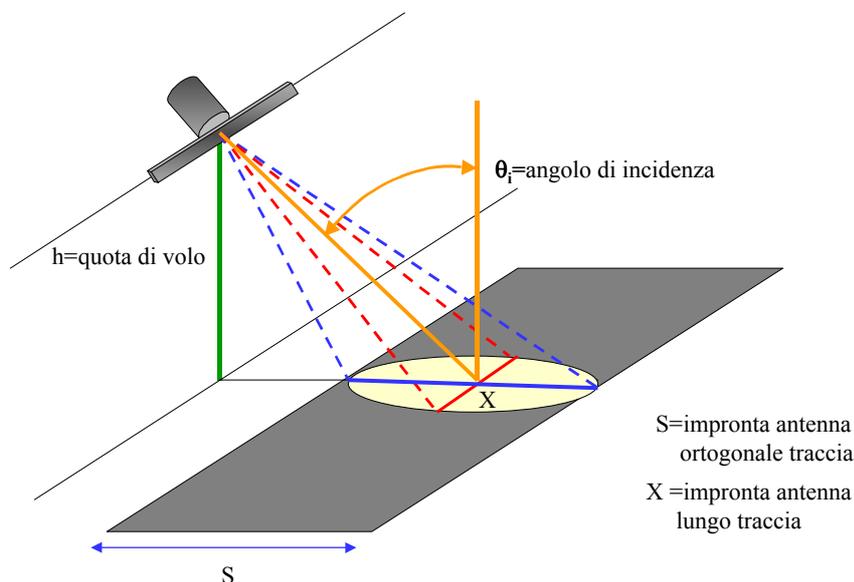


8. Il radar ad apertura sintetica

Il radar ad apertura sintetica (SAR Synthetic Aperture Radar) è stato sviluppato a partire dal 1951 in seguito alle osservazioni effettuate da Carl Wiley della Goodyear Aircraft Corporation. Egli notò che poteva essere ottenuta un'elevata risoluzione angolare analizzando lo spettro del segnale in ricezione da un sistema radar di tipo coerente. Le idee di Wiley furono successivamente approfondite presso l'Università del Michigan e portarono allo sviluppo di un sistema SAR aviotrasportato (AN/UPD-1) per l'esercito statunitense. L'enorme sviluppo tecnologico avvenuto negli anni successivi portò alla realizzazione di un sistema SAR da piattaforma satellitare che fu lanciato nel 1978 a bordo del satellite SEASAT. Dopo questo primo esperimento di osservazione della terra gli anni ottanta hanno visto la nascita dei sistemi SAR portati a bordo delle navette shuttle. In seguito a partire dai primi anni novanta quasi tutte le agenzie spaziali hanno incluso tra i loro programmi il lancio di piattaforme che portano a bordo sensori SAR. Tra questi si ricordano: il programma ESA ERS1/2, il JERS della NASDA, il RADARSAT canadese.

8.1. La geometria dei sistemi SAR

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 un radar ad apertura reale (RAR Real Aperture Radar), che è portato a bordo di una piattaforma in volo.



Nella figura a fianco (vedi anche la TAV 8.1%**riferimento fuori testo**%) 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 azimutale e di elevazione sono diretti

rispettivamente, parallelamente e ortogonalmente alla traccia della traiettoria. La direzione di puntamento del fascio forma l'angolo di incidenza θ_i con il piano tangente alla superficie illuminata. L'impronta dell'antenna a terra è rappresentata schematicamente da un'ellisse i cui assi principali sono rispettivamente:

$$S = \frac{h\theta_{el}}{\cos\theta_i} \quad (8.1)$$

nella direzione ortogonale alla traccia a terra della traiettoria e

$$X = \frac{h\theta_{az}}{\cos\theta_i} \quad (8.2)$$

in quella parallela, dove $\theta_{az} = \frac{\lambda}{L_{az}}$, $\theta_{el} = \frac{\lambda}{L_{el}}$ sono rispettivamente l'apertura angolare del fascio d'antenna in azimuth ed in elevazione e L_{az}, L_{el} le dimensioni dell'antenna reale nelle due direzioni ortogonali (λ è la lunghezza d'onda della portante). Le relazioni geometriche che permettono il calcolo di S ed X sono riportate nelle TAV 8.2 e 8.3 **%riferimento fuori testo%**).

