

Capitolo 2

RADAR

2.1 Introduzione

Il *radar* (dall'inglese Radio Detection And Ranging) è un sistema elettromagnetico per scoprire e localizzare oggetti anche in condizioni meteorologiche avverse.

In un primo momento il radar fu sviluppato per applicazioni in campo bellico, per rilevare la presenza di velivoli nemici; oggi si utilizza sugli aerei e in prossimità degli aeroporti per controllare il traffico, l'altezza di volo e la presenza di perturbazioni; sulle navi per navigare in condizioni di scarsa visibilità; in ambito spaziale per facilitare l'aggancio fra veicoli spaziali, la definizione di carte della superficie terrestre e di Venere e la localizzazione precisa di oggetti sulla terra (GPS); in campo meteorologico per consentire lo studio del vento ad alta quota e la determinazione su ampio raggio delle zone di precipitazione.

Nel suo funzionamento più usuale genera impulsi di onde elettromagnetiche che irradia tramite un'antenna direzionale; una parte del segnale trasmesso viene intercettata dall'obiettivo (un oggetto riflettente) che la reirradia in ogni direzione, per un fenomeno detto

scattering o diffusione. Una porzione di energia diffusa viene captata dall'antenna ricevente, consentendo così di rilevare le informazioni necessarie. La distanza tra radar e oggetto è determinata in base al tempo trascorso tra l'invio dell'impulso e l'arrivo dell'eco di ritorno; la posizione del corpo riflettente si ricava dalle coordinate polari di posizionamento dell'antenna; la velocità di spostamento dell'obiettivo è data dalla variazione in frequenza dell'eco.

2.2 Radar meteorologico ad impulsi

Il radar meteorologico permette l'identificazione e la localizzazione di alcuni fenomeni atmosferici, nelle loro tre coordinate. La descrizione che segue è relativa al radar ad impulsi, di gran lunga il più utilizzato in ambito scientifico.

2.2.1 Funzionamento del radar a impulsi

La misura di distanza, nei radar ad impulsi, viene effettuata tramite il rilevamento del tempo necessario all'energia elettromagnetica per compiere il percorso di andata e ritorno; a tale scopo è necessario individuare univocamente l'istante di partenza del segnale trasmesso. Il segnale in trasmissione viene realizzato usualmente utilizzando un treno d'impulsi rettangolari larghi τ che modulano in ampiezza un'onda sinusoidale portante (figura 2.1):

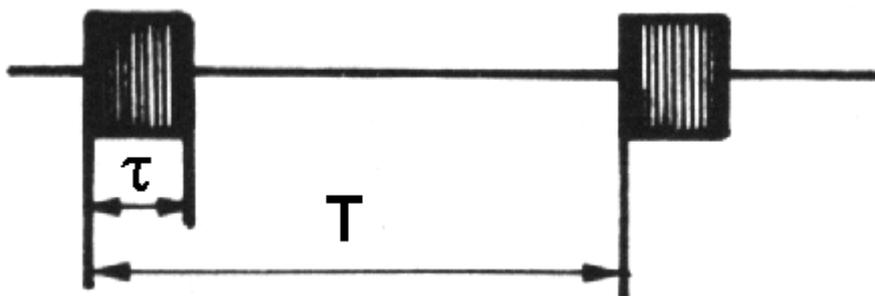


FIGURA 2.1 : Segnale trasmesso dal radar con periodo T.

Una tale forma d'onda presenta il vantaggio di separare la trasmissione dalla ricezione, infatti dopo l'emissione di un impulso, viene attivato il ricevitore. Questo continua ad essere

collegato fino a che è passato un tempo sufficiente a ricevere gli echi alla distanza massima prevista; solo in seguito il trasmettitore viene abilitato ad emettere un altro impulso iterando così il ciclo di trasmissione e ricezione.

Poiché l'energia elettromagnetica viaggia nell'atmosfera alla velocità della luce, la distanza R fra l'antenna ed il bersaglio è data da:

$$R = \frac{\Delta t}{2} \cdot c \quad (2.1)$$

dove Δt è l'intervallo di tempo che intercorre fra l'istante in cui si trasmette e quello in cui si riceve; c è la velocità della luce pari a circa $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

Il fattore 2 compare a causa del doppio tragitto (andata e ritorno) percorso dall'impulso.

La misura effettiva della distanza può essere ottenuta pertanto dalla rilevazione del ritardo tra segnale trasmesso ed eco ricevuto, secondo la schematizzazione di figura 2.2

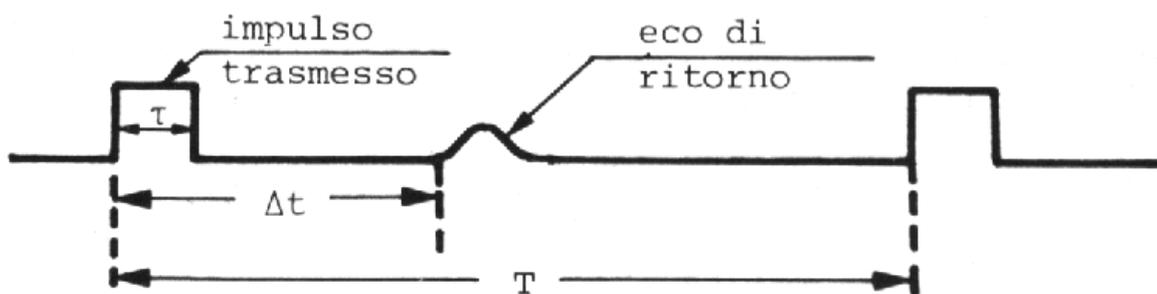


FIGURA 2.2 : Segnale in ricezione.

Onde evitare ambiguità nella lettura della distanza, occorre che l'eco sia ricevuto prima che venga trasmesso l'impulso successivo. Infatti un eco che torni dopo che è trascorso l'intervallo di silenzio T può essere erroneamente associato all'ultimo impulso trasmesso e quindi viene chiamato *eco di seconda traccia*.

In altre parole, individuata la massima distanza R_{\max} oltre la quale non è più tecnicamente possibile aspettarsi un ritorno dell'onda (detta anche portata), la frequenza di ripetizione degli impulsi trasmessi è determinata dalla:

$$f_r = PRF = \frac{1}{T} = \frac{c}{2 \cdot R_{\max}} \quad (2.2)$$

dove PRF sta per pulse repetition frequency mentre T è il periodo.

La durata τ dell'impulso trasmesso determina la risoluzione radiale ΔR del radar:

$$\Delta R = \frac{c \cdot \tau}{2} \quad (2.3)$$

In altre parole due eco provenienti da zone distanti meno di ΔR , non saranno distinguibili in ricezione. Riducendo la durata τ migliora la risoluzione in distanza, ma diminuisce l'energia E dell'impulso:

$$E = \tau \cdot P_t$$

dove P_t è la potenza trasmessa; questo provoca una riduzione della portata del radar.

Un'apparecchiatura radar a impulsi è essenzialmente composta da quattro elementi: stadio trasmittente, stadio ricevente, antenna e display (figura 2.3).

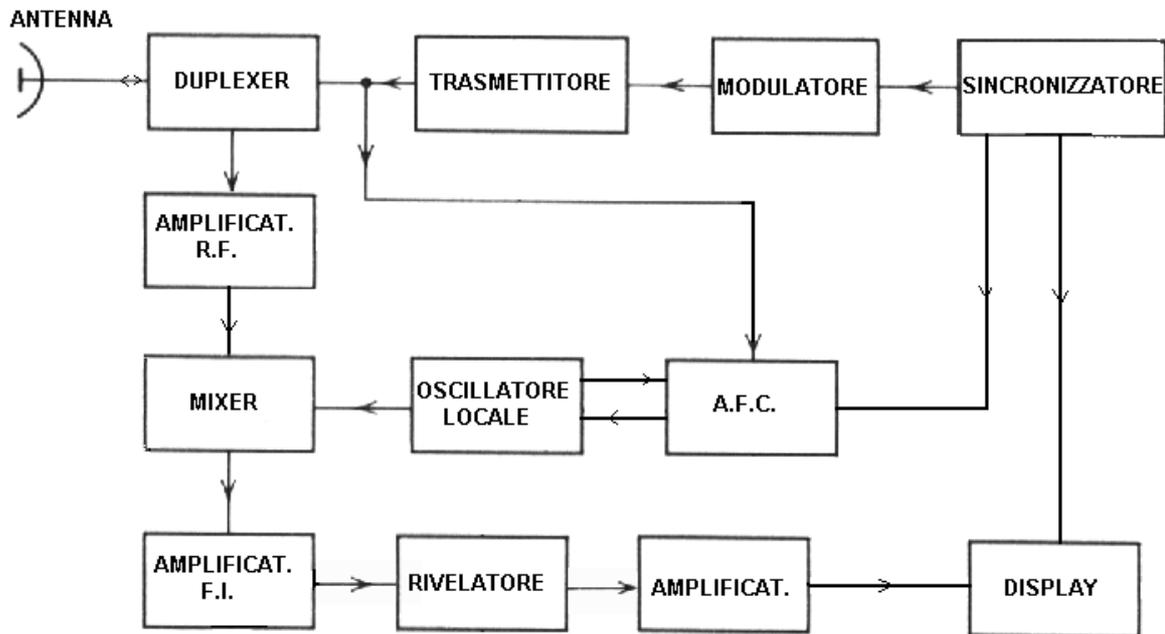


FIGURA 2.3: Schema a blocchi del radar a impulsi .

