

Cap.29

Sistemi Radar†

29.1 - Radar di base

Il radar é un sistema elettromagnetico per la rivelazione e localizzazione di oggetti riflettenti quali aerei, navi, veicoli spaziali, veicoli generici, persone e ambiente naturale. Esso opera irradiando energia nello spazio e rivelando il segnale dell'eco riflesso da un oggetto o da un bersaglio (fig.29.1-1).¹⁾

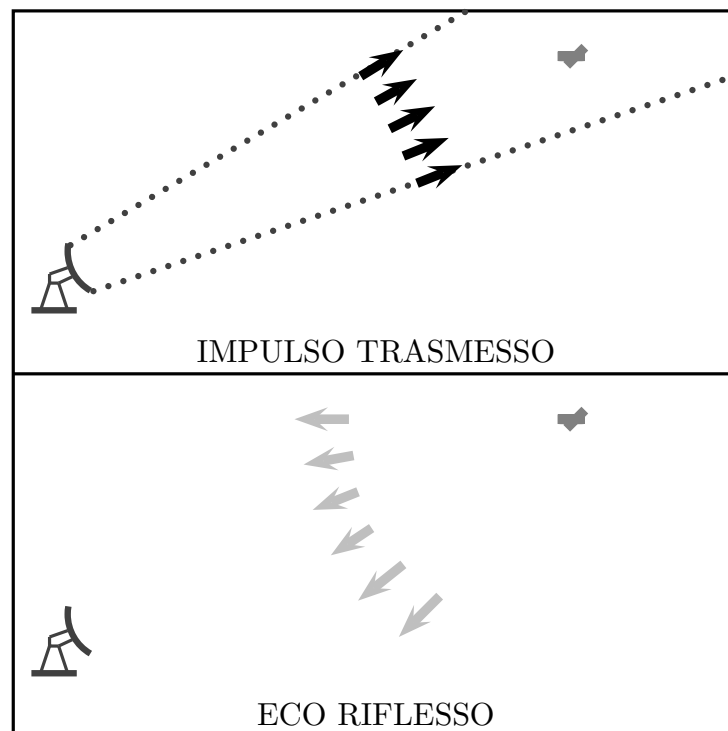


fig. 29-1-1

L'energia riflessa che ritorna al radar non solo indica la presenza di un bersaglio, ma confrontando il segnale dell'eco ricevuto con il segnale trasmesso, la sua localizzazione puó essere determinata insieme ad altre informazioni relativi al bersaglio. Il radar puó svolgere la sua funzione a distanze lunghe o corte e sotto condizioni impervie ai sensori ottici ed infrarossi. Esso puó operare nell'oscuritá, foschia, nebbia, pioggia e neve. La sua capacitá di misurare una distanza con molta accuratezza e in tutte le condizioni metereologiche é una delle sue caratteristiche piú importanti. Il principio base del radar é illustrato in figura

† Merrill I. Skolnik: Introduction to Radar (Third Edition) - McGraw-Hill.

¹⁾ Guerlac Henry E.: Radar in World War II - American Institute of Physics.

29.1-2.

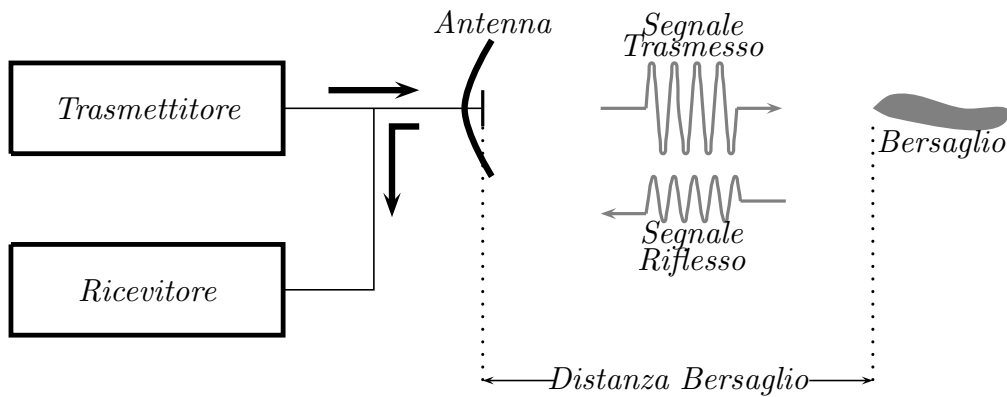


fig. 29.1-2

Un trasmettitore (nella parte superiore sinistra della figura) genera un segnale elettