

IST
BIE... A
Posiz. *ARCHIVIO*

Consiglio Nazionale delle Ricerche

**ISTITUTO DI ELABORAZIONE
DELLA INFORMAZIONE**

PISA

RADAR IMAGING: STATO DELL'ARTE

ANNA VACCARELLI

Nota interna B4-02

Gennaio 1988

RADAR IMAGING :

STATO DELL'ARTE

Anna Vaccarelli

Gennaio 1988

Istituto di Elaborazione dell'Informazione - CNR
Via S.Maria, 46 Pisa

1.Introduzione	1
2.Sar	2
2.1.Descrizione del modello	4
2.3.Algoritmi di elaborazione del segnale	10
3.Radar millimetrici usati in "imaging mode"	14
3.1.Le onde millimetriche [3.1]	15
3.2.Descrizione del sistema	18
3.3.Prestazioni portata e qualita' dell'immagine	20
4.Conclusioni	23
5.Riferimenti	24
6.Bibliografia	25

1. INTRODUZIONE

Fino ad una decina di anni fa l'uso delle microonde per la rappresentazione di scene di oggetti, richiedeva l'impiego di componenti costosi e di apparecchiature sofisticate. I recenti sviluppi tecnologici nel campo dei componenti a microonde, dei calcolatori e della strumentazione di laboratorio hanno reso meno proibitivo che in passato l'impiego delle microonde, consentendo, così, di ottenere immagini ad alta risoluzione di scene o di oggetti. Un discorso del tutto analogo può essere fatto per le onde millimetriche, il cui impiego è ancora più problematico di quello delle microonde. È solo negli ultimissimi anni che si sono resi disponibili componenti adatti a queste frequenze.

In generale, l'immagine a microonde o ad onde millimetriche si forma perché un oggetto "disturba" la propagazione dell'onda elettromagnetica; questa, colpendo l'oggetto, induce in esso delle correnti, che provocano un campo di "scattering". L'antenna radar raccoglie quest'eco diffusa, che, opportunamente elaborata consente di ottenere l'immagine dell'eventuale bersaglio. Per "immagine radar" si intende una distribuzione spaziale di riflettività (funzione di riflettività), che corrisponde all'oggetto da rappresentare; quindi è formata dai contributi di ciascun elemento in cui può essere scomposto lo spazio occupato dall'oggetto. Questa definizione concorda con quella fornita dallo IEEE¹[1.1].

L'immagine elettromagnetica caratterizza completamente l'oggetto dal punto di vista della distribuzione della funzione di riflettività ed è abbastanza somigliante ad un'immagine ottica; questo consente una immediata interpretazione dell'immagine, ma la diversità rispetto ad una "fotografia" non deve indurre a considerare la immagine elettromagnetica come una forma degradata di immagine ottica, perché, dal punto di vista informativo ai fini del riconoscimento, è altrettanto completa. Per esempio, per quanto riguarda la risoluzione, un sistema di imaging a microonde ha un'apertura di un ordine di grandezza inferiore rispetto a quella di un sistema ottico, in termini di numero di lunghezze d'onda. Ciononostante non esiste ambiguità nell'informazione, anzi, in alcuni casi, possono essere posti in evidenza aspetti o caratteristiche fisiche e geometriche dell'oggetto altrimenti non rilevabili. Dal punto di vista della risoluzione, le onde millimetriche richiedono un discorso a parte, infatti, poiché la propagazione è più

¹An image is "a spatial distribution of a physical property such as radiation, electric charge, conductivity or reflectivity, mapped from another distribution of either the same or another physical property".

critica rispetto alle microonde, non sempre si puo' lavorare in condizioni ottimali per la risoluzione se si vogliono raggiungere certe portate, come verra' chiarito meglio nel seguito.

Nel campo delle microonde l'imaging e' ottenuto con il Radar ad Apertura Sintetica (SAR), che consente di avere immagini ad alta risoluzione "simulando" un'antenna molto lunga. Il principio di funzionamento del SAR verra' descritto nel secondo capitolo, nel quale sono messi in evidenza i principali impieghi. I problemi piu' salienti relativi alla definizione delle caratteristiche di un SAR, alla elaborazione del segnale e alle le tecniche per la ricostruzione dell'immagine, verranno considerati nella seconda parte del capitolo, riferendosi, come esempio, ad un particolare tipo di SAR. Il terzo capitolo e' dedicato ai radar millimetrici usati in imaging mode, per i quali, in generale, la letteratura e' molto meno ricca, essendo spesso sottoposta a segreto militare.

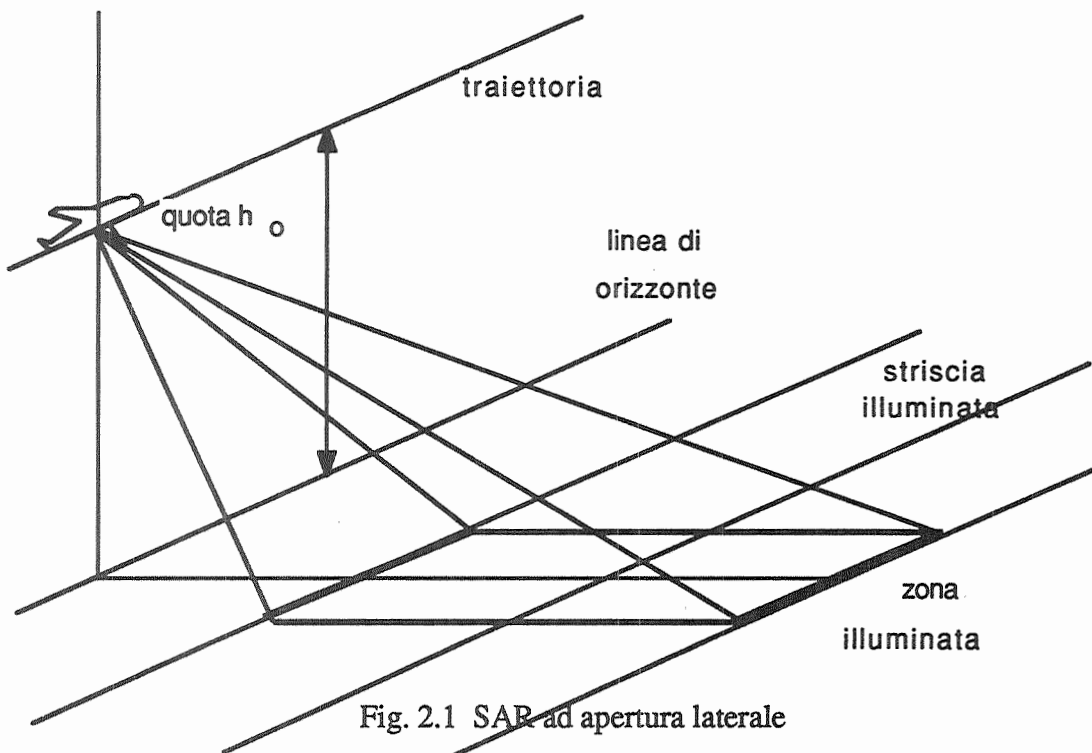
2. SAR

La prima apparizione in letteratura del concetto di SAR (Synthetic Aperture Radar) risale agli inizi degli anni '60: Sherwin ed altri [2.1] pubblicarono un articolo che si ispirava ad un lavoro di Carl Wiley svolto presso la Goodyaer Aircraft Corp. negli anni '50. Da allora in poi il problema e' stato studiato sia in ambiente industriale che scientifico e, nel giro di pochi anni, sono stati realizzati i primi Radar ad Apertura Sintetica per impiego militare; nel 1970 i Radar ad Apertura Sintetica vennero liberati dal segreto militare e la Goodyear adatto' il radar ad impieghi civili, montandolo a bordo di un aereo a reazione di tipo Caravelle. Attualmente, nel campo degli impieghi civili, il SAR trova applicazione soprattutto per il mapping del territorio, per la cartografia, per le risorse idriche e dell'agricoltura, per l'oceanografia, la radioastronomia, la geologia, ecc. [2.2,2.3].

La sua principale caratteristica, in quanto sistema di imaging, e' quella di fornire immagini ad alta risoluzione. Come e' stato gia' notato nell'introduzione, le immagini sono molto simili a quelle ottiche, ma vanno opportunamente interpretate. Per esempio, nel caso di mapping del territorio, tutto cio' che e' nascosto dietro un rilievo del terreno non viene illuminato e pertanto, nell'immagine, risultera' una zona completamente scura e non debolmente illuminate come nel caso in cui sia il Sole la sorgente di illuminazione; analogamente le zone coperte d'acqua, comportandosi come uno specchio che riflette in una sola direzione, non rimandano alcun'eco all'antenna e pertanto appaiono come una macchia scura; al contrario, i rilievi (montagne o palazzi) riinviano all'antenna la maggior

parte dell'energia che li investe, apparendo come zone chiare nell'immagine. Finora sono stati posti in orbita intorno alla Terra due sistemi SAR per immagini: il primo nel 1978 a bordo del satellite Seasat ed il secondo nel 1981 a bordo della navetta spaziale Columbia, il SIR-A (Shuttle Imaging Radar -A). Il SIR-A ha fornito riproduzioni straordinariamente dettagliate di caratteristiche geomorfologiche di diverse parti della Terra, utilizzando una geometria della rappresentazione diversa da quella usata dal Seasat.