Il suo più grande vantaggio consiste nella possibilità di utilizzare una sola antenna sia per la trasmissione che per la ricezione del segnale, garantendo economie in termini di spazio, peso e costi.

Il cuore dello stadio trasmittente è un tubo a microonde che genera potenza a radiofrequenza. I tubi a più largo impiego, di seguito descritti, sono il klystron, il magnetron e i tubi ad onda viaggiante.

Il *klystron* (figura 2.4) è un tubo elettronico stabile e potente che lavora da amplificatore con frequenza stabilita da un oscillatore, perciò detto in configurazione MOPA (Master Oscillator Power Amplifier). Esso opera una modulazione di velocità del fascio elettronico: tale fascio, emesso dal catodo, viene accelerato dalla differenza di potenziale (1.000V circa) esistente rispetto alla griglia acceleratrice e attraversa due cavità risonanti poste una dietro l'altra [1]. Alla prima cavità fa capo un cavo coassiale terminante con una spira, attraverso la quale viene immessa la tensione da amplificare. Nell'interno della cavità si generano delle oscillazioni forzate, in conseguenza delle quali gli elettroni vengono alternativamente accelerati o rallentati, ottenendo una modulazione di velocità che li fa uscire a pacchetti distinti.

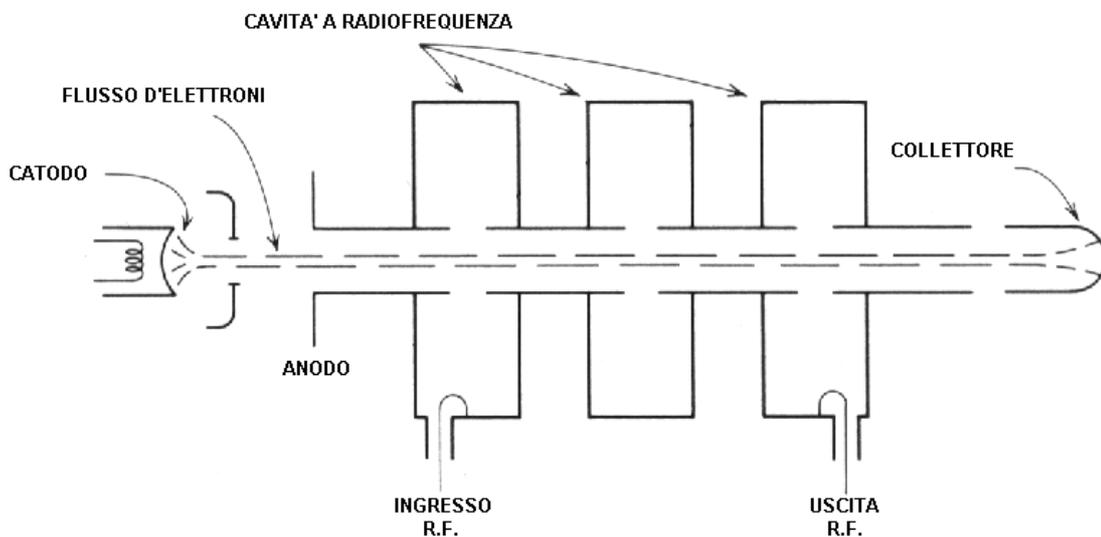


FIGURA 2.4 : Diagramma di un klystron a tre cavità.

Questo flusso modulato di elettroni, penetrando nella seconda cavità, vi induce oscillazioni e cede potenza alla spira del cavo coassiale di uscita: tale potenza si ottiene a spese dell'energia cinetica degli elettroni ed è molto superiore a quella richiesta nella prima cavità per produrre la modulazione. L'effetto che ne consegue è quello di un'amplificazione del segnale.

Il *magnetron* (figura 2.5) invece è un tubo a vuoto potente ad alta efficienza nel quale il flusso elettronico è comandato contemporaneamente da un campo elettrico e da uno magnetico. E' formato da un catodo che emette gli elettroni, circondato completamente da un anodo portato a un potenziale positivo. L'azione di un campo magnetico creato da un potente elettromagnete posto all'esterno del tubo a vuoto, combinata con l'azione del campo elettrico dell'anodo, costringe gli elettroni emessi dal catodo a percorrere una traiettoria a spirale: infatti il solo campo elettrico condurrebbe a una traiettoria rettilinea, mentre il solo campo magnetico

darebbe luogo a una traiettoria circolare. Nell'anodo sono praticate delle cavità risonanti che originano oscillazioni elettroniche. La potenza è prelevata connettendo direttamente la guida d'onda dell'antenna o estraendola con una spira d'accoppiamento (coupling loop).

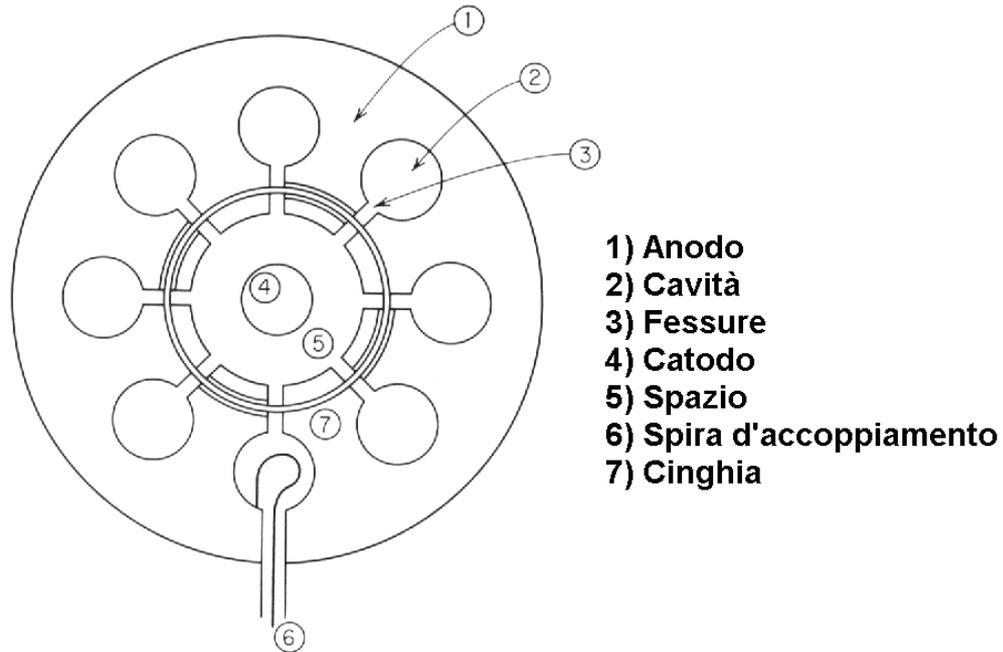


FIGURA 2.5 : Sezione di un magnetron con illustrati i componenti.

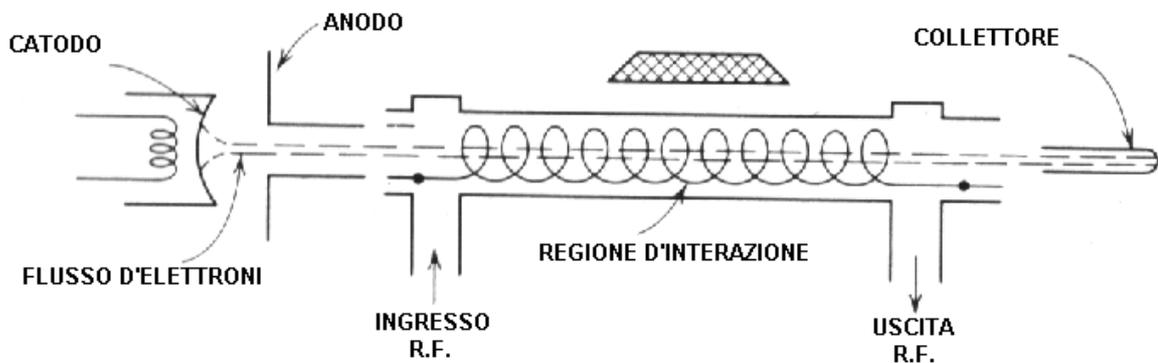


FIGURA 2.6 : Rappresentazione di un TWT.

