RADIO WAVES ABSORPTION AND MARTIAN IONOSPHERE LPG-Nov.2000

D.Biccari, G. Picardi, R. Seu, R. Orosei, P.T.Melacci Mars Orbital Laser Altimeter and Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding (MARSIS)-SPIE's Photonics Asia conference 2002

A.Safaenili R.Jordan, Radio wave attenuation in the Martian ionosphere JPL 3349-00- 027 Nov.13,2000

Biccari, D., Picardi, G., Seu, R. & Melacci, P.T. (2001a). Mars Surface Models and Subsurface Detection Performance in MARSIS. In Proc. IEEE International Symp. on Geoscience and Remote Sensing, IGARSS 2001, Sydney, Australia, 9-13 July 2001.

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., Provvedi, 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.

Carr, M.H. (1996). Water on Mars, Oxford University Press, Oxford, UK.

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. 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., 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.

Safaeinili, 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.

Stix, T.H. (1964). The Theory of Plasma Waves, McGraw-Hill, New York.

D.E. Smith et al., "The Global Topography of Mars and Implications for Surface Evolution", Science 284, p. 1495-503, May 28, 1999.

G. Picardi, S. Sorge, R. Seu, R. Orosei, C. Zelli and E. Zampolini, "The subsurface investigation by Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding (MARSIS)", IEEE 2000.

MARSIS- websitehttp://www.marsis.comCO.RI.S.T.A -websitehttp://www.corista.unina.it