

SECONDA UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI NAPOLI
FACOLTA' DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

TESI DI LAUREA

CARATTERIZZAZIONE DELLE PRESTAZIONI DEI
SAR STEPPED CHIRP

Relatore:

Prof. Ing. Giovanni Alberti

Candidato:

Nazaro Aversano

Matr.: 65 – 1366

Correlatore:

Prof. Ing. Adriana Brancaccio

Anno Accademico 2004/05

Ai miei cari

Indice

Introduzione	1
1 Cenni sul Telerilevamento	4
1.1 Concetti Generali	4
1.2 Sensori RADAR.....	7
1.3 I chirp RADAR	12
1.4 RADAR ad apertura reale (RAR).....	19
1.4.1 Risoluzione in azimuth di un sistema RAR	21
1.5 RADAR ad Apertura Sintetica (SAR)	25
1.5.1 Effetto Doppler	27
1.5.2 Risoluzione in range per un SAR.....	31
1.5.3 Risoluzione in azimuth per un SAR, confronto con RAR.....	34
1.6 La tecnica degli “stepped frequency chirps”	42
1.6.1 Applicazione della tecnica stepped chirp.....	44
2 Il progetto MINISAR.....	48
2.1 Descrizione del progetto	48
2.2 Architettura generale.....	52
2.3 Caratteristiche tecniche.....	59
3 Studio del MINISAR	61
3.1 Configurazione e metodologie adottate per lo studio del MINISAR	61
3.2 Parametri caratteristici e algoritmi implementati.....	63
3.2.1 Risoluzione spaziale.....	63
3.2.2 Integrated Side lobe Ratio (ISLR)	66
3.2.3 Rapporto Segnale Rumore (SNR).....	71
3.2.4 Ripple temporale del chirp.....	76
3.2.5 Linearità del chirp	80
3.2.6 Anomalie dei lobi laterali dell’impulso compresso	84
3.2.7 Calcolo del Jitter	87
3.2.8 Ricerca di componenti frequenziali spurie nei chirp	90
3.3 Analisi dei dati di MINISAR	94
3.3.1 Risultati dell’elaborazione dei dati acquisiti da MINISAR	94
3.3.2 Applicazione della tecnica stepped chirp a dati simulati affetti da jitter .	100
3.3.3 Applicazione della tecnica stepped chirp ai dati MINISAR.....	103

Conclusioni	106
Appendice	107
Bibliografia	115

Introduzione

L'osservazione della terra dallo spazio, come quella di altri pianeti, si sta sempre più imponendo come il mezzo più flessibile ed efficace per il controllo del nostro pianeta, in particolare per la salvaguardia del patrimonio ambientale.

Le competenze scientifiche e tecnologiche maturate nel corso degli ultimi decenni si sono concretizzate nello sviluppo di sofisticati strumenti di osservazione come i *radar altimetri* ed i *radar ad apertura sintetica* (SAR) in grado di monitorare, sotto diversi punti di osservazione, lo stato del pianeta, dal clima all'inquinamento, dalla desertificazione alla deforestazione, dallo stato dei ghiacci polari alla direzione delle correnti marine fino alle emergenze dovute alle catastrofi naturali.

Atteso che nello scenario internazionale una grande importanza è rivestita dalla velocità di acquisizione e dalla completezza delle informazioni ottenibili, in ambito sia civile sia militare, nasce la necessità di avere un controllo globale del territorio che si articoli su un sistema integrato dotato di grande rapidità e flessibilità operative.

Una risposta concreta ad una siffatta richiesta può senz'altro ottenersi grazie ai sistemi di telerilevamento, in particolare i *radar ad apertura sintetica*, sempre più avanzati in termini di risoluzione, di velocità di acquisizione ed economia di esercizio.

Questi sensori, installati a bordo di satelliti (*spaceborne*) o aeroplani (*airborne*), consentono enormi progressi nel campo dell'osservazione a distanza in quanto in grado di operare in qualunque condizione di illuminazione ed atmosferica (*all-*

weather) raggiungendo risoluzioni spaziali estremamente elevate rispetto alle dimensioni delle antenne utilizzate e superando, per i motivi testé esposti, sia le naturali limitazioni proprie dei radar non sintetici sia quelle dei tradizionali sensori ottici.

L'obiettivo del presente lavoro di tesi ha come oggetto lo studio e la caratterizzazione di un particolare sistema SAR, il MINISAR, in fase avanzata di realizzazione presso il CO.RI.S.T.A. (Consorzio di Ricerca sui Sistemi di Telesensori Avanzati) di Napoli.

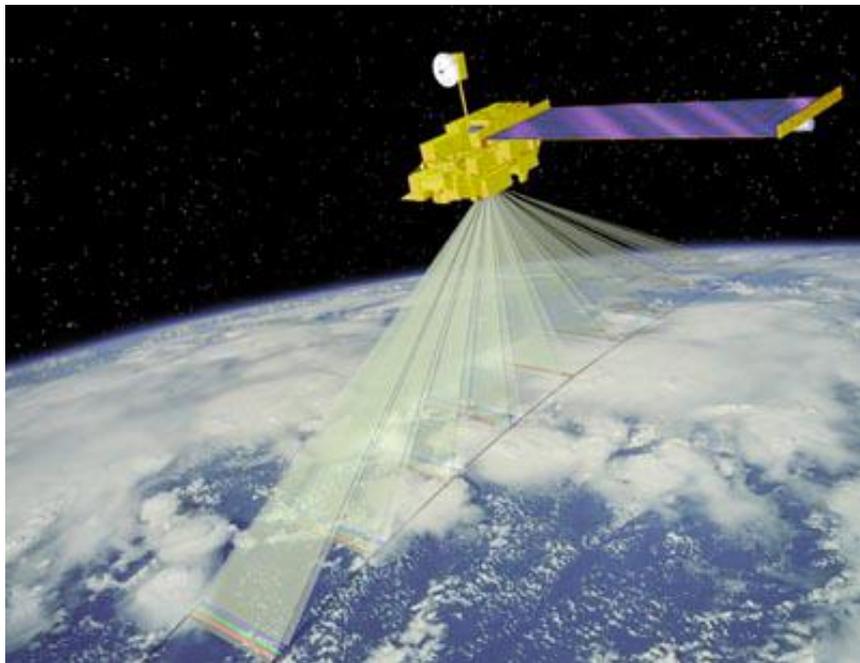


Fig. 1 – SAR: Synthetic Aperture RADAR

Il sistema è stato analizzato e quindi caratterizzato in termini di prestazioni effettuando l'analisi dei segnali di uscita. A tale scopo, a valle di un'analisi teorico-funzionale avente – tra l'altro - lo scopo di approfondire alcune questioni inerenti alla tecnica dello *stepped chirp* in frequenza, è stato realizzato un

software integrato *ad hoc* in linguaggio MATLAB® utilizzabile, in ambito del tutto generale, per qualunque sistema SAR.

In particolare sono state effettuate simulazioni per evidenziare ed analizzare le *non idealità* presenti nel sistema reale (osservato) che hanno avuto, come evidenza sperimentale, la generazione di segnali in output distorti rispetto quelli ideali. Tale *non idealità* rappresenta la causa prima del degradamento delle prestazioni dell'intero sistema SAR.

Nei primo capitolo vengono presentati alcuni cenni sul telerilevamento in senso generale quindi vengono analizzati, alla luce dei risultati ottenuti dal presente lavoro, il principio di funzionamento di un radar tradizionale e quello di uno ad apertura sintetica.

Nel secondo capitolo viene descritto il sistema su cui si è lavorato illustrandone le funzionalità specifiche in termini architetturali generali e di caratteristiche tecniche peculiari.

Nel terzo ed ultimo capitolo sono riportati i dettagli tecnici del lavoro svolto con la presentazione dettagliata delle analisi e delle simulazioni eseguite (valutazione del jitter, ricerca delle spurie frequenziali, applicazione della tecnica dello stepped chirp,...) e del software sviluppato corredato da alcuni cenni al suo impiego.

1 Cenni sul Telerilevamento

1.1 *Concetti Generali*

Il telerilevamento, è l'insieme delle tecniche per l'acquisizione a distanza e l'elaborazione di informazioni di vario tipo relative alla superficie della Terra o di altri pianeti.



Figura 1.1 Satellite Artificiale

Il telerilevamento quindi è la scienza per mezzo della quale le caratteristiche di un oggetto possono essere identificate, misurate e analizzate senza entrare in contatto diretto con esso.

Esso studia la radiazione elettromagnetica diffusa o emessa da un oggetto. Gli strumenti utilizzati per rilevare ed analizzare questa radiazione sono i cosiddetti sensori remoti.

Questi possono essere collocati su piattaforme terrestri, palloni, veicoli aerei e spaziali e si dividono in due categorie: sensori attivi e sensori passivi.

I sensori passivi servono a rilevare la radiazione elettromagnetica diffusa od emessa da fonti naturali, come, ad esempio, il sole.

L'energia del sole può essere o diffusa, ed è il caso delle lunghezze d'onda visibili, o assorbita ed emessa nuovamente, come per le lunghezze d'onda dell'infrarosso termico.



Figura 1.2 Foto di Envisat (Satellite ESA)

Per quanto riguarda l' energia diffusa, ciò può avvenire solo quando il sole illumina l'oggetto in osservazione, pertanto non di notte. L'energia emessa, come l'infrarosso termico, può essere invece misurata sia di giorno che di notte.

I sensori attivi rilevano la risposta riflessa da un oggetto irradiato da una fonte di energia generata artificialmente da loro stessi. Per questo motivo essi devono essere in grado di emettere una considerevole quantità di energia, in ogni caso sufficiente ad illuminare il bersaglio. La radiazione emessa raggiunge l'oggetto in osservazione e la sua frazione diffusa viene rilevata e misurata dal sensore, come nel caso dei RADAR.

Tra i vantaggi dei sensori attivi vi è la possibilità di effettuare misure ad ogni ora del giorno e della notte e, nel caso dei RADAR, anche in ogni condizione meteorologica.

I sensori per il telerilevamento sono tipicamente caratterizzati dal tipo di informazione che si vuole ottenere, a seconda della misura e dinamica dell'oggetto o del fenomeno in osservazione, e sulla base di tre parametri principali: spettrale, spaziale e di intensità.

Inoltre, a seconda dell'intervallo di lunghezze d'onda da analizzare, i sensori, siano essi attivi o passivi, si suddividono in sensori elettroottici e a microonde.

1.2 *Sensori RADAR*

Il **RADAR** (**R**adio **D**etection **A**nd **R**anging) [1][10] è un sensore attivo operante nella banda di frequenza delle microonde e che ha, fondamentalmente, la funzione di misurare le caratteristiche elettromagnetiche di un oggetto “illuminato” da segnali inviati dal RADAR stesso, nonché la sua distanza, attraverso il calcolo del tempo di propagazione di un segnale inviato ad un bersaglio riflettente. La sorgente di questi segnali consiste in un trasmettitore, che genera la radiazione elettromagnetica, ed in un’antenna, che irradia nello spazio, in modo opportuno, questa radiazione, focalizzandola sulla superficie da osservare. Se questa superficie è scabrosa, l’onda elettromagnetica viene diffusa in tutte le direzioni. In particolare, una parte dell’energia elettromagnetica viene *retroirradiata*.

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

Doppler differente appartengono a bersagli in posizioni differenti, perché la componente radiale della velocità relativa sensore-bersaglio è differente).

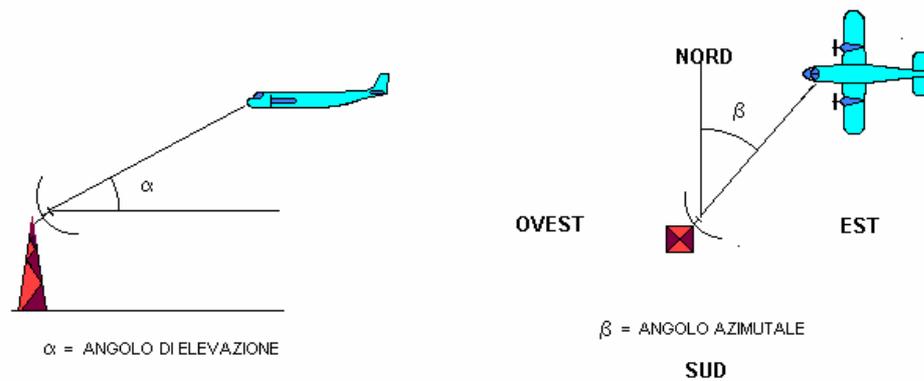


Figura 1.3 Angoli utilizzati dal RADAR per localizzare i bersagli

I componenti di un sistema RADAR sono quindi:

- un generatore di impulsi, che invia, con una certa frequenza di ripetizione, impulsi di energia a microonde;
- un trasmettitore;
- un duplexer (è un dispositivo che collega l'antenna al trasmettitore quando deve essere inviato l'impulso, e la collega al ricevitore quando deve essere ricevuto l'eco);
- un'antenna direttiva, che focalizza l'energia associata agli impulsi in un fascio;
- un dispositivo di immagazzinamento dati, per elaborazioni successive (*postprocessing*), o un dispositivo di visualizzazione *real-time* (un monitor, ad esempio).

I RADAR possono trasmettere segnali continui (si parla di RADAR *Continuous Wave*, o CW), oppure degli impulsi sinusoidali di durata finita (in questo caso si parla di *RADAR ad impulsi*). In questo secondo caso, il numero di impulsi trasmessi al secondo si chiama PRF (*Pulse Repetition Frequency*, frequenza di ripetizione dell'impulso). Un impulso (in inglese, *pulse*) di durata t e di frequenza f_0 , è un tronco di senoide:

$$(1.1) \quad s(t) = A \cos 2\pi f_0 t \quad -\frac{t}{2} \leq t \leq \frac{t}{2}$$

il cui involucro (ossia la curva che unisce i massimi locali) è un impulso rettangolare di durata τ .

Un parametro di fondamentale importanza, nella comprensione della capacità del RADAR nel discriminare due bersagli in distanza (ovvero per determinare la risoluzione in *range*), è la **banda** del segnale trasmesso, ossia l'intervallo di frequenze (centrato intorno a f_0) "occupato" dall'impulso.

E' possibile dimostrare che la banda di un impulso rettangolare monocromatico del tipo (1.1), con frequenza portante pari a f_0 , è pari a: $B=1/\tau$. La durata degli impulsi è molto piccola rispetto al periodo di tempo che intercorre fra due impulsi successivi (tipicamente, il prodotto $\tau(\text{PRF})$ è circa pari a 1/1000). L'intervallo di tempo, fra emissione dell'impulso e ricezione dell'eco, può essere misurato con grande accuratezza e, quindi, essendo nota la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche nello spazio (pari a $c \cong 3 \times 10^8$ m/s nel vuoto), è possibile calcolare la distanza R dal RADAR dell'area osservata.

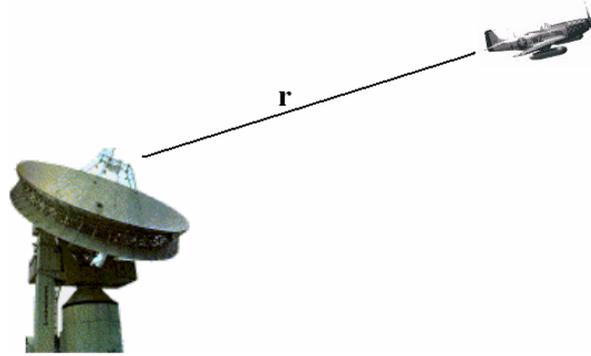


Figura 1.4 Distanza RADAR- Bersaglio

Dal momento che l'impulso trasmesso percorre una distanza pari a $2R$ (andata e ritorno) in un tempo T , è ovvio che: $R=cT/2$.

Naturalmente la portata del RADAR, cioè la distanza massima oltre la quale non riesce a rilevare la presenza degli oggetti è limitata. Tale limite è dovuto sia alla potenza dell'impulso trasmesso, che ovviamente è una quantità finita, ma soprattutto è dovuto alla impossibilità di ricevere echi di un impulso dopo la trasmissione di uno successivo, poiché in quel caso è impossibile rilevare l'impulso di appartenenza dell'echo e quindi il tempo impiegato dallo stesso per tornare indietro.

Quindi le funzionalità del RADAR sono limitate alla sua portata, oltre la quale il RADAR è "cieco", quindi tutte le discussioni seguenti si limitano ad oggetti alla portata del RADAR e non possono essere estese oltre.

Alla luce di quanto detto, supponendo di avere due oggetti nello spazio di osservazione del RADAR, se tali bersagli sono separati da una distanza ΔR , due echi (dello stesso impulso) verranno ricevuti dall'antenna del RADAR, e torneranno con una separazione temporale:

$$(1.2) \quad \Delta T = 2 \frac{\Delta R}{c}$$

se l'impulso trasmesso ha durata τ , per fare in modo che i due echi non si sovrappongano è necessario che sia :

$$(1.3) \quad t > 2 \frac{\Delta R}{c}$$

pertanto possiamo definire la **Risoluzione geometrica** (o **spaziale**) come la minima distanza relativa alla quale due oggetti possono trovarsi ed essere identificati come oggetti distinti:

$$(1.4) \quad r = \Delta R_{\min} = \frac{ct}{2} = \frac{c}{2B}$$

1.3 I chirp RADAR

Si nota dalla (1.4) che, per avere una risoluzione in range adeguata (sull'ordine del metro), occorrerebbe trasmettere segnali di durata troppo piccola (sull'ordine dei nanosecondi, ma al più è possibile trasmettere segnali con durata dei microsecondi). Questo perché la durata di un impulso è anche legata alla sua energia ed alla sua potenza; l'energia di un impulso è a sua volta legata alla capacità di rivelare la presenza di un bersaglio, e sono desiderabili impulsi ad alte energie, cioè a grandi valori di τ . Questo peggiorerebbe però la capacità di discriminare i bersagli in *range* (un vincolo che "spinge" verso valori piccoli di τ , ovvero bande grandi).

L'esigenza di avere impulsi con bande grandi e durate sufficientemente grandi, impossibile da ottenere con impulsi rettangolari, è risolta con tecniche di *modulazione* dell'impulso (nei RADAR si usano impulsi con modulazione lineare di frequenza, detti *chirp pulses*, o semplicemente *chirp*, che rompono il legame fra τ e B). In definitiva, a parità di durata dell'impulso, con una modulazione lineare in frequenza si aumenta la banda del segnale trasmesso.

Un segnale chirp ha la seguente espressione:

$$(1.5) \quad s(t) = A\Pi\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2pf_0 t} e^{j2\pi\frac{\alpha}{2}t^2}$$

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

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

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

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

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

$$(1.6) \quad B = aT, \quad a = \text{rate del chirp}$$

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

$$(1.7) \quad h(t) = \sqrt{\frac{B}{T}} x^*(-t)$$

Tale filtro è detto filtro di compressione o filtro adattato, in quanto la sua risposta impulsiva è strettamente legata al segnale per cui è progettato, nel caso di un sistema RADAR $x(t)$ rappresenta il chirp trasmesso in condizioni ideali.

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

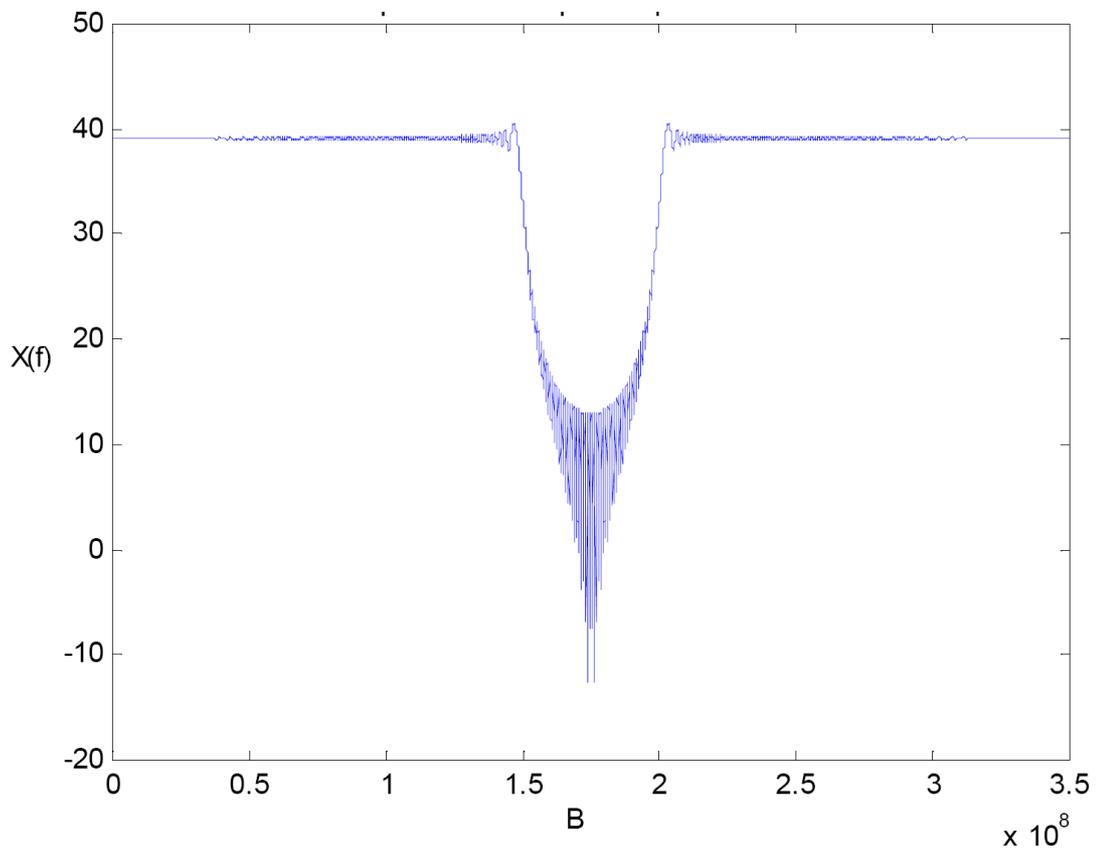


Figura 1.5 Modulo della FFT chirp

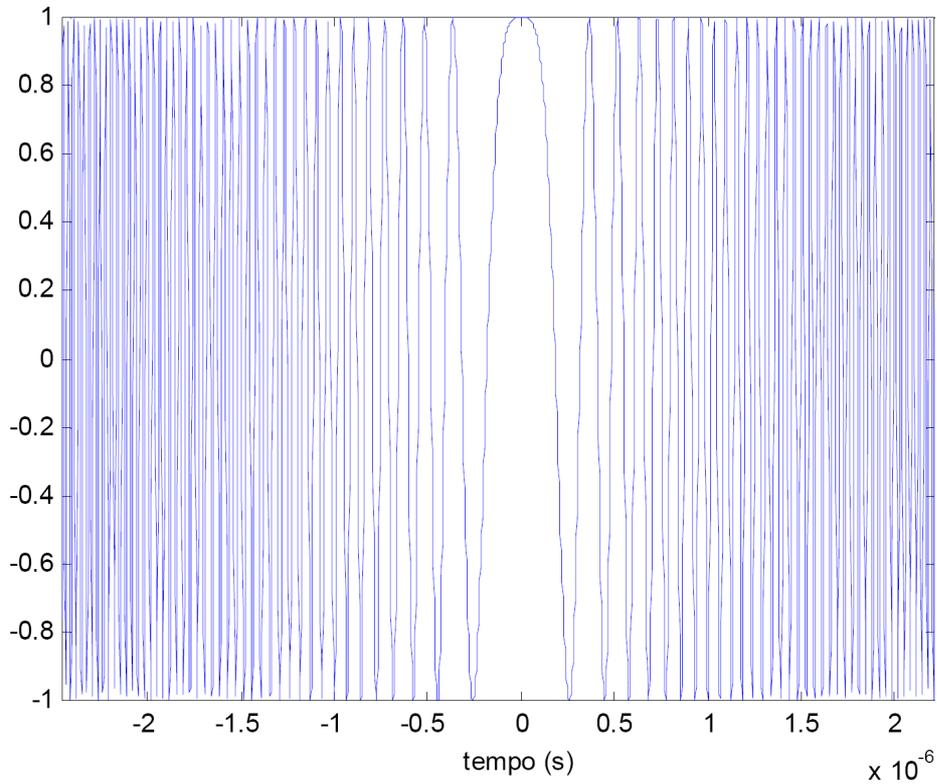


Figura 1.6 Parte reale del chirp

Osservando la Figura 1.7 si nota come le componenti della banda vengano trasmesse in tempi diversi rispetto a quello in cui dovrebbe essere concentrato l'impulso, e che ad ogni istante di tempo è associato una particolare componente del segnale.