Nella maggior parte dei casi, il Radar ad Apertura Sintetica viene realizzato montando un'antenna con un'apertura grande a bordo di un aereo. Le capacità risolutive proprie dell'antenna non sono particolarmente spinte, dato che le sue dimensioni devono necessariamente essere ridotte. L'alta risoluzione si ottiene "simulando" un'antenna molto lunga. L'antenna a bordo dell'aereo illumina una striscia di terreno, occupando posizioni successive durante il moto dell'aereo, che viene supposto parallelo al suolo; se gli echi di ritorno vengono elaborati tenendo opportunamente conto del ritardo nella fase (elaborazione coerente), allora e' come se si illuminasse il terreno con un'antenna lunga. Durante il volo l'aereo illumina strisce adiacenti di terreno, scandendo completamente la zona prescelta. Questo tipo di SAR va sotto il nome di SAR ad apertura laterale (fig. 2.1). [2.2 -2.5].



Un altro tipo di SAR e' costituito da un'antenna montata a bordo di un'aereo, la quale, durante il moto dell'aereo, continua ad illuminare sempre la stessa zona di terreno, collezionando immagini dell'area prescelta da diversi punti di vista. Questo SAR e' detto di tipo "Spotlight" ed il suo principio di funzionamento e' stato discusso per la prima volta in un articolo di Walker [2.6], in cui veniva descritto un sistema radar che illuminava oggetti posti su una piattaforma rotante, al fine di simulare la situazione di un aereo che voli intorno ad una zona prescelta.

Quando si considera l'antenna ferma e l'oggetto illuminato in movimento, come e' nel classico caso di un radar che insegue un bersaglio, si puo' ancora realizzare un SAR, elaborando opportunamente gli echi di ritorno. In questo caso, spesso si parla di ISAR (Inverse SAR). Il tipo di modellistica e di elaborazione prescinde dal tipo di SAR.

Conviene notare che le tecniche descritte per il radar imaging sono le stesse che e' possibile incontrare sia in medicina nella Tomografia diffrattiva coerente [2.7], che in radioastronomia [2.8]; in particolare alcune delle tecniche di elaborazione per la ricostruzione dell'immagine sono nate tra i radioastronomi [2.9] e sono state adottate sia nel campo tomografico che nelle applicazioni SAR [2.10, 2.11].

Nella maggior parte della letteratura dedicata al SAR, l'imaging viene fatto sfruttando in qualche modo l'effetto Doppler [2.3, 2.6, 2.12-2.14], ma l'immagine puo' essere ottenuta anche prescindendo dall'effetto Doppler, sfruttando semplicemente le diverse posizioni relative che assumono radar e bersaglio. A titolo di esempio, nel seguito verra' illustrato il modello relativo a quest'ultimo tipo di radar; ne verranno sottolineate le principali caratteristiche e descritte le tecniche e gli algoritmi di ricostruzione.

2.1. Descrizione del modello

Un bersaglio radar e' generalmente costituito da un corpo esteso in movimento; studiare le interazioni tra il corpo e le onde elettromagnetiche che lo investono e' piuttosto complicato [2.15]: le equazioni che si ottengono sono di difficile soluzione e scarsamente maneggevoli. Il problema puo' essere in parte semplificato adottando modelli approssimati che tengano conto delle relazioni tra la lunghezza d'onda e le caratteristiche geometriche dell'oggetto, sia come forma che come dimensioni [2.16 - 2.18]. Il problema della rappresentazione del segnale viene drasticamente semplificato se si fa riferimento alle nozioni di diffusore ideale (cioe' puntiforme), di insieme equivalente di

diffusori e di funzione di riflettività; questo approccio è basato su risultati stabiliti dalla teoria della diffrazione e tiene conto delle interazioni tra segnale trasmesso, antenna, bersaglio e mezzo di trasmissione, come polarizzazione, attenuazione, distribuzione nello spazio dell'onda, ecc..

Adottando questo modello, il bersaglio viene schematizzato da un insieme di diffusori ideali, che si sposta rigidamente rispetto al radar, mantenendo invariate le distanze reciproche fra i diffusori. Nella fig. 2.2 è illustrato il sistema di coordinate ξ, η al quale, nel seguito, si farà riferimento; per semplicità, all'interno del bersaglio è stato disegnato un solo diffusore, indicato con $P(\xi_0, \eta_0)$ e la sua distanza dal radar è $R(\xi_0, \eta_0)$.

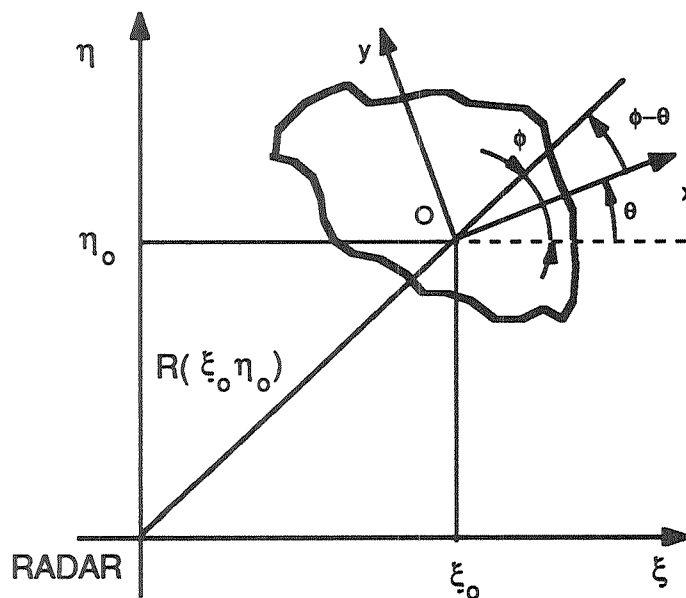


Fig. 2.2 I sistemi di coordinate

Se si indica con $s_T(t)$ il segnale trasmesso dal radar e, per il momento, si considera il bersaglio costituito da un solo diffusore ideale, il segnale ricevuto è

$$s_R(t) = A s_T(t - \tau) \quad (2.1)$$

dove

$$\tau = 2R(\xi_0, \eta_0)/c \quad (2.2)$$

ed A , in generale, è una costante complessa, così da poter caratterizzare i segnali a banda stretta, e c è la velocità di propagazione. Le equazioni (2.1) e (2.2) possono essere espresse anche nella forma:

$$s_R(t) = \iint_{\text{tutto lo spazio}} f(\xi, \eta) s_T(t - 2R(\xi, \eta)/c) d\xi d\eta \quad (2.3)$$

dove

$$f(\xi, \eta) = A \delta(\xi - \xi_0) \delta(\eta - \eta_0) \quad (2.4)$$

($\delta(\cdot)$ e' la funzione delta di Dirac). In caso di moto relativo tra radar e bersaglio il ritardo τ e' funzione del tempo, pertanto la (2.2) diventa

$$\tau(t) = 2R(t - \tau(t))/c \quad (2.5)$$

che, come si vede, e' una funzione implicita di $\tau(t)$. E' possibile dimostrare [2.20] che, se la velocita' v del bersaglio e' tale che $(v/c) \ll 1$ allora la (2.5) diventa:

$$\tau(t) = 2R(t)/c \quad (2.6)$$

Nel caso di moto rettilineo l'espressione del segnale ricevuto si ottiene sostituendo la (2.6) nella (2.1).

Nel caso di un bersaglio composto da piu' diffusori, l'espressione del segnale ricevuto e' :

$$s_R(t) = \sum_{i=1}^I A_i s_T(t - \tau_i) \quad (2.7)$$

dove $\tau_i = 2R(\xi_i, \eta_i)/c$ oppure, applicando il principio di sovrapposizione degli effetti, il segnale ricevuto puo' essere ancora espresso dalla eq. (2.3), tenendo presente che, in questo caso e' :

$$f(\xi, \eta) = \sum_{i=1}^I A_i \delta(\xi - \xi_i) \delta(\eta - \eta_i) \quad (2.8)$$

L'applicazione del principio di sovrapposizione degli effetti e' un passo delicato, perche' porta ad ignorare le interazioni tra i diffusori e la loro interdipendenza (effetti di riflessione multipla, di mascheramento, ecc.). L'applicazione della sovrapposizione degli effetti e' lecita se si considera un insieme equivalente di diffusori, che non corrispondono necessariamente a quelli reali, ma che tengono conto delle interazioni. Questa ipotesi, ovviamente, non consente di mantenere la corrispondenza tra l'immagine ottica e quella elettromagnetica dell'oggetto, ma tale aspetto diventa irrilevante se si pensa di operare

con tecniche di riconoscimento automatico. Il concetto di equivalenza puo' essere esteso alla funzione di riflettivita'; in generale, la funzione di riflettivita' equivalente non puo' essere scomposta in una somma di delta di Dirac [2.6, 2.7, 2.14, 2.20, 2.21]. Essa viene definita rispetto ad un sistema di coordinate x, y solidale con il bersaglio, che viene supposto rigido (fig. 2.2); l'origine degli assi coordinati x, y viene scelta arbitrariamente ed e' indicata come "centro di scattering" o "centro del bersaglio". Riferendosi agli assi x, y il segnale ricevuto puo' essere espresso come segue:

$$s_R(t) = \iint_{\text{oggetto}} f(x, y) s_T(t - 2R(x, y)/c) dx dy \quad (2.9)$$

dove, in generale, $f(x, y)$ e' una funzione complessa; si puo' dimostrare [2.20] che $f(x, y)$ e' indipendente dall'angolo $(\phi - \theta)$. Si noti che le variabili x ed y sono funzioni del tempo, poiche' il bersaglio e' in movimento rispetto al radar.