Si noti che X rappresenta la risoluzione di un sistema radar a da apertura reale lungo la direzione parallela alla traccia, tale parametro cresce linearmente con la quota di volo e quindi la risoluzione peggiora con la quota.

8.2. Il principio del SAR

Il radar ad apertura sintetica permettere di migliorare sensibilmente le prestazioni di un radar ad apertura reale aumentando la risoluzione in direzione parallela alla traccia (risoluzione in azimuth). Il principio su cui il metodo si fonda può essere giustificato ricorrendo a due diversi schemi interpretativi:

- 1) l'allineamento di antenne elementari (Antennas Array);
- 2) il concetto della formazione del fascio in frequenza Doppler (Doppler Beamforming);

Allineamento di antenne elementari

Il diagramma di antenna di un allineamento di antenne elementari può essere ottenuto ricorrendo al metodo illustrato in TAV 8.4 **%riferimento fuori testo%**. Nell'ipotesi di poter calcolare il segnale somma come:

$$V_{\Sigma}(\phi) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{n=1}^N \exp\left\{-j2\pi \frac{(n-1)d \sin\phi}{\lambda}\right\} \quad (8.3)$$

si ottiene facilmente:

$$|V_{\Sigma}(\phi)|^2 = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi N d \sin\phi}{\lambda}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d \sin\phi}{\lambda}\right)} \right|^2 \quad (8.4).$$

La (8.4) è proporzionale all'andamento del fascio d'antenna dell'allineamento. Se consideriamo come apertura del fascio la distanza tra il primo zero e l'origine dell'asse rispetto a cui è definita la eq. (8.4) si ottiene che l'apertura dell'allineamento di antenne elementari è $\phi_A \cong \frac{\lambda}{Nd}$, cioè è inversamente proporzionale alla lunghezza dell'allineamento.

Consideriamo ora il caso in cui il sistema radar, muovendosi lungo la traiettoria rettilinea, trasmetta e riceva il relativo eco in corrispondenza di N posizioni distanti d ciascuna dall'altra. In questo caso, se si ipotizza di memorizzare e quindi sommare gli echi ricevuti, si ottiene una formula analoga alla (8.4). L'unica differenza con il caso precedente è che dovremo considerare il percorso andata e ritorno del segnale e quindi sostituire nella (8.4) $\frac{\lambda}{2}$ al posto di λ . L'allineamento virtuale che ne risulta ha una apertura $\phi_{AR} = \frac{\lambda}{2Nd}$. Questa formula mette in evidenza che l'apertura del fascio dell'antenna sintetica è inversamente proporzionale alla lunghezza della traiettoria percorsa misurata in $\frac{\lambda}{2}$. La lunghezza Nd è determinata dall'intervallo spaziale in cui è possibile ricevere eco provenienti da uno stesso diffusore elementare puntiforme appartenente alla superficie. Tali eco sono presenti se il diffusore è all'interno del fascio dell'antenna reale del sistema ovvero appartiene all'impronta d'antenna a terra. Da questa considerazione si ottiene che la lunghezza dell'allineamento sintetico L_{AR} è:

$$L_{AR} = Nd = \theta_{az} R = \frac{\lambda h}{L_{az} \cos \theta_i} \quad (8.5)$$

$$\phi_{AR} = \frac{L_{az} \cos \theta_i}{2h} \quad (8.6)$$

L'impronta a terra dell'allineamento sintetico determina la risoluzione Δx del sistema SAR nella direzione parallela alla traccia, questa è data da:

$$\Delta x = \frac{L_{az}}{2} \quad (8.7).$$

Il risultato dato dalla (8.7) appare sorprendente, infatti la risoluzione è indipendente dalla distanza del sensore da terra e pari alla metà della lunghezza dell'antenna reale lungo la direzione della traccia. Questo risultato sembra costituire un paradosso fisico: infatti diminuendo la lunghezza dell'antenna reale il suo fascio si allarga quindi si allarga l'impronta a terra (vedi per esempio la (8.2)), ma contemporaneamente la risoluzione migliora.