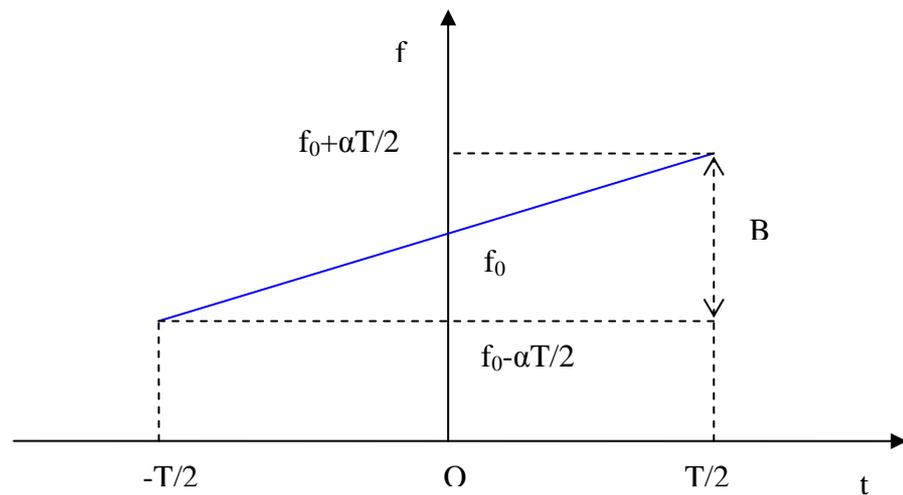


Figura 1.7 Caratteristica Frequenza-Tempo del chirp lineare

Tuttavia, poiché tale filtro ha una risposta impulsiva data dalla (1.7), quindi con rate opposto a quello del chirp trasmesso, accade che il filtro ritarda le componenti trasmesse prima e anticipa quelle trasmesse dopo in modo tale che le componenti frequenziali arrivino all'uscita del ricevitore tutte allo stesso istante così da sovrapporsi e convogliare l'energia del segnale nell'istante desiderato. Di conseguenza, il segnale di uscita dal filtro sarà un impulso stretto e alto, centrato su di un certo istante t_0 .

Infatti, analiticamente 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 sinc¹ alto \sqrt{TB} la cui durata da nullo a nullo è $2/B$ ma quella effettiva (cioè nella quale è concentrata la maggior parte dell'energia) è $1/B$.

Il segnale di uscita del filtro di compressione sarà quindi:

$$(1.8) \quad y(t) = \sqrt{TB} \operatorname{sinc}(B(t - t_0))$$

L'uscita, nel caso in cui $TB^2 \gg 1$ e l'ampiezza dell'impulso trasmesso sia costante (unitaria per semplicità) ha un grafico riportato nella Figura 1.8 della pagina seguente.

¹ L'espressione analitica della funzione è $\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$

² Nel nostro caso vale 250-1000

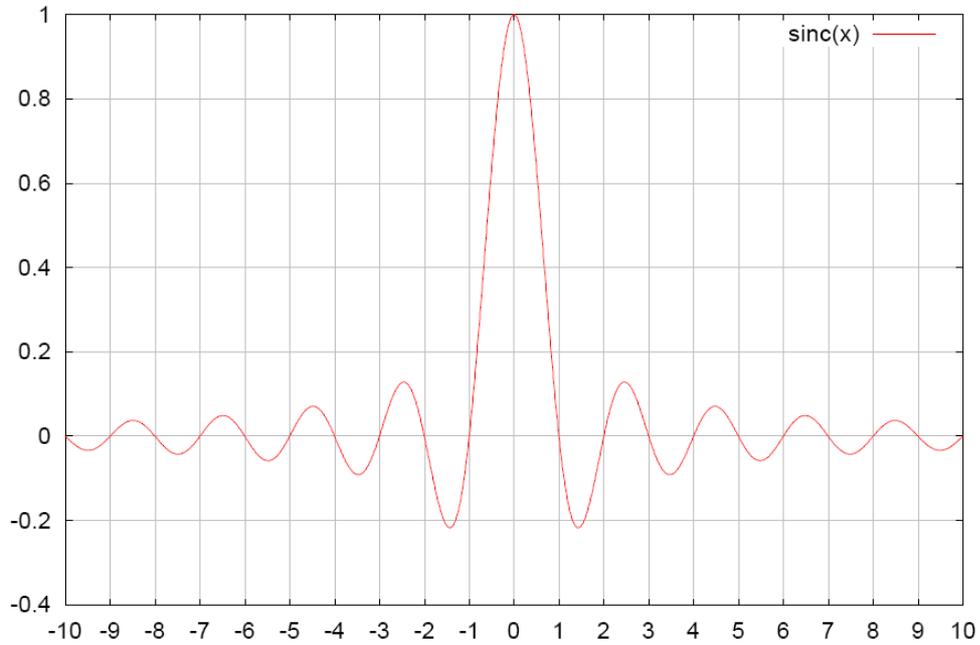


Figura 1.8 Grafico della funzione sinc(x)

Dunque, in conclusione, gli scopi di tale filtraggio sono quelli di:

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

$$(1.9) \quad r_R = \frac{c}{2} t$$

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

$$(1.10) \quad r_R = \frac{c}{2B} = \frac{c}{2aT}$$

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

La quantità:

$$(1.11) \quad BT = \frac{T}{1/B}$$

è detta fattore di compressione del filtro.

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 emerge dal rumore, in quanto l'ampiezza dell'impulso passa da 1 a \sqrt{TB} mentre il rumore resta costante. Nell'ipotesi di filtro conservativo, si può far vedere come SNR migliori proprio di BT.

1.4 *RADAR ad apertura reale (RAR)*

Per poter affrontare lo studio del principio su cui si fonda il RADAR ad Apertura Sintetica è necessario introdurre la geometria di base del sistema di ripresa. Tale geometria è comunque comune ad un qualunque tipo di RADAR, anche quindi ad un sistema RADAR tradizionale, denominato RAR (Real Aperture RADAR) che è portato a bordo di una piattaforma di volo.

Consideriamo la Figura 1.9

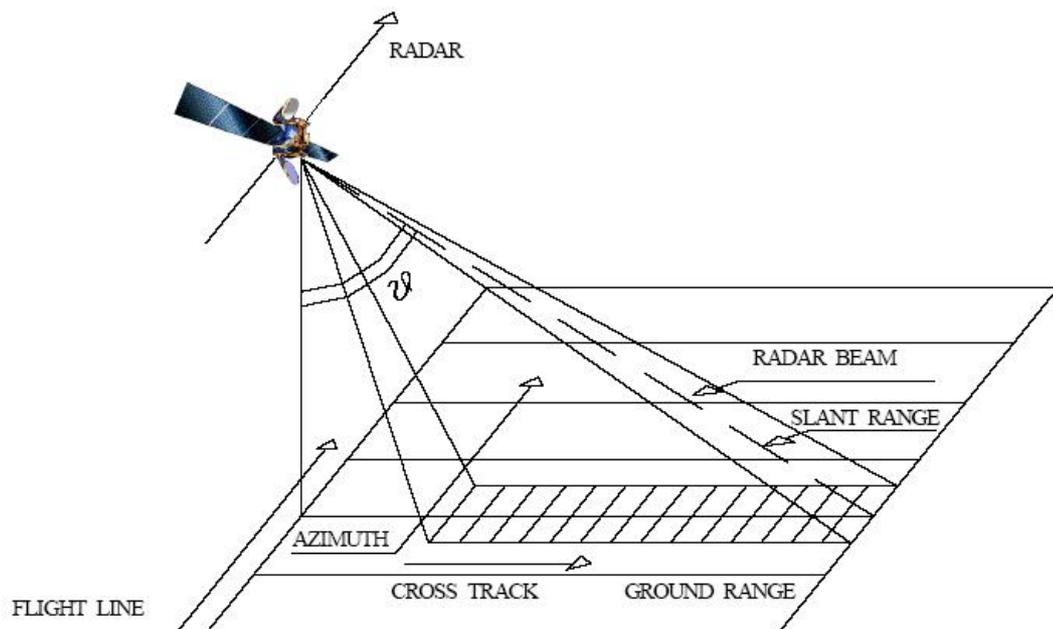


Figura 1.9 Geometria di un sistema RAR

La direzione di volo del RADAR (along track) è detta di azimuth, invece, la direzione ortogonale a quest'ultima (cross track) è detta di range. Si parla di

slant range riferendosi alla direzione di trasmissione in linea d'aria del segnale e di ground range riferendosi a quella riportata a terra. Queste due direzioni sono chiaramente legate fra loro tramite il seno dell'angolo di "vista" θ .

Per quanto riguarda la risoluzione in range, come già precedentemente descritto, è possibile discriminare tra di loro due echi e quindi due target se la differenza dei loro ritardi è maggiore della durata τ degli impulsi.

La risoluzione in slant range è quindi pari a:

$$(1.12) \quad r_{SR} = \frac{t c}{2}$$

Mentre quella in ground range³ è:

$$(1.13) \quad r_{GR} = \frac{t c}{2 \sin J}$$

Per ottenere una migliore risoluzione in ground range, è opportuno utilizzare angoli di vista molto inclinati, in quanto per θ minori di 90° , il seno è crescente quindi ρ_{GR} diminuisce.

³ Si rimanda al paragrafo 1.5.2 per il procedimento analitico completo

1.4.1 Risoluzione in azimuth di un sistema RAR

La risoluzione ρ_{AZ} lungo l'azimuth, corrisponde alla minima distanza a cui devono trovarsi, nella direzione di volo del RADAR, due oggetti affinché essi appaiano separati.

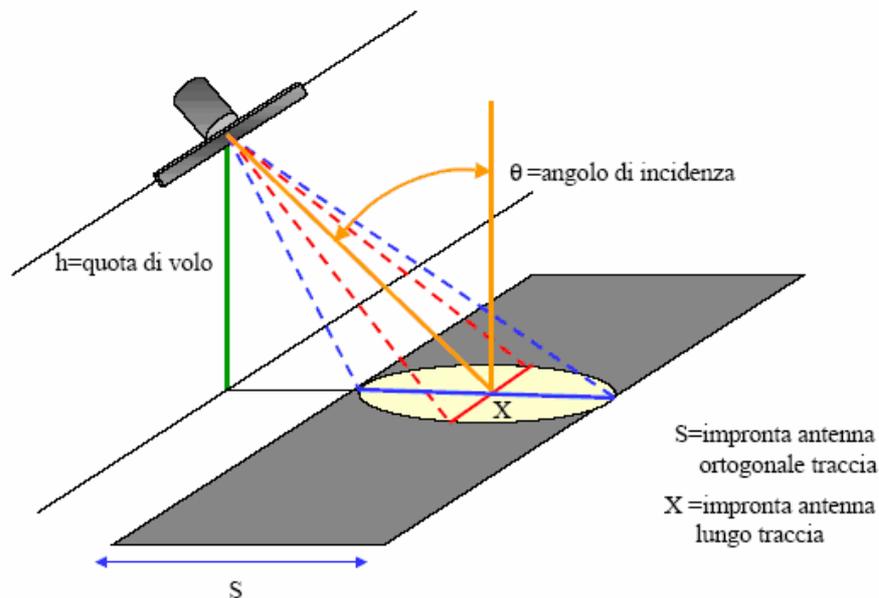


Figura 1.10 Geometria di un Sistema RAR

Nella Figura 1.10 è mostrata la geometria di un sistema RADAR montato a bordo di una piattaforma che si muove di moto uniforme lungo una traiettoria rettilinea. L'antenna reale del sistema RADAR è fissa ed è montata in modo tale che gli assi azimuthale e di ground sono diretti rispettivamente, parallelamente e ortogonalmente alla traccia della traiettoria. La direzione di puntamento del fascio forma l'angolo di incidenza θ con il piano tangente alla superficie illuminata.

Ricordando che l'ampiezza del fascio a 3 dB per un'antenna ad apertura la cui lunghezza nella direzione di volo della piattaforma (in azimuth) sia L_{az} è esprimibile come:

$$(1.14) \quad J_{AZ} = \frac{l}{L_{AZ}}$$

(dove λ è la lunghezza d'onda della portante) avremo che la risoluzione lungo l'azimuth è pari ad:

$$(1.15) \quad r_{AZ} = r J_{AZ}$$

Dove r è la distanza in linea d'aria dalla superficie irradiata.

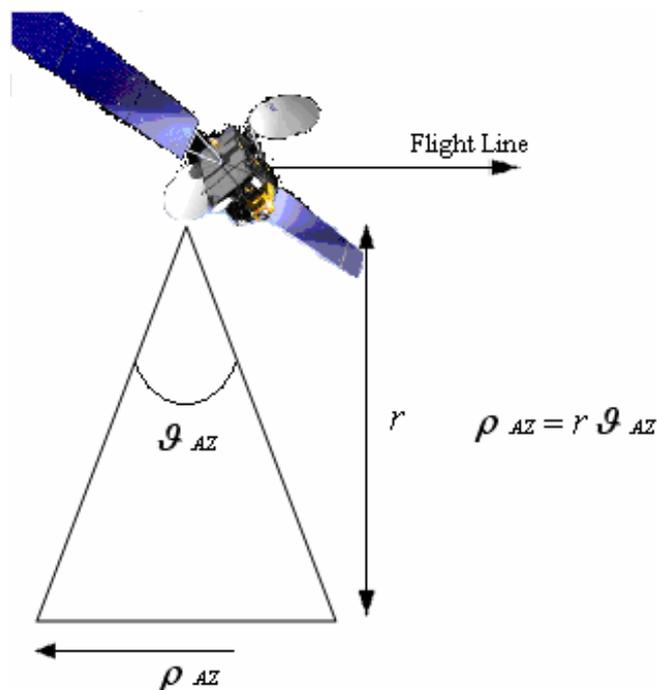


Figura 1.11 Risoluzione in azimuth

Considerando h la quota di volo, abbiamo:

$$(1.16) \quad r = \frac{h}{\cos J}$$

Avremo quindi:

$$(1.17) \quad r_{AZ} = \frac{h l}{L \cos J}$$

La risoluzione spaziale dell'immagine quindi è direttamente proporzionale alla quota ed inversamente proporzionale alla lunghezza dell'antenna.

Perciò, al crescere della quota di volo del sensore la risoluzione dell'immagine aumenta, quindi le prestazioni del RADAR diminuiscono, a meno che le dimensioni dell'apertura non siano aumentate. Per le lunghezze d'onda della luce visibile e dei raggi infrarossi si possono ottenere immagini ad alta risoluzione alle quote orbitali anche con dimensioni modeste dell'apertura. Ma per sensori a microonde, come il RADAR, dove le lunghezze d'onda sono centomila volte maggiori di quelle della luce, una risoluzione elevata non è possibile, se non con antenne aventi aperture esagerate, dell'ordine di dieci chilometri o più.

L'elevata risoluzione geometrica intesa come minima distanza tra due oggetti sulla scena affinché siano rappresentati distintamente sull'immagine, rappresenta l'elemento più qualificante di un RADAR di immagine.

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

$$\lambda = 3.1 \text{ cm (Banda X)}$$

$$L = 10 \text{ metri}$$

$$h = 7 \text{ km}$$

$$\theta = 29^\circ$$

In tale caso la risoluzione lungo l'azimuth sarà pari a circa 24 metri. Lo stesso RADAR a bordo di un satellite, ad un'altezza di 700 km avrebbe una risoluzione lungo la direzione di moto 100 volte peggiore, ossia di circa 3 km. Questa è dunque la ragione principale per la quale un RAR su piattaforma satellitare è improponibile.

1.5 RADAR ad Apertura Sintetica (SAR)

La necessità di avere risoluzioni spaziali sempre più spinte ha portato alla nascita dei RADAR ad Apertura Sintetica (SAR: Synthetic Aperture RADAR). [2][3] Le tecniche di apertura sintetica producono immagini ad alta risoluzione sfruttando lo scostamento Doppler causato dal moto relativo tra RADAR e target; l'effetto finale può essere visto come una notevole riduzione dell'apertura dell'antenna nella direzione del moto (*along track*). Questi sistemi producono immagini ad alta risoluzione (B/N) sfruttando il funzionamento del fascio in direzione off-nadir (la risoluzione a terra è proporzionale all'angolo di off-nadir).

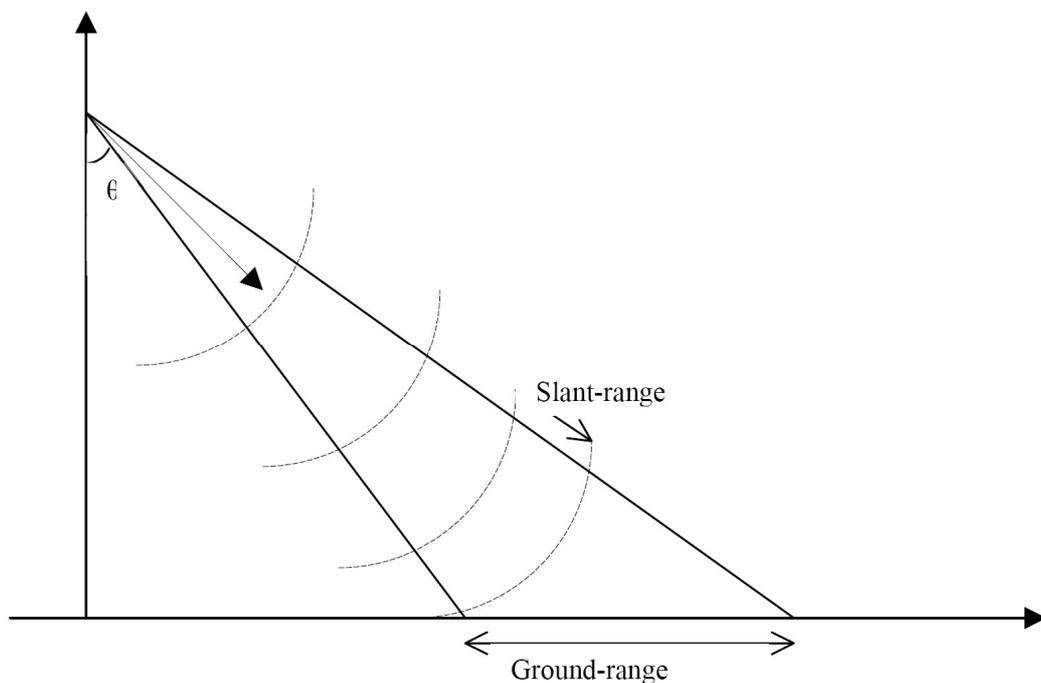


Figura 1.12 SAR che guarda off-nadir

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

Anche per questo tipo di RADAR si parla di *slant range* riferendosi alla direzione di trasmissione in linea d'aria del segnale e di *ground range* riferendosi a quella riportata a terra

Per un tale sistema, come per i RAR, si definiscono due diverse risoluzioni nelle due direzioni, parallela alla direzione di moto (in azimuth, lungo ALT) ed ortogonale ad essa (ground range, lungo ACT).

1.5.1 Effetto Doppler

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

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

$$(1.18) \quad 2\pi f_D = \frac{d\varphi}{dt} = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{dr}{dt}$$

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

$$(1.19) \quad f_D = \frac{1}{2p} \frac{dj}{dt} = -\frac{2V_r f}{c} = -\frac{2V_r}{\lambda}$$

dove $\lambda=c/f$ è la lunghezza d'onda della sorgente (elettromagnetica o acustica, se la sorgente è acustica, ed il mezzo in cui l'onda si propaga è aria, allora $c=340$ m/s).

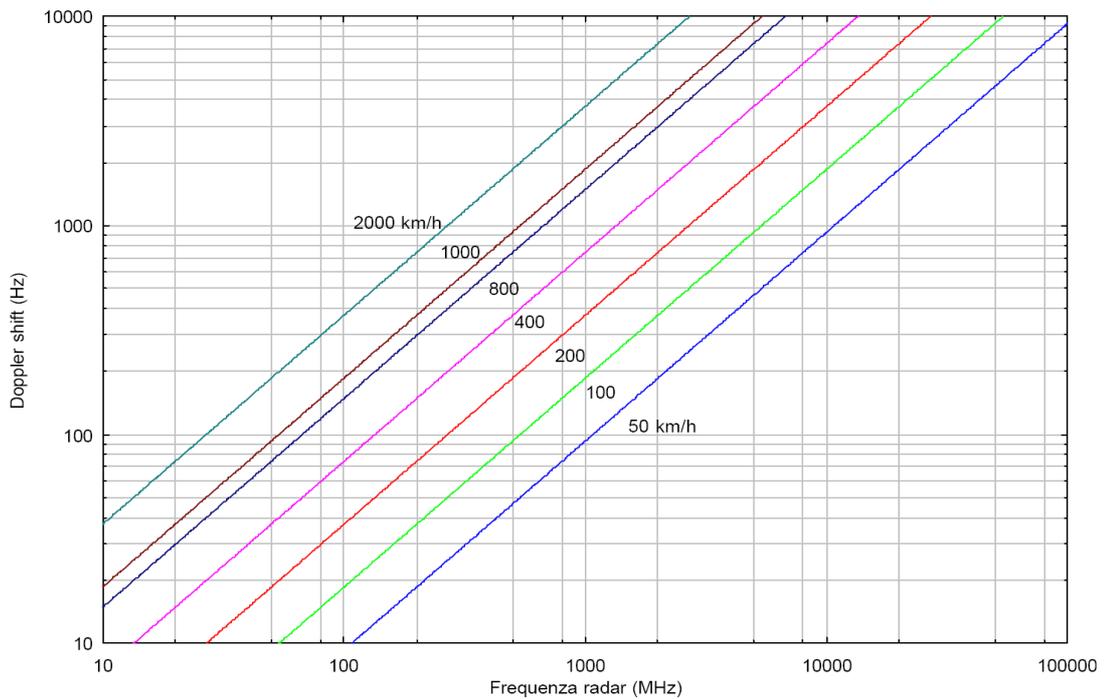


Figura 1.13 Doppler shift in funzione della frequenza RADAR trasmessa, a varie velocità relative radiali

Se esprimiamo f_D in Hz, f in MHz, V_r in km/h e λ in metri, si ha, considerando sorgenti elettromagnetiche:

$$(1.20) \quad f_D = 0.5556 \cdot \frac{2V_r}{\lambda}$$

la (1.20) è diagrammata parametricamente, per vari valori di V_r , in Figura 1.13

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

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

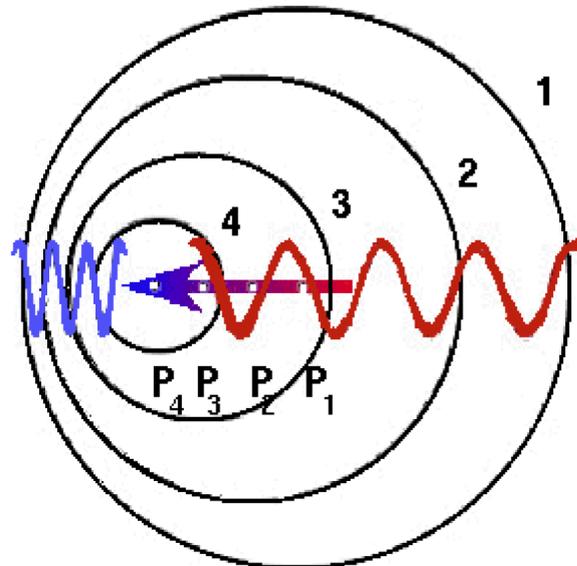


Figura 1.14 Variazione di frequenza dovuta al movimento relativo

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

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

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

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

1.5.2 Risoluzione in range per un SAR

La superficie elementare che definisce la risoluzione geometrica in un RADAR d'immagine (sia SAR che RAR) sarà ovviamente costituita dalla combinazione della risoluzione lungo l'*azimuth* con la risoluzione lungo il *ground range*.