Se si fa l'ipotesi, praticamente sempre verificata, che la distanza $R_0(t)$ del centro del bersaglio dal radar sia molto grande e le dimensioni del bersaglio abbastanza piccole rispetto ad essa, allora si puo' assumere che i punti equidistanti dal radar giacciono su una linea retta anziche' su arco di circonferenza. Questa approssimazione, nota come "straight iso-range", consente di ricavare dalla (2.9) una espressione maneggevole, per giungere alla quale, inizialmente, si pensi di trasmettere un segnale continuo monofrequenziale, cioe'

$$s_T(t) = a \cdot \exp(j2\pi f_0 t) \quad (2.10)$$

Sostituendo la (2.10) nella (2.9) ed adottando la approssimazione "straight iso-range", dopo alcune manipolazioni si ottiene:

$$s_R(t) = a \cdot \exp(j2\pi f_0 (t - 2R_0(t)/c)) \iint_{\text{oggetto}} f(x, y) \exp(-j2\pi(xX(t) + yY(t))) dx dy \quad (2.11)$$

dove

$$X(t) = (2/\lambda_0) \cos(\phi(t) - \theta(t)) \quad (2.12a)$$

$$Y(t) = (2/\lambda_0) \text{sen}(\phi(t) - \theta(t)) \quad (2.12b)$$

Si consideri il segnale ricevuto riportato in banda base e si supponga di conoscere esattamente il moto del bersaglio in modo da compensare il termine di fase dovuto a $R_0(t)$; in tal caso si ottiene la seguente espressione del segnale ricevuto:

$$s'_R(X,Y) = a \int\int_{\text{oggetto}} f(x,y) \exp(-j2\pi(xX(t)+yY(t))) dx dy \quad (2.13)$$

dove la dipendenza del segnale ricevuto da X ed Y e' resa esplicita, mentre quella dal tempo rimane sottintesa. La eq. (2.11) puo' essere interpretata come la trasformata di Fourier $F(X,Y)$ della funzione di riflettivita' $f(x,y)$. In linea di principio, se il segnale $s'_R(X,Y)$ o, equivalentemente, $F(X,Y)$, fosse noto su tutto il piano trasformato, l'inversione dell'integrale consentirebbe di ricavare la $f(x,y)$. Sfortunatamente le (2.12) descrivono solo un arco di circonferenza di raggio $2/\lambda_0$.

Nel caso in cui il segnale sia multifrequenza, cioe'

$$s_T(t) = \sum_{i=1}^N \exp(j2\pi f_i t) \quad (2.14)$$

valgono le stesse considerazioni fatte nel caso monofrequenziale, tranne che le (2.12) descrivono un insieme di N archi concentrici di raggio $2/\lambda_i$ (fig. 2.3). Se il segnale trasmesso e' un chirp allora il dominio descritto nel piano di Fourier e' un arco di corona circolare avente i raggi minimo e massimo corrispondenti, rispettivamente, alla frequenza minima e massima trasmesse. In [2.6] viene descritta una particolare tecnica per immagazzinare i dati su film in formato polare (Polar Storage Format Technique): l'espressione da cui si parte e' la (2.11) e si sostituiscono alle coordinate rettangolari x,y ed X,Y le coordinate polari; dopo opportune elaborazioni si ottiene una disposizione dei dati del tutto analoga a quella mostrata in fig.2.3; in [2.6], Walker dimostra, inoltre, che questo tipo di elaborazione consente di raggiungere risoluzioni piu' spinte che non nel caso di memorizzazione "rettangolare" - sempre su film - come e' descritto in [2.19]

Il caso di un segnale trasmesso contenente N frequenze discrete e' senz'altro meno realistico (benche' non impossibile da realizzare) del caso del segnale chirp, ma molto piu' utile per la immediata comprensione ed interessante per lo studio analitico del problema; inoltre, i risultati ottenuti nel caso di frequenze discrete sono poi facilmente estendibili al segnale chirp, pertanto, nel seguito, verra' trattato il caso di segnale multifrequenza.

2.2. Prestazioni del sistema

La disposizione angolare del settore angolare nel piano di Fourier dipende dalla traiettoria del bersaglio e individua la direzione di massima risoluzione. Si può dimostrare [2.20] che la risoluzione massima si ottiene nella direzione che congiunge la linea di vista del radar e il centro del bersaglio, considerato nel punto medio della sua

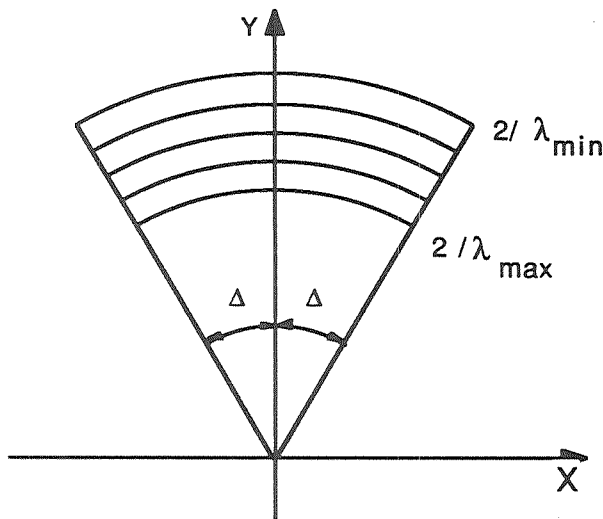


Fig. 2.3 Il dominio di Fourier

traiettoria (risoluzione in range) e nella direzione ad essa ortogonale (cross-range). Nel seguito si assumerà che l'oggetto venga osservato per un angolo $\phi(t)$ intorno a $\pi/2$ lungo una traiettoria rettilinea. Questa condizione corrisponde ad una disposizione simmetrica del dominio di Fourier intorno a $\pi/2$ ed è tale che la risoluzione in cross-range corrisponda alla risoluzione lungo la direzione x e quella in range alla risoluzione lungo la direzione y . Questa scelta consente di mantenere la generalità del problema e, nello stesso tempo, permette di ridurre significativamente la complessità della rappresentazione del segnale.

Il fatto che i campioni della $F(X,Y)$ siano disponibili solo in una regione finita dello spazio di Fourier, corrisponde ad introdurre una finestra $W(X,Y)$ pari ad 1 nella regione in cui è definita la $F(X,Y)$ e zero altrove. La presenza di questa finestra causa, nel piano antitrasformato, delle lobature, che possono essere ridotte mediante l'uso di opportune finestre (Hamming, Hanning, ecc.), ma che, comunque, riducono la risoluzione del sistema.

Per valutare analiticamente la risoluzione del sistema, conviene approssimare la finestra $W(X,Y)$ con una finestra rettangolare così definita:

$$W_R(X,Y) = \begin{cases} 1 & 2/\lambda_{\max} \leq Y \leq 2/\lambda_{\min} \text{ e } |X| \leq 2\text{sen}(\Delta)/\lambda_{\max} \\ 0 & \text{altrove} \end{cases} \quad (2.15)$$

Antitrasformando la (2.15) si ottiene la funzione $w_R(x,y)$:

$$w_R(x,y) = \frac{(4\pi\text{sen}\Delta/\lambda_{\max})(2/\lambda_{\min}-2/\lambda_{\max})\exp(j2\pi y(1/\lambda_{\min}+1/\lambda_{\max}))}{\text{sinc}(2\pi y(2/\lambda_{\min}-2/\lambda_{\max})) \text{sinc}(4\pi x\text{sen}\Delta/\lambda_{\max})} \quad (2.16)$$

dove $\text{sinc}(p)=\text{sen}(p)/p$. La risoluzione in range e cross-range e' costituita dall'ampiezza del lobo principale di ciascuna delle due funzioni sinc, cioe' e' data dal primo zero che si verifica nella funzione; quindi la risoluzione in crossrange sara':

$$r_x = \lambda_{\max} / 4\text{sen}\Delta \quad (2.17)$$

e quindi dipende inversamente dal seno dell'angolo di apertura Δ , che, per valori di Δ abbastanza piccoli puo' essere confuso con l'angolo stesso. Per la risoluzione in range si ottiene:

$$r_y = (1/\lambda_{\min}-1/\lambda_{\max}) \quad (2.18)$$

che e' inversamente proporzionale alla larghezza di banda del segnale trasmesso.