Infine i *tubi ad onda viaggiante* (TWT=Traveling Wave Tube), caratterizzati da una maggior larghezza di banda trasmessa e da un'efficienza più bassa [2], sono usati in configurazione MOPA come il klystron. In comune hanno anche il principio di funzionamento, ma si differenziano nell'interazione del flusso d'elettroni che non avviene nelle cavità risonanti, bensì lungo tutta l'estensione del tubo, come si vede in figura 2.6.

Il funzionamento del radar è controllato dal *sincronizzatore* che genera un segnale di sincronismo con frequenza PRF inviandolo conseguentemente al *modulatore*. Quest'ultimo accumula energia che invia al *tubo trasmettitore* non appena viene raggiunto dall'impulso di sincronismo. Da qui il segnale, modulato a radio frequenza, viaggia in una linea di trasmissione a microonde (guida d'onda) e perviene all'antenna attraverso il *duplexer*. Quest'ultimo componente viene impiegato per connettere alternativamente il trasmettitore e il ricevitore all'antenna, isolando il ricevitore nella fase di trasmissione ed evitando il danneggiamento dei sensibili circuiti di ricezione (figura 2.7).

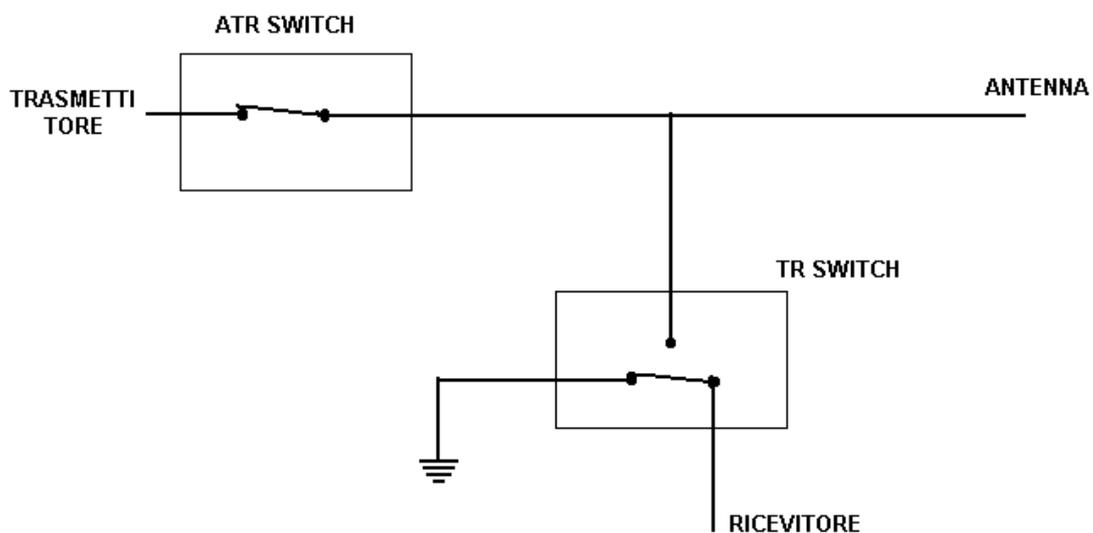


FIGURA 2.7: Schema del duplexer con switch trasmissivo (TR) e antitrasmissivo (ATR).

L'*antenna* deve essere direttiva, di grande area (in genere ha diametro prossimo ai 100λ , dove λ è la lunghezza d'onda), per raccogliere la maggior potenza possibile, orientabile, di forma solitamente parabolica con un illuminatore nel fuoco. Il moto generalmente ritmico dell'antenna definisce la zona dello spazio esplorata dal fascio. Il tipo di moto d'antenna più semplice è rotatorio in senso azimutale attorno a un punto. Altri radar hanno un moto del fascio detto a ventaglio, risultante di un moto rotatorio attorno a un asse orizzontale (quindi nel piano verticale) con larga apertura, e di un moto rotatorio verticale (quindi nel piano orizzontale) con apertura assai limitata. Per altri radar si ha esplorazione conica quando l'antenna si muove in modo tale da guidare l'asse del fascio nella descrizione di un cono

circolare. Si ha infine l'esplorazione a spirale o spiraliforme quando l'angolo fra l'asse del cono e l'asse del fascio, tipico dell'esplorazione conica, viene fatto variare con legge regolare da un valore basso fino ad un massimo prestabilito.

L'impulso inviato ritorna come eco all'antenna, e tramite il duplexer allo stadio ricevente. Qui il segnale a radiofrequenza è subito amplificato e convertito a frequenza intermedia mediante un *mixer* che evita la perdita di informazioni. Per compiere tale operazione è necessario un *oscillatore locale* a bassa potenza e molto stabile, interagente con un controllore automatico della frequenza (AFC). Quest'ultimo confronta ad ogni impulso la frequenza trasmessa con quella dell'oscillatore, correggendola se la loro differenza non è uguale al valore costante che si vuole ottenere in uscita dal mixer. In questo modo l'amplificatore seguente, che opera solo a una ben determinata frequenza, può lavorare correttamente. Successivamente il segnale arriva al *rivelatore* che, compiendo una demodulazione, ne estrae l'involuppo. Dopo un'ultima amplificazione, il *visualizzatore* consente la rappresentazione grafica del segnale mediante una corretta interpretazione dell'impulso di sincronismo e del valore degli angoli che individuano la direzione dell'antenna.

Quello descritto finora è il funzionamento di un radar non coerente. E' possibile invece usare un rivelatore coerente che, oltre a estrarre l'informazione di ampiezza, è in grado di valutare anche la fase del segnale, pur di utilizzare un sincronismo che generi frequenza e fase di riferimento uguali in trasmissione e ricezione (figura 2.8).

Si utilizzano in genere dei trasmettitori MOPA che non necessitano dell'AFC. La frequenza di trasmissione è infatti ricavata come differenza di sincronismo tra un oscillatore locale al quarzo chiamato STALO (stable local oscillator) e un secondo oscillatore anch'esso molto stabile detto COHO (coherent oscillator). L'eco viene traslato a frequenza intermedia da un mixer, eliminando così la fase introdotta dallo STALO. Una volta amplificato, entra nel rivelatore di fase che produce un segnale proporzionale alla differenza di fase rispetto al segnale di riferimento proveniente dal COHO.

Questo tipo di radar è spesso detto coerente perché tali sono le frequenze di trasmissione con quella del segnale di sincronismo dello STALO. Mentre in un sistema non coerente l'oscillatore locale segue la frequenza del trasmettitore in modo che la frequenza intermedia resti costante, in uno coerente il trasmettitore viene direttamente mantenuto a frequenza fissa. Questa particolarità funzionale permette di distinguere i bersagli veri e propri dai clutter¹ fissi,

¹ Eco indesiderato, di origine ambientale (terra, torri, montagne, ecc.)

in quanto questi ultimi ritornano un segnale con la stessa relazione di fase rispetto al segnale trasmesso.

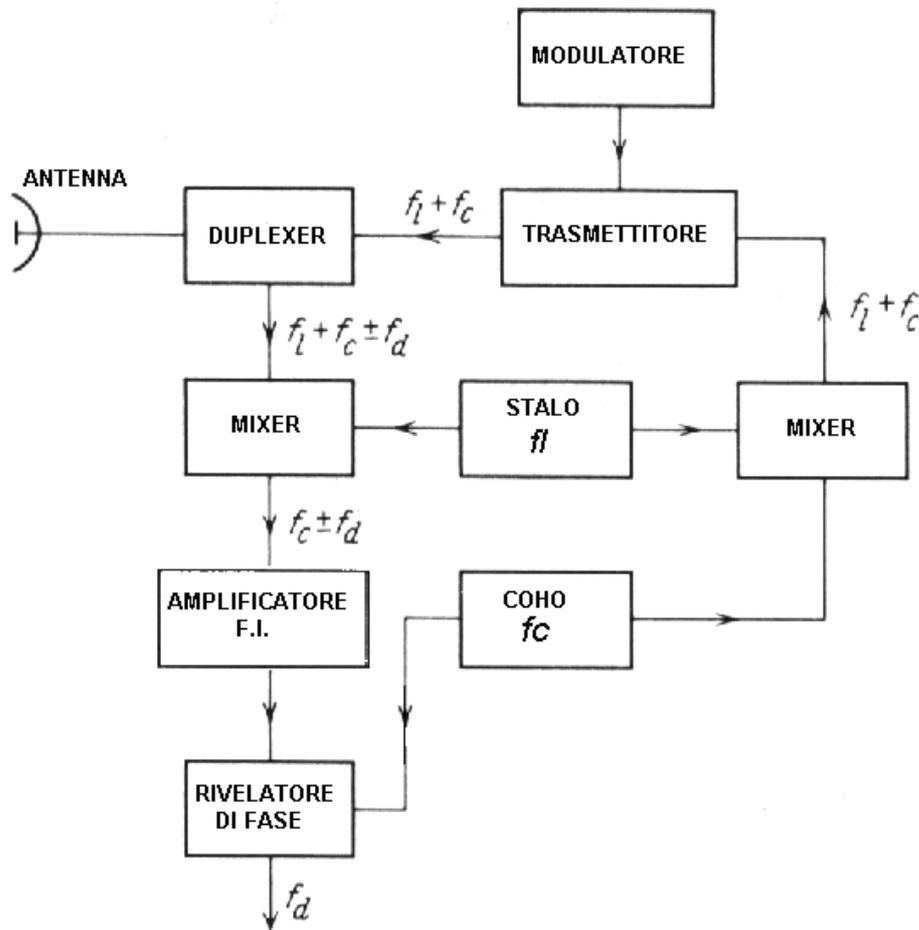


FIGURA 2.8 : Schema a blocchi del radar coerente.