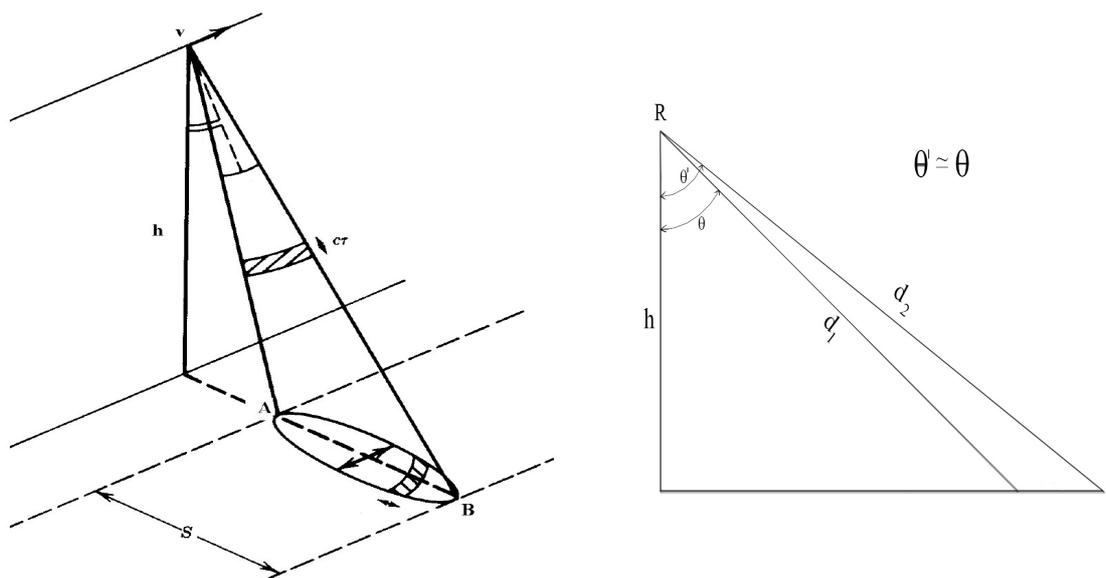


Figura 1.15 Il vettore “v” definisce la direzione di azimuth, l'angolo θ quella di range

La risoluzione lungo il ground range, analogamente a quanto detto per i RAR, corrisponde alla minima distanza tra due punti sulla superficie che possono essere ancora considerati distinti, cioè ai quali possono essere associati due *echi RADAR* non sovrapposti. I rispettivi segnali di ritorno saranno separati da una differenza di tempo δt pari a:

$$(1.21) \quad dt = t_2 - t_1 = \frac{2d_2}{c} - \frac{2d_1}{c} = \frac{2 \cdot (d_2 - d_1)}{c}$$

Dalla Figura 1.15, che presuppone una geometria di osservazione piatta, del tutto accettabile nella maggior parte dei casi, essendo ρ_{ACTg} molto minore di d_1 e d_2 , è possibile ritenere queste ultime due distanze parallele.

Pertanto:

$$(1.22) \quad d_2 - d_1 = r_{ACTg} \sin q$$

e quindi sostituendo nella relazione precedente si ha:

$$(1.23) \quad dt = \frac{2 \cdot r_{ACTg} \cdot \sin q}{c}$$

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

$$(1.24) \quad \frac{2 \cdot r_{ACTg} \cdot \sin q}{c} = t$$

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

$$(1.25) \quad r_{ACTg} = \frac{c \cdot t}{2 \cdot \sin q}$$

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

$$(1.26) \quad r_{ACTg} = \frac{c}{2B \cdot \sin q}; \quad r_{ACTs} = \frac{c}{2B}$$

Dunque un RADAR (sia esso SAR o RAR), che “guarda” off nadir, ha una risoluzione in *ground range* (lungo ACT) inversamente proporzionale all'angolo di off nadir (vedi Figura 1.9).

1.5.3 Risoluzione in azimuth per un SAR, confronto con RAR

La definizione della risoluzione lungo la direzione ALT per un RADAR si basa sull'osservazione di due bersagli a terra, separati di una certa distanza Δx , nella direzione ALT (along track) ed allo stesso slant-range. Nel caso di un RAR, come già detto nei paragrafi precedenti, essi possono essere distinti solo se non sono contemporaneamente all'interno del fascio del RADAR, pertanto, la risoluzione a terra in ALT è data da:

$$(1.27) \quad r_{ALTg} = q_{3db} \cdot d$$

Dove d è la distanza Slant Range. Dalla (1.27) si osserva che tale risoluzione è limitata dal fascio, in quanto i due target si distinguono solo se sono separati angularmente più dell'apertura a 3dB del fascio.

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

$$(1.28) \quad q_{3db} = \frac{l}{D_{ALT}} \Rightarrow r_{ALTg} = \frac{l \cdot d}{D_{ALT}}$$

dove D_{ALT} è la lunghezza fisica dell'antenna (apertura) lungo la direzione di volo; tale risoluzione è dunque direttamente proporzionale alla quota ed inversamente proporzionale alla lunghezza dell'antenna.

Questo ci porta a dire che, un RADAR ad apertura reale posto su piattaforma aerea, per poter avere risoluzioni adeguate in azimuth richiederebbe un'antenna di dimensioni inaccettabili.

Riepilogate le ragioni principali per le quali un RAR su piattaforma satellitare è improponibile, diciamo subito che, una tecnica che permette di ottenere immagini RADAR con risoluzione azimuthale buona e, soprattutto, indipendente dalla quota della piattaforma (come la risoluzione in *range*) è la tecnica del **RADAR ad Apertura Sintetica (SAR)**.

I SAR sono sistemi in cui l'acquisizione dei segnali lungo la direzione del moto della piattaforma viene integrata per una lunghezza sufficientemente grande. In tal modo viene prodotta sinteticamente, in tale direzione, un'antenna lineare molto più grande dell'antenna ad apertura reale, permettendo di ottenere così un'elevata risoluzione nella direzione del moto. Infatti, mentre la piattaforma satellitare si muove lungo la linea di volo, il SAR trasmette un certo numero di impulsi chirp a distanza T_p . Effettuando la compressione mediante filtri adattati del generico chirp di ritorno rispetto alle due direzioni ACT (caratterizzata da una variabile temporale t' , detta anche **tempo veloce**, che scorre all'interno del generico chirp, tra 0 e $T =$ durata del chirp) ed ALT (caratterizzata da una variabile temporale discreta $s = \frac{n}{PRF} = nT_p$, detta anche **tempo lento**, che

rappresenta il tempo di trasmissione di ciascun impulso), quello che si osserva è ancora un segnale di tipo chirp, sia in range che in azimuth.

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

In base al fenomeno Doppler (vedi 1.5.1) dunque, se viene trasmesso un impulso, il segnale ricevuto sarà traslato in frequenza di una quantità proporzionale alla variazione della distanza RADAR-target, secondo la relazione:

$$(1.29) \quad f_D = -\frac{2}{c} \frac{dR(t)}{dt}.$$

La geometria di osservazione del SAR nella direzione azimutale (in *range* non cambia nulla rispetto ad un RAR, naturalmente) è schematizzata in Figura 1.16.

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

$$(1.30) \quad R^2(t) = R_0^2 + V^2 t^2$$

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

Quindi risulta:

$$(1.31) \quad \frac{d}{dt} R(t) = \frac{V^2 t}{R(t)} \Rightarrow f_D(t) = -\frac{2}{I} \frac{V^2 t}{R(t)}$$

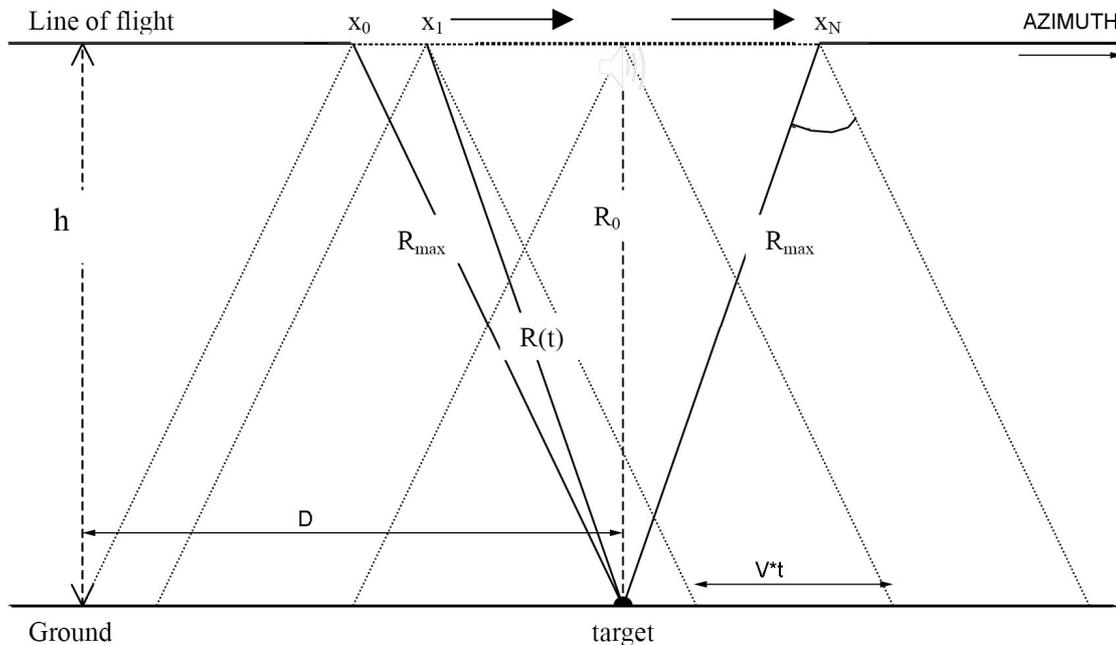


Figura 1.16 Generazione dell'apertura sintetica: il punto P viene colpito n volte dagli impulsi trasmessi in ogni stazione

Man mano che il sensore si muove, è possibile registrare lungo la linea di volo i segnali di ritorno nei punti x_1, x_2, \dots, x_n . In corrispondenza di ogni stazione (con una cadenza dettata dalla PRF) il RADAR emette un impulso, e subito dopo (la scala dei tempi è “veloce”, nel senso che la propagazione è governata dalla

velocità dell'onda elettromagnetica, cioè c) riceve l'energia retroirradiata dalla scena illuminata. Si fa spesso, nel modellare il funzionamento in azimuth del SAR, la cosiddetta *approssimazione start-stop*: si ritiene cioè che la piattaforma resti ferma durante il tempo necessario a trasmettere e ricevere l'impulso, e che si porti istantaneamente sulla posizione della stazione successiva, dopo un tempo $1/PRF$.

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

$$(1.32) \quad R(s) = R_0 \sqrt{1 + \frac{V^2 s^2}{R_0^2}} \cong R_0 \left(1 + \frac{V^2 s^2}{2R_0^2} \right)$$

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

$$(1.33) \quad j(s) = -\frac{4p}{l} R(s) = -\frac{4p}{l} R_0 + \frac{2pV^2 s^2}{lR_0}$$

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

Si nota un termine di fase costante (non dipendente dal tempo) ed un termine quadratico (dipendente da s^2). Se quest'ultimo termine non esistesse, la frequenza ricevuta dal RADAR sarebbe uguale a quella trasmessa, e non ci sarebbe uno scostamento Doppler. Il secondo addendo della (1.33) è quindi il responsabile dello scostamento Doppler f_D "registrato" dal RADAR in ricezione. Il SAR registrerà coerentemente (cioè immagazzinando ampiezza e fase dell'eco ricevuto) tutti gli echi RADAR provenienti dal bersaglio per tutto il tempo in cui sarà "inquadrato" dall'antenna reale, e cioè in tutte le stazioni x_1, \dots, x_n . Questo processo corrisponde a "sintetizzare" n antenne in posizioni diverse, ed a combinare i segnali ricevuti in modo da formare un "allineamento" (o *array*) di antenne reali, che prende il nome di "antenna sintetica". Il corrispondente tempo di "inquadramento" (noto come *tempo di integrazione*) " T_i " sarà legato alla dimensione dello *swath* a terra, che a sua volta dipende dall'ampiezza del fascio azimutale (θ_{3db}) dell'antenna reale:

$$(1.34) \quad T_i \approx \frac{q_{3db} R_0}{V}$$

Al variare di s , quindi, l'eco ricevuto avrà una "storia Doppler", nel senso che lo scostamento Doppler f_D ad esso associato dipenderà dal tempo (linearmente, in questo caso). Se il RADAR è in grado di registrare non solo l'ampiezza dell'eco ricevuto (come fa un RAR) ma anche la "storia di fase", o *phase history*, ad ogni pixel nella direzione di *azimuth* sarà possibile associare un diverso valore di f_D . Sarà quindi possibile associare biunivocamente ad ogni pixel la coppia (r, f_D) , e

costruire una "immagine". Lo scostamento Doppler (in prima approssimazione lineare nel tempo) varierà tra un massimo ed un minimo, e sarà nullo in corrispondenza della distanza R_0 dal target P.

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

La banda Doppler vale:

$$(1.35) \quad B_D = f_D T_i$$

ovvero:

$$(1.36) \quad B_D = \left| f_D \left(\frac{T}{2} \right) - f_D \left(-\frac{T}{2} \right) \right| = \frac{2V^2 T_i}{1R \left(\frac{T_i}{2} \right)} = \frac{2V^2 T_i}{1R_0} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{V^2 T_i^2}{4R_0^2}}}$$

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

$$(1.37) \quad r_{ALT} = \frac{V}{B_D} = \frac{1R_0}{2VT_i} \sqrt{1 + \frac{V^2 T_i^2}{4R_0^2}}$$

Poiché:

$$(1.38) \quad \frac{VT_i}{2R_0} \ll 1$$

l'espressione della risoluzione in azimuth diviene:

$$(1.39) \quad r_{ALT} = \frac{1R_0}{2VT_i} = \frac{l}{2q_{3db}}$$

che è la risoluzione *teorica* ben nota per il RADAR ad apertura sintetica. In questo caso, al contrario dei RADAR ad apertura reale, la risoluzione è indipendente dalla distanza tra RADAR-target.

Cioè, sfruttando la banda di frequenza causata dall'effetto Doppler, il sistema può "sintetizzare" un'antenna molto grande, nel senso che può raggiungere una risoluzione spaziale che sarebbe stata raggiunta da un RADAR convenzionale con un fascio molto stretto Θ_{sth} dato da:

$$(1.40) \quad q_{sth} = \frac{r}{R_0} \approx \frac{l}{2VT_i} \approx \frac{l}{2q_{3db}R_0}$$

In questo modo, possono essere raggiunte delle risoluzioni di pochi metri.

1.6 La tecnica degli “stepped frequency chirps”

Come già detto nel paragrafo 1.3, l'utilizzo di un impulso di tipo chirp permette al sistema RADAR di aumentare la sua risoluzione in range fino a conseguire risoluzioni dell'ordine del metro. Questa tecnica concilia l'esigenza di elevate risoluzioni in distanza con l'impiego di impulsi “lunghi” con limitata potenza di picco.

La tecnica prevede l'utilizzo di un impulso del tipo:

$$(1.41) \quad f(t) = \cos\left(\omega t + \frac{a t^2}{2}\right) \text{rect}\left[\frac{t}{\tau}\right]$$

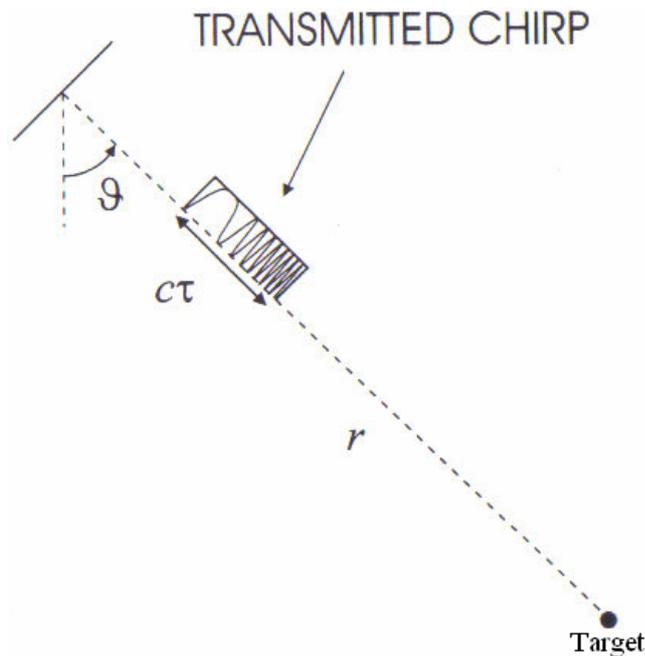


Figura 1.17 Esempio di segnale chirp

Ricordiamo la (1.42) che è l'espressione della risoluzione in range ricavata precedentemente (vedi paragrafo 1.3). La (1.42) mette in evidenza come al crescere della durata τ del chirp (e quindi della banda B) la risoluzione del RADAR, essendo inversamente proporzionale alla durata dell'impulso, migliori, mentre nel caso di impulsi “classici” B sarebbe inversamente proporzionale a T rendendo la risoluzione direttamente proporzionale alla durata T dell'impulso.

$$(1.42) \quad r_R = \frac{c}{2B} = \frac{c}{2at}$$

Alla luce delle osservazioni fatte si vuole introdurre, in questo paragrafo, la tecnica degli stepped frequency chirps (o stepped chirp) [5] [7], che permette di combinare una serie di chirp a banda stretta per ottenere una risoluzione più alta in range.

Il vantaggio principale di questa tecnica sta nella riduzione della frequenza di campionamento e della banda occupata istantaneamente. Un altro vantaggio di questa tecnica (che però non viene utilizzato dal sistema con cui si è lavorato) è la possibilità di evitare delle bande occupate da altre sorgenti interferenti e questo è utile specialmente per i sistemi VHF ad alta risoluzione, che interferiscono con la banda radio FM.

1.6.1 Applicazione della tecnica stepped chirp

L’ottenimento di una banda RADAR totale pari a B con l’utilizzo della tecnica stepped chirp prevede l’utilizzo di n impulsi a banda stretta traslati in frequenza [4]. La banda del singolo impulso sarà quindi pari a $B_n=B/n$, inoltre i sottochirp avranno durata T_n e chirp rate pari ad α .

Affinché non ci siano né gap né sovrapposizioni infrequenza è necessario che la traslazione in frequenza tra due impulsi successivi sia pari alla banda del singolo sottochirp, cioè $\Delta f = B_n$.

Ragionando in termini di portanti dei sottochirp diremo che $f_c(k)$, cioè la portante del sottochirp k -mo è pari a:

$$(1.43) \quad f_c(k) = f_c + \left(k + \frac{1}{2} - \frac{n}{2}\right)B_n \quad \text{con } k = 0 \dots (n-1)$$

quindi, supponendo ampiezza dei sottochirp unitaria, il sottochirp k che verrà trasmesso sarà:

$$(1.44) \quad s_x(t, k) = \Pi\left(\frac{t}{T_n}\right) \exp[j2\pi f_c(k)t] \exp[j\pi \alpha t^2]$$

Il segnale ricevuto da una singola riflessione a distanza r_t sarà dunque:

$$(1.45) \quad s_r(t, k) = \Pi \left(\frac{t - \frac{2r_t}{c}}{T_n} \right) \exp[j2pf_c(k)(t - \frac{2r_t}{c})] \exp[jpa(t - \frac{2r_t}{c})^2]$$

la funzione di riferimento la utilizzare per demodulare il segnale ricevuto è

$$(1.46) \quad s_{rif}(t, k) = \exp[j2pf_c(k)(t - \frac{2r_t}{c})]$$

dove r_s rappresenta la distanza del RADAR dal centro della zona irradiata.

La funzione di riferimento è funzione di k , quindi varia al variare del sottochirp considerato e introduce un termine di fase anch'esso dipendente da k . Ignorare questo termine di fase comporterebbe una discontinuità nella fase del chirp a banda larga, esso comunque può essere eliso aggiungendo un termine di fase opportuno (successivamente descritto in dettaglio).

Il segnale demodolato è il prodotto della (1.45) con il complesso coniugato della (1.46) e risulta pari a:

$$(1.47) \quad s(t, k) = \Pi \left(\frac{t - \frac{2r_t}{c}}{T_n} \right) \exp[j2pf_c(k)(t - \frac{2r_t}{c})] \exp[j4pf_c(k)(t - \frac{r_s - r_t}{c})] \exp[jpa(t - \frac{2r_t}{c})^2]$$

i segnali, una volta demodulati, dato che normalmente vengono campionati ad una frequenza bassa rispetto a quella richiesta dal chirp a banda larga, devono

essere sovra-campionati (solitamente di un fattore n) introducendo, in pratica, dei campioni per interpolazione e quindi un errore⁴ nel segnale.

Dato che i segnali della (1.47) sono in banda base, per poterli sovrapporre c'è bisogno di una traslazione in frequenza che li posizioni nella porzione di spettro che devono occupare. La traslazione in frequenza e la cancellazione del termine di fase indesiderato presente nelle (1.47), avviene moltiplicando le (1.47) per:

$$(1.48) \quad f_1(t, k) = \exp[j2p[(k + \frac{1}{2} - \frac{n}{2})B_n](t - \frac{2r_t}{c})]$$

i segnali, anche se traslati in frequenza, presentano ancora una discontinuità di fase che deve essere eliminata con l'ausilio del termine:

$$(1.49) \quad f_2(k) = \exp[p\alpha n^2 T_{pn}^2 (\frac{1}{4} - \frac{k + \frac{1}{2}}{n} + \frac{k^2 + k + \frac{1}{4}}{n^2})]$$

per rendere più veloce il procedimento il termine (1.49) conviene introdurlo prima del sovracampionamento, in modo da dover effettuare un minor numero di operazioni sui segnali.

Ultimo argomento di discussione della procedura è la traslazione temporale dei segnali, necessaria prima di poter finalmente sovrapporre i sottochirp per ottenere l'impulso a banda larga. Supponendo che i sottochirp siano compresi

⁴ questa è l'unica operazione della procedura che introduce errore nella formazione del chirp a banda larga

nell'intervallo $[-T_{pn}/2, T_{pn}/2]$, chiamando la durata del segnale a banda larga $T_p = n T_{pn}$, per fare in modo che il segnale sia compreso nell'intervallo temporale $[-T_p/2, T_p/2]$ è necessaria una traslazione temporale pari a:

$$(1.50) \quad \Delta t(k) = \left(k - \frac{n}{2} + \frac{1}{2}\right) T_{pn}$$

affinché la traslazione temporale venga effettuata senza introdurre errori nella costruzione dell'impulso, detta f_{ad} la frequenza di campionamento del segnale a banda larga (cioè dei sottochirp sovracampionati), è necessario che la traslazione temporale espressa in numero di campioni $m(k) = \Delta t(k) f_{ad}$ sia un numero intero.

Effettuate correttamente tutte le operazioni descritte il segnale che si ottiene è un chirp con banda B , durata T_p e senza discontinuità di fase.

2 Il progetto MINISAR

Il progetto a cui si è lavorato, come già detto nell'introduzione di questo lavoro di tesi è il "Progetto MINISAR", per questo motivo, qui sono riportate delle informazioni descrittive e tecniche del RADAR, allo scopo di avere una descrizione esaustiva dello strumento con cui si è lavorato.

2.1 Descrizione del progetto

MINISAR, affidato dal Ministero per l'Istruzione, l'Università e la Ricerca al CO.RI.S.T.A. e a Technapoli nasce da una proposta dell'Amministrazione Provinciale di Napoli, che ha espresso l'esigenza di un sistema di controllo del territorio, in particolare per la gestione dei fenomeni franosi.

Eventi di questo tipo sono diventati sempre più frequenti in tutta la nostra penisola, anche a causa del dissesto idrogeologico che, per vari motivi, si è verificato negli anni sul territorio nazionale.

Pertanto le amministrazioni pubbliche, ed in generale tutti gli Enti che hanno responsabilità nell'ambito dello studio e del controllo del territorio, avvertono la necessità di seguire l'evolversi di questi fenomeni con metodi che forniscano dati continuamente aggiornati in tempi brevi.

Più in generale è molto vivo l'interesse dei potenziali utilizzatori ed è grande l'attenzione della comunità scientifica per lo studio e la progettazione di

strumenti tecnologicamente avanzati in grado di monitorare nel tempo l'evolversi dei disastri naturali e, laddove é possibile, prevenirli.