Il bersaglio viene seguito per un angolo 2Δ ed in un intervallo di tempo T_{ob} durante il quale il segnale viene regolarmente campionato; cio' causa la ripetizione periodica della risposta del sistema, pertanto, per evitare il fenomeno dell'aliasing, l'intervallo di campionamento deve essere opportunamente scelto, in base alle dimensioni massime presunte D_x e D_y dell'oggetto che si sta osservando. In base ad alcune semplici considerazioni [2.22] si ottiene che il numero minimo di campioni lungo la direzione x deve essere $H \geq 2D_x / r_x$ ed il numero minimo di frequenze trasmesse deve essere $N \geq 2D_y (f_{\max}-f_{\min})/c$.

2.3. Algoritmi di elaborazione del segnale

Come e' stato messo in evidenza nei precedenti paragrafi, i campioni del segnale ricevuto, opportunamente elaborati, costituiscono i campioni della trasformata di Fourier della funzione di riflettivita' su un dominio finito, pertanto il problema della ricostruzione

della funzione di riflettività si riduce, essenzialmente, all'inversione della trasformata di Fourier. I campioni di $F(X,Y)$ sono disposti regolarmente ai nodi di una griglia polare; questa particolare disposizione non consente di applicare algoritmi veloci di inversione (come, ad esempio, la Fast Fourier Transform o FFT), che richiedono una disposizione dei campioni su un reticolo ortogonale. In prima approssimazione, se il raggio di curvatura del dominio su cui sono definiti i campioni della trasformata della funzione di riflettività è abbastanza grande e l'angolo di osservazione Δ abbastanza piccolo, allora gli archi di circonferenza possono essere approssimati con segmenti; in questo modo si può confondere il reticolo polare con uno rettangolare e quindi applicare la FFT direttamente ai campioni disponibili.

Se questa condizione non è verificata, allora si potrebbe applicare l'algoritmo di DFT (Trasformata di Fourier Discreta) nella sua forma più generale, ma ha lo svantaggio di richiedere un altissimo numero di operazioni; per contro, con questo metodo, è possibile ottenere risoluzione in range anche nel caso monofrequenziale.

In alternativa si possono pre-elaborare i dati in modo da ottenere campioni disposti ai vertici di un reticolo cartesiano, a cui è possibile applicare un algoritmo di FFT. Il reticolo ortogonale va dimensionato a priori, in base alle dimensioni massime presunte dell'oggetto in modo da evitare l'insorgere di fenomeni di aliasing, che degraderebbero l'immagine dell'oggetto, impedendone il riconoscimento. Se si suppone che la funzione di riflettività $f(x,y)$ dell'oggetto sia definita solo all'interno di una regione rettangolare $D_x \times D_y$, allora la distanza tra i campioni del piano trasformato sarà:

$$\Delta X \leq 1/D_x \quad \text{e} \quad \Delta Y \leq 1/D_y \quad (2.19)$$

Analogamente, se si stabilisce di voler ottenere una certa risoluzione r_x lungo la direzione x e r_y lungo la direzione y , il numero dei campioni nelle due direzioni deve essere, rispettivamente:

$$N_x \cdot \Delta X = 1/r_x \quad N_y \cdot \Delta Y = 1/r_y \quad (2.20)$$

I campioni ai vertici del reticolo rettangolare vengono calcolati mediante un opportuno algoritmo di interpolazione bidimensionale. Una possibilità è quella di applicare direttamente un algoritmo bidimensionale [2.23], che comporta un notevole onere computazionale: per esempio, nel caso dell'algoritmo descritto in [2.23] il numero di operazioni è proporzionale alla terza potenza del numero dei campioni. Un algoritmo più grossolano, ma più abbordabile dal punto di vista dell'onere di calcolo è l'interpolatore di ordine zero, altrimenti noto come "the nearest neighbour interpolator",

che consiste nell'attribuire al campione sulla griglia rettangolare il valore del campione ad esso piu' vicino della griglia polare. I risultati che si ottengono applicando questo algoritmo sono tanto migliori quanto piu' e' fitto il reticolo dei campioni disponibili di $F(X,Y)$, perche', in questo caso, la differenza tra il campione vero e quello ricostruito e' realmente piccola. Se la velocita' di campionamento (intesa come densita' dei campioni in azimuth e frequenza) non puo' essere maggiore di un certo limite, si possono comunque ottenere buoni risultati impiegando un interpolatore di ordine piu' alto; per esempio un interpolatore di primo grado puo' essere realizzato attribuendo al campione sul reticolo rettangolare il valore della media pesata con le distanze dei quattro campioni appartenenti al reticolo polare che lo circondano.

Infine, Ausherman ed altri [2.21] hanno proposto un algoritmo di interpolazione monodimensionale, applicato due volte ai campioni del reticolo polare: al primo passo vengono interpolati i campioni appartenenti ai raggi della griglia polare (fig.2.4) per generare i campioni appartenenti alle rette orizzontali del reticolo ortogonale, di equazione $Y=k_i$ ($k_i = (i-1) \cdot \Delta Y + Y_{\min}$ $i=1,2,\dots,N_y$); come risulta chiaro anche dalla fig.2.4, i campioni calcolati sono equidistanti lungo la direzione Y , ma non lungo la direzione X .

Al secondo passo l'interpolatore viene applicato lungo la direzione X ai campioni precedentemente calcolati per ottenere la disposizione regolare dei campioni della $F(X,Y)$ (fig.2.5). L'algoritmo monodimensionale di interpolazione puo' essere scelto a seconda della quantita' di campioni disponibili, della qualita' dei dati, della forma del dominio e delle sua disposizione, delle risorse di calcolo, ecc.

Al fine di ottenere una stima dell'onere di calcolo, si supponga, per esempio, di usare un interpolatore di Lagrange, che appartiene alla classe degli interpolatori polinomiali, di grado K . Sia $N_x \cdot N_y$ il numero dei campioni della $F(X,Y)$ che si vogliono ottenere sul reticolo rettangolare; e' facile dimostrare che l'interpolatore di Lagrange di grado K richiede $2K^2+3K+1$ operazioni per ogni campione da calcolare; l'applicazione dell'algoritmo richiede, quindi, $N_y (N_x + N_r)(2K^2+3K+1)$ operazioni, dove N_r e' il numero di raggi nel reticolo polare. L'inversione della trasformata mediante un algoritmo di FFT richiede $N_x \cdot N_y \log_2(N_x \cdot N_y)$ operazioni, in totale, quindi, il numero di operazioni richiesto per ricostruire $f(x,y)$ e'

$$N_{op} = [N_x \cdot N_y \log_2(N_x \cdot N_y)] + [N_y (N_x + N_r)(2K^2+3K+1)] \quad (2.21)$$

che e' proporzionale solo al prodotto del numero dei campioni lungo le due direzioni.