Fino a pochi anni fa il display era costituito da un tubo a raggi catodici a lunga persistenza, con quattro tipi principali di presentazione, qui di seguito descritti.

Il *tipo A* opera come un oscilloscopio disegnando una traccia che rappresenta in ascissa il tempo e in ordinata l'ampiezza dell'eco. E' di semplice costruzione e permette una buona misurazione della distanza, anche se richiede l'impiego di un altro display per conoscere la direzione. Inoltre, pur consentendo di distinguere un eco da un disturbo, non rende agevole l'interpretazione della natura di un evento meteorologico.

Il *PPI* (Plan Position Indicator) offre invece una visione panoramica: l'asse dei tempi descrive un cerchio in sincrono con l'antenna, e traccia dei punti con intensità proporzionale alla potenza dell'eco; in questo modo è più facile localizzare i bersagli e individuarne l'estensione.

La dinamica dei fosfori è comunque limitata ed è perciò difficile risalire all'intensità dell'eco esaminando la loro luminosità. Per eliminare questo inconveniente si può comprimere la dinamica, codificare con una scala di grigi o usare un guadagno variabile.

Il *RHI* (Range Height Indicator) è in grado di visualizzare l'altezza dell'oggetto riflettente ma utilizza una rappresentazione dell'intensità dell'eco analoga a quella del PPI, quindi con gli stessi difetti. E' comunque utile per studiare i temporali, dato che si evolvono soprattutto in verticale. Per ottenere una migliore risoluzione il RHI adotta una scala verticale espansa che però origina una sproporzione delle forme.

Nel *THI* (Time Height Indicator), infine, l'antenna è fissa allo zenit e si registra l'evoluzione della potenza dell'eco in funzione del tempo.

Le attuali tecnologie consentono l'impiego di schermi a colori ad alta definizione con computer in grado di presentare contemporaneamente più tipi d'informazione (quali il baricentro dell'eco e il vettore velocità), all'interno di configurazioni grafiche che evidenziano mappe geografiche, ostacoli fissi, eccetera.

2.2.2 Parametri caratteristici

Si procede ad una breve descrizione dei parametri caratteristici di un radar meteorologico.

Le frequenze più utilizzate vanno da 2,5 GHz a 35 GHz e appartengono alla regione delle microonde.

A volte è più comodo usare la lunghezza d'onda $\lambda=c/f$ dove "c" è la velocità della luce e "f" la frequenza.

BANDA	FREQUENZA [GHz]	LUNGHEZZA D'ONDA [cm]
UHF	0.3-1.0	30-100
L	1.0-2.0	15-30
S	2.0-4.0	7.5-15
C	4.0-8.0	3.75-7.5
X	8.0-12.5	2.4-3.75
Ku	12.5-18	1.67-2.4
K	18-26.5	1.13-1.67
Ka	26.5-40	0.75-1.13

TABELLA 2.1 : Suddivisione in bande delle microonde.

La scelta della durata dell'impulso, solitamente compresa tra 0.1 e 10 μs , è frutto di un compromesso tra esigenze contrastanti. Una durata elevata porta infatti ad una maggiore sensibilità, cioè permette di riconoscere piccoli oggetti a grande distanza, ma riduce la risoluzione radiale. Infatti se τ è la durata dell'impulso, non è possibile distinguere due oggetti che distano tra loro meno di ΔR (figura 2.3).

La frequenza di ripetizione degli impulsi (PRF) varia da 200 a 2000 Hz e dipende dalla portata massima del radar: più lontani sono i bersagli e più tempo occorre aspettare per rilevare l'eco. La potenza dipende dal tipo di tubo impiegato e dall'impulso fornito dal modulatore.

Per quanto riguarda l'eco, alcuni parametri hanno delle variazioni rispetto al segnale inviato. La frequenza cambia se l'oggetto osservato è in movimento, a causa dell'effetto Doppler (in ambito meteorologico questo effetto può essere di pochi kHz). La potenza ricevuta è di molti ordini di grandezza più piccola rispetto a quella trasmessa, a causa delle innumerevoli dispersioni.

In base al tempo di arrivo dell'eco, tra 1 μs e 1 ms, è possibile ricavare la distanza dell'obiettivo (R).

Le altre coordinate visualizzate in figura 2.9 sono determinate dagli angoli d'inclinazione dell'antenna

- Azimut (θ): angolo formato dall'antenna rispetto alla direzione Nord
- Elevazione (ϕ): angolo formato dall'antenna rispetto all'orizzonte

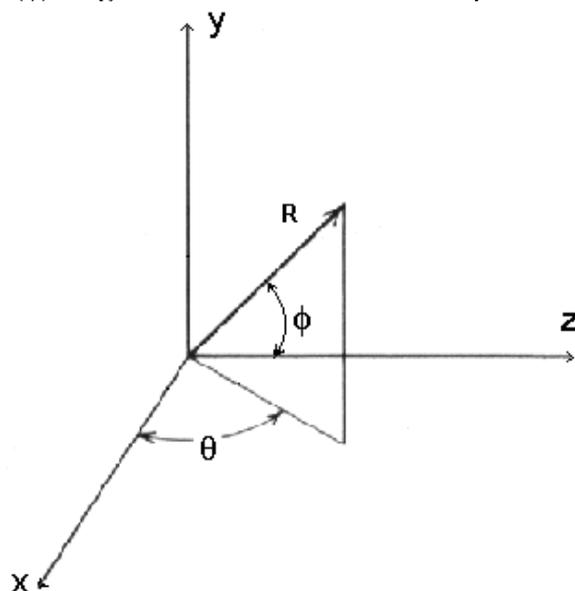


FIGURA 2.9: Sistema di coordinate nei radar.

2.3 L'equazione del radar

Utilizzata per calcolare la potenza totale ricevuta come eco dall'antenna, l'equazione del radar viene normalmente presentata in duplice forma: quella per bersagli singoli e quella per oggetti distribuiti, importante per i radar meteorologici.

2.3.1 Bersagli isolati

Si consideri un bersaglio singolo posto ad una distanza dal radar molto maggiore rispetto alla lunghezza d'onda, così da assumere l'onda incidente piana e polarizzata linearmente.

Se il radar trasmette con un'antenna isotropica² un impulso rettangolare avente potenza di picco P_t , la *densità di potenza* a distanza r è ricavabile dalla formula:

$$S_{\text{om}} = \frac{P_t}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (2.4)$$

In realtà l'antenna isotropica non esiste e comunque non sarebbe applicabile ai radar in quanto non è in grado di distinguere la direzione di provenienza dell'eco. E' infatti importante concentrare la potenza in un angolo solido piccolo, impiegando antenne molto più grandi della lunghezza d'onda (da cento fino a un milione di volte).

L'incremento di flusso rispetto all'antenna omnidirezionale è detto *guadagno d'antenna*:

$$G(\vartheta, \phi) = \frac{S_{\text{inc}}}{S_{\text{om}}} \quad (2.5)$$

dove S_{inc} indica la densità di potenza incidente sul bersaglio.

Il guadagno è massimo nella direzione in cui $G = G(0,0)$; nei radar meteorologici può variare dai 30 ai 50 dB.

Un parametro rilevante è la larghezza angolare del lobo principale (figura 2.10) definita come l'angolo tra la direzione principale (che individua il guadagno massimo) e quella corrispondente ad un guadagno pari al 50% del valore massimo (-3dB).

² Antenna ideale che trasmette in ogni direzione in modo uniforme.

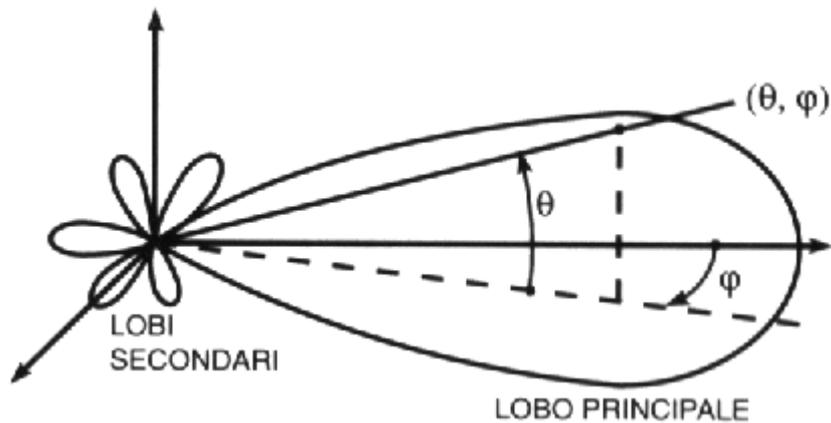


FIGURA 2.10: Diagramma del solido di radiazione di un'antenna.