Figura 2.1 Immagine tridimensionale del Vesuvio, ottenuta con interferometria SAR

Il progetto prevede una piattaforma aerea di piccole dimensioni, sulla quale va integrato un RADAR ad apertura sintetica (SAR) ad alta risoluzione in versione interferometrica di ridotta massa, volume, potenza e costo, ed un sistema hardware e software per l'acquisizione ed il trattamento dei dati ottenuti dal RADAR.

Il sistema sarà realizzato in forma prototipale, con caratteristiche tali da essere facilmente ingegnerizzato e quindi commercializzato ad un costo piuttosto limitato. Il risultato sarà uno strumento flessibile, di facile uso e disponibilità, in grado di effettuare osservazioni sul territorio in ogni condizione di tempo e ricavare dati in maniera sistematica e continuativa, in modo da ottenere un controllo assiduo e cadenzato della situazione.

Il sistema é potenzialmente valido per numerose applicazioni, ma in questo caso é stato progettato e realizzato per due specifiche finalit :

- il controllo dell'evoluzione nel tempo dei fenomeni franosi con la valutazione dell'estensione e della massa dell'acqua ricoprente le aree circostanti le zone a rischio frana,
- la produzione di carte tecniche a scala minore od uguale a 1:25.000.

Il progetto é finalizzato alle due applicazioni principali sopra esposte, ma i campi applicativi, con le opportune modifiche, possono essere innumerevoli e rivolti a:

- controllare le variazioni avvenute sul territorio in termini di modifiche provocate dall'uomo come, ad esempio, le variazioni di urbanizzazione, ed in particolare gli abusi edilizi;
- gestire al meglio situazioni di rischio e di calamit  naturali. Infatti l'uso di informazioni tempestive sulle variazioni intervenute sul territorio, possono guidare i soccorsi alle popolazioni colpite da eventi calamitosi, cos  come pianificare gli interventi straordinari per il recupero delle aree colpite;
- monitorare, ed eventualmente prevedere un evento che si protragga nel tempo, come un'alluvione o un'eruzione vulcanica;
- integrare i dati forniti da analoghi sistemi da satellite.

La parte hardware consiste in un RADAR da aereo, in grado di ottenere un'alta risoluzione spaziale dell'ordine del metro, con un'accuratezza altimetrica dello stesso ordine di grandezza.

I dati raccolti durante il volo dal sistema RADAR, opportunamente elaborati, permettono di ottenere immagini tridimensionali delle zone osservate. Una volta individuati dei punti di controllo e utilizzando riprese effettuate in tempi successivi, sarà inoltre possibile risalire ad eventuali spostamenti dell'ordine dei centimetri.

L'obiettivo é lo studio, definizione, realizzazione e validazione di una serie di metodologie e procedure per l'estrazione delle informazioni applicative e per la loro presentazione, trasferimento ed eventuale successiva elaborazione in formati e con modalità direttamente fruibili dagli utenti finali. Le informazioni applicative saranno poi archiviate con opportune strutture di database, con l'aiuto di supporti informatici e telematici tali da poter fornire i dati in tempo reale.

Anche gli utilizzatori finali possono essere di tipo diverso, in quanto questo sistema può interessare non solo le pubbliche amministrazioni, che in genere sono preposte al controllo del territorio, ma anche soggetti privati che abbiano interesse, anche in termini di strategie commerciali o per fini statistici, ad avere dati sistematici ed aggiornati di informazione territoriale

2.2 Architettura generale

L'architettura del MINISAR segue una logica modulare ed, quindi, organizzata in sottosistemi, ognuno è logicamente e fisicamente distinto dagli altri affinché modifiche o aggiornamenti possano essere facilmente eseguite. Ciò comporta inoltre una semplificazione costruttiva del prototipo nonché dell'eventuale processo produttivo industriale.

Nel seguito, verranno descritti i vari sottosistemi ed il modo in cui essi partecipano al funzionamento del RADAR.

Il sistema è suddiviso nei seguenti sottosistemi:

Antenna: E' il cuore di un sistema SAR, deve infatti essere scelta in modo da soddisfare i requisiti riguardanti il livello di ambiguità in range ed inoltre l'ambiguità nonché la risoluzione in azimuth. Le sue dimensioni cambiano con la frequenza, la quota, l'ampiezza dello swath ("impronta" dell'antenna a terra) e il guadagno di antenna desiderato. La sua forma poi è cruciale in quanto essendo montate all'esterno della fusoliera, provocano dei disturbi aerodinamici in fase di decollo e durante il volo da non trascurare specie in quanto questi disturbi potrebbero tendere ad aumentare le vibrazioni dell'aereo. L'inclinazione dell'antenna inoltre determina l'estensione della zona illuminata mentre la possibilità di muoverla rende possibili diverse modalità di acquisizione.



Figura 2.2 Antenne del MINISAR

Antenna I/F: Tale sottosistema funge da interfaccia tra la sezione di trasmissione, quella di ricezione e l'antenna. Esso viene utilizzato anche per permettere la calibrazione del sistema collegando direttamente la parte in trasmissione con quella in ricezione.

CGU: Il sottosistema CGU (Chirp Generation Unit) viene comandato attraverso opportuni segnali di controllo e genera in uscita un segnale chirp che viene usato come impulso RADAR.

FGU: La FGU (Frequency Generator Unit) genera i segnali ad alta frequenza che vengono utilizzati dagli altri sottosistemi (CGU, UP e DOWN Conversion Unit).

UP Converter: La UP Conversion Unit porta il segnale dalla banda base alla frequenza alla quale esso dovrà essere poi trasmesso. Esso dunque moltiplica il segnale d'ingresso per un segnale ad alta frequenza ed effettua filtri che eliminano la banda immagine e, nello stesso tempo, attenuano il rumore fuoribanda.

TX: Il sottosistema TX ha il compito di amplificare il segnale in alta frequenza da trasmettere in maniera da poter ottenere, sull'eco RADAR, un rapporto segnale rumore (SNR) sufficiente per gli scopi che il sistema si prefigge.

Down Converter: La DOWN Converter Unit porta il segnale in banda base. Esso dunque moltiplica il segnale di ingresso per un segnale ad alta frequenza ed effettua dei filtri che eliminano la banda immagine e, nello stesso tempo, attenuano il rumore fuori banda.

Acquisizione Dati: Il sottosistema Acquisizione dati effettua essenzialmente un campionamento del segnale chirp di ritorno dall'antenna dopo che questo è stato riportato in banda base. Esso inoltre quantizza tali campioni al fine di poter memorizzare i dati ottenuti in digitale.

DP e Memorie: Questo sottosistema viene usato per memorizzare i dati provenienti dal sottosistema Acquisizione Dati aggiungendovi un header che permette di conoscere la configurazione in quell'istante del sistema (aereo compreso) al fine di poter poi processare correttamente i dati. Tale processing viene realizzato dal DP (Data Processor) che genera quindi l'immagine acquisita.

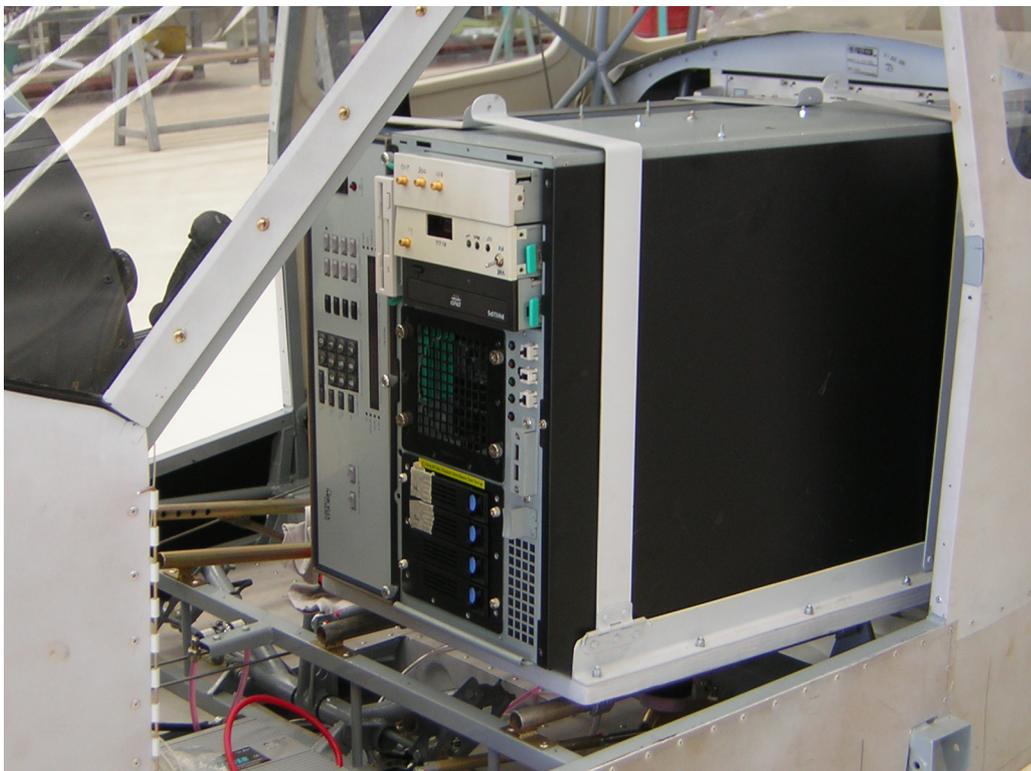


Figura 2.3 FGU, CGU e DU montate a bordo dell'aereo

C&C: Il C&C (Command & Control) gestisce logicamente la tempificazione del sistema SAR. Esso, ad esempio, comanda l'accensione del chirp e quella del sistema TX; decide gli istanti di campionamento del segnale ricevuto e l'istante in cui interrogare il sistema di navigazione. Esso inoltre permette di cambiare la configurazione del MINISAR.

Navigazione: Il sottosistema di navigazione è indispensabile per il corretto processing dei dati ottenuti in quanto esso fornisce informazioni circa la posizione nonché il movimento della piattaforma aerea su cui viene montato il sistema MINISAR. I dati da esso forniti sono raccolti negli header dei pacchetti dati e stivati nella memoria di massa del sistema.

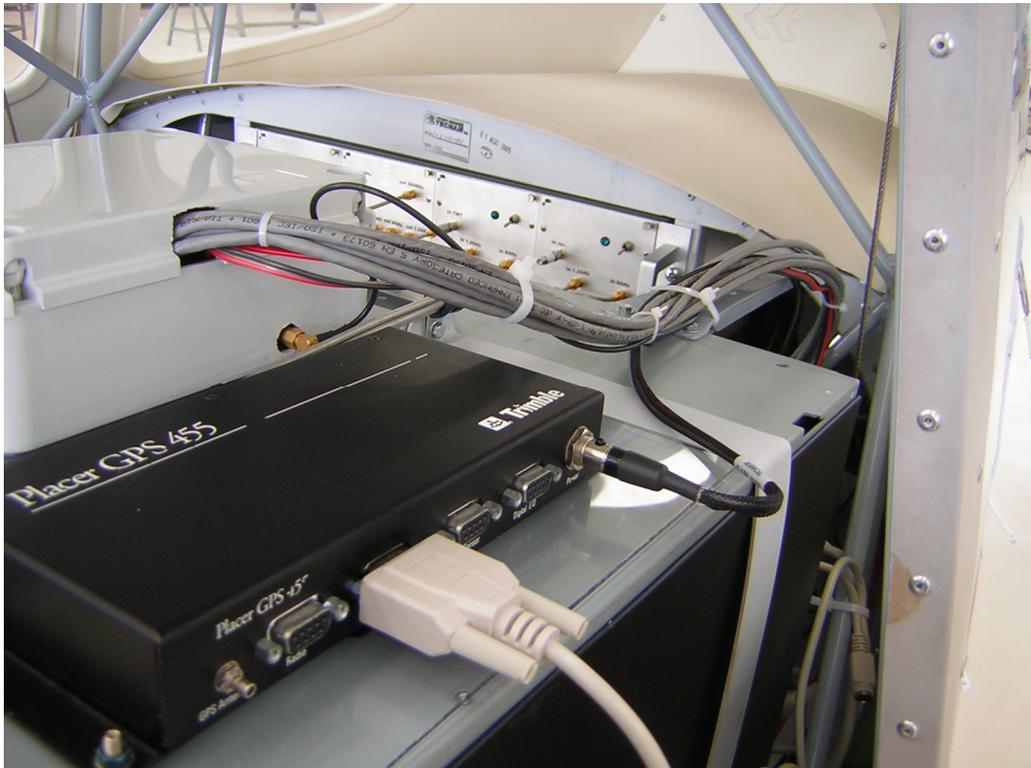


Figura 2.4 Sistema di navigazione del radar

POWER: Tale sottosistema gestisce la distribuzione dell'energia elettrica che serve per alimentare i vari sottosistemi attivi del sistema MINISAR.

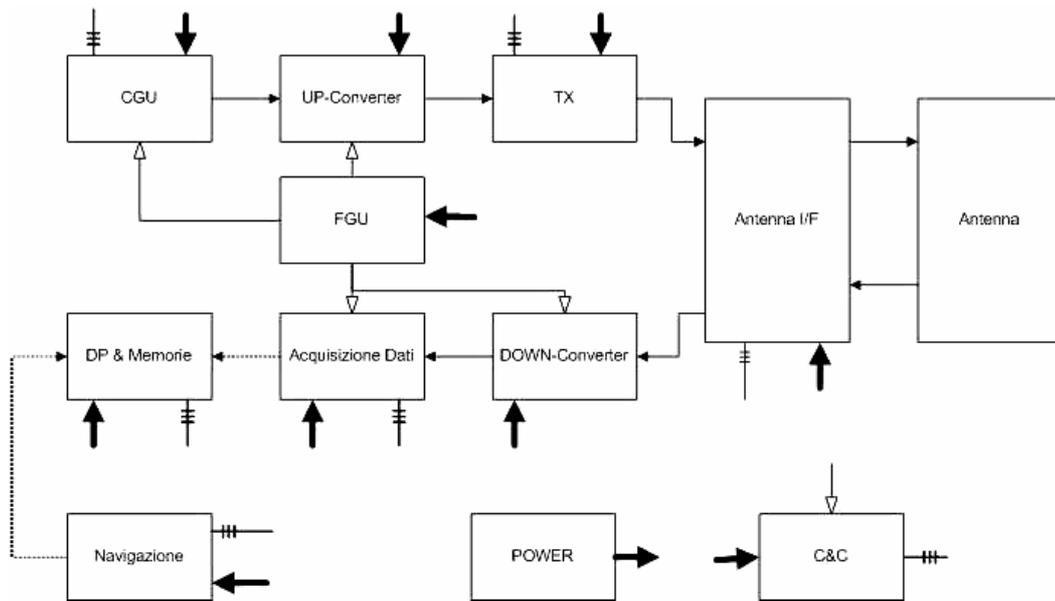


Figura 2.5 Architettura generale del MINISAR

In Figura 2.5 è mostrata l'architettura generale del sistema. Il chirp in banda base generato da una CGU (Chirp Conversion Unit) viene inviato ad un sottosistema di Up Conversion che riceve quindi il segnale in banda base e lo porta in alta frequenza. Tale segnale quindi amplificato in maniera tale da soddisfare le specifiche tecniche sul segnale di uscita tramite il sottosistema TX e quindi adattato al sottosistema antenna verso il quale è diretto. Tra il sottosistema TX e il sottosistema antenna è posto un ulteriore sottosistema chiamato antenna I/F che interfaccia, in trasmissione, il sottosistema TX con quello antenna e, in ricezione, indirizza il segnale proveniente dalle antenne verso la catena di ricezione. Tale sottosistema inoltre amplifica il segnale d'ingresso filtrando, laddove possibile, il rumore fuori banda. Il segnale amplificato viene quindi riportato in bassa frequenza per mezzo del sottosistema Down Converter che poi passa il segnale in banda base al sottosistema che effettua il campionamento (Acquisizione Dati) e la memorizzazione dei dati.

Per poter generare il segnale Chirp necessario alla CGU è stato utilizzato un sintetizzatore frequenziale integrato (AD9852), cioè un oscillatore numerico a frequenza programmabile.

2.3 Caratteristiche tecniche

Il MINISAR, essendo un elemento centrale della tesi, sarà richiamato frequentemente, appare quindi opportuno dare un breve descrizione delle sue caratteristiche tecniche.

I principali parametri caratteristici del radar sono sintetizzati nella tabella seguente:

Operative frequency	X-Band, 9.65 GHz
Polarization	Linear HH
Trasmitted bandwidth	4x70 MHz
Sampling frequency	300 Mhz
Nominal off-nadir angle	45°
Antenna elevation angle (3dB)	22°
Antenna azimuth angle (3dB)	2.2°
Nominal altitude	4000m
Nominal slant swath	6000m
Ground Swath dimension	3000m
Trasmitted power	80W
Pulse duration	18 μ s-30 μ s
Range resolution	0.85m
Azimuth resolution	0.5m

Signal to noise ratio	>10dB
ASR	<-20dB
Number of bit per sample	8 bits
Data Rate	<80Mb/s
Data Storage (10 Km trip)	9Gb

3 Studio del MINISAR

In questo capitolo verrà descritto nel dettaglio il lavoro svolto. Inizialmente si descriveranno le configurazioni adottate, le metodologie di studio, i parametri scelti e il loro significato fisico, congiuntamente si discuteranno le problematiche di implementazione e successivamente i risultati ricavati.

3.1 Configurazione e metodologie adottate per lo studio del MINISAR

Il MINISAR è stato studiato analizzando tramite un calcolatore i dati ricevuti in particolari condizioni di funzionamento. La configurazione più interessante ai fini dell'analisi del RADAR è la configurazione "Autocheck", e cioè la ricezione diretta dei chirps trasmessi (con necessaria attenuazione) senza l'aggiunta di attenuazione e/o distorsione di questi ultimi dovuta all'ambiente esterno (incluse le antenne).

La schema della configurazione Autocheck nella quale sono stati acquisiti i dati con cui è stato studiato il RADAR è la seguente:

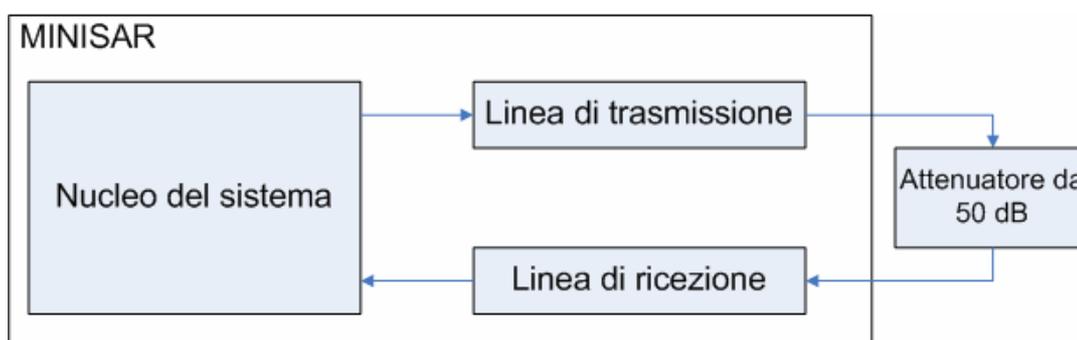


Figura 3.1 Configurazione Autocheck di MINISAR

La Figura 3.1 mostra i segnali uscenti della linea di trasmissione (cioè i chirps trasmessi dal MINISAR) che, una volta attenuati, vengono inviati direttamente alla linea di ricezione e quindi all'unità di formattazione e memorizzazione. I dati utilizzati nell'analisi non sono quelli memorizzati, ma sono ottenuti da questi ultimi tramite un opportuna deformattazione che ha il compito di verificare la loro attendibilità, prelevare la parte di interesse e poi memorizzarli nuovamente.

La configurazione adottata permette quindi di osservare il funzionamento del RADAR a prescindere dalle antenne utilizzate e dall'ambiente circostante, evidenziando le caratteristiche dei componenti principali del sistema di trasmissione (Chirp Generator, Up Converter, Down Converter, ecc), rendendo quindi possibile un'analisi dello stesso per l'individuazione delle non idealità nei segnali generati e il relativo decadimento delle prestazioni del RADAR.

3.2 Parametri caratteristici e algoritmi implementati

Questo lavoro di tesi, come già detto, consiste fondamentalmente nella caratterizzazione delle prestazioni di un chirp RADAR e nello studio delle stesse con l'obiettivo di identificare le possibili cause che ne comportano il degradamento rispetto a quelle idealmente ottenibili. Per effettuare l'analisi delle prestazioni sono stati utilizzati numerosi parametri di uso comune per i sistemi di telerilevamento che indicano quantitativamente la bontà del RADAR. Tali parametri caratteristici, la loro interpretazione fisica, i flow chart degli algoritmi che ne implementano il calcolo sono descritti nei sottoparagrafi successivi, mentre l'implementazione in MALAB delle principali routine si trova nell'Appendice.

3.2.1 Risoluzione spaziale

La risoluzione spaziale per un RADAR, come descritto nel capitolo 1 è strettamente legata alla larghezza dell'impulso ricevuto. Tale larghezza, essendo i fronti dell'impulso non perfettamente verticali e la sua ampiezza variabile nel tempo, deve essere valutata considerando l'impulso a partire da una soglia (solitamente riferita al massimo) che ne rende univoco il valore.

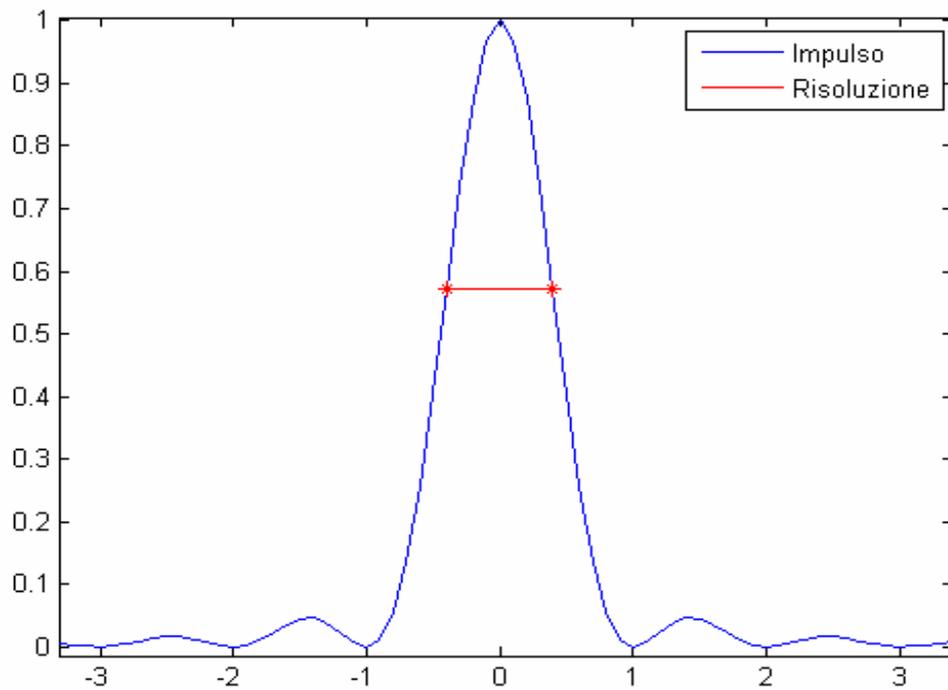
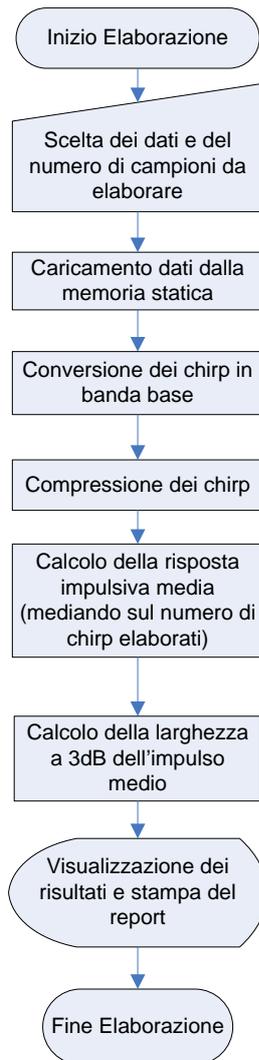


Figura 3.2 Risoluzione spaziale a 3dB per un chirp RADAR

Usualmente si utilizza come soglia un valore di 3dB al di sotto dell'ampiezza massima dell'impulso.