Nella fig.2.6 e' mostrata la risposta impulsiva del sistema ottenuta applicando

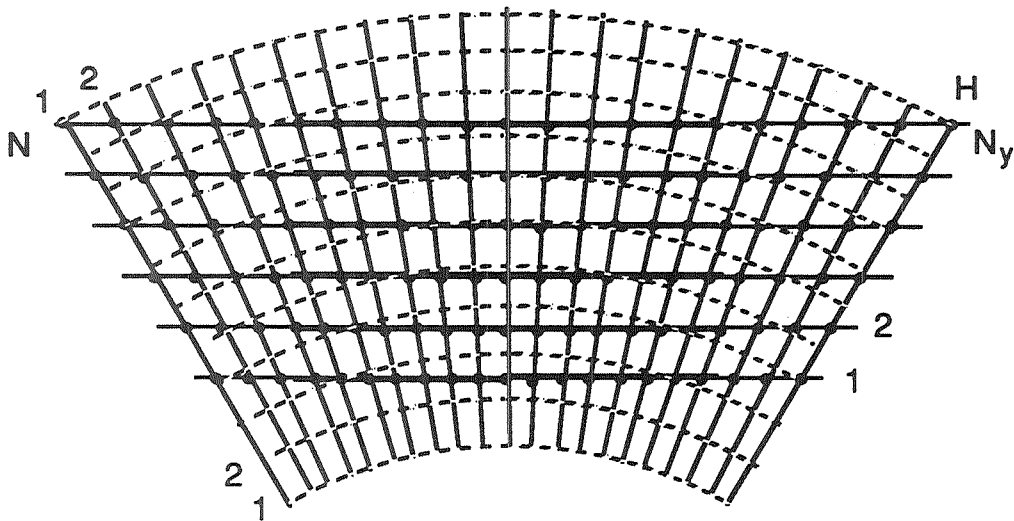


Fig 2.4 Il primo passo dell'algorithmo di interpolazione

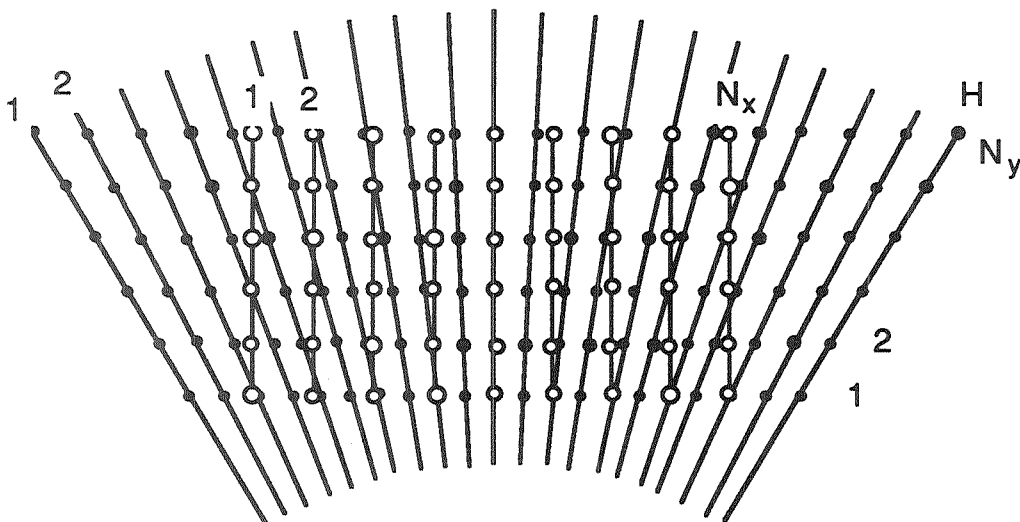


Fig. 2.5 Il secondo passo dell'interpolatore

direttamente la FFT ai campioni di $F(X,Y)$, mentre nella fig 2.7 e' mostrata la risposta impulsiva ottenuta applicando l'algoritmo descritto, con $K=2$. E' evidente, nella fig 2.6, la degradazione della risposta che si manifesta in uno "sparpagliamento" della funzione $f(x,y)$ e quindi in una perdita di risoluzione. Nella fig. 2.7, invece, la forma della $f(x,y)$ e' abbastanza simile a quella che teorica: il lobo principale e' abbastanza

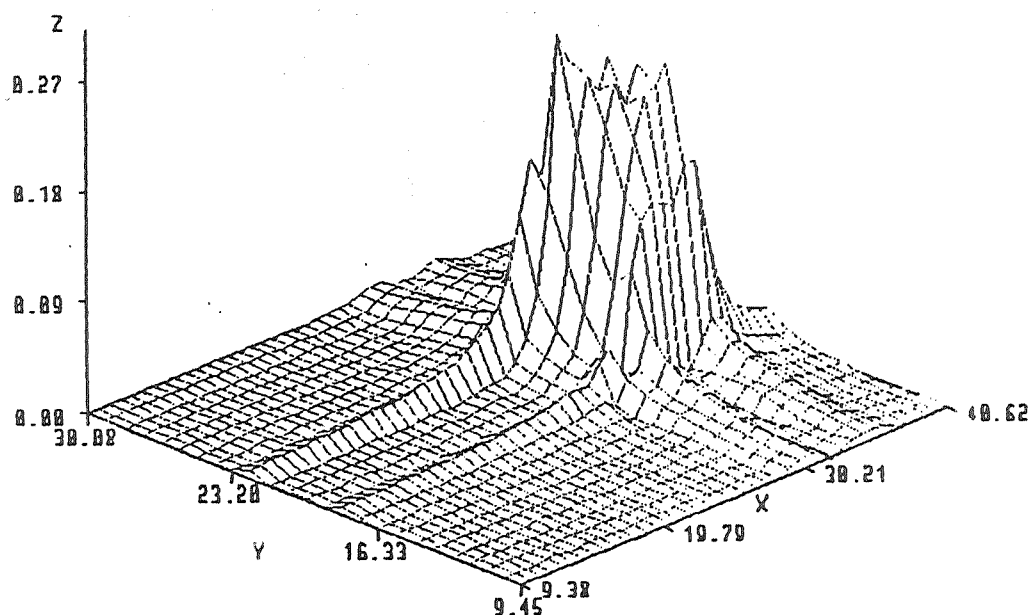


Fig. 2.6 La funzione di riflettività di un solo diffusore ottenuta applicando direttamente l'algoritmo di FFT

stretto ed, in generale, l'attenuazione e' molto contenuta (il valore massimo della funzione e' circa 1)

3. RADAR MILLIMETRICI USATI IN "IMAGING MODE"

Come e' stato ampiamente discusso nel precedente capitolo, l'immagine di un oggetto puo' essere ricostruita tramite un radar, purché la risoluzione del sistema sia sufficiente a discriminare i particolari dell'oggetto che si vuole raffigurare. Oltre che mediante tecniche di apertura sintetica, un'alta risoluzione puo' essere conseguita usando lunghezze d'onda bassissime - millimetriche o sub-millimetriche - (da cui la dizione "radar millimetrici"), ed esplorando zone ristrette di spazio. L'impiego di così alte frequenze richiede, ovviamente, l'uso di particolari tecnologie ed, inoltre, impone dei

limiti sulle prestazioni del sistema rispetto ai radar convenzionali, in particolare sulla portata, come varra' chiarito meglio nel seguito, ma presenta alcuni vantaggi, tra cui, ad esempio, la capacita' di penetrare le zone a visibilita' ottica ridotta o in cui il forte eco di clutter rende inefficaci i radar convenzionali; in questo caso, il contributo dovuto al clutter viene identificato a causa della differente riflettivita' rispetto al bersaglio.

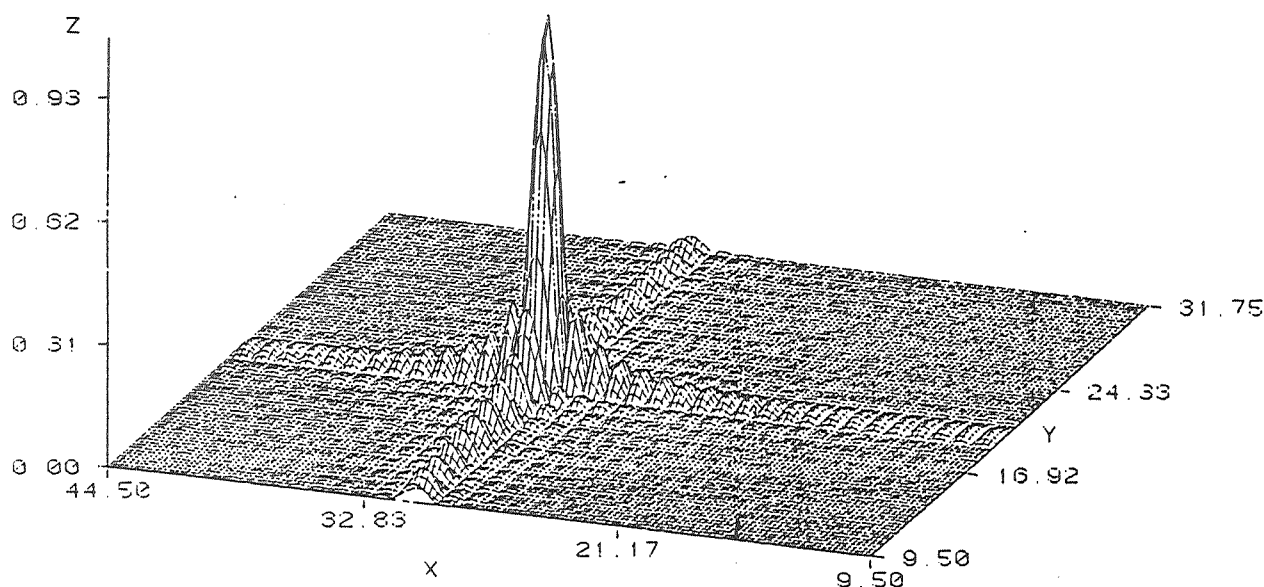


Fig. 2.7 La funzione di riflettivita' di un solo diffusore ottenuta applicando l'algoritmo di FFT dopo aver interpolato i campioni.

3.1. Le onde millimetriche [3.1]

I primi studi sulle onde millimetriche risalgono a quasi quaranta anni fa [3.2 - 3.4], ma solo negli ultimi anni si e' assistito ad un risveglio dell'interesse verso questa gamma di frequenze, grazie all'evoluzione nella tecnologia dei semiconduttori [3.5 - 3.7].

La porzione delle onde millimetriche nello spettro elettromagnetico si trova tra l'infrarosso e le onde centimetriche; in genere l'intervallo di frequenza attribuito alle onde millimetriche (ed, in parte, submillimetriche) e' $30 \div 400$ Ghz, corrispondente a lunghezze d'onda tra 10 mm e 0.75 mm.