Sfruttando prima la (2.5) e poi la (2.4) si ottiene:

$$S_{inc} = G \cdot S_{om} = \frac{G \cdot P_t}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (2.6)$$

La potenza intercettata dall'oggetto viene in parte assorbita e in parte diffusa in tutte le direzioni. Poiché solo ciò che ritorna all'antenna può essere riconosciuto come eco, è necessario calcolare la densità di potenza S_r ricevuta dal radar. A tale proposito si definisce la *sezione equivalente* (radar cross section = RCS):

$$\sigma = 4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot \left(\frac{S_r}{S_{inc}} \right) \quad (2.7)$$

in modo che sostituendo la (2.6) nella (2.7), si può ricavare:

$$S_r = \frac{P_t \cdot G \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi \cdot r^2)^2} \quad (2.8)$$

In definitiva se l'antenna ha un'area equivalente A_e , la potenza totale ricevuta è:

$$P_r = S_r \cdot A_e = \frac{P_t \cdot G \cdot \sigma \cdot A_e}{(4 \cdot \pi \cdot r^2)^2} \quad (2.9)$$

Nel caso in cui in trasmissione e ricezione si usi la stessa antenna vale:

$$A_e(\vartheta, \phi) = \frac{G(\vartheta, \phi) \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi} \quad (2.10)$$

dove λ è la lunghezza d'onda del segnale. Sostituendo la (2.10) nella (2.9) si ricava:

$$P_r = \frac{P_t \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot r^4} \quad (2.11)$$

che è proprio l'equazione del radar richiesta.

La potenza ricevuta dal radar è proporzionale alla potenza di picco trasmessa e al quadrato del guadagno dell'antenna. Si può così intuire che per rilevare bersagli con RCS piccola a grande distanza occorre avere grande potenza in trasmissione ed elevato guadagno.

2.3.2 Bersagli distribuiti

Se il bersaglio non è unico ma si presenta distribuito in un ampio volume, come nel caso delle idrometeore, bisogna considerare contemporaneamente il contributo di scattering (diffusione) di molte particelle. La regione di spazio comprendente tutte le idrometeore che simultaneamente contribuiscono alla diffusione della potenza trasmessa dal radar è detta *regione di contribuzione* V_c o cella del fascio irradiato. Ha un'estensione radiale pari alla metà della lunghezza dell'impulso h :

$$\frac{c \cdot \tau}{2} = \frac{h}{2} \quad (2.12)$$

mentre l'ampiezza della sezione trasversa dipende dalla larghezza del lobo principale irradiato dall'antenna. Approssimando il volume con un tronco di cono, se ϑ e ϕ sono le ampiezze del lobo principale rispettivamente in azimuth ed elevazione, allora la sezione a distanza r vale:

$$\pi \cdot \left(\frac{r \cdot \vartheta}{2} \right) \cdot \left(\frac{r \cdot \phi}{2} \right) \quad (2.13)$$

Quindi il volume della regione di contribuzione è dato da:

$$V_c \cong \frac{\pi \cdot h \cdot \vartheta \cdot \phi \cdot r^2}{8} \quad (2.14)$$

All'interno della cella cade solo metà della potenza trasmessa; inoltre la densità di potenza incidente non è uniforme e non è neppure possibile apprezzare il contributo di ogni singola particella. Per tali ragioni le celle si presentano come le regioni di minima risoluzione del radar. Si noti altresì che il volume della cella aumenta al crescere della distanza dal radar peggiorando così la sua risoluzione.

Per calcolare, nella regione di contribuzione, la RCS dovuta alle idrometeore è necessario formulare le seguenti ipotesi:

- il valore di $h/2$ deve essere molto più piccolo della distanza r , in modo che S_{inc} vari poco nella cella;
- S_{inc} sia assunto uniforme dentro il lobo principale e nullo esternamente;
- lo scattering di altri corpi dentro la cella rimanga trascurabile così da non modificare l'onda incidente;
- la diffusione o l'assorbimento di altri oggetti vicino al radar non diminuisca la S_{inc} .

La difficile localizzazione delle idrometeore nella regione di contribuzione, rende impossibile il calcolo del valore dell'RCS istantaneo, che peraltro varia continuamente a causa del vento e della forza gravitazionale. Normalmente si procede alla valutazione media su un certo numero di rilevazioni. La potenza diffusa dalla regione di contribuzione deriva dalla sovrapposizione delle singole diffusioni da parte delle particelle costituenti la cella indagata. Non essendoci una relazione di fase ben determinata, tra i campi diffusi, questa può essere considerata come distribuita uniformemente, pertanto, la sezione equivalente totale è la somma delle RCS di ogni singola particella:

$$\bar{\sigma} = \sum_j \sigma_j \quad (2.15)$$

e sostituendola nella (2.11), si ricava la potenza media ricevuta:

$$\bar{P}_r \cong \frac{1}{64 \cdot \pi^3} \frac{P_t \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{r^4} \sum_j \sigma_j \quad (2.16)$$

Questo risultato è solo un'approssimazione perché conseguito con l'ipotesi di guadagno costante all'interno del lobo principale.

La somma (2.15) deve essere eseguita su tutte le particelle nella cella considerata; dal momento che le precipitazioni possono essere più o meno uniformi nello spazio, è utile esprimere la (2.15) come:

$$\bar{\sigma} = V_c \cdot \eta \quad (2.17)$$

essendo η la *riflettività* definita come:

$$\eta = \frac{\bar{\sigma}}{V_c} = \frac{\sum_j \sigma_j}{V_c} \quad (2.18)$$

espressa in $\frac{m^2}{m^3}$.

Riscrivendo la (2.16) come segue:

$$\bar{P}_r \cong \frac{c}{512 \cdot \pi^2} \frac{P_t \cdot \tau \cdot \lambda^2 \cdot G^2 \cdot \vartheta \cdot \phi \cdot \eta}{r^2} \quad (2.19)$$

si ottiene l'equazione approssimata del radar per bersagli distribuiti, nell'ipotesi che la densità di potenza all'interno del fascio incidente sia uniforme nell'intera regione. Usando un modello [5][6] che approssima il lobo principale con una gaussiana escludendone i lobi laterali:

$$G(\vartheta, \phi) = G_o \cdot \exp\left(-\frac{\vartheta^2}{\gamma^2} - \frac{\phi^2}{\delta^2}\right) \quad (2.20)$$

dove γ e δ sono quantità proporzionali rispettivamente all'azimut e all'elevazione, e procedendo con l'opportuna sostituzione nella (2.19), si ricava:

$$\bar{P}_r = \frac{c}{1024 \cdot \pi^2 \cdot \ln 2} \frac{P_t \cdot \tau \cdot \lambda^2 \cdot G_o^2 \cdot \vartheta \cdot \phi \cdot \eta}{r^2} \quad (2.21)$$

Per molte antenne questa approssimazione è buona e l'errore non supera i 0,2 dB.

Queste equazioni evidenziano che la potenza media dell'eco causato da bersagli distribuiti è inversamente proporzionale al quadrato della distanza, in contrasto con l'inversa proporzionalità alla quarta potenza della distanza dell'eco proveniente da bersagli solitari. Il fenomeno è facilmente associabile all'incremento della regione di contribuzione con la distanza, in modo proporzionale al quadrato della stessa.

2.4 Equazione del radar meteorologico

Si tratta ora di elaborare una forma speciale dell'equazione del radar per bersagli distribuiti in modo da facilitarne l'impiego in ambito meteorologico. Il problema può essere diviso in tre passi:

- calcolo dell'RCS per una singola particella;
- individuazione del numero e della grandezza delle particelle in una regione di contribuzione;
- definizione dell'RCS complessivo per le particelle nella regione di contribuzione, come visto nel paragrafo precedente.

Nel seguito le particelle di pioggia o grandine saranno considerate, con una buona approssimazione, di forma sferica. Molti studi sono stati compiuti relativamente allo scattering delle idrometeore e si sono consolidate due teorie, quella di Rayleigh (approfondita nel presente lavoro) per la diffusione di particelle piccole rispetto alla lunghezza d'onda, quella di Mie per lo scattering di particelle di dimensioni maggiori.

Senza perdere di generalità, si procede facendo incidere un'onda elettromagnetica polarizzata linearmente su una sfera di dielettrico posta sufficientemente lontana dal radar, in modo da poter considerare piana l'onda incidente.