Segue il diagramma di flusso dell'algoritmo sviluppato per il calcolo della risoluzione.



3.2.2 Integrated Side lobe Ratio (ISLR)

Questo parametro adimensionale valuta la qualità dell'immagine RADAR e viene calcolato a partire dall'impulso compresso, cioè il segnale di uscita del filtro di compressione, del quale viene valutata l'energia del lobo principale rispetto a quella di tutti i lobi laterali. L'ISLR ci indica quindi quanto "peso" ha il lobo principale rispetto al segnale indesiderato. Nella pratica il calcolo di questo parametro viene effettuato considerando un numero finito di lobi laterali (solitamente 30) per poter rendere il suo valore indipendente dalla durata dei dati acquisiti ed è solitamente espresso in decibel. Evidenziamo brevemente l'importanza quanto appena detto riferendoci alla Figura 3.3, che descrive qualitativamente l'andamento del modulo di un impulso reale e quindi affetto da rumore. Infatti dalla Figura 3.3 possiamo osservare che, diversamente dall'andamento della funzione sinc che idealmente descrive l'impulso compresso, il segnale ricevuto presenta l'aggiunta di rumore. Il rumore, essendo sovrapposto al segnale e avendo un'energia parecchio più grande di molti dei suoi lobi laterali, lo "copre", falsando in parte la misura dell'ISLR.

Quindi da quanto sopra detto appare evidente che, nel calcolo dell'energia dei lobi laterali, a partire da un certo punto il segnale considerato sarà praticamente il solo rumore, e il valore della sua energia dipenderà dalla durata dell'acquisizione dei dati rendendo l'ISLR dipendente da essa. Come precedentemente detto, considerando solo un numero finito di lobi laterali (che deve essere scelto comunque inferiore al numero minimo di lobi acquisiti) si

elimina la dipendenza dell'ISLR dalla durata dei dati e, se scelto sufficientemente piccolo, si limita la presenza del rumore.

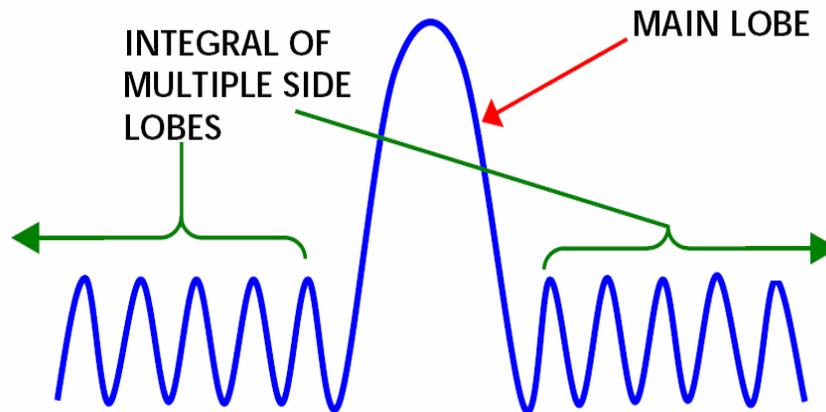


Figura 3.3 Lobo principale e lobi laterali dell'impulso compresso

Per poter rendere univoca la definizione di ISLR, come per il calcolo della risoluzione spaziale, è necessario specificare il criterio con cui si misura la larghezza del lobo principale (cioè la durata dell'impulso). A questo scopo aggiungeremo un pedice che specificherà il criterio di misura e quindi con $ISLR_{3dB}$ ci si riferirà all'ISLR calcolato misurando la larghezza dell'impulso a 3dB (Figura 3.4a), mentre con $ISLR_{Null\ to\ Null}$ a quello misurando la larghezza tra i due "nulli" del lobo principale (Figura 3.4b).

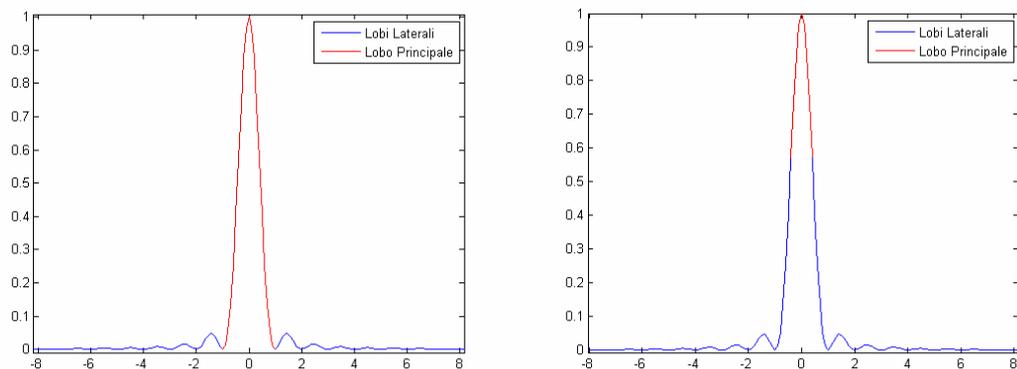


Figura 3.4 (sinistra) ISLR con ampiezza a 3dB (destra) ISLR con ampiezza tra due nulli

C'è da osservare che, nel caso di $ISLR_{Null\ to\ Null}$, la lunghezza presa in considerazione non può essere realmente tra i due zeri del lobo principale poiché, a causa della non idealità del segnale analizzato, potrebbero anche non esistere. Per risolvere questo problema nel calcolo si sostituiscono i punti di nullo con i primi due punti di minimo a sinistra e a destra del massimo dell'impulso.

Detto $x(t)$ l'impulso compresso ricevuto e T la sua durata, l'energia del lobo principale è data da

$$(3.1) \quad \int_{\text{Lobo Principale}} x(t)^2 dt$$

Dove per "Lobo principale" si intende il lobo principale a 3dB o quello Null to Null a seconda dei casi.

Invece l'energia dei lobi laterali è

$$(3.2) \quad \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)^2 dt - \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)^2 dt$$

*Lobo
Principale*

Dove il termine con il segno meno rappresenta l'energia del lobo principale, e quindi anche per questo vale quanto detto per la (3.1).

L' ISLR, essendo il rapporto tra le due energie sarà dato dalle

$$(3.3) \quad ISLR_{3dB} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)^2 dt - \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)^2 dt}$$

*Lobo
Principale
3db*

*Lobo
Principale
3dB*

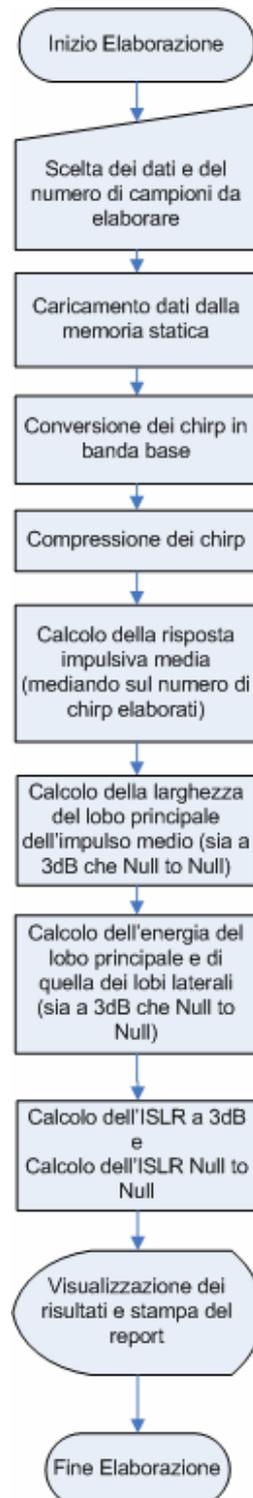
$$(3.4) \quad ISLR_{Null-to-Null} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)^2 dt - \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)^2 dt}$$

*Lobo
Principale
Null-to-Null*

*Lobo
Principale
Null-to-Null*

Segue il diagramma di flusso dell'algoritmo sviluppato per il calcolo del ISLR.

Per l'implementazione si rimanda all'Appendice



3.2.3 Rapporto Segnale Rumore (SNR)

Il rapporto segnale rumore o SNR (Signal to Noise Ratio) relativo ad un RADAR è definito come il rapporto tra la potenza dell'impulso chirp ricevuto rispetto a quella del rumore presente in esso.

Indicando con P_X la potenza del segnale ricevuto, e con P_N quella del rumore, l'SNR sarà:

$$(3.5) \quad SNR = \frac{P_X}{P_N}$$

si può dimostrare che, nel caso in esame, in cui il segnale è periodico e il rumore è bianco, il rapporto tra le potenze dei due segnali (cioè l'SNR) è uguale al rapporto delle energie. Essendo equivalente è conveniente calcolare l'SNR come rapporto tra le energie dei segnali rispetto alla definizione (3.5).

Indicando con $x(t)$ il segnale ricevuto, la sua energia è:

$$(3.6) \quad E_X = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(f)|^2 df$$

La (3.6) mostra che l'energia del segnale, per il teorema di Parseval, può essere valutata equivalente a partire dal segnale nel dominio del tempo o dal suo spettro (segnale nel dominio della frequenza).

Indicando il rumore con $n(t)=x(t)-x_{\text{atteso}}(t)$, dove per $x_{\text{atteso}}(t)$ si intende il segnale idealmente ricevuto in assenza di rumore, l'energia di $n(t)$ è data da:

$$(3.7) \quad E_N = \int_{-\infty}^{+\infty} |n(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |n(f)|^2 df$$

L'SNR, alla luce dell'equivalenza tra i rapporti di energia e quelli di potenza dei segnali è dato dalla seguente formula:

$$(3.8) \quad SNR = \frac{E_X}{E_N}$$

Usualmente l'SNR si esprime in dB ed è un indice della probabilità di rilevare correttamente la presenza degli impulsi nel segnale ricevuto.

Il calcolo dell'SNR è stato effettuato valutando E_X e E_N nel dominio della frequenza e considerando il solo rumore nella banda del segnale. Il rumore fuori dalla banda del segnale, può essere facilmente filtrato e quindi eliminato.

Dato che il rumore si suppone termico e quindi bianco⁵ la sua densità di energia è costante, e la si può calcolare indifferentemente in qualsiasi punto dello spettro.

⁵ Per rumore bianco si intende un rumore scorrelato dal segnale con spettro di densità di energia costante in frequenza.

Quanto appena detto permette di valutare la densità del rumore in banda a partire dal rumore fuori banda in quanto quest'ultimo, essendo segnale e rumore scorrelati, ha le stesse caratteristiche statistiche di quello in banda, ma può essere valutato molto più facilmente, semplificando il calcolo dell'SNR

Essendo la banda esterna al segnale utile occupata non solo da rumore, ma anche da segnale spurio dovuto alla non idealità del sistema. E' conveniente stimare lo spettro di densità di energia del rumore come media di quello rilevato in più punti.

Effettuando una stima del rumore rilevandolo in due punti avremo:

$$a_s = \frac{\int_{B_s} |y(f)|^2 df}{B_s}$$

$$a_d = \frac{\int_{B_d} |y(f)|^2 df}{B_d}$$

Dove a_s e a_d sono rispettivamente lo spettro di densità di energia del rumore rilevato a sinistra e a destra della banda del segnale.

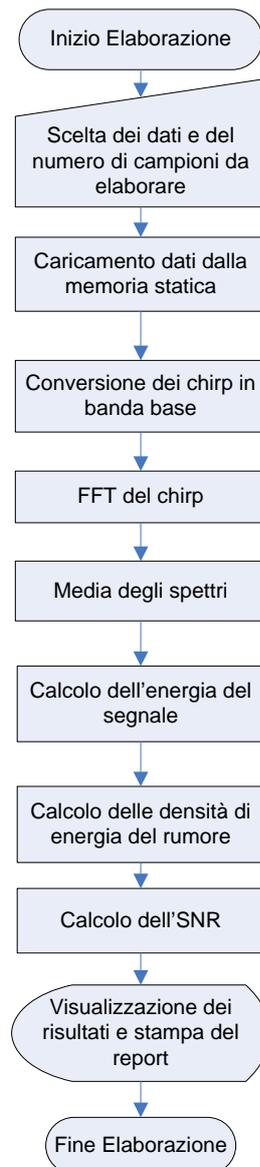
Indicando con B la banda del segnale e $y(t)$ il segnale ricevuto in banda base, l'SNR diviene:

$$(3.9) \quad SNR = \frac{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} |y(f)|^2 df}{B \left(\frac{a_s}{2} + \frac{a_d}{2} \right)}$$

Si evidenzia che qualora la stima della densità di energia del rumore basata su due soli campioni non fosse sufficiente, la (3.9) è facilmente generalizzabile alla stima con M campioni, diventando, nel caso generale, la seguente formula:

$$(3.10) \quad SNR = \frac{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} |y(f)|^2 df}{\frac{B}{M} \sum_{i=1}^M a_i}$$

Segue il diagramma di flusso dell'algoritmo sviluppato per il calcolo del SNR.



3.2.4 Ripple temporale del chirp

L'andamento ideale del chirp in banda base, come già detto nel paragrafo 1.3 è:

$$(3.11) \quad s(t) = \Pi\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2\pi\frac{a}{2}t^2}$$

Il cui modulo è una funzione finestra di ampiezza unitaria e larghezza T, di cui un esempio con $T=12\mu\text{s}$ è mostrato in Figura 3.5

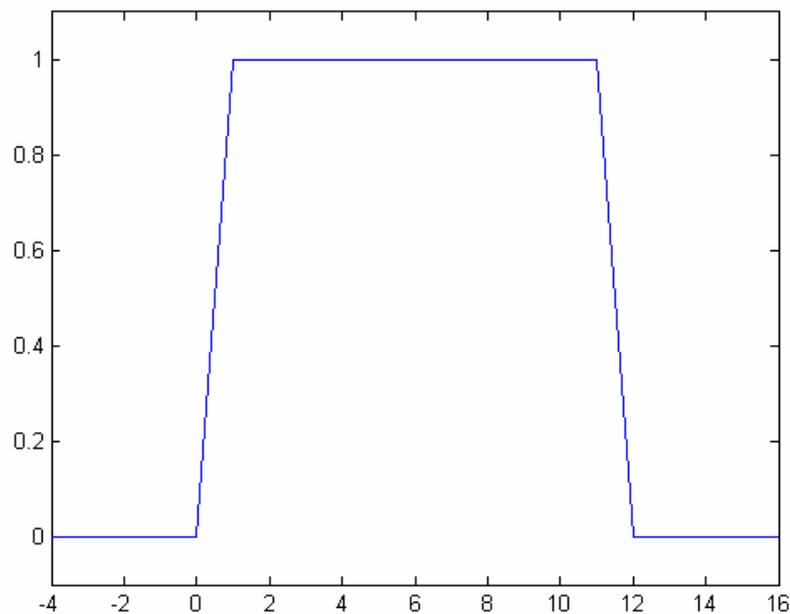


Figura 3.5 Modulo del chirp ideale

Il chirp reale avrà invece un modulo variabile nel tempo che può allontanarsi anche considerevolmente dal suo andamento ideale, provocando una degenerazione delle prestazioni del RADAR (Figura 3.6).

Per stimare l'andamento ideale del segnale, valutare questo ripple (oscillazione) e determinarne il massimo scostamento del modulo da quello ideale è stato elaborato un algoritmo che tramite un filtro di smoothing⁶ ricava dal segnale di Figura 3.6 l'andamento approssimativo e il suo scostamento massimo (Figura 3.7).

Lo scostamento massimo (punto verde nella Figura 3.7) viene espresso in dB ed è normalizzato rispetto all'andamento ideale stimato.

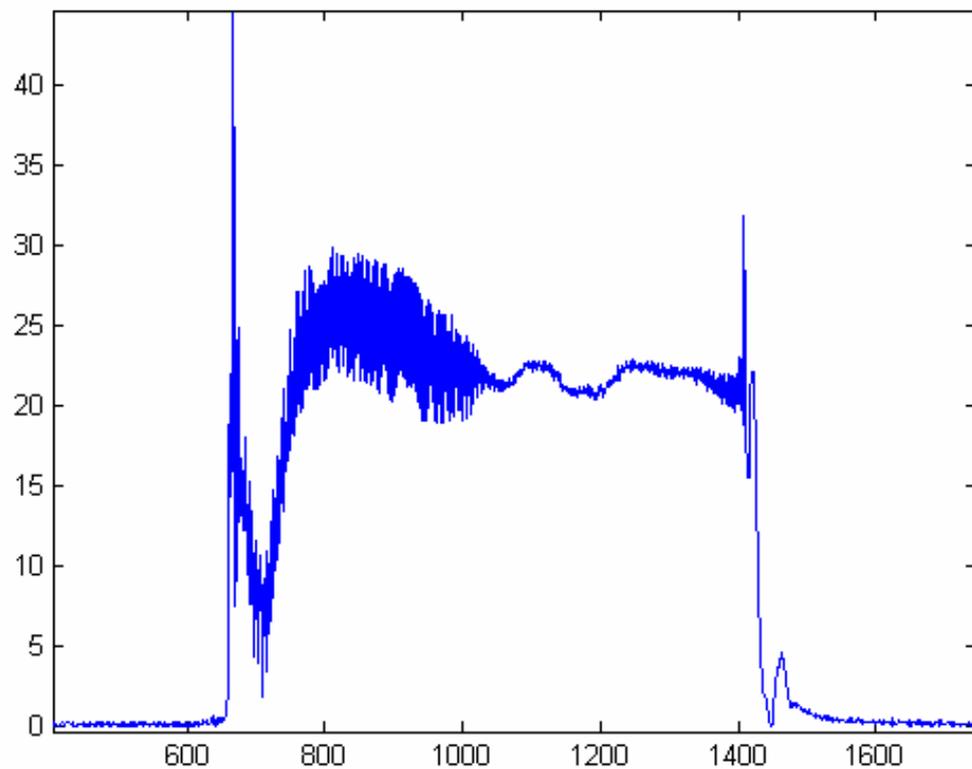


Figura 3.6 Modulo di un chirp reale

⁶ Per lo smoothing è stato utilizzato l'algoritmo di Savitzky-Golay, che è un filtro polinomiale a media mobile [11] implementato in MATLAB 7 come funzione interna.

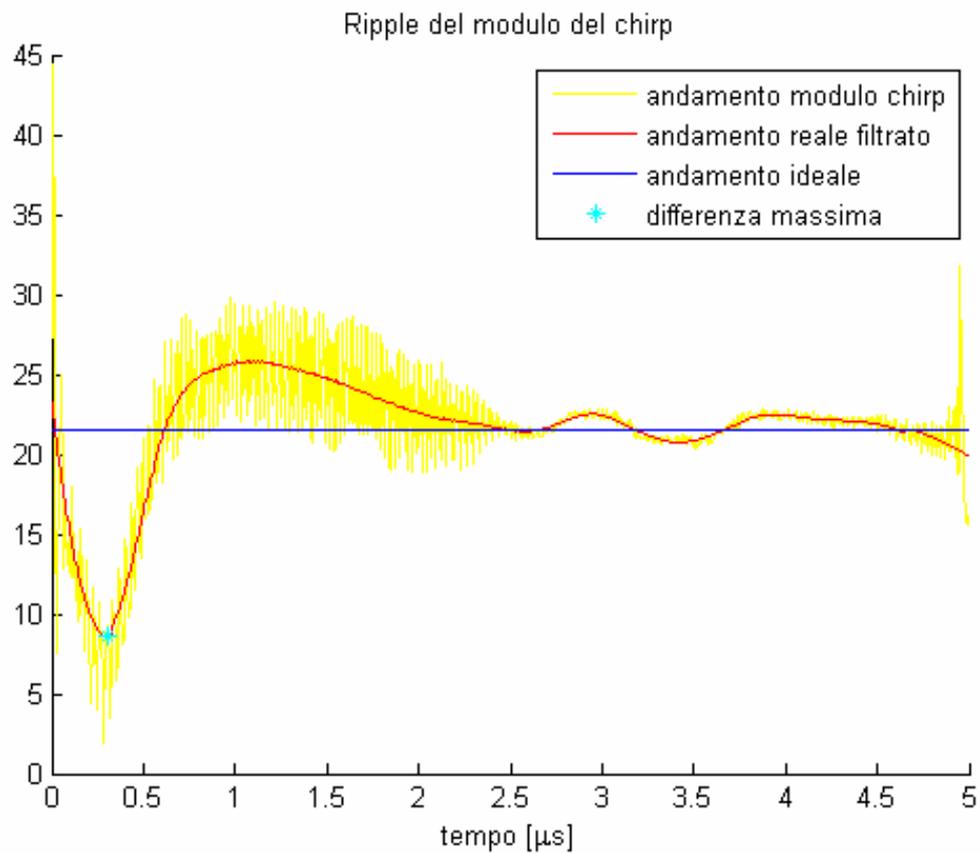
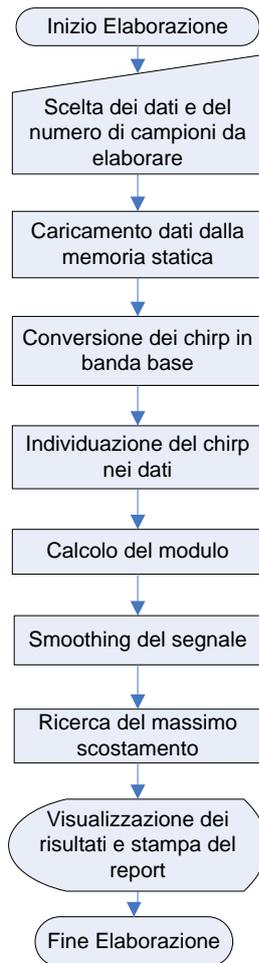


Figura 3.7 Andamento del Ripple e massimo scostamento da quello ideale

Segue il diagramma di flusso dell'algoritmo sviluppato per il calcolo del ripple del modulo.



3.2.5 Linearità del chirp

La valutazione della linearità del chirp consiste nell'analisi della variazione del termine di fase, del confronto dello stesso con quello ideale e la ricerca del massimo scostamento tra i due. Anche in questo caso, come per la presenza di ripple temporale, un andamento che si discosta eccessivamente da quello ideale comporterà un decadimento delle prestazioni del RADAR.

$$(3.12) \quad s(t) = \Pi\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2\pi\frac{a}{2}t^2}$$

Come si può osservare dalla (3.12), che rappresenta un chirp ideale in banda base, l'andamento della fase è di tipo parabolico, e quindi la sua frequenza varia linearmente.

La seguente Figura 3.8 mostra l'andamento della fase di un chirp ideale e di uno reale. Non deve meravigliare il fatto che, a prima vista il loro andamento, a parte una traslazione verticale dovuto alla differente fase iniziale, risulti praticamente identico. Infatti bastano piccole imperfezioni nell'andamento parabolico della fase per generare notevoli non linearità nell'andamento della frequenza (cioè la sua derivata).