Questo apparente assurdo fisico è immediatamente spiegato: se l'antenna reale si accorcia aumenta la lunghezza dell'intervallo di traiettoria in cui si riesce ad osservare lo stesso diffusore, pertanto si allunga l'allineamento che può essere sintetizzato memorizzando e successivamente sommando l'eco.

Formazione del fascio in frequenza doppler (Doppler beamforming)

La possibilità di ottenere elevate risoluzioni nella direzione parallela alla traccia (cross-range) può essere spiegata anche ricorrendo al concetto di frequenza doppler. Per semplicità e senza perdere di generalità, si considerino due diffusori elementari che si muovono di moto rettilineo uniforme con velocità v rispetto al radar considerato fisso. In TAV 8.5 viene riportata la geometria di riferimento **%riferimento fuori testo%**. La storie di fase $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$ degli echi dovuti ai due diffusori sono date rispettivamente da:

$$\varphi_1(t) = \frac{4\pi}{\lambda} R_1(t) = \frac{4\pi}{\lambda} R_0 \sqrt{1 + \frac{v^2 t^2}{R_0^2}} \approx \frac{4\pi}{\lambda} \left[R_0 + \frac{v^2 t^2}{2R_0} \right] \quad (8.8)$$

$$\varphi_2(t) = \frac{4\pi}{\lambda} R_2(t) = \frac{4\pi}{\lambda} R_0 \sqrt{1 + \frac{\Delta x^2 + 2v\Delta x t + v^2 t^2}{R_0^2}} \approx \frac{4\pi}{\lambda} \left[R_0 + \frac{\Delta x^2}{2R_0} + \frac{v\Delta x t}{R_0} + \frac{v^2 t^2}{2R_0} \right] \quad (8.9)$$

Se il radar trasmette un segnale ad onda continua:

$$s_T(t) = \exp\{j2\pi f_0 t\}$$

a causa della larghezza finita del diagramma di antenna, si ha in ricezione:

$$s_R(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_{oss}}\right) \exp\{j2\pi f_0 t - \varphi_1(t)\} + \text{rect}\left(\frac{t}{T_{oss}}\right) \exp\{j2\pi f_0 t - \varphi_2(t)\} \quad (8.10)$$

dove si è indicato con $T_{oss} = \frac{\theta_{az} R_0}{v}$ il tempo finito di osservazione. Calcolando ora la

trasformata di Fourier del segnale riportato in banda base $\hat{s}_R(t) = s_R(t) \exp\{-j2\pi f_0 t\}$, trascurando per semplicità i termini costanti e quelli quadratici nelle eq.(8.8) – (8.9), si ottiene:

$$\hat{S}_F(f) = T_{oss} \text{sinc}(fT_{oss}) + T_{oss} \text{sinc}\left(\left(f + \frac{2v\Delta x}{\lambda R_0}\right)T_{oss}\right) \quad (8.11)$$

Assumendo come criterio che i due termini dello spettro sono distinguibili se il secondo termine è traslato rispetto al primo di una quantità almeno pari alla metà della larghezza del lobo principale della prima sinc(.), si ottiene:

$$\frac{2v\Delta x}{\lambda R_0} = \frac{1}{T_{oss}} = \frac{v}{\theta_{az} R_0} = \frac{L_{az} v}{\lambda R_0} \quad (8.12)$$

Si verifica immediatamente che:

$$\Delta x = \frac{L_{az}}{2} \quad (8.13)$$

Tale valore corrisponde alla risoluzione nella direzione parallela alla traccia trovata precedentemente.

In tutte e due le giustificazioni proposte della tecnica SAR è stata effettuata una importante approssimazione. Nel caso di allineamento virtuale è stato supposto il fronte d'onda piano, nel caso del doppler beamforming è stato trascurato l'effetto introdotto dai termini quadratici nelle storie delle fasi. Quando tale approssimazione non può essere considerata valida si ricorre alla tecnica detta di compensazione del moto o focalizzazione. Questa tecnica consiste in sostanza nel rimuovere i termini quadratici nella storie delle fasi oppure nel rendere i fronti d'onda virtualmente piani compensando in maniera opportuna il segnale in uscita dalle singole antenne elementari dell'allineamento sintetico. Se questa operazione di compensazione della fase non viene effettuata il sistema perde di risoluzione rispetto al caso teorico prima esaminato. In questo caso si parla di SAR non focalizzato, mentre si dice SAR focalizzato quello che permette di ottenere la migliore risoluzione possibile $\Delta x = \frac{L_{az}}{2}$.