Visto che la sfera è piccola rispetto alla lunghezza d'onda, il campo elettrico dell'onda incidente è essenzialmente uniforme al suo interno. Un campo uniforme in una sfera di dielettrico omogeneo induce un dipolo elettrico parallelo al campo stesso (figura 2.11).

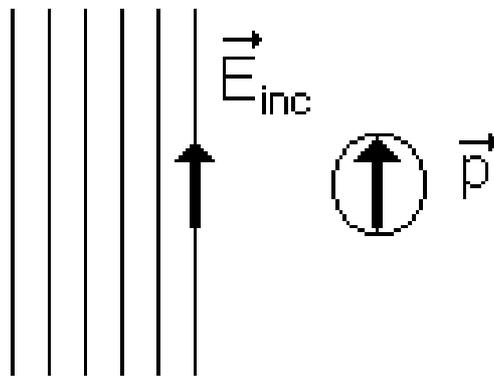


FIGURA 2.11 : Dipolo indotto in una goccia da un campo incidente piano.

Il suo momento di dipolo è il prodotto dell'ampiezza del campo incidente e della polarizzabilità della sfera.

Il modulo p del momento di dipolo indotto [7] è:

$$p = \frac{\pi \cdot \epsilon_0}{2} \cdot K \cdot D^3 \cdot E_{inc} \quad (2.22)$$

essendo

$$K = \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2}$$

con ϵ_0 costante dielettrica del vuoto, ϵ_r costante dielettrica relativa del mezzo, D diametro della sfera ed E_{inc} modulo del campo elettrico incidente.

La potenza sottratta dall'onda incidente viene in parte assorbita e dissipata come calore, in parte reirradiata dal dipolo, il cui campo elettrico in modulo è fornito dalla:

$$E_r = \frac{\pi \cdot p}{\epsilon_0 \cdot \lambda^2 \cdot r} = \frac{\pi^2 \cdot K \cdot D^3 \cdot E_{inc}}{2 \cdot \lambda^2 \cdot r} \sin \vartheta \quad (2.23)$$

dove r è la distanza dalla sfera e θ è l'angolo rispetto al dipolo evidenziato in figura 2.12.

L'onda elettromagnetica emessa dal dipolo non può essere approssimata come un'onda sferica. Il campo elettrico, infatti, decresce in ogni direzione come l'inverso del raggio, ma è dotato solo di simmetria cilindrica e dipende quindi dall'inclinazione del raggio uscente rispetto alla direzione del dipolo (figura 2.12).

La densità di potenza di un'onda elettromagnetica è proporzionale al quadrato del modulo del campo elettrico. Il rapporto delle densità di potenza è pertanto:

$$\frac{S_r}{S_{inc}} = \frac{\pi^4}{4} |K|^2 \frac{D^6}{\lambda^4 \cdot r^2} (\sin\vartheta)^2 \quad (2.24)$$

dove si è usato il modulo in quanto K è un numero complesso.

Facendo uso della definizione data in (2.7) la sezione equivalente della sfera risulta:

$$\sigma = \frac{4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot S_r}{S_{inc}} = \frac{\pi^5 \cdot |K|^2 \cdot D^6}{\lambda^4} (\sin\vartheta)^2 \quad (2.25)$$

Essendo proporzionale alla sesta potenza del diametro, si deduce che le idrometeore di grandi dimensioni danno un contributo maggiore al σ . L'RCS cresce al diminuire della lunghezza d'onda, pertanto le nubi senza precipitazioni (quindi con particelle piccolissime) non sono visibili con radar aventi λ superiore al centimetro.

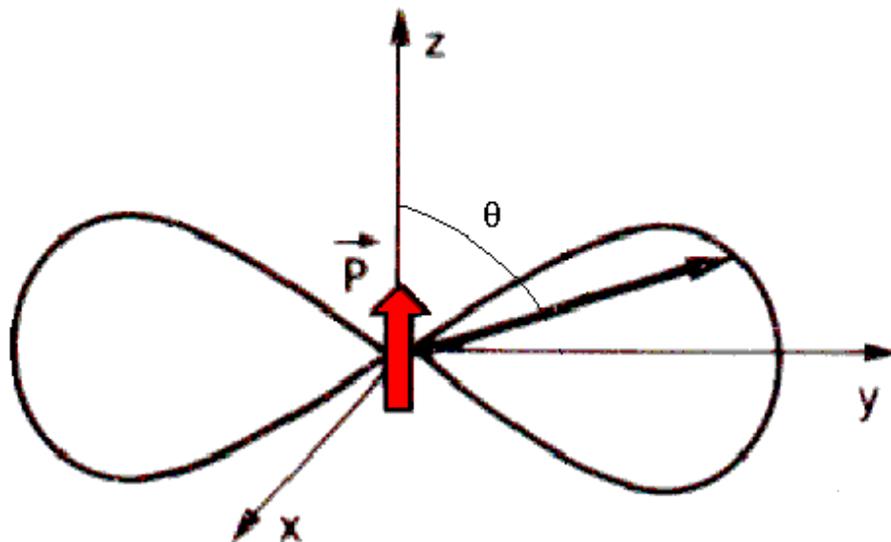


FIGURA 2.12: Potenza uscente da un dipolo indotto nelle idrometeore.

2.4.1 Proprietà dell'acqua e del ghiaccio

La conoscenza delle caratteristiche dell'acqua e del ghiaccio [8] sono necessarie per poter calcolare le RCS delle idrometeore. Le proprietà dielettriche sono spesso espresse in termini dell'indice m di rifrazione del materiale, definito come un numero complesso, dalla:

$$m = m_1 + i(m_2) \cong \sqrt{\epsilon_r}$$

La parte reale è il rapporto tra la velocità nel vuoto e quella nel mezzo, mentre la parte immaginaria è proporzionale al coefficiente di assorbimento del materiale. I valori di m , K per varie lunghezze d'onda e diverse temperature sono riportati nelle tabelle 2.2 e 2.3, rispettivamente per l'acqua e il ghiaccio.

La costante m dipende dalla lunghezza d'onda e dalla temperatura; per l'acqua la variazione in funzione di λ è molto marcata ed è anche apprezzabile in relazione alla temperatura, specialmente ad alta frequenza. Perciò la quantità $|K|^2$ è quasi costante per tutti i parametri d'interesse nei radar meteorologici e il valore di 0,93 è sufficientemente esatto per molte applicazioni reali. Per quanto riguarda il ghiaccio, il valore di m è indipendente dalla frequenza, ma la parte immaginaria varia leggermente con la temperatura; il valore di 0,176 può essere comunque impiegato con buona approssimazione a tutte le temperature e lunghezze d'onda. L'interpretazione di dati sopra riportati permette di affermare che i piccoli chicchi di grandine danno un RCS che è solo 0,189 volte quello di una goccia d'acqua di uguale dimensione. L'eco proveniente da una regione contenente piccoli chicchi di ghiaccio sarà inferiore di 7.2 dB rispetto a quello di una regione contenente gocce d'acqua con la stessa distribuzione. Se le idrometeore non sono piccole rispetto alla lunghezza d'onda, queste relazioni non si possono applicare e la RCS di grosse sfere di ghiaccio può superare quella delle gocce d'acqua di pari dimensioni.

Lunghezza d' onda 10 cm

Quantità	20° C	10° C	0° C
m	8,88-i(0,63)	9,02-i(0,90)	8,99-i(1,47)
$ K ^2$	0,928	0,9313	0,934
$\Im(-K)$	0,00474	0,00688	0,01102

Lunghezza d' onda 3,21 cm

Quantità	20° C	10° C	0° C
m	8,14-i(2,00)	7,80-i(2,44)	7,14-i(2,89)
$ K ^2$	0,9275	0,9282	0,93
$\Im(-K)$	0,01883	0,0247	0,0335

TABELLA 2.2 : Proprietà dell'acqua a varie temperature e varie frequenze.

Quantità	0° C	-10° C	-20° C
m	1,78-i(0,0024)	1,78-i(0,00079)	1,78-i(0,00055)
$ K ^2$	0,176	0,176	0,176
$\Im(-K)$	0,00096	0,00032	0,00022

TABELLA 2.3 : Proprietà del ghiaccio a varie temperature.

2.4.2 Il fattore riflettività

Attribuendo alle particelle di acqua e grandine forma sferica, è possibile calcolare la sezione equivalente totale di una dispersione di idrometeore usando la (2.25):

$$\bar{\sigma} = \sum_j \sigma_j = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \sum_j |K|_j^2 \cdot D_j^6 \quad (2.26)$$

la somma è eseguita su tutta la regione di contribuzione. Il fattore K può essere portato fuori della sommatoria, perché in genere, considerando una zona ristretta, si riscontra la presenza di sole particelle di pioggia o di grandine (quindi con ugual valore di K).