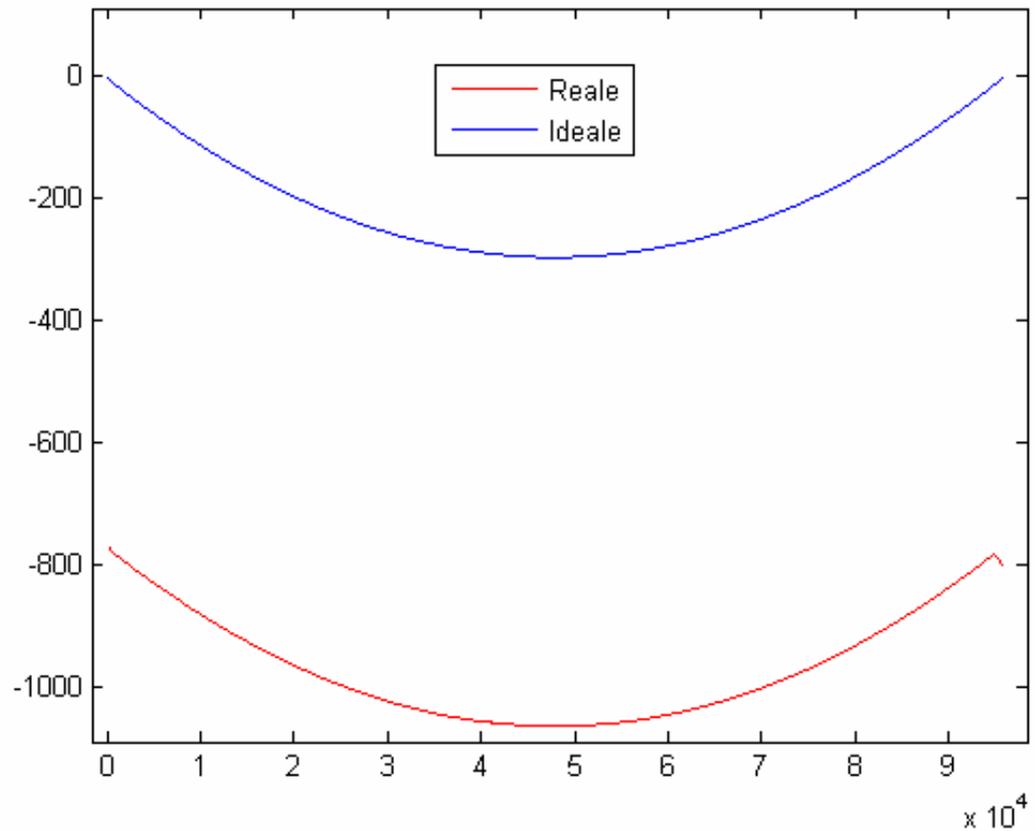


Figura 3.8 Andamento della fase di un chirp reale rispetto a quello ideale

Quanto appena detto è evidenziato dalla Figura 3.9 che riporta l'andamento della derivata della fase della Figura 3.8 e ne rivela le notevoli non linearità.

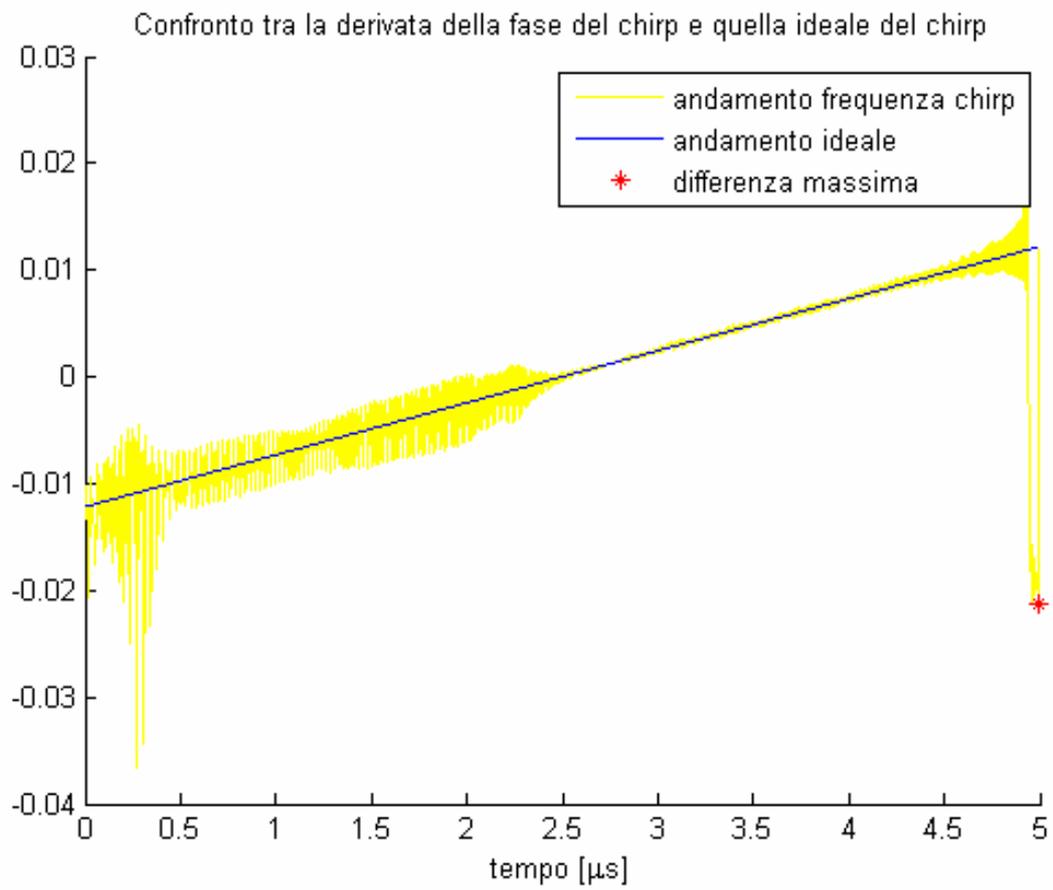


Figura 3.9 Andamento frequenza chirp reale

Per analizzare la fase del chirp, della sua derivata e per la ricerca del massimo scostamento da quella ideale (punto rosso della Figura 3.9) è stato elaborato un algoritmo che è riportato in Appendice.

Segue il diagramma di flusso dell'algoritmo sviluppato per il calcolo della linearità di fase.



3.2.6 Anomalie dei lobi laterali dell'impulso compresso

Il corretto riconoscimento dell'impulso compresso è, come già detto precedentemente, l'elemento chiave per ottenere un'immagine dai dati acquisiti dal RADAR. Per un chirp RADAR, come già detto nel paragrafo 1.3, l'andamento ideale dell'impulso compresso è

$$(3.13) \quad y(t) = \sqrt{TB} \sin c(B(t - t_0))$$

dove T è la durata dell'impulso, B la sua banda e t_0 è l'istante in cui è centrato.

Dato l'andamento dell'impulso, è fondamentale che non ci sia ambiguità nella distinzione del lobo principale rispetto ai lobi laterali affinché non si corra il rischio di segnalare un falso bersaglio, cosa che accade nel caso in cui i lobi laterali si presentino con ampiezza paragonabile a quella del lobo principale. Appare di fondamentale importanza per lo studio delle prestazioni del RADAR, ricercare i lobi "anomali" e quantificare quello che viene solitamente chiamato overshoot o "sovraelongazione" rispetto al livello di riferimento. Tale sovraelongazione dei lobi è causata dalla non idealità della catena di componenti elettronici di cui è composto il RADAR e il fenomeno è associato alla presenza di jitter, spurie e dalla non linearità di fase del chirp.

In questo lavoro di tesi è stato elaborato un algoritmo che permette, dato un impulso compresso e fissata una soglia (riferita all'andamento ideale), di ricavare le massime sovraelongazioni dei lobi laterali e la loro posizione.

L'algoritmo considera lobi "anomali" tutti gli intervalli in cui il segnale supera la soglia impostata. La soglia è un segnale che interpola i valori corrispondenti a k volte i massimi dei lobi laterali ideali, così da poter rilevare solo i picchi k volte più grandi di quello ideale.

Nella Figura 3.10 è riportato il risultato di un elaborazione ed i relativi picchi "anomali" sono contrassegnati con i punti verdi. La soglia è impostata per riportare gli intervalli in cui il segnale supera più di doppio del valore del picco ideale.

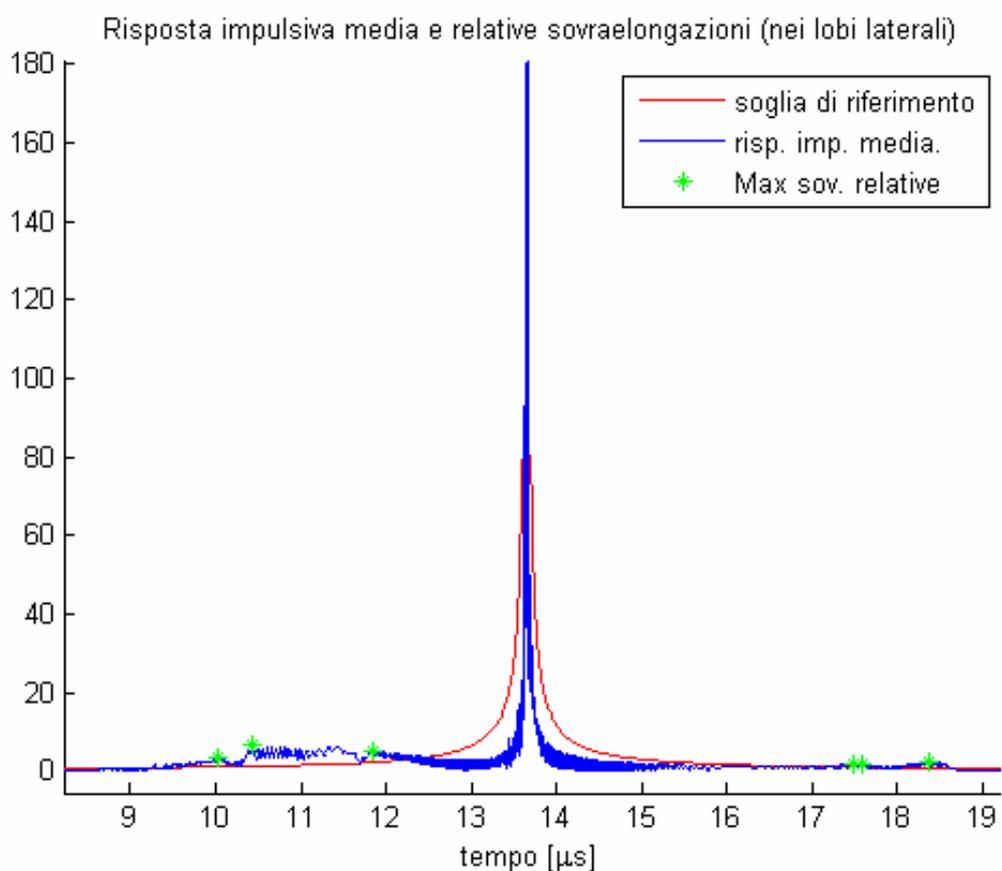
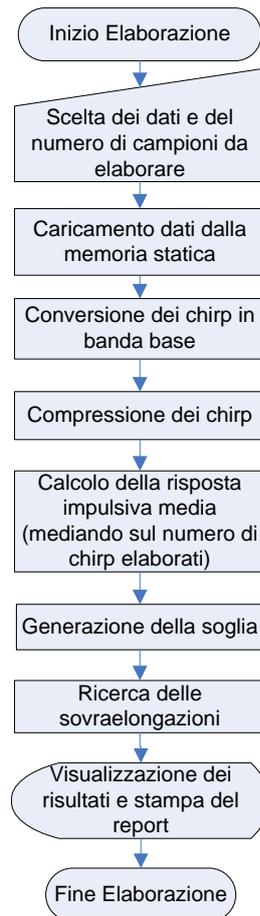


Figura 3.10 Sovraelongazione dei picchi dei lobi laterali

Segue il diagramma di flusso dell'algoritmo sviluppato per il calcolo delle anomalie dei lobi laterali.



3.2.7 Calcolo del Jitter

Per jitter temporale si intende la deviazione dall'istante ideale di tempo in cui si attende un evento. Tale deviazione affligge tutti i sistemi elettronici e può essere causata da uno qualsiasi dei componenti elettronici e ottici che vengono utilizzati per generare, trasportare e ricevere segnali di temporizzazione. [8][9]

In questo lavoro di tesi si è misurato il jitter temporale degli impulsi chirp acquisiti utilizzando la configurazione descritta nel paragrafo 3.1. Per facilitarne il calcolo la misura è stata fatta sul segnale di uscita del filtro di compressione, cioè l'impulso compresso. L'impulso analizzato è stato sovra-campionato mediante la tecnica dello zero padding per poter aumentare la precisione nella stima della posizione del suo picco, rendendo il jitter più preciso.

Il jitter è composto da una parte deterministica e una random (casuale). La distinzione tra le due parti e la valutazione di quello complessivo (che viene chiamato jitter totale) si effettua analizzando un certo numero di segnali di prova in cui è presente l'impulso compresso⁷, e misurando lo scostamento del tempo di occorrenza dello stesso da quello ideale.

La parte deterministica del jitter può essere costante o periodica e può dipendere o non dai dati, ma come ricorda il nome ha comunque un andamento determinato, quindi i suoi valori sono predicibili e può essere modellata agevolmente.

⁷ In generale l'evento di riferimento non deve essere obbligatoriamente un segnale impulsivo, lo stesso metodo di calcolo può essere utilizzato anche considerando la transizione tra i livelli logici di un segnale digitale.

La parte random del jitter ha un andamento casuale, quindi non predicibile, e viene usualmente caratterizzata a livello statistico attraverso la sua deviazione standard.

Di seguito viene riportata la Figura 3.11, la quale mostra l'istante di occorrenza del dell'impulso compresso per un insieme di 200 campioni di impulsi acquisiti da MINISAR.

Per poter quantificare il jitter senza approfondire ulteriormente il suo studio, dato che siamo interessati alla sua influenza nella formazione dello stepped chirp (vedi paragrafo 1.6), ci limiteremo al calcolo della sua deviazione standard.

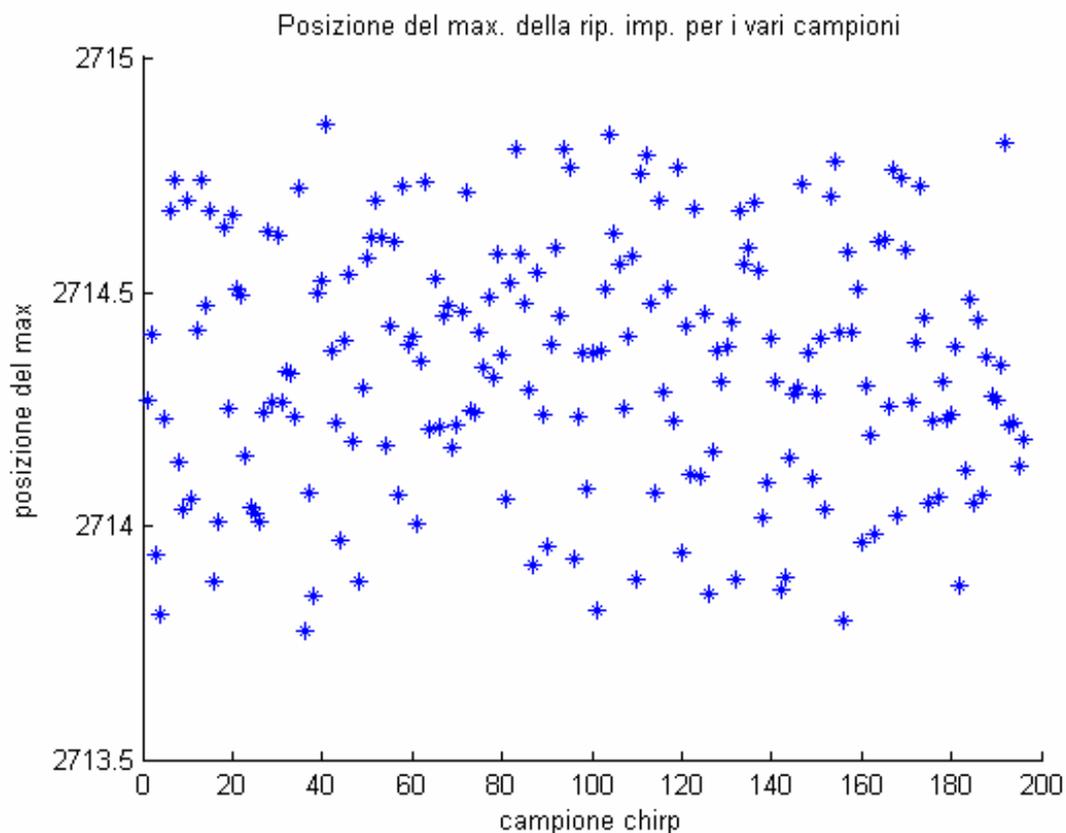
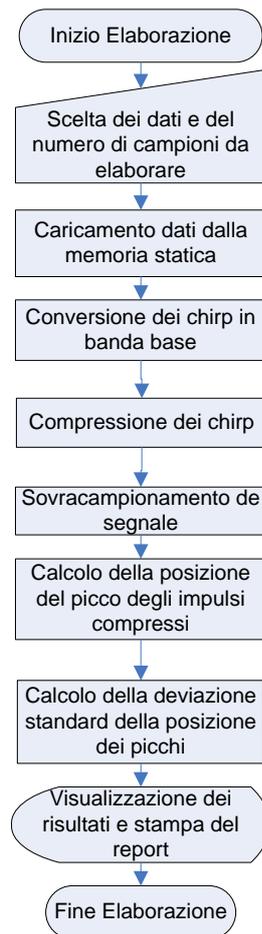


Figura 3.11 Posizioni dei massimi dell'impulso compresso

Segue il diagramma di flusso dell'algoritmo sviluppato per il calcolo del jitter.



3.2.8 Ricerca di componenti frequenziali spurie nei chirp

Il segnale spurio è un disturbo presente nel segnale ricevuto che, a differenza del rumore termico, ha uno spettro che è può essere molto stretto e una densità di energia molto maggiore. La presenza di tale disturbo nell'impulso ricevuto può provocare un considerevole degradamento delle prestazioni del RADAR e quindi consigliabile identificarne la presenza per cercare di prendere provvedimenti a riguardo. Le origini del segnale spurio possono essere molteplici, infatti può provenire da interferenze tra componenti dello stesso circuito o di circuiti diversi, dalla non linearità dei componenti elettronici o anche dalla discontinuità introdotta dal troncamento del segnale ricevuto nella fase di digitalizzazione dello stesso. Se le componenti frequenziali del segnale spurio (che vengono anche sinteticamente chiamate "spurie") si presentano fuori dalla banda del segnale di interesse, queste possono essere eliminate o almeno fortemente attenuate tramite l'uso di filtri passa banda. Se invece le spurie sono presenti nella banda del segnale, queste possono essere distinte unicamente sfruttando le differenze tra le loro proprietà.

L'algoritmo per la ricerca delle spurie implementato in questo lavoro di tesi si basa sullo studio delle proprietà dello spettro dell'impulso chirp ricevuto. Un certo numero di chirp ricevuti vengono analizzati calcolandone il modulo dello spettro e effettuando analisi statistiche su di esso.

Indicando con $F_x(f)$ lo spettro del segnale e con $DevStd()$ l'operatore deviazione standard, viene calcolato il seguente parametro:

$$(3.14) \quad S = DevStd\left(\frac{\partial |F_x(f)|}{\partial f}\right)$$

σ rappresenta un margine di variazione di $|F_x(f)|$ che si utilizzerà come riferimento per individuare le spurie. Infatti andremo considerare spurie le componenti frequenziali in corrispondenza delle quali almeno 80% dei segnali esaminati verificano la seguente condizione:

$$\frac{\partial |F_x(f)|}{\partial f} > 2S$$

Di seguito vengono riportati dei grafici riferiti all'elaborazione dei dati reali acquisiti da MINISAR con l'algoritmo implementato in questo lavoro di tesi.

La Figura 3.12 rappresenta il modulo di uno spettro di una chirp dei dati presi in esame, in cui possiamo rilevare la presenza di componenti che si presentano come spurie.

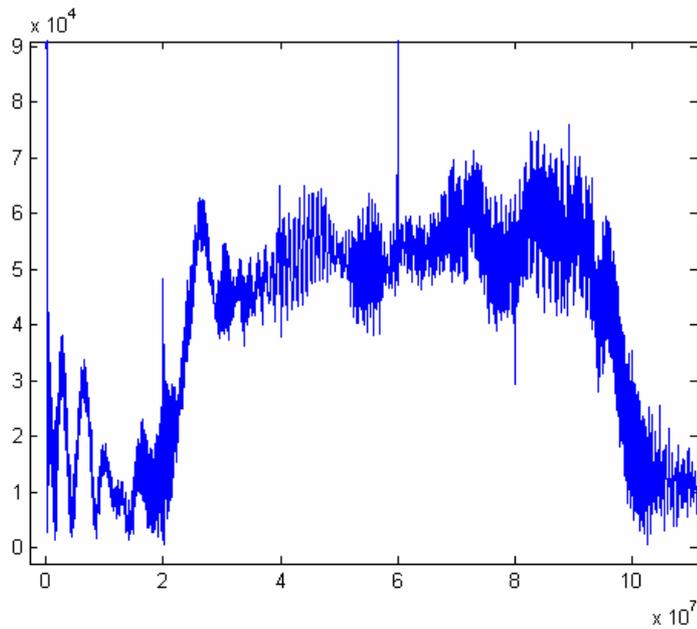


Figura 3.12 Spettro di un Chirp reale di MINISAR

La Figura 3.13 rappresenta le componenti frequenziali rilevate come spurie e la loro frequenza di occorrenza nel set dei dati preso in esame (200 chirp)

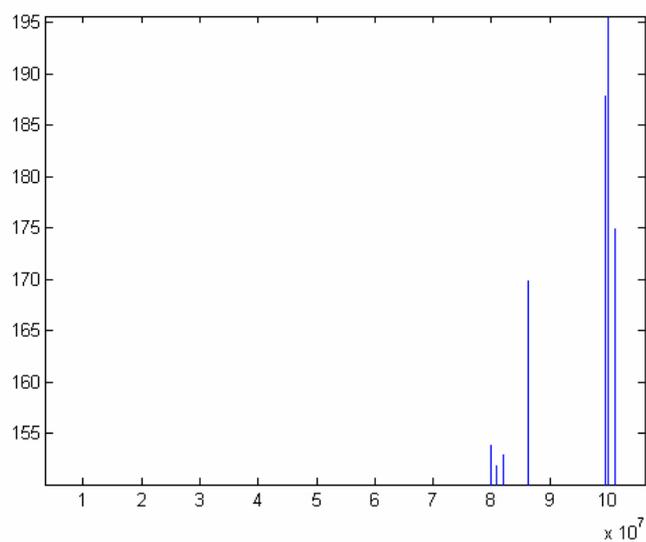
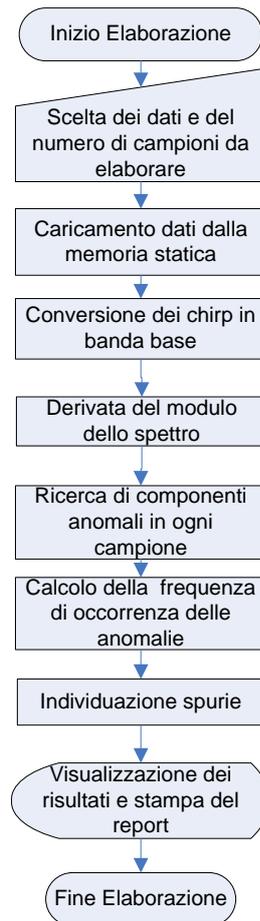


Figura 3.13 Componenti spurie rilevate

Segue il diagramma di flusso dell'algoritmo sviluppato per il calcolo delle spurie.



3.3 Analisi dei dati di MINISAR

Nei precedenti paragrafi sono stati descritti i parametri utilizzati per la caratterizzazione del RADAR, il loro significato fisico e la procedura adottata per il loro calcolo. In questo paragrafo si discuteranno i risultati del calcolo degli stessi a partire dai dati ottenuti da acquisizioni effettuate da MINISAR che sono state analizzate durante questo lavoro di tesi.