8.3. Il SAR non focalizzato

Il SAR non focalizzato si basa su un'architettura di sistema estremamente semplice. Le

operazioni che devono essere svolte sono: 1) riportare il segnale ricevuto in banda base; 2) filtrare con un filtro adattato all'involuppo complesso del segnale trasmesso; 3) memorizzare un numero N di echi consecutivi; 4) sommare in modo coerente gli echi; 5) rappresentare il modulo quadro della somma (tale quantità è chiaramente proporzionale alla potenza ricevuta proveniente dall'areola corrispondente alla cella di risoluzione). Lo schema di principio del sistema è riportato in TAV 8.6 **%riferimento fuori testo%**. Per poter valutare la risoluzione in cross-range di un SAR non focalizzato si ricorre al seguente semplice modello interpretativo. Si consideri l'allineamento di antenne elementari mostrato in TAV 8.7 **%riferimento fuori testo%**. Il fronte d'onda sferico può approssimarsi con un piano solo se la massima variazione di percorso ΔR_{\max} , misurata in termini di lunghezza d'onda, da luogo ad una variazione di fase trascurabile. Supponendo di poter trascurare la variazione di fase se questa è inferiore a $\frac{\pi}{8}$ e considerando il percorso andata e ritorno dal radar si

ha: $2\pi \frac{2\Delta R_{\max}}{\lambda} \leq \frac{\pi}{8}$. Dalla precedente relazione si ottiene con semplici considerazioni geometriche la massima lunghezza L_{SAR-NF} dell'allineamento virtuale di un SAR non focalizzato:

$$L_{SAR-NF} = \frac{\sqrt{\lambda R_0}}{2} \quad (8.14)$$

Dalla eq.(8.14) si ha che la risoluzione in cross-range del SAR non focalizzato è:

$$\Delta x_{SAR-NF} = \frac{\lambda R_0}{L_{SAR-NF}} = 2\sqrt{\lambda R_0} \quad (8.15)$$

E' possibile ricavare un identico risultato utilizzando l'approccio del *doppler beamforming*. In questo caso dovremo imporre, come condizione per poter trascurare il termine quadratico nella storia di fase, che la massima variazione di fase nell'intervallo di osservazione, dovuta al termine quadratico, risulti inferiore a $\frac{\pi}{8}$. Questo porta a scrivere:

$4\pi \frac{v^2 (T_{oss}/2)^2}{\lambda 2R_0} \leq \frac{\pi}{8}$ e con semplici passaggi si ha $T_{oss} \leq \frac{\sqrt{\lambda R_0}}{2v}$ da cui si ottiene facilmente la (8.15).

8.4. Il SAR focalizzato

Un sistema SAR focalizzato permette di ottenere una risoluzione nella direzione parallela alla traccia pari $\Delta x = \frac{L_{az}}{2}$. Questo risultato viene raggiunto inserendo nell'architettura del sistema l'unità per la compensazione del moto. Lo schema di principio di un SAR focalizzato è mostrato in TAV 8.8 **%riferimento fuori testo%**. In tale schema è stato inserito un filtro adattato per considerare un sistema che attraverso la trasmissione di impulsi a larga banda consenta di ottenere mappe bidimensionali della

superficie illuminata. In questo caso il sistema permette di risolvere bersagli anche lungo la coordinata ortogonale alla traccia (distanza o *range*, o, più propriamente nei SAR, *slant range*). La risoluzione in distanza del SAR Δr è fissata ovviamente dalla

banda B dell'impulso trasmesso: $\Delta r = \frac{c}{2B}$. Tipicamente il segnale che viene trasmesso

è di tipo *chirp*. Ha un involuppo complesso del tipo

$$\tilde{s}_T(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) e^{j2\pi \frac{B}{2T}(t - T/2)^2} \quad \text{dove } B \text{ è la banda del segnale, } T \text{ la sua durata e } \frac{B}{T}$$

rappresenta la velocità di variazione delle frequenza istantanea (*chirp rate*). Considerata la geometria di osservazione della superficie, la risoluzione in distanza proiettata a terra (ground range) Δy è data da:

$$\Delta y = \frac{\Delta r}{\sin \theta_i} = \frac{c}{2B \sin \theta_i} \quad (8.16)$$