Facendo uso della definizione di riflettività (2.18) con l'ipotesi di piccole sfere si ottiene:

$$\eta = \frac{\bar{\sigma}}{V_c} = \frac{\pi^5}{\lambda^4 \cdot V_c} |K|^2 \sum_j D_j^6 \quad (2.27)$$

E' pratica comune per il radar meteorologico definire il fattore riflettività :

$$Z = \sum_j \frac{D_j^6}{V_c} \quad (2.28)$$

Questa quantità, indipendente dalla lunghezza d'onda, è utile per confrontare radar che utilizzano frequenze diverse. L'unità di misura adottata è $\frac{mm^6}{m^3}$, per facilitare i calcoli è però prassi l'uso di una scala logaritmica espressa in dBz ossia in dB rispetto ad $1 \frac{mm^6}{m^3}$. Il fattore riflettività assume valori che variano da -20 dBz per una debole precipitazione, a 30-40 dBz per una discreta pioggia, a 70-80 dBz in presenza di temporali con grosse gocce di pioggia o di grandine.

Vista la dipendenza della (2.28) dal diametro, è necessario determinare il numero e la dimensione di ciascuna particella nella regione di contribuzione, al limite in un volume più piccolo, purchè rappresentativo. Questa informazione è in genere espressa dalla funzione di distribuzione dei diametri $n(D)$. Si sottolinea a tale proposito che $n(D)\Delta D$ rappresenta il numero di particelle per unità di volume con diametro compreso tra D e $D+\Delta D$. Sostituendo nella (2.28) :

$$Z = \sum_{D=0}^{D_{\max}} \frac{N(D) \cdot D^6}{V_c} = \sum_{D=0}^{D_{\max}} [n(D) \cdot \Delta D] \cdot D^6 \quad (2.29)$$

nella quale:

$$N(D) = n(D) \cdot \Delta D \cdot V_c$$

L'equazione del radar meteorologico (2.21) può essere espressa in funzione del fattore di riflettività:

$$\bar{P}_r = \frac{\pi^3 \cdot c}{1024 \cdot \ln(2)} \frac{P_t \cdot \tau \cdot G^2 \cdot \theta \cdot \phi}{\lambda^2} |K|^2 \frac{Z}{r^2} \quad (2.30)$$

oppure più frequentemente nella forma trasposta:

$$Z = \frac{1024 \cdot \ln(2)}{\pi^3 \cdot c} \frac{\lambda^2}{P_t \cdot \tau \cdot G^2 \cdot \theta \cdot \phi} \frac{\bar{P}_r \cdot r^2}{|K|^2} \quad (2.31)$$

In sintesi le ipotesi fin qui assunte per desumere l'equazione del radar meteorologico sono le seguenti:

- le idrometeore siano sfere omogenee di dielettrico con diametro piccolo se confrontato con la lunghezza d'onda;
- la regione di contribuzione sia piena di particelle;
- il fattore di riflettività sia uniforme in tutta la regione e costante nell'intervallo di tempo necessario ad ottenere l'eco;
- tutte le particelle abbiano lo stesso fattore K;
- il lobo principale dell'antenna sia descrivibile con una funzione gaussiana;
- lo scattering multiplo abbia valori trascurabili;
- l'attenuazione dell'onda che si propaga sia di limitata rilevanza;
- le onde incidenti e quelle diffuse siano polarizzate linearmente.

2.5 Radar polarimetrico

La polarizzazione è una proprietà specifica delle onde elettromagnetiche; lo stato di polarizzazione di un'onda è legato all'oscillazione del campo elettrico sul piano ortogonale alla direzione di propagazione. Ogni onda piana può essere scomposta in due onde polarizzate linearmente, ortogonali tra loro, con direzione di propagazione e frequenza uguali a quelle dell'onda originaria [10]. Tale scomposizione permette di risalire alle caratteristiche dell'onda iniziale semplicemente analizzando le differenze di fase e di modulo delle onde ortogonali.

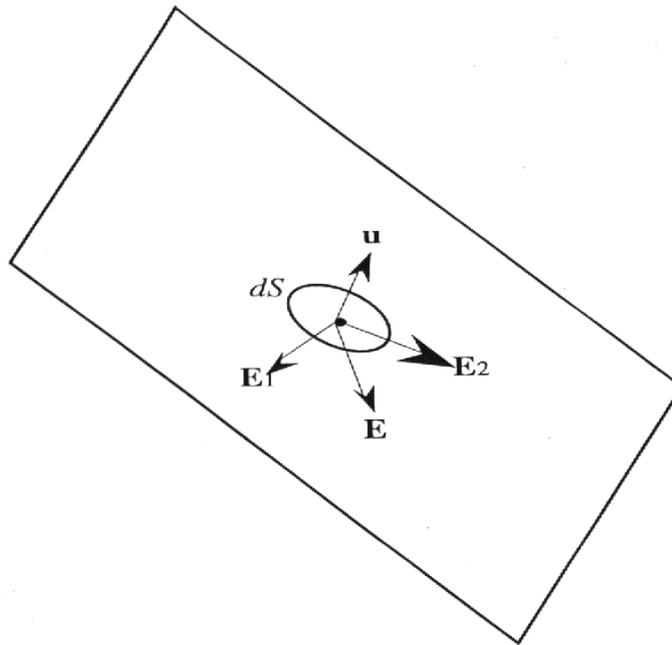


FIGURA 2.13 : Scomposizione di un'onda piana in due onde polarizzate linearmente.

Scegliamo di scomporre il campo elettrico dell'onda \mathbf{E} secondo due assi particolari del piano trasverso, definiti tramite i versori: orizzontale ($h = \text{horizontal}$) e verticale ($v = \text{vertical}$):

$$\mathbf{E} = E_h \cdot \hat{u}_h + E_v \cdot \hat{u}_v \quad (2.32)$$

oppure in forma vettoriale:

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} E_h \\ E_v \end{bmatrix}$$

La (2.32) può essere ulteriormente semplificata normalizzando le due ampiezze, in modo che la densità di potenza sia unitaria, e assumendo come riferimento di fase quello dell'oscillazione secondo l'asse orizzontale. In tal modo il campo \mathbf{E} in forma normalizzata è dato dalla:

$$\mathbf{E}_{norm} = (\cos \alpha) \cdot \hat{u}_h + (e^{j\psi} \cdot \sin \alpha) \cdot \hat{u}_v \quad (2.33)$$

dove ψ misura la differenza delle fasi dell'oscillazione secondo le due componenti ed α tiene conto del rapporto tra i moduli. I valori di α e ψ definiscono in modo univoco tutti i parametri della polarizzazione.

La polarizzazione più generale, dalla quale derivano le altre, è quella ellittica in cui i moduli e le fasi dei due vettori hanno valore qualsiasi. Per definire il tipo di ellissi è spesso utilizzato il valore del rapporto tra asse maggiore e asse minore. Se la differenza di fase $\psi = \pm 90^\circ$, gli assi dell'ellisse coincidono con h e v ; in più, se i moduli sono uguali, cioè se $\alpha = 45^\circ$, si ottiene il

caso particolare della polarizzazione circolare, con rapporto assiale pari ad uno. Per questi due tipi di polarizzazione il senso di rotazione orario (o destro) oppure antiorario (o sinistro) viene convenzionalmente definito osservando il campo elettrico da una posizione a monte del piano ortogonale (figura 2.14). In altro modo si può valutare la differenza di fase in quanto $\psi > 0$ identifica un senso di rotazione sinistro, e $\psi < 0$ un senso di rotazione destro.

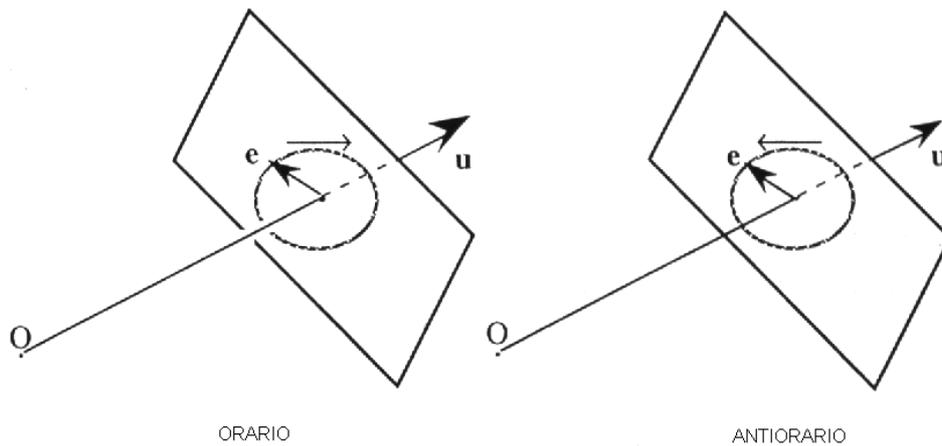


FIGURA 2.14 : Il senso di rotazione visto da un osservatore in O (a monte).