3.3.1 Risultati dell'elaborazione dei dati acquisiti da MINISAR

Si riportano di seguito le figure e il report dell'elaborazione dei dati acquisiti da MINISAR il 15/06/2005 alle 15:47:31:

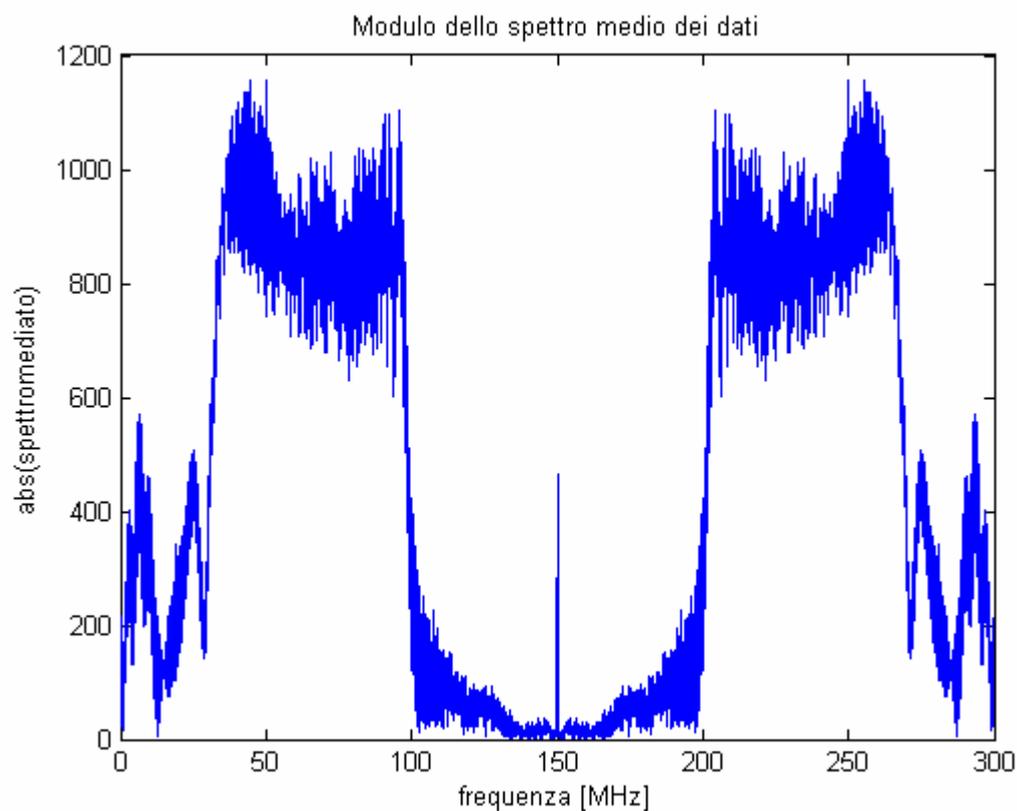


Figura 3.14 Spettro medio dei dati

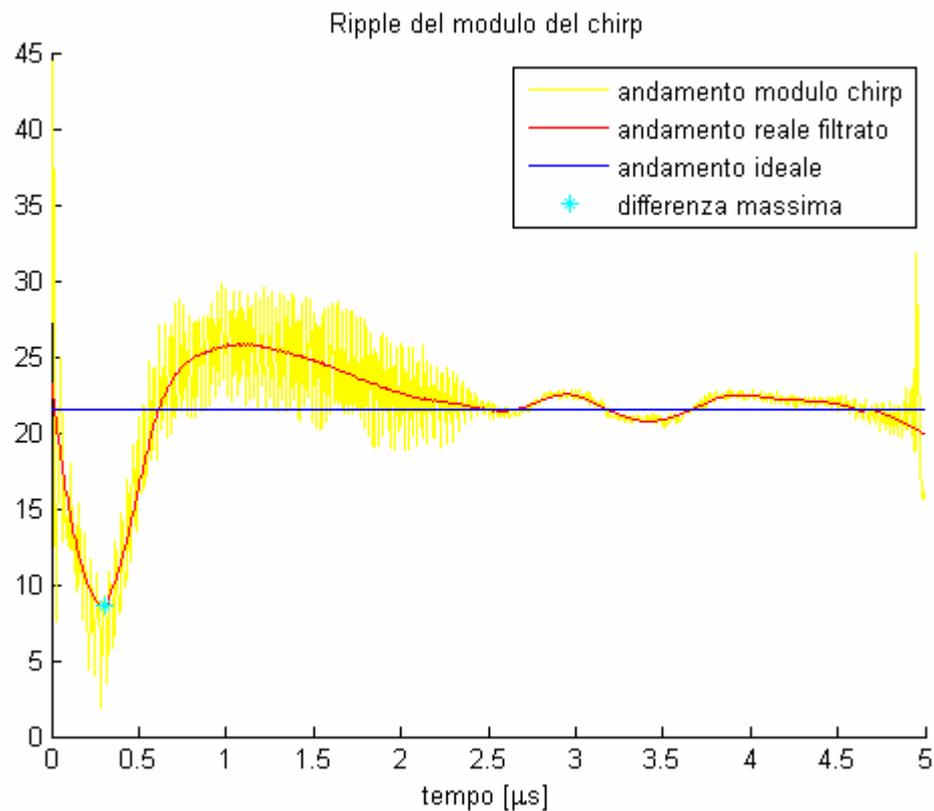


Figura 3.15 Ripple temporale del modulo del chirp

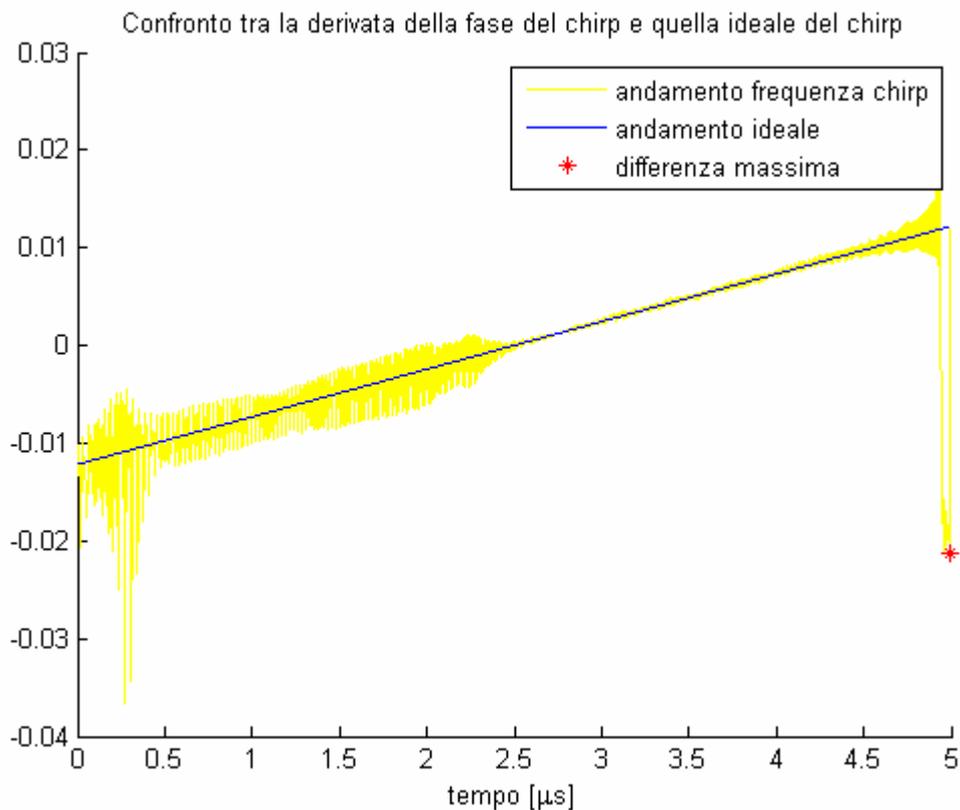


Figura 3.16 Andamento della frequenza del chirp

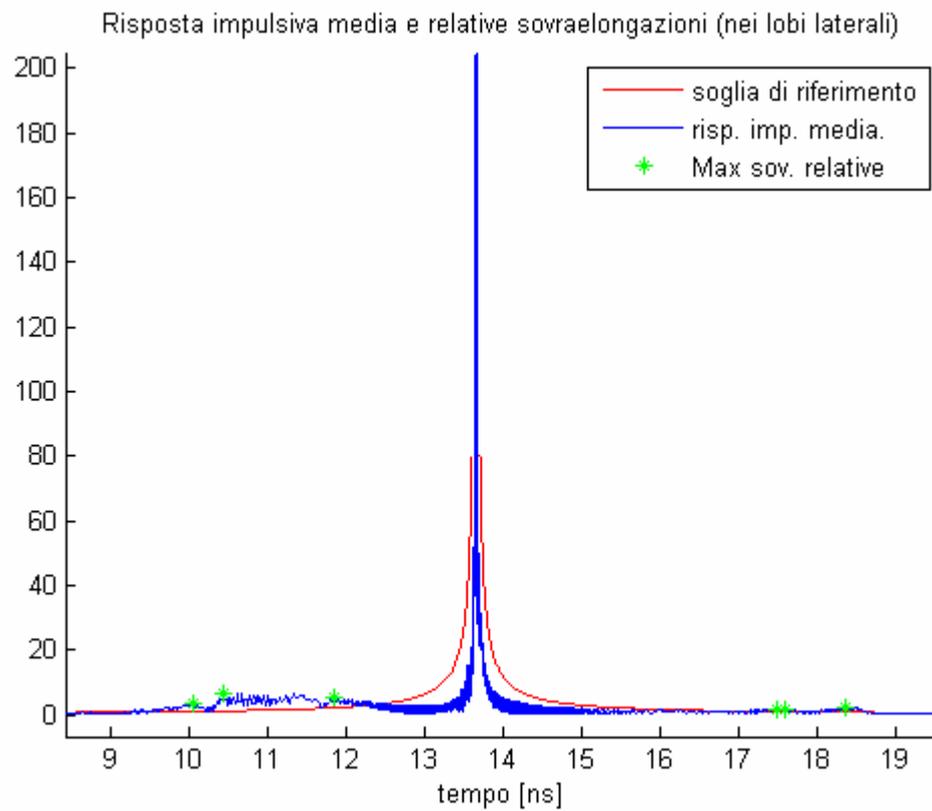


Figura 3.17 Picchi dei lobi laterali

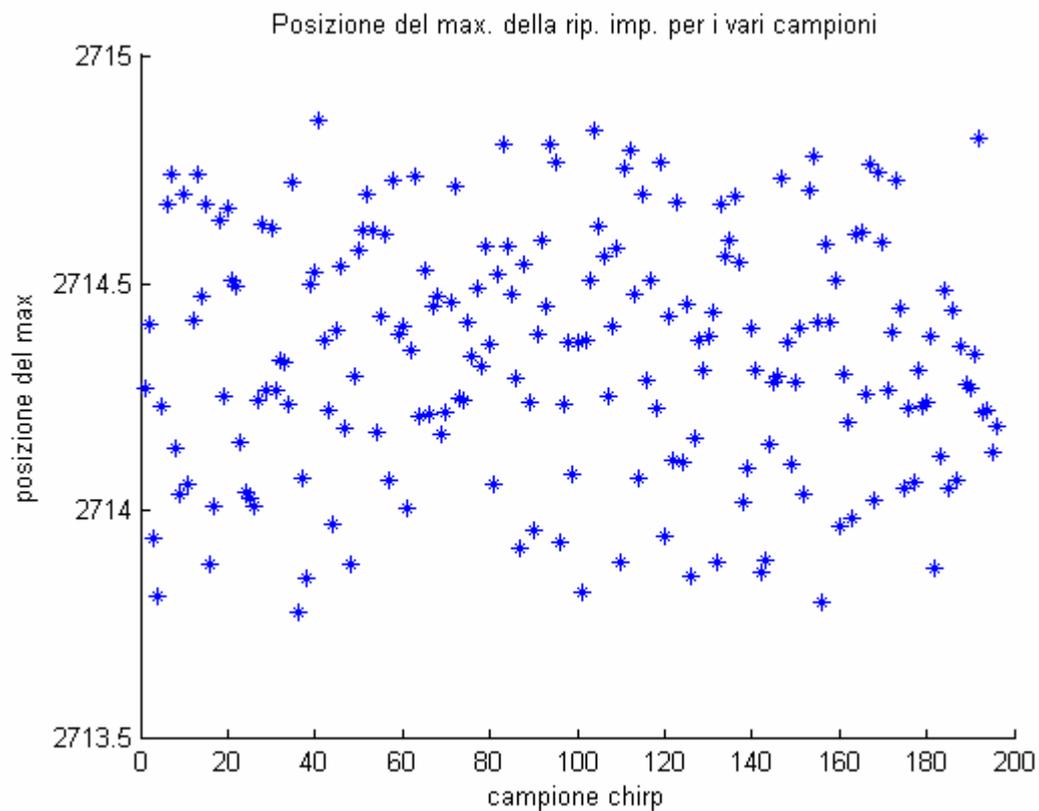


Figura 3.18 Posizione dell'impulso nei vari chirps esaminati

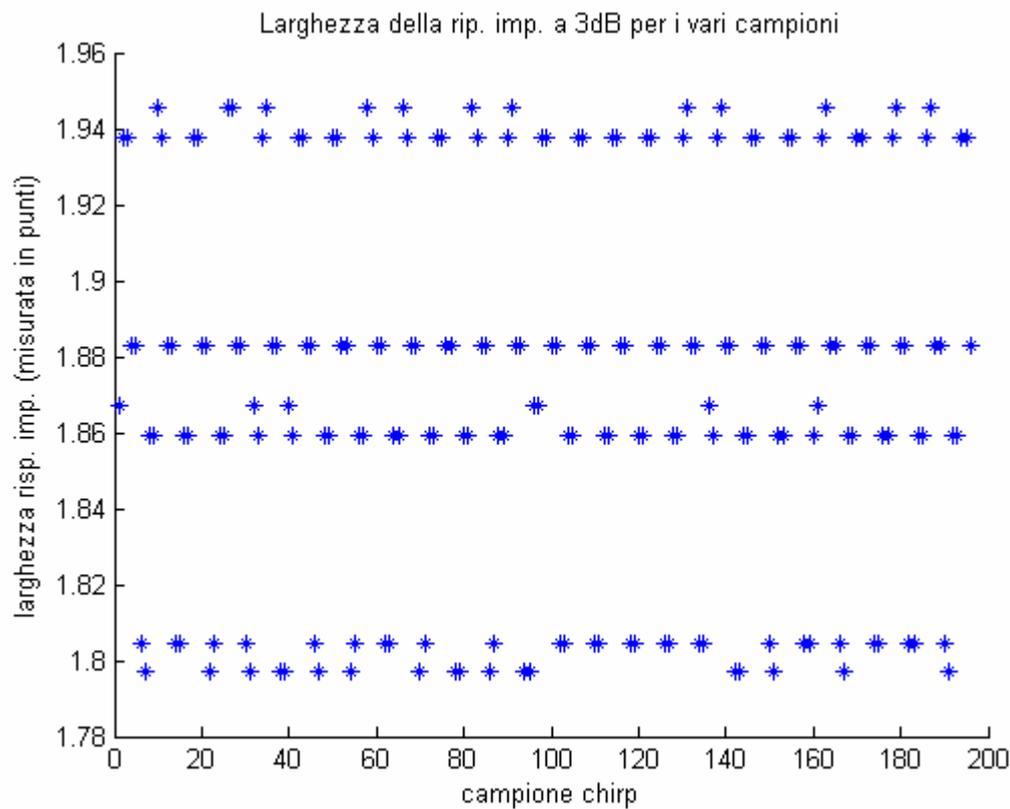


Figura 3.19 Misura della larghezza a 3dB dei vari impulsi esaminati

Come si può notare dalle figure precedenti, i dati del MINISAR presentano notevoli non idealità differenziandosi di molto da quelli ideali. In particolare dalla Figura 3.14 si evidenzia che sono presenti notevoli disturbi fuori-banda che oltre a contribuire alla distorsione dell'impulso compresso provocano anche una forte diminuzione del rapporto segnale rumore. La Figura 3.15 e la Figura 3.16 mostrano invece due punti in cui il segnale complessivo (cioè sia il modulo che la fase) si discostano parecchio da quello ideale, infatti notiamo che nell'intorno degli istanti temporali $t=0.3 \mu\text{s}$ e $t=4.9 \mu\text{s}$ si hanno notevoli differenze con l'andamento ideale. In particolare a $t=0.3 \mu\text{s}$, possiamo notare la notevole differenza tra i dati reali e quelli ideali sia per il modulo che per la fase. La Figura 3.17 mostra la presenza di picchi elevati nei lobi laterali dell'impulso,

questo fenomeno può essere dovuto a vari fattori (spurie, distorsione del chirp, ecc) ed il principale responsabile della forte diminuzione dell'ISLR. La Figura 3.18 mostra la posizione del massimo dell'impulso compresso nelle varie prove esaminate, evidenziando la presenza di jitter che è stato quantificato attraverso la sua deviazione standard ed è riportato nel report sottostante.

Di seguito viene riportato il file contenente i risultati numerici dell'elaborazione precedente. Tale file viene generato automaticamente dal software elaborato nel corso di questo lavoro di tesi.

```
-----  
--START REPORT-----  
-----  
data e ora : 21-Nov-2005 01:39:43  
file esaminato : ADC.dat  
-----  
-----  
Risultati dell'elaborazione:  
Frequenze spurie (MHz)  
0      49.9389      50.0122  
Jitter 245.8741ps  
Larghezza della risposta impulsiva media  
12.479 ns  
ISLR Ideale  
    ISLR a 3db      0.2747  
    ISLR a Null to Null 0.47016  
ISLR reale medio  
    ISLR a 3db      0.14122  
    ISLR a Null to Null 0.22801  
Massimi nella parte destra e sinistra (db)  
(I valori sono relativi al rapporto con la risp. ideale)  
dx: 10.5571      10.2463      13.9796      7.40852  
7.06753      7.26046  
sx: 13.2778      20.0186      16.258      6.62513  
6.83274      6.65636      7.04083  
SNR 28.1348 db  
Ripple Massimo -7.9693 db  
Linearità di fase 0.033433  
-----  
--END REPORT-----  
-----
```

3.3.2 Applicazione della tecnica stepped chirp a dati simulati affetti da jitter

Dai risultati dell'analisi effettuata nel paragrafo 3.3.1 si evidenzia la presenza di jitter casuale nei chirp analizzati il cui valore è stato stimato pari a circa 246ps. La presenza di tale jitter comporta una indeterminazione dell'istante di inizio del chirp, con un conseguente errore nella formazione dello stepped chirp. [6]

Allo scopo di studiare gli effetti provocati dalla presenza di jitter nell'applicazione della tecnica stepped chirp, è stata simulata la ricezione di un impulso compresso ottenuto con tale tecnica, a partire da quattro sottochirp affetti da un jitter casuale con deviazione standard dell'ordine di grandezza di quello presentato dai dati MINISAR.

La Figura 3.20 mostra l'andamento di 10 impulsi compressi ottenuti dalla simulazione effettuata.

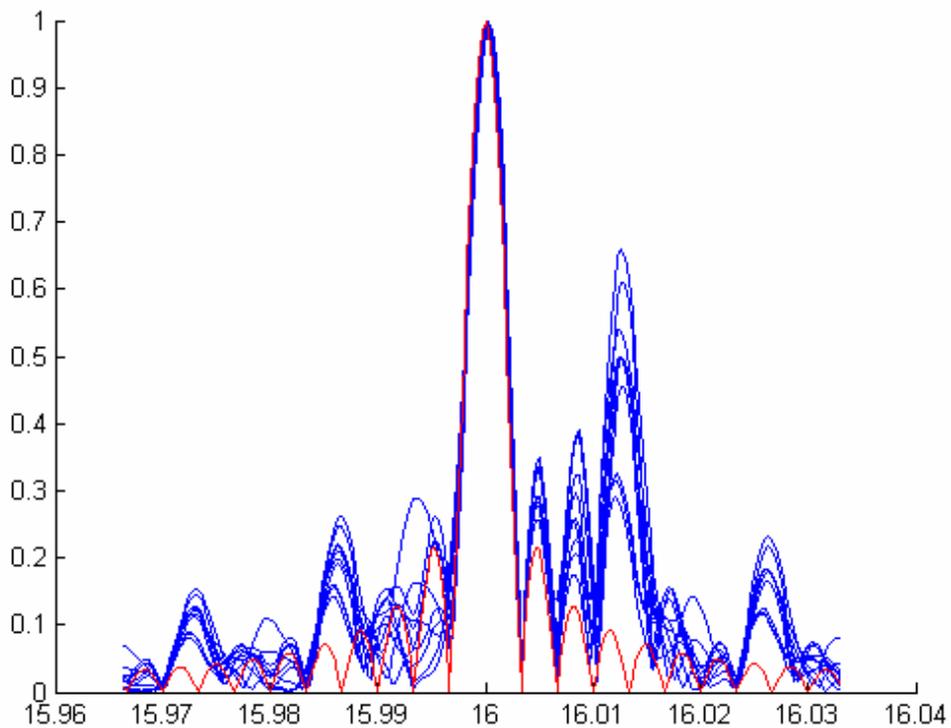


Figura 3.20 Simulazione di formazione dello stepped chirp in presenza di jitter nei sottochirp

Come si può notare dalla Figura 3.20, la risoluzione dell'impulso compresso ottenuta dall'applicazione della tecnica stepped chirp a sottochirp simulati, nonostante la presenza del jitter, continua ad essere pari a quella dell'impulso reale.

La Figura 3.21 mostra l'andamento medio dell'impulso compresso, evidenziando quanto appena detto.

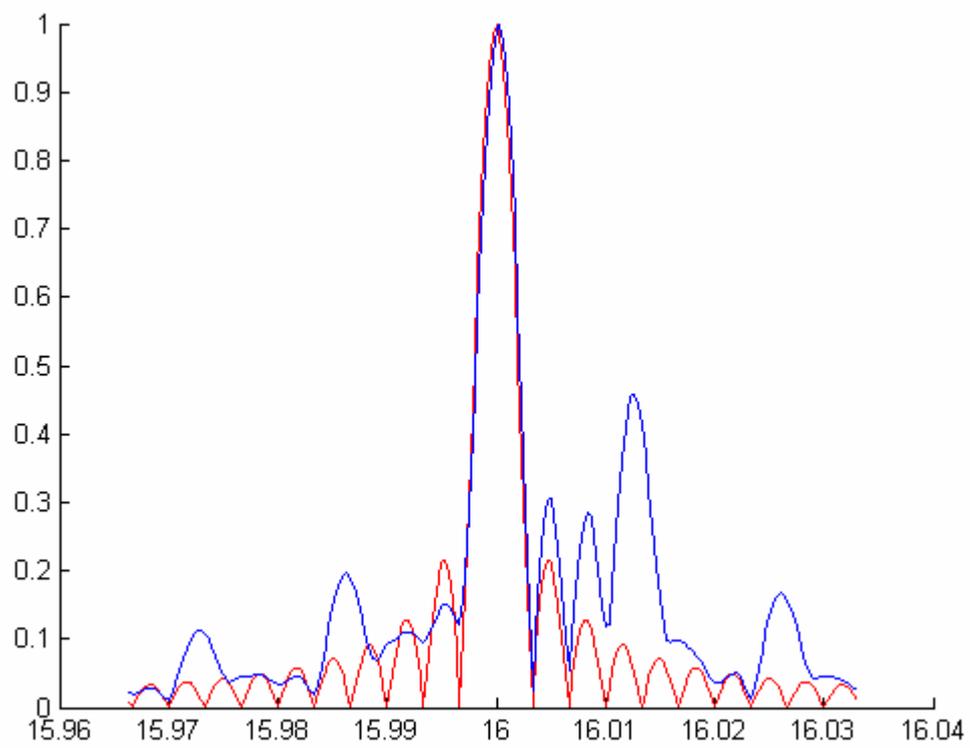


Figura 3.21 Andamento medio dell'impulso compresso

3.3.3 Applicazione della tecnica stepped chirp ai dati MINISAR

In questo paragrafo vengono riportati i risultati dell'applicazione della tecnica stepped chirp (vedi paragrafo 1.6) ai dati acquisiti da MINISAR il 15/06/2005 alle 15:47:31 i quali sono stati già analizzati nel paragrafo 3.3.1.

Lo scopo dell'applicazione della tecnica, come già riportato nel paragrafo che la descrive è quello di incrementare le prestazioni del MINISAR in termini di risoluzione e quindi di ottenere un chirp di durata quattro volte maggiore dalla combinazione di quattro chirp acquisiti da MINISAR.