Nella maggior parte dello spettro elettromagnetico l'attenuazione atmosferica e' altissima a causa dell'assorbimento provocato da alcuni gas diffusi nell'atmosfera - come

l'acqua (H_2O), l'anidride carbonica (CO_2), l'ossigeno (O_2) e l'ozono (O_3) - come pure da pioggia, nebbia, fumo, ecc.. Esistono, pero', delle zone dello spettro elettromagnetico, dette "finestre atmosferiche", all'interno delle quali l'attenuazione e' notevolmente ridotta (fig. 3.1) [3.8]; come si vede nella figura, esse cadono, per lo piu', all'interno dell'intervallo frequenziale delle onde millimetriche: a 35, 94, 140, 220 e 410 Ghz, corrispondenti a lunghezze d'onda tra 0.73 mm e 8.6 mm. Questa e' la principale ragione per l'interesse verso questa gamma di frequenze. Attualmente esse vengono impiegate in radiometria, per la misurazione passiva della temperatura radiometrica di oggetti; nei collegamenti punto-punto: su lunghe distanze, se si devono utilizzare antenne piu' piccole e/o necessitano bande maggiori di quelle disponibili nella gamma delle microonde, e nei collegamenti a corto raggio per le trasmissioni che non devono essere intercettate, sfruttando le bande di assorbimento, anziche' le finestre a bassa attenuazione [3.8]; infine nei radar, usati sia in modo convenzionale che in "imaging mode"

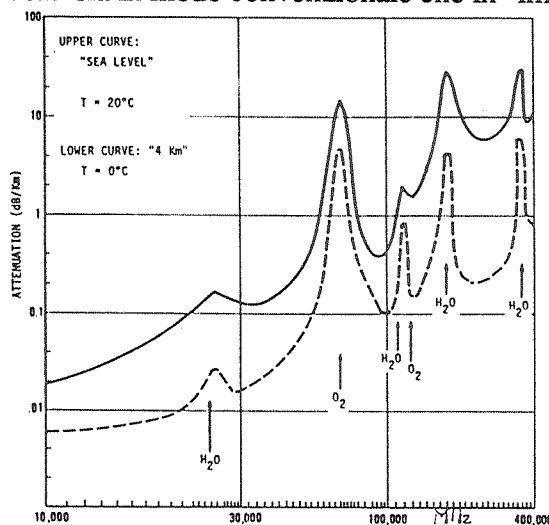


Fig. 3.1 Coefficiente di attenuazione atmosferica nella banda 10-400 Ghz.

Oltre a queste particolari caratteristiche di propagazione, l'impiego delle onde millimetriche puo' offrire dei vantaggi rispetto agli IR od alle microonde:

- i - la gia' citata possibilita' di propagazione in condizioni di visibilita' ottica od elettromagnetica ridotta, per cui i radar millimetrici trovano applicazione in campo militare tipicamente per la sorveglianza di campi di battaglia ed in campo civile per la sorveglianza di porti ed aeroporti.
- ii - L'ingombro ridotto dei componenti, che consente di costruire sistemi piccoli, che risultano particolarmente adatti nei casi in cui ci siano problemi di spazio e di peso, come nel caso di radar montati a bordo di velivoli.

- iii - La possibilita' di utilizzare bande molto ampie: per esempio, in corrispondenza delle finestre a 35, 94, 140 e 220 Ghz le bande disponibili sono dell'ordine di 16, 23, 26 e 70 Ghz, rispettivamente [3.8], il che significa che l'intera gamma delle microonde potrebbe essere allocata in una di queste bande relative. Tale disponibilita' di banda consente ai radar di raggiungere risoluzioni in distanza piu' elevate.
- iv - L'impiego di frequenze molto elevate, che consente di avere una maggiore sensibilita' nelle misure delle variazioni di frequenza dovute all'effetto Doppler, che, essendo direttamente proporzionali alla frequenza centrale, risultano di maggiore ampiezza.
- v - Le dimensioni ridotte delle antenne, a parita' di guadagno con altre gamme di frequenza. Questa caratteristica dipende dal fatto che il guadagno di un'antenna e' inversamente proporzionale al quadrato della lunghezza d'onda.
- vi - L'ampiezza del fascio irradiato dall'antenna, piu' stretto che nelle altre gamme di frequenza (per esempio, a 94 Ghz l'apertura e' di 0.5°), consente una maggiore precisione e una migliore risoluzione in angolo ; cio' e' particolarmente utile nei radar di inseguimento, poiche' permette di discriminare tra bersagli diversi e di cogliere i dettagli.

Ovviamente, lavorare nella regione delle onde millimetriche, comporta anche degli svantaggi:

- i - la portata e' limitata a pochi chilometri: in condizioni ottimali di visibilita' si arriva fino a 10 - 20 km; se, invece, si considerano perdite dovute ad eventuali perturbazioni atmosferiche si scende a pochi chilometri. Questo costituisce senz'altro il limite piu' considerevole che circonda l'uso dei radar millimetrici a particolari applicazioni, una delle quali e' il loro impiego come sensori nei sistemi automatici di guida.

- ii - Le piccole aperture delle antenne implicano una minore quantità di energia catturata e, quindi, una sensibilità ridotta dei ricevitori. Come si è già accennato, un maggiore guadagno di antenna si può ottenere utilizzando una frequenza di trasmissione più alta.
- iii - Nelle trasmissioni terra-spazio, la variazione di frequenza Doppler può risultare più ampia della banda disponibile, pertanto il sistema va progettato e dimensionato in base alla massima variazione Doppler prevista.
- iv - I componenti adatti a queste frequenze lavorano spesso in condizioni critiche e sono soggetti a diversi tipi di perdite.

In conclusione, le caratteristiche delle onde millimetriche sono tali che i radar millimetrici vengono impiegati principalmente come:

- radar da inseguimento
- radar per la sorveglianza di porti ed aeroporti
- radar funzionanti in "imaging mode" che utilizzano, tipicamente, onde submillimetriche, al fine di conseguire l'altissima risoluzione richiesta per la classificazione e l'identificazione dei bersagli.

3.2. Descrizione del sistema

La differenza principale tra un radar millimetrico usato in "imaging mode" ed uno usato in modo convenzionale è il rapporto tra l'apertura del lobo principale e l'angolo sotto cui è visto il bersaglio; nei radar convenzionali questo rapporto è dell'ordine dell'unità, cioè il bersaglio può essere considerato puntiforme, mentre nel caso "imaging mode" è molto inferiore ad 1. In queste condizioni il bersaglio non può più essere caratterizzato dalla sua area equivalente, bensì dalla riflettività o coefficiente di backscatter (area equivalente per unità di superficie).

L'immagine dello scenario entro il campo di vista si ottiene utilizzando un'antenna a fascio stretto il cui lobo principale viene fatto muovere all'interno del campo di vista, secondo una scansione di tipo raster TV [3.9]. Il movimento del lobo principale e' continuo, ma, ai fini dell'analisi del sistema puo' essere pensato a scatti; si suppone, quindi, che il lobo principale rimanga in una direzione per T_b secondi, passando poi istantaneamente nella direzione successiva, e cosi' via; in totale il fascio assume N_b posizioni. L'angolo che forma l'asse del lobo principale dell'antenna in due posizioni successive e' minore dell'apertura del lobo stesso, in modo da ottenere una parziale sovrapposizione delle zone illuminate, per garantire la totale copertura del campo di vista. Il numero di posizioni N_b dipende da:

- 1) l'angolo di apertura θ del lobo principale, che e' pari a:

$$\theta = 1.22 \lambda/D \quad (3.1)$$

dove D e' il diametro dell'antenna;

- 2) l'ampiezza del campo di vista ($\alpha^\circ \times \beta^\circ$);
- 3) l'angolo γ di separazione tra due posizioni successive del fascio, che e' definito come:

$$\gamma = (1-p) \theta \quad (3.2)$$

essendo p il grado di sovrapposizione del fascio ($0 < p < 1$);

Il numero di posizioni del fascio puo' essere espresso come:

$$N_b = (\alpha / \gamma) (\beta / \gamma) \quad (3.3)$$

Il tempo T_s necessario per compiere una scansione e' quindi dato da:

$$T_s = T_b N_b \quad (3.4)$$

La durata di questo intervallo e' determinata da considerazioni relative al tipo di immagine che si vuole rappresentare; in particolare, per rappresentare immagini in movimento deve essere $T_s \leq 33$ msec per evitare fastidiosi sfarfallii sul display.