L'onda si dice invece polarizzata linearmente quando il campo elettrico rimane parallelo ad una direzione costante, nota come direzione di polarizzazione. Si tratta nuovamente di un caso particolare dell'ellisse, con rapporto degli assi infinito e differenza di fase nulla o di 180° .

Altri parametri caratterizzano lo stato di polarizzazione [11]:

1. il rapporto assiale :
$$r = \frac{\text{asse maggiore}}{\text{asse minore}}$$

e l'inclinazione θ dell'asse maggiore rispetto all'asse h ;

2. il rapporto complesso di polarizzazione:
$$P = \frac{E_v}{E_h} = e^{j\psi} \cdot \tan \alpha$$

Un'onda avente parametri: $\alpha' = 90^\circ - \alpha$ e $\psi' = \psi + 180^\circ$ è detta a polarizzazione ortogonale rispetto alla (2.33). Moltiplicando infatti un'onda per il complesso coniugato dell'altra, il risultato che si ottiene è nullo. Questa proprietà, nota come ortogonalità dei vettori, esprime il fatto che la componente di un vettore non influenza quella dell'altro. Permette altresì il

passaggio dalle componenti secondo h e v ad altre ortogonali tra loro, denominate diretta (d) e contraria (c):

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\alpha & e^{-j\psi} \sin\alpha \\ \sin\alpha & -e^{j\psi} \cos\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_h \\ E_v \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

o viceversa:

$$\begin{bmatrix} E_h \\ E_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\alpha & \sin\alpha \\ e^{j\psi} \sin\alpha & -e^{j\psi} \cos\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_d \\ E_c \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Una decomposizione spesso utilizzata è quella secondo le due polarizzazioni circolari, quindi con $\alpha = 45^\circ$ e $\psi = \pm 90^\circ$. Considerando la destra (r = right) come la diretta e la sinistra (l = left) come la contraria si ottiene:

$$\begin{bmatrix} E_r \\ E_l \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & +j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_h \\ E_v \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\begin{bmatrix} E_h \\ E_v \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & +j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_r \\ E_l \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Molte antenne radar operano con polarizzazione lineare in quanto semplice da produrre. La scelta tra orizzontale o verticale è dettata dal tipo di antenna usata o dallo scopo che si vuole perseguire: ad esempio, per i radar di ricerca a grande distanza operanti in VHF³ installati su aerei, si utilizza la polarizzazione orizzontale per sfruttare la maggiore riflessione del terreno che ne allunga la portata [1]. Si possono inoltre realizzare antenne a due porte, ad ognuna delle quali è associata una polarizzazione ortogonale. Come descritto in precedenza, per l'ortogonalità delle onde ogni porta è sensibile a una polarizzazione ma insensibile all'altra. Le portanti non interferiscono e quindi le porte a polarizzazione incrociata non raccolgono potenza.

La polarizzazione circolare trova applicazione nei radar che devono cercare bersagli attraverso le idrometeore [1]. Infatti l'onda diffusa dalle gocce sferiche, pur essendo polarizzata circolarmente, ha senso di rotazione opposto e non viene rilevata dal ricevitore;

³ Very High Frequency o onde metriche: tutte quelle onde di frequenza compresa tra i 30 MHz e 300 MHz.

viceversa un oggetto più complesso riflette l'energia in entrambi i sensi di rotazione, acquisendo così evidenti doti di riconoscibilità.

2.6 Parametri polarimetrici

Lo sviluppo dei radar con più polarizzazioni ha contribuito al miglioramento dello studio dei fenomeni atmosferici con particolare riferimento alla misura della quantità di precipitazione, delle correnti in quota e del tipo di idrometeore cadute.

Un parametro utile per identificare forme di particelle di natura non sferica, nonché per discernere tra pioggia e grandine, è la cosiddetta *riflettività differenziale* espressa in dB e così definita:

$$Z_{dr} = 10 \cdot \log\left(\frac{\eta_h}{\eta_v}\right) = Z_h - Z_v \quad (2.38)$$

I radar Doppler sono in grado di rilevare la frequenza esatta dell'eco ricevuto, in generale diversa da quella del segnale trasmesso. Dal rapporto di tali frequenze si ricava la *velocità Doppler*, ovvero la velocità di spostamento radiale delle particelle illuminate dal radar:

$$v = -\mathbf{V} \cdot \hat{\mathbf{r}} = \frac{f \cdot \lambda}{2} \quad (2.39)$$

dove λ è la lunghezza d'onda usata dal radar in trasmissione, f è la frequenza Doppler, $\hat{\mathbf{r}}$ il versore diretto dal radar ai bersagli.

La polarizzazione dell'onda incidente è di norma differente rispetto a quella dell'onda diffusa, in virtù di un fenomeno detto depolarizzazione. In questo modo l'onda che viene diffusa ha una componente *co-polare* e una componente *incrociata*, o *cross-polare*, con l'onda incidente. Il presente paragrafo si limita all'analisi dei parametri utilizzati per quantificare il grado di depolarizzazione, demandando la descrizione del fenomeno al seguito del lavoro. I primi studi in merito hanno focalizzato l'attenzione sul cosiddetto rapporto di depolarizzazione che si misura inviando un segnale con una polarizzazione e ricevendo contemporaneamente nella stessa polarizzazione e in quella ortogonale.

Se si usa la polarizzazione lineare, il rapporto prende il nome di *Linear Depolarization Ratio*:

$$LDR_v = Z_{hv} - Z_{vv} \quad (2.40)$$

$$LDR_h = Z_{vh} - Z_{hh} \quad (2.41)$$

Nei fattori di riflettività, il primo indice rappresenta il verso della componente trasmessa, il secondo quello della componente ricevuta; tutti i termini sono espressi in dB.

Se viceversa si impiega la polarizzazione circolare, il nome cambia in *Circular Depolarization Ratio*:

$$CDR = Z_{lr} - Z_{rr} \quad (2.42)$$

con analoghe convenzioni e unità di misura.

Tutti i parametri di depolarizzazione dipendono dalla forma delle precipitazioni, dal loro allineamento e dalla direzione principale di caduta. Il CDR, in particolare, può aumentare anche di 3 dB se è presente un allineamento comune e non casuale [12].

I valori di depolarizzazione presentano un ampio intervallo di variabilità, da -30 dB per pioggia leggera e neve, a -15 dB per pioggia di media intensità, a valori maggiori di -10 dB per la zona del melting layer⁴, con una certa dipendenza anche dalla lunghezza d'onda [13].

In sintesi, l'analisi dei valori polarimetrici permette di verificare che [14]:

- con valori di Z superiori a 55 dB è quasi certa la presenza di grandine;
- con valori di Z minori si procede come segue:
 - se la riflettività differenziale è compresa tra 0,2 dB e 3,5 dB è pioggia;
 - se la riflettività differenziale è inferiore a 0,2 dB e se LDR assume valori elevati è grandine.

⁴ Zona ad elevata riflettività e depolarizzazione che si sviluppa solitamente 300 m sotto l'isoterma dello zero termico [14] provocata dallo scioglimento delle particelle d'acqua ghiacciate.

Bibliografia

- [1] M.I.Skolnik, *Introduction to radar system II edizione*, McGraw-Hill, 1980.
- [2] S.A.Hovanesian, *Radar system design and analysis*, Artech House, 1984.
- [3] N.Levanon, *Radar Principles*, John Wiley & Sons, 1988.
- [4] A.K.Bhattacharyya, D.L.Sengupta, *Radar cross section analysis and control*, Artech House, 1991.
- [5] J.R.Probert-Jones, *The radar equation in meteorology*, Quart.J.Roy.Meteor.Soc., 88, pag 485-495, 1962.
- [6] J.J.Stephens, *A note on the idealized radar range equation*, J.Appl.Meteor., 5, pag 893-895, 1966.
- [7] J.A.Stratton, *Electromagnetic theory*, McGraw-Hill, 1941.
- [8] K.L.S.Gunn, T.W.R.East, *The microwave properties of precipitation particles*, Quart.J.Roy.Meteor.Soc., 80, pag 522-545, 1954.
- [9] K.L.S.Gunn, J.S.Marshall, *The distribution with size of aggregate snowflakes*, J.Meteor., 15, pag 452-466, 1958.
- [10] S.Drabowitch, A.Papiernik, H.Griffiths, J.Encinas, *Modern antennas*, Chapman & Hall, 1998.
- [11] A.Paraboni, *Antenne*, McGraw-Hill, 1999.
- [12] R.R.Rogers, *A review of multiparameter radar observation of precipitation*, Radio Science, 19, pag 23-36, 1984.
- [13] H.Gent, I.M.Hunter, N.P.Robinson, *Polarization of radar echoes, including aircraft, precipitation and terrain*, Proc. Inst. Electr. Eng., 110, pag 2139-2148, 1963.
- [14] K.Aydin, V.N.Bringi, T.A.Seliga, *Differential radar scattering properties of model hail and mixed-phase hydrometeors*, Radio Sci., 19, pag.58-66, 1984.