Il modulo e la derivata della fase del chirp "lungo" sono riportati nella qui di seguito:

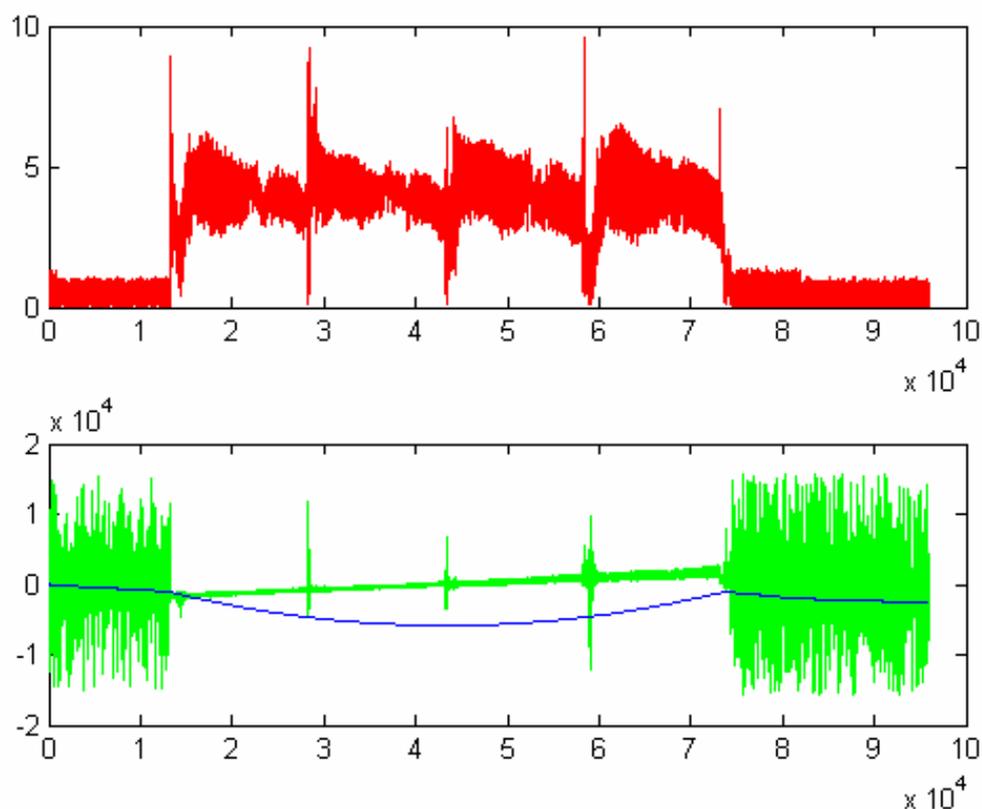


Figura 3.22 Modulo (in alto) e derivata della fase (in basso) del stepped chirp

Dalla Figura 3.22 si può notare che sia nel modulo che nella fase dello stepped chirp si riscontrano le non idealità che caratterizzavano i chirp acquisiti. Infatti possiamo evidenziare l'elevato ripple presente nel modulo, la non linearità della fase e che la loro specifica collocazione è nei punti in cui il disturbo affligge il sottochirp utilizzati.

La Figura 3.23 mette a confronto a parità di ampiezza l'impulso compresso ricavato dall'applicazione della tecnica stepped chirp ai dati reali, e l'impulso ideale ottenuto dalla compressione di un chirp ideale di lunghezza quattro volte superiore a quella dei dati acquisiti.

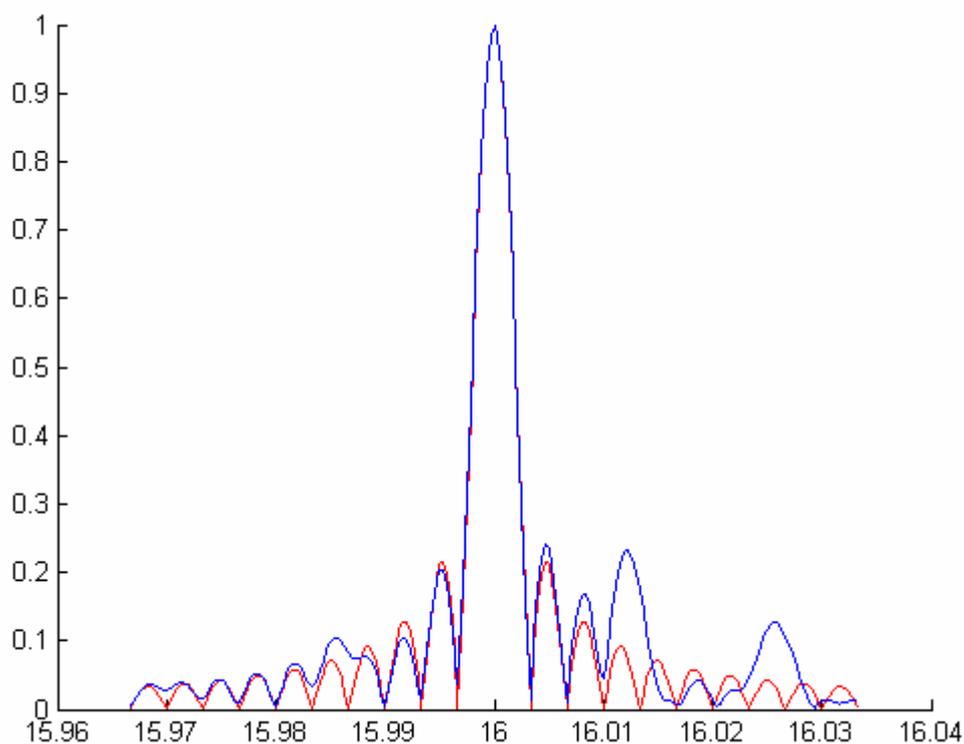


Figura 3.23 Impulso compresso Reale (blu) Impulso compresso ideale (rosso)

La Figura 3.23 evidenzia la distorsione dell'impulso reale e, dal confronto con la Figura 3.21, si può dedurre che il principale fattore che comporta la distorsione dello stepped chirp è la presenza del jitter nei quattro sottochirp che lo compongono. Inoltre, sempre dalla Figura 3.23, si può evidenziare come, nonostante la presenza, nell'impulso reale, di lobi laterali con picchi molto più alti di quelli dell'impulso ideale, il lobo principale di entrambi gli impulsi (reale e ideale), sia perfettamente sovrapposto. Questa perfetta sovrapposizione indica quindi che l'accuratezza del MINISAR, con l'applicazione dello stepped chirp, è effettivamente a quadruplicata.

Conclusioni

Lo scopo di questo lavoro di tesi è stato quello di creare un sistema automatico di caratterizzazione dei SAR Stepped Chirp e di utilizzare questo sistema per la caratterizzazione del primo prototipo di MINISAR, calcolandone i principali parametri di interesse e verificandone le effettive prestazioni.

Ai posteri l'arduo compito di continuare a sviluppare il lavoro iniziato in questa tesi. Tale lavoro potrebbe essere quello di aggiungere nuove funzionalità al sistema, analizzare i dati che si avranno a disposizione quando MINISAR effettuerà le prime acquisizioni in volo e utilizzare il sistema sviluppato per la caratterizzazione di altri RADAR.

Appendice

Segue il codice MATLAB alcuni dei principali algoritmi sviluppati iniziando dal principale (che deve essere eseguito dall'utente per avviare il sistema di elaborazione correttamente).

FILE: MAIN.m

```
%Calcola tutti i parametri e crea un file log

close all;
clear all;

%modalita di elaborazione:
%1 solo log e risultati a video, senza grafici
%2 completo con log, risultati a video e grafici
modalita =2;

%tipo di elaborazione
%1 l'elaborazione principale dei parametri viene eseguita
%0 l'elaborazione principale non viene eseguita e vengono caricati i
dati dell'ultima elaborazione
elaborazione =1;

if elaborazione==1
    nr=200
    nc=8188
    [Dati,filename] = carica_fdativ(nr,nc);
else
    disp(['Caricamento dati in corso: Calcolo parametri nel tempo e
nella frequenza'])
    load dati_elaborazione segnale rumore rmax imax ris_over N_to_N
SL_l SL_r risp_imp_media spettro_medio dati_medi risp_imp_id rmaxid
imaxid Dati nr nc filename;
end

disp(['Inizio Elaborazione...'])

%Ora i dati possono essere analizzati
%le righe rappresentano le prove (abbiamo nr prove)
%le colonne i campioni della stessa prova (abbiamo nc campioni per
prova)

i_start=5;           %Prova di inizio
fs=300e6;           %Frequenza di campionamento

%Definisco vari parametri
Band_ideal=75e6;     %Banda ideale dell'impulso
car = 62.5e6;        %Frequenza della portante
```

```

tau=5e-6;           %Durata dell'impulso
up_dw=1;           %Imposto che sia un up chirp (la frequenza
aumenta)
over=128;          %Fattore di sovracampionamento

fr=fs/2;           %Frequenza di campionamento ridotta (per gli
%involuppi)

disp( ['Elaborazione in corso: Ricerca Spurie'] )
[freq spettromediato spurie] = ricercaspurie(Dati,i_start,fs);

if modalita==2
    %Plotto lo spettro mediato
    figure
    plot(freq(2:length(freq))*1e-6,spettromediato(2:length(freq)))
    title 'Modulo dello spettro medio dei dati'
    xlabel('frequenza [MHz]')
    ylabel('abs(spettromediato)')

end

%Da qui lavoro con gli involuppi, quindi uso nc/2
%Calcolo la risposta impulsiva ideale del sistema

if elaborazione==1
    disp(['Elaborazione in corso: Calcolo parametri nel tempo e nella
    frequenza'])
    [segnale rumore rmax imax ris_over N_to_N SL_l SL_r risp_imp_media
    spettro_medio dati_medi risp_imp_id rmaxid imaxid] =
    par_t_risp(Dati,i_start,nr,nc,over,fr,Band_ideal,fs,car,tau,up_dw );
    disp(['Salvataggio del risultato dell''elaborazione'])
    save dati_elaborazione segnale rumore rmax imax ris_over N_to_N
    SL_l SL_r risp_imp_media spettro_medio dati_medi risp_imp_id rmaxid
    imaxid Dati nr nc filename;
end
%Calcolo del rapporto segnale rumore
SNR=mean(20*log10(segnale/rumore));

%Calcolo il massimo medio
r_max_medio=mean(rmax);
%larghezza (in nanosecondi) della risp imp media a 3db
ris_over_medio=mean(ris_over)/(fr*over)*10^9;

%Genero la funzione soglia che involuppa la risposta ideale
%iniziando da "puntoinizio" punti dalla posizione del massimo
%assoluto.
%la soglia tra imaxid-iniziosoglia e imaxid+iniziosoglia vale
%inf

%function [soglia] = sogliarispimp(puntoinizio,
numeropunti,imaxid )
iniziosoglia=1000;
soglia=
sogliarispimp(iniziosoglia,nc/2*over,imaxid)*r_max_medio/rmaxid;

disp(['Elaborazione in corso: Calcolo dei picchi dopo il primo lobo
laterale'])
%Calcolo i massimi degli intervalli in cui la risposta impulsiva
%è marg volte quella ideale.

```

```

marg=2; %Imposto il margine della soglia a 6dB

%function [massimo] =
Nmaxlateralex(risposta,centro,inizio,lunghezza,soglia,rapporto,lunghe
zzaminima)
Nmaxdx=Nmaxlateralex(risp_imp_media,imaxid,floor(ris_over_medio),nc/2
*over,soglia,marg,1000);
Nmaxsx=Nmaxlateralex(risp_imp_media,imaxid,floor(ris_over_medio),nc/2
*over,soglia,marg,1000);
picco_lobo_dx=20*log10(risp_imp_media(Nmaxdx)./(soglia(Nmaxdx)));
picco_lobo_sx=20*log10(risp_imp_media(Nmaxsx)./(soglia(Nmaxsx)));

if modalita==2
    % Da qui, grafico i risultati
    figure;
    title 'Risposta impulsiva media e relative sovraelongazioni (nei
lobi laterali)';

    tempo_over=10^6*genera_tempi(0,fr*over,nc*over/2);
    hold on;
    %plot(tempo_over,risp_imp_id*r_max_medio/rmaxid,'g');
    plot(tempo_over,soglia*marg,'r');
    plot(tempo_over,risp_imp_media,'b');
    plot(tempo_over(Nmaxdx),risp_imp_media(Nmaxdx),'*g');
    plot(tempo_over(Nmaxsx),risp_imp_media(Nmaxsx),'*g');
    xlabel('tempo [ns]')
    legend ('soglia di riferimento','risp. imp. media.','Max sov.
relative' )
end

%Calcolo dell'ISLR
%function [ISLR_3db ISLR_N_to_N] = islr(risposta)
%ISLR della risposta impulsiva ideale
[ISLR_3db_Id ISLR_N_to_N_Id] = islr(risp_imp_id);

%ISLR della risposta impulsiva
[ISLR_3db ISLR_N_to_N] = islr(risp_imp_media);

%Calcolo il massimo Ripple temporale (in db)
[max_ripple_db i_max_ripple] =
calcola_ripple(dati_medi,nc,Band_ideal,car,tau,up_dw,over,fr,modalita)
;

%Calcolo la linearità di fase
[linearita] =
lin_fase(dati_medi,nc,Band_ideal,car,tau,up_dw,over,fr,modalita);

%Calcolo del jitter
jitter=std(imax)/(fr*over)*1e12;

%Calcolo della risoluzione (sia con risp. imp a 3dB che Null to Null)
ris = mean(ris_over/over)/fr*Band_ideal;
ris_NtN=mean(N_to_N/over)/fr*Band_ideal;

if modalita==2
    figure
    title 'Posizione del max. della rip. imp. per i vari campioni'
    xlabel('campione chirp')
    ylabel('posizione del max')
    hold on
    plot(imaxr/over,'*')

```

```

figure
title 'Larghezza della rip. imp. a 3dB per i vari campioni'
xlabel('campione chirp')
ylabel('larghezza risp. imp. (misurata in punti)')
hold on
plot(ris_over/over, '*')
figure
title 'Massimo dei lobi laterali'
xlabel('campione chirp')
ylabel('ampiezza del max relativo')
hold on
plot(20*log10(SL_l))
plot(20*log10(SL_r), 'r')
legend('lato sinistro', 'lato destro')
figure
title 'Larghezza della rip. imp. a Null to Null per i vari
campioni'
xlabel('campione chirp')
ylabel('larghezza risp. imp. (misurata in punti)')
hold on
plot(N_to_N/over, '*')
end

clc;
dataora=datestr(now);

% -----
% report
% -----

%composizione del report
testo(1)= cellstr('-----');
testo(2)= cellstr('--START REPORT-----');
testo(3)= cellstr('-----');
testo(4)= cellstr(['data e ora : ',dataora]);
testo(5)= cellstr(['file esaminato : ',filename]);
testo(6)= cellstr('-----');
testo(7)= cellstr('-----');
testo(8)= cellstr(' ');
testo(9)= cellstr('Elaborazione Terminata,Risultati
dell''elaborazione:');
testo(10)= cellstr('Frequenze spurie (MHz)');
testo(11)= cellstr([num2str(spurie)]);
testo(12)= cellstr(['Jitter ' num2str(jitter) 'ps']);
testo(13)= cellstr('Larghezza della risposta impulsiva media');
testo(14)= cellstr([num2str(ris_over_medio) ' ns']);
testo(15)= cellstr('ISLR Ideale');
testo(16)= cellstr([' ISLR a 3db ' num2str(ISLR_3db_Id)]);
testo(17)= cellstr([' ISLR a Null to Null '
num2str(ISLR_N_to_N_Id)]);
testo(18)= cellstr('ISLR reale medio ');
testo(19)= cellstr([' ISLR a 3db ' num2str(ISLR_3db)]);
testo(20)= cellstr([' ISLR a Null to Null ' num2str(ISLR_N_to_N)]);
testo(21)= cellstr('Massimi nella parte destra e sinistra (db)');
testo(22)= cellstr('(I valori sono relativi al rapporto con la risp.
ideale)');
testo(23)= cellstr(['dx: ' num2str(picco_lobo_dx)]);
testo(24)= cellstr(['sx: ' num2str(picco_lobo_sx)]);
testo(25)= cellstr('Rapporto Banda_Ideale*tau');
testo(26)= cellstr(['con risp. imp. a 3dB ' num2str(ris)]);
testo(27)= cellstr(['con risp. imp. Null to Null ' num2str(ris_NtN)]);
testo(28)= cellstr(['SNR ' num2str(SNR) ' db']);

```

```

testo(29)= cellstr(['Ripple Massimo ' num2str(max_ripple_db) ' db']);
testo(30)= cellstr(['Linearità di fase ' num2str(linearita)]);
testo(31)= cellstr(' ');
testo(32)= cellstr('-----');
testo(33)= cellstr('--END REPORT-----');

report=strvcat(testo);
%Visualizzo il report a video
disp(report)

% scrittura su file del rapporto di esame del file
% se il file report non c'e' lo crea aprendolo in modalita' append
fid=fopen('report.log','a');

% il report viene scritto per righe
[r,c]=size(report);
for i=1:r
fprintf(fid,'%s',report(i,:));
fprintf(fid,'\n');
end

% vengono inseriti due carriage return alla fine del report per
% distanziarlo dai report successivi
fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,'\n');

% il file report viene chiuso
fclose(fid);

```

Le successive routine sono utilizzate dal file MAIN.m e sono state progettate con una struttura modulare, quindi è possibile ed immediata la loro integrazione ad un altro software.

FILE: ISLR.m

```

function [ISLR_3db ISLR_N_to_N] = islr(risposta)
%Calcolo l'ISLR
    [perso lunghezza]=size(risposta);
    [rmax imax]=max(risposta);
    % Ampiezza della risposta impulsiva a 3db
    ris_over=max(find(risposta>rmax/sqrt(2)))-
min(find(risposta>rmax/sqrt(2)))+1;
    %Ricerca degli zeri (intesi come minimi nell'intorno del
massimo)
    [zero1 izero1]=min(risposta(imax:imax+floor(ris_over*1.5)));
    [zero2 izero2]=min(risposta(imax-floor(ris_over*1.5)-2:imax));
    %Calcola ampiezza tra i due zeri
    N_to_N=izero1+floor(ris_over*1.5)-izero2;

    %ISLR a 3db

```

```

        int_centrale=sum(risposta(imax-
floor(ris_over/2):imax+floor(ris_over/2)));
        int_laterale=sum(risposta(1:imax-
floor(ris_over/2)))+sum(risposta(imax+floor(ris_over/2):lunghezza));
        ISLR_3db= int_centrale/int_laterale;

        %ISLR Null to Null
        int_centrale=sum(risposta(imax-
floor(N_to_N/2):imax+floor(N_to_N/2)));
        int_laterale=sum(risposta(1:imax-
floor(N_to_N/2)))+sum(risposta(imax+floor(N_to_N/2):lunghezza));
        ISLR_N_to_N= int_centrale/int_laterale;

```

FILE: CALCOLA_RIPPLE.m

```

function [max_ripple_db i_max_ripple_ass] =
calcola_ripple(dati_medi,nc,Band_ideal,car,tau,up_dw,over,fr,modalita)
%Calcola il ripple del chirp nel tempo

[ch_id ch_id_over] = generachirp(nc/2,fr,tau,Band_ideal,up_dw,over);
risp_imp_id=zeros(1,nc/2*over);
risp_imp_id=abs(fftshift(iff(ch_id_over.*conj(ch_id_over))));
massimoid=max(risp_imp_id);

dati_over = zero_padding(dati_medi,'t',over );

risp_imp_media_reale=zeros(1,nc/2*over);
risp_imp_media_reale=abs( (iff(dati_over.*conj(ch_id_over))));

[perso posmax]=max(risp_imp_media_reale);
dim_chirp=fix(tau*fr*over);

puntoi=fix(posmax/over);
puntof=fix(posmax/over+dim_chirp/over);

chirp=abs(dati_medi);
funzione=chirp(puntoi:puntof);
media=mean(funzione);
npunti=puntof-puntoi+1;

%filtro li levigamento
sav=rot90(smooth(funzione,100,'sgolay'));

dati_sm=zeros(1,nc/2);
dati_sm(1:nc/2)=1;
dati_sm(1:npunti)=sav(1:npunti)/media;

%Calcolo la posizione del ripple massimo
[max_ripple i_max_ripple]=max(abs(dati_sm-1));
%Calcolo il valore del ripple massimo
max_ripple_db=20*log10(dati_sm(i_max_ripple));
i_max_ripple_ass=i_max_ripple+puntoi-1;

if modalita ==2
    tempo=10^6*genera_tempi(0,fr,length(funzione));

```

```

figure;
title 'Ripple del modulo del chirp'
hold on;
plot(tempo,funzione,'y');
plot(tempo,sav,'r');
appo(1:length(tempo))=media;
plot(tempo,appo,'b');
plot(tempo(i_max_ripple),sav(i_max_ripple),'c*');
xlabel('tempo [\mus]')
legend ('andamento modulo chirp','andamento reale
filtrato','andamento ideale','differenza massima')
end

```

FILE: LIN_FASE.m

```

function [differenza] =
lin_fase(dati_medi,nc,Band_ideal,car,tau,up_dw,over,fr,modalita)
%Verifico e quantifico la linearità di fase

dim_chirp=fix(tau*fr*over);

[ch_id ch_id_over] = generachirp(nc/2,fr,tau,Band_ideal,up_dw,over);
dati_over = zero_padding(dati_medi,'t',over );

risp_imp_media_reale=zeros(1,nc/2*over);
risp_imp_media_reale=abs((ifft(dati_over.*conj(ch_id_over))));
%calcolo il picco della risposta impulsiva perchè è anche
%la posizione iniziale del chirp (questo è dovuto al filtro di
compressione
%utilizzato)
[perso posmax]=max(risp_imp_media_reale);

%calcolo la fase del chirp reale e la traslo rispetto alla posizione
di
%inizio del chirp
fase_reale_tot=circshift(unwrap(angle((ifft(dati_over)))),[0 -
posmax]);
%prendo il tratto di fase relativo alla durata del chirp
fase_reale=fase_reale_tot(1:dim_chirp);
x=1:dim_chirp;
%Calcolo i coefficienti della parabola ideale dei dati
PFaseRe=polyfit(x,fase_reale,2);
%dai coefficienti della parabola ricavo la retta ideale
retta_interpol=polyval([PFaseRe(1)*2 PFaseRe(2)],x);
%faccio la derivata della fase dei dati (è lunga dim_chirp-1)
derivata=diff(fase_reale,1);
%aggiungo l'ultimo punto alla derivata per farla essere lunga
dim_chirp
derivata(length(retta_interpol))=retta_interpol(length(retta_interpol)
);

%calcolo la massima differenza in modulo tra le due funzioni
[differenza posizionemax]=max(abs(derivata-retta_interpol));

if modalita==2

```

```

%solo in modalità con grafici
%calcola la fase del chirp ideale
%fase_id_tot=unwrap(angle((ifft(ch_id_over))));
%fase_id=fase_id_tot(1:dim_chirp);
tempo_over=10^6*genera_tempi(0,fr*over,length(derivata));
figure;
title 'Confronto tra la derivata della fase del chirp e quella
ideale del chirp'
hold on;
plot(tempo_over,derivata,'y');
plot(tempo_over,retta_interpol,'b');
plot(tempo_over(posizionemax),derivata(posizionemax),'*r');
xlabel('tempo [\mus]')
legend ('andamento frequenza chirp','andamento ideale','differenza
massima')
end

```

Bibliografia

- [1] **Introduction to Radar Systems**, MI Skolnik, McGraw-Hill, New York, (1985)
- [2] **Synthetic Aperture Radar, Systems and Signal Processing**, John C. Curlander, Robert N. McDonough, Wiley, New York,(1992)
- [3] **RADAR Signals**, Charles Cook, Artech House,(1993)
- [4] **High range resolution radar using narrowband linear chirps offset in frequency**, Lord, R.T.; Inggs, M.R., Communications and Signal Processing, 1997. COMSIG '97., Proceedings of the 1997, South African Symposium on 9-10 Sept. 1997 Page(s):9 – 12
- [5] **High resolution SAR processing using stepped-frequencies**, Lord, R.T.; Inggs, M.R., Geoscience and Remote Sensing, 1997. IGARSS '97. 'Remote Sensing - A Scientific, Vision for Sustainable Development', 1997 IEEE International, Volume 1, 3-8 Aug. 1997 Page(s):490 - 492 vol.1
- [6] **Stepped chirp phase errors in spaceborne altimeters**, Bucciarelli, T.; Fedele, G.; Electronics Letters, Volume 27, Issue 1, 3 Jan 1991 Page(s):46 – 48
- [7] **A stepped chirp technique for range resolution enhancement**, McGroary, F.; Lindell, K.; Telesystems Conference, 1991. Proceedings. Vol.1., NTC '91., National 26-27 March 1991 Page(s):121 – 126

- [8] **Jitter, Optical and Timing Automatic Test Equipment for Signal Integrity - Wavecrest Corporation - <http://www.wavecrest.com>**
- [9] **RF Microelectronics, B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1998**
- [10] **CO.RLS.T.A.- <http://www.corista.unina.it/index.html>**
- [11] **Online Documentation of MATLAB - <http://www.mathworks.com>**