Come esempio numerico, si consideri il caso di un radar che lavori a 230 Ghz, con un'antenna di 1 m di diametro, il campo di vista di $10^\circ \times 5^\circ$ ed una sovrapposizione del fascio di circa il 7%. Dalle eq. (3.1) + (3.3) si ottiene $\theta=1.56$ mrad e $N_b = 7200$; fissando $T_s = 33$ msec, si ricava $T_b = 4.63$ μ sec. Un tempo di permanenza in una

direzione così breve crea delle pesanti limitazioni sulla distanza massima raggiungibile R , essendo:

$$R = cT_b / 2 \quad (3.5)$$

che è pari a 694 m nel caso numerico considerato, perché durante l'intervallo T_b di pochi μsec gli echi di ritorno si sovrappongono, inevitabilmente, al nuovo impulso nel frattempo trasmesso. Per evitare questo inconveniente si opera con più fasci: il primo viene utilizzato in trasmissione e gli altri, che effettuano una scansione sincrona con il primo opportunamente ritardata, vengono utilizzati in ricezione, inoltre, per raggiungere distanze ancora maggiori i fasci in ricezione possono essere ritardati in progressione, in modo da esplorare finestre in distanza successive. Con queste tecniche si arriva a valori di R di qualche km.

3.3. Prestazioni portata e qualità dell'immagine

La frequenza di trasmissione andrebbe scelta in base al valore dell'attenuazione atmosferica, in modo da garantire la massima portata ottenibile in determinate condizioni atmosferiche; in pratica, invece, bisogna tenere conto anche della minima risoluzione angolare richiesta per identificare il bersaglio (tenendo conto delle sue dimensioni e della distanza dal radar), la quale, a sua volta, dipende dalla frequenza di trasmissione.

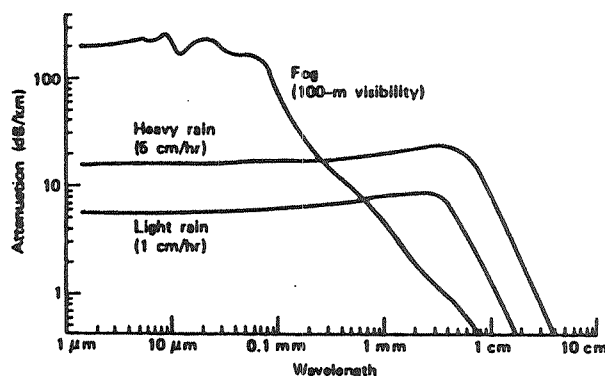


Fig. 3.2 Curve di attenuazione atmosferica [3.9].

Dal punto di vista dell'attenuazione atmosferica, le frequenze meglio utilizzabili sono 230, 340 e 410 Ghz. Questi valori di attenuazione, però vanno corretti in base

all'assorbimento atmosferico, che varia a seconda del tipo di perturbazione in atto. Nella fig. (3.2) sono tracciate le curve dell'attenuazione atmosferica in diverse condizioni climatiche, ricavate in base a calcoli teorici da Gordon [3.9]; nella Tabella 1 sono riportati alcuni valori dell'attenuazione atmosferica estratti dall fig (3.2).

TABELLA 1

Attenuazione atmosferica in tre condizioni climatiche (dB/km)

Condizione climatica	Lunghezza d'onda (mm)		
	0.73	0.88	1.30
Chiaro (0° C, umidità'100%)	10	7	2
Pioggia (10 mm/h, 0° C, umidità'100%)	12.6	9	3.4
Nebbia (visib. 100 m, 20° C, umidità'100%)	40	27	9

Fissato il valore minimo del rapporto segnale-rumore S/N, che consente di rivelare un bersaglio, il valore di alcuni parametri del sistema e tenendo conto dei dati riportati in Tabella 1, e' possibile ricavare i valori effettivi della portata nelle condizioni climatiche indicate nella Tabella 1. Se si suppone di operare con i seguenti dati di sistema: potenza media trasmessa $P_t=1W$, diametro dell'antenna $D=1m$, cifra di rumore del ricevitore $F=8$ dB, perdite di sistema $L=3$ dB, riflettività' del bersaglio $\rho=-10$ dB, S/N minimo 14 dB, si ottengono per la portata i valori riportati in Tabella 2 [3.10].

TABELLA 2

Portata ad effetto della attenuazione (km)

Condizione climatica	Lunghezza d'onda (mm)		
	0.73	0.88	1.30
Chiaro (0° C, umidità'100%)	1.95	2.6	7
Pioggia (10 mm/h, 0° C, umidità'100%)	0.61	0.86	2.1
Nebbia (visib. 100 m, 20° C, umidità'100%)	1.62	2.1	4.6

Si puo' notare che la portata ad effetto dell'attenuazione e' limitata a qualche km; la portata effettiva va calcolata tenendo conto anche della portata ad effetto della risoluzione. Un particolare oggetto puo' essere rivelato e riconosciuto solo se l'immagine e' formata un numero di pixel sufficiente. Esistono dei criteri per stabilire il numero minimo di pixel per un particolare oggetto; in [3.9] e' riportata una tabelle esemplificativa

per 9 tipi di bersagli militari. Il numero di pixel e' proporzionale al rapporto Ω_a/Ω_t tra l'angolo solido di irraggiamento Ω_a e l'angolo solido Ω_t sotto cui e' visto il bersaglio; Ω_t puo' essere approssimato da $\Omega_t \approx A_t/R^2$. A parita' di Ω_a , tanto piu' e' lontano il bersaglio, tanto minore e' il numero di pixel e tanto minore la probabilita' di riconoscimento. In [3.10] vengono riferite le portate massime per il riconoscimento di alcuni bersagli; nella Tabella 3 si riportano alcuni valori a titolo di esempio:

TABELLA 3

Portata massima (m)

Bersaglio (dimensione minima)	Lunghezza d'onda (mm)		
	0.73	0.88	1.30
Persona (0.5 m)	75	61	41
Aereo (5 m)	700	580	400
Jeep (1.5m)	200	160	100

Dal confronto tra le Tabelle 2 e 3 si puo' notare che l'attenuazione atmosferica incide significativamente sulla portata soprattutto a 410 Ghz ($\lambda=0.73$ mm), mentre, per le altre frequenze, il limite viene posto dalla portata angolare, che impedisce di riconoscere bersagli distanti piu' di 500 m.

Le immagini ricostruite utilizzando queste lunghezze d'onda sono affette da due tipi di disturbi, che ne degradano la qualita': lo "speckle" ed il "glint". Il primo consiste nell'interferenza tra i vari contributi dovuti agli elementi di diffusione presenti nel volume illuminato dal radar. Lo "speckle" e' un potenziale problema in tutti i sistemi basati su illuminazione coerente, siano essi laser o radar. La conseguenza di questo disturbo e' che, a parita' di riflettivita' media dello scenario, ci sono alcuni pixel ad elevata luminosit  (contributi sommati in fase) o a luminosit  molto bassa (contributi sommati in opposizione di fase): l'effetto e' una distribuzione casuale di luminosit , che puo' essere ridotta "mediando" immagini della stessa scena che siano fra loro scorrelate [3.9]. Il secondo tipo di disturbo, il "glint", si manifesta con spot particolarmente luminosi rispetto alla media sull'intera immagine. Tali picchi di luminosit  (fino a 30 dB maggiori della luminosit  media) sono dovuti agli echi di ritorno da superfici pressoch  speculari per le lunghezze d'onda in gioco. Questo effetto, da un lato consente di aumentare le sensibilit  del sistema per quanto riguarda la rivelazione, dall'altro problemi di saturazione sul display ne degradano le capacit  di riconoscimento (anche se alcuni particolari sistemi ad altissima risoluzione si basano proprio sul "glint" per il riconoscimento [3.11]). Per ripristinare nell'immagine i contributi a basso livello e'

necessario effettuare una compressione dinamica non lineare (per esempio logaritmica) del segnale.

4. CONCLUSIONI

Il radar imaging costituisce un campo ancora aperto di studio, soprattutto dal punto di vista delle modellistica del sistema. Per esempio, di solito si fa l'approssimazione di considerare il corpo debolmente scatterante, e costituito da un insieme di diffusori non interagenti, ma, nel caso del radar imaging, questa ipotesi non è mai verificata, trattandosi quasi sempre di oggetti metallici, e, quindi, conduttori. Un altro problema presente nel caso di un Radar ad Apertura Sintetica che insegue un bersaglio è quello della compensazione del moto, perché la traiettoria del bersaglio può essere soltanto stimata e, successivamente, può essere approssimata, per esempio, come un insieme di traiettorie rettilinee, ciascuna su un intervallo di osservazione breve. Un grosso sforzo, da parte dei ricercatori, è rivolto senz'altro a trovare tecniche che consentano di migliorare le prestazioni del sistema di radar imaging in termini di risoluzione conseguibile: vengono quindi proposti sia nuovi componenti, particolari formati di segnale trasmesso, ecc. che nuove tecniche di elaborazione del segnale e di nuovi algoritmi da applicare ai dati disponibili per migliorare la qualità dell'immagine.

Nel radar imaging un punto cruciale dell'efficienza del sistema è la capacità di riconoscimento sia in termini di probabilità che di velocità; nel mapping del territorio, come nella tomografia il problema è di minore rilevanza: nel caso del mapping non c'è alcuna necessità di lavorare in tempo reale; di solito i dati vengono memorizzati a bordo del velivolo e poi elaborati a terra, inoltre l'immagine deve essere interpretata da una persona; nel caso delle tomografie, anche se spesso si richiede l'immagine in un tempo breve, l'interpretazione è lasciata ad un tecnico. Invece, per molte delle applicazioni radar si richiede un riconoscimento del bersaglio in tempo reale, pertanto il sistema di elaborazione deve essere veloce ed è logico pensare di operare con un sistema di riconoscimento automatico. Lo studio di sistemi di riconoscimento è in fase di sviluppo, soprattutto considerando le possibilità attualmente offerte dai sistemi esperti.