Limitazione sulla scelta del periodo di ripetizione T_R degli impulsi

La cadenza di ripetizione degli impulsi deve essere scelto in modo da evitare problemi di ambiguità. Si ha ambiguità in distanza quando la durata dell'eco dovuto all'intera superficie illuminata è maggiore del periodo di ripetizione degli impulsi. Si ha invece ambiguità in azimut quando T_R è maggiore dell'intervallo di tempo che il sistema

impiega per muoversi lungo la traiettoria di una cella di risoluzione $\Delta x = \frac{L_{az}}{2}$ (ovvero la

cadenza di campionamento del segnale non permette di disporre almeno un campione all'interno della cella Δx). Considerando la geometria del problema riportata in TAV 8.9 **%riferimento fuori testo%** si ha:

$$T_{R \geq} \frac{2S}{c \sin \theta_i} = \frac{2h \vartheta_{el}}{c \sin \theta_i \cos \vartheta_i} \quad (8.17)$$

$$T_R \leq \frac{\Delta x}{v} \quad (8.18)$$

Limitazione imposta dalla migrazione in celle in distanza dell'eco

Come già osservato precedentemente la ricostruzione di un'immagine SAR avviene attraverso un filtraggio adattato al segnale trasmesso che ha il compito di effettuare la compressione in distanza dell'eco radar. Successivamente il segnale è campionato in ciascuna cella in distanza e cella per cella viene effettuata la compressione in azimut moltiplicando i campioni per un segnale con fase istantanea di tipo quadratico e sommando coerentemente gli echi compensati in fase. L'operazione può essere interpretata ricorrendo al grafico riportato in TAV 8.10 **%riferimento fuori testo%**.

Come si può notare il modulo dell'involuppo complesso del segnale ricevuto trasla in relazione alla distanza dal radar della cella in esame. Tale distanza varia nel tempo

(tempo lento) secondo la relazione $R_y(t) = \sqrt{R_y^2 + v^2 t^2}$ ed è campionata con una

cadenza di campionamento pari a T_R . In talune condizioni la traslazione del segnale di eco compresso può superare l'intervallo di una cella. In questo caso la risoluzione del sistema in *cross-range* sarà imposta dal numero massimo di impulsi in corrispondenza

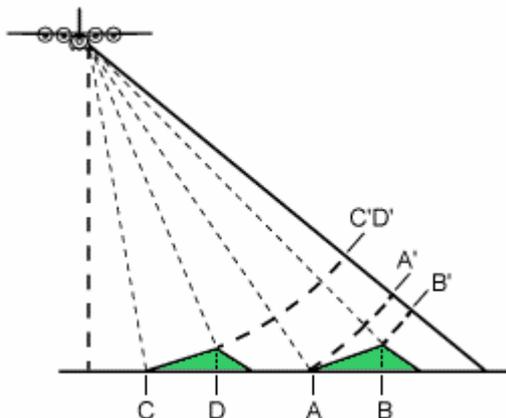
dei quali il segnale d'eco, dovuto ad un diffusore elementare, rimane all'interno di una sola cella in distanza. Imponendo questa condizione si ottiene

$$\text{facilmente: } N_{\max} = \frac{2}{vT_r} \sqrt{\frac{cR_y}{B}}$$

Distorsioni geometriche di un'immagine SAR

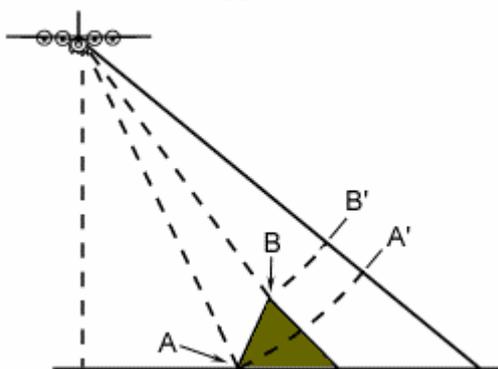
Nell'interpretazione di immagini ottenute mediante sensori SAR è estremamente importante comprendere gli effetti che tale sistema di ripresa introduce e che lo differenziano in modo sostanziale da i più familiari sistemi ottici. A questo proposito considereremo in particolare tre tipi di distorsioni che si incontrano comunemente nel caso in cui la superficie osservata appartenga a regioni montuose.