Un altro argomento di studio è la possibilità di utilizzare sistemi di radar imaging in ambito robotico: i problemi che sorgono immediatamente sono relativi

- alle caratteristiche fisiche e geometriche dell'oggetto e, quindi, al tipo di elaborazione dei segnali ed al range di frequenze da usare

- al tipo di approssimazioni sul campo diffratto e sulla propagazione nel caso di piccole distanze tra radar e oggetto illuminato.

5. RIFERIMENTI

- [1.1] F. Jay: "*IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms*", New York, IEEE Inc., p361, 1977
- [2.1] C.W. Sherwin, J.P. Ruina, R.D. Rawcliff: "Some Early Developments in Synthetic Aperture Radar Systems", *IRE Trans. Military Electronics*, vol. MIL-6, pp111-115, Aprile 1962.
- [2.2] W.M. Brown, L.J. Porcello: "An Introduction to Synthetic Aperture Radar", *IEEE Spectrum*, Settembre 1969.
- [2.3] C. Elachi, T. Bicknell, R.L. Jordan, C. Wu: "Spaceborn Synthetic-Aperture Imaging Radars: Application, Techniques, and Technology", *Proc. IEEE*, vol. 70, N.10, Ottobre 1982.
- [2.4] W.M. Brown, C.J. Palermo: "Theory of Coherent Systems", *IRE Trans. Mil. Electron.*, vol. MIL-6, pp187-196, Aprile 1962.
- [2.5] K. Tomiyasu: "Tutorial Review of Synthetic Aperture Radar (SAR) with Applications to Imaging of Ocean Surface", *Proc IEEE*, vol.66, pp. 563-583, Maggio 1978.
- [2.6] J.L.Walker: "Range Doppler Imaging of Rotating Objects", *IEEE Trans. on on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-16, pp 23-51, 1980.
- [2.7] D.C. Munson, J.D. O'Brien, W.K. Jenkins: "A Tomographic Formulation of Spotlight-mode Synthetic Aperture Radar", *Proc. IEEE*, vol. 21, N.8, pp.917-925, Agosto 1983.
- [2.8] R.N. Bracewell: "Image Reconstruction in Radio Astronomy" in *Image Reconstruction from Projections: Implementation and Applications*, G.T. Herman, Ed. Berlin: Springer, cap. 3, pp. 81-104, 1979.
- [2.9] R.N. Bracewell, A.C. Riddle: "Inversion of Fan-Beam Scans in Radio Astronomy", *Astrophys. J.*, vol. 150, pp. 582-592, 1981.
- [2.10] R.M. Mersereau, A.V. Oppenheim: "Digital Reconstruction of Multidimensional Signals from Their Projections", *Proc. IEEE*, vol. 62 N. 10, Ottobre 1974.
- [2.11] R.M. Lewitt: "Reconstruction Algorithm: Transform methods", *Proc IEEE*, vol. 71, N.3, Marzo 1983.
- [2.12] W.M. Brown: "Synthetic Aperture Radar", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol AES-3, N.2, Marzo 1967.
- [2.13] A.B.E. Ellis: "The processing of Synthetic Aperture Radar Signals", *Geo Journal of Research*, vol. 2, N.3, 1984.
- [2.14] D.L. Mensa, "High Resolution Radar Imaging", *Artech House, Inc.*, Dedham, MA, 1981.
- [2.15] R.M. Lewis: "Physical Optics Inverse Diffraction", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-17, N. 3, Maggio 1969.
- [2.16] R.G. Kanyoumjian, P.H. Pathak: "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface", *Proc. IEEE*, vol. 62, N. 11, pp. 1448-1461, Novembre 1976.
- [2.17] P.L. Christiansen: "Comparison Between Edge Diffraction Processes", *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 1462-1474,
- [2.18] R.L. Mitchell: "Models of Extended Targets and Their Coherent Radar Image", *Proc. IEEE*, vol 60, N. 6, pp. 254-258, 1974.
- [2.19] W.M. Brown, R.J. Fredricks: "Range-Doppler Imaging with Motion through Resolution Cells", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-5, p. 98, Gennaio 1969.
- [2.20] A.Cantoni, G. Corsini: "Spatially Coherent Processing of Radar Returns", *R.T. 84SEL/3, Istituto di Elettronica e Telecom.*, Universita' di Pisa, Luglio 1984.

- [2.21] D.A. Ausherman, A. Kozma, J.L. Walker, H.M. Jones, E.C. Poggio: "Development in Radar Imaging", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-26, N. 4, pp. 363-400, Luglio 1984.
- [2.22] G. Corsini, E. Dalle Mese, A. Vaccarelli: "A Survey of Radar Imaging Based on Coherent Echo Processing. Part III: Data Processing for Image Recovery", da proporre per la pubblicazione su *Proc. IEE* parte F.
- [2.23] H. Akima: "A Method of Bivariate Interpolation and Smooth Surface Fitting for Irregularly Distributed Data Points", *ACM Trans. on Math. Softw.*, vol. 4, N.2, Giugno 1978.
- [3.1] S.L. Johnston: "Millimeter Wave Radar", *Artech House, Inc.*, Dedham, MA, 1980.
- [3.2] J.R. Pierce: "Millimeter Waves", *Physics Today*, Vol. 8, Novembre 1950, p. 24.
- [3.3] J.R. Christopher: "Advances in Millimetric Radar", *British Comm. and Electronics*, Vol. 2, Settembre 1955, p.48.
- [3.4] R.G. Fellers: "Millimeter Waves and Their Applications", *Electr. Eng.* Vol. 75, Ottobre 1956, p. 914.
- [3.5] P.M. Schwartz et al. : "Advanced Solid State-State Components", *EASCON-77 Proc.*
- [3.6] N.B. Kromer: "Solid State Technology for Millimeter Waves", *Microwave Journal*, Vol. 21, N. 8, Agosto 1978, pp. 57-61.
- [3.7] D.C. Hogg: "Some New Approaches in Design of Millimeter-Wave Antennas", *EASCON-77 Proc.*
- [3.8] G.S. Sundaram: "Millimeter Waves - The Much Awaited Technological Breakthrough?", *Int. Defense Review*, Vol. 11, N. 2, Febbraio 1979, pp. 271-277 ed in [3.1], pp. 17-23.
- [3.9] G.A. Gordon, R.L. Hartman, P.W. Kruse: "Imaging-Mode Operation of Active NMMW Systems", in *Infrared and Millimeter Waves*, Vol.4, K.J. Button e J.C. Wiltse editori, Academic Press, 1981.
- [3.10] E. Dalle Mese: "Raffigurazione di Bersagli mediante Radar ad Altissima Frequenza", *R.T. 84SEL/2, Istituto di Elettronica e Telecom.*, Università di Pisa, Luglio 1984.

6. BIBLIOGRAFIA

- [1] A.W. Rihaczek: "Principles of High Resolution Radar", *McGraw Hill Book Co.*, 1969.
- [2] "Radar Cross-section Handbook", ed. G.T. Ruch, Vol. 1, Plenum Press, New York, 1970.
- [3] "Methods for Radar Cross-section Analysis", ed. J.W. Crispin e K.M. Segal, Academic Press, New York, 1968.
- [4] W.M. Brown: "Walker model for Radar Sensing of Rigid Target Fields", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-16, N.1, pp 2-14, 1980 .
- [5] M.R. Wohlers, S. Hsiao, J. Mendelsohn, G. Gardner: "Computer Simulation of Synthetic Aperture Radar of Three-Dimensional Objects", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-16, N.3, Maggio 1980.
- [6] C. Chen, H.C. Andrews: "Target-Motion-Induced Radar Imaging", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-16, N.1, Gennaio 1980.
- [7] H.J. Scudder: "Introduction to Computer Aided Tomography", *Proc. IEEE*, vol. 66, N.6, Giugno 1978.

- [8] H. Stark, J.W. Woods, I.Paul, R. Hingorani: "Direct Fourier Reconstruction in Computer Tomography", IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-29, N. 2, Aprile 1981.
- [9] A.C. Kak: "Tomographic Imaging with Diffracting and Nondiffracting Sources", in "*Array Signal Processing*", S. Haykin Ed., Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1985.
- [10] P.R. Smith, T.M. Peters, R.H.T. Bates: "Image Reconstruction from Finite Numbers of Projections", *J. Phys. A: Math., Nucl., Gen.*, vol. 6, Marzo 1973.
- [11] D.C. Munson, Jr., J.L.C.Sanz: "Image Reconstruction from Frequency-Offset Fourier Data", Proc. IEEE, vol. 72, N.6, Giugno 1984.