Effetto di scorcio prospettico o *foreshortening*



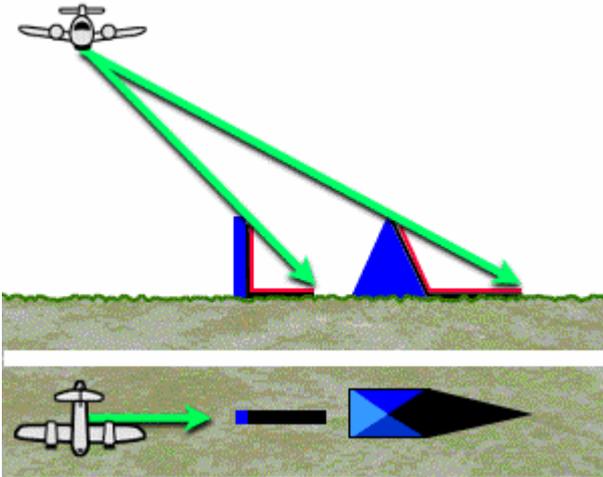
Tale effetto si incontra quando ad esempio due strutture di uguali dimensioni e forma si trovano a differenti distanze dal piede di antenna in direzione ortogonale alla traccia, come illustrato nella figura a fianco. In questo caso i punti C, D sono ad identica distanza dal radar e sono mappati nella stessa cella Δy , mentre i punti A e B si trovano a diversa distanza dal radar e cadono quindi in celle differenti.

Effetto di sovrapposizione o *layover*



In questo caso, relativo a pendenze estremamente elevate, il punto B è più vicino al radar del punto A. Le loro immagini A' e B' scambiano, allora, la loro posizione rispetto alla coordinata ortogonale alla traccia nell'immagine SAR.

Effetto di ombreggiatura o *shadowing*



Superfici in ombra si hanno ad esempio in direzione ortogonale alla traccia quando si presenta una situazione del tipo indicato in figura. In questo caso la superficie indicata con il colore rosso non contribuisce a formare l'eco radar.

Tali effetti sono da tenere in massima considerazione nel caso in cui si debba ricostruire un modello digitale di elevazione del terreno (DEM Digital Elevation Model) utilizzando ad esempio una tecnica SAR interferometrica.

Infine a titolo di esempio applicativo si riportano le specifiche di progetto del sistema radar ad apertura sintetica montato a bordo del satellite europeo ERS1/2. Il sistema opera in banda C, utilizza una portante a 5.3GHz, trasmette e riceve in polarizzazione verticale, l'antenna è lunga 10m in azimut ed 1m in elevazione. L'angolo di incidenza è $\theta_i = 23^\circ$. Il trasmettitore trasmette un segnale impulsivo a larga banda di tipo *chirp* di durata $T = 37.1\mu s$ e banda $B = 15.5\text{MHz}$. La cadenza di ripetizione è $T_R = 0.59\text{ms}$. Il segnale in ricezione è campionato con un periodo di campionamento $T_C = 0.0527\mu s$. Il sensore è posto su una piattaforma in orbita ad una altezza di 785Km e la velocità con cui il satellite percorre la sua orbita è pari a $v = 7.5\text{Km/s}$.

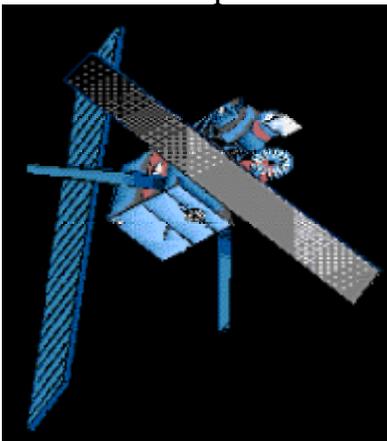


Immagine del satellite ERS1 con a bordo il sensore SAR precedentemente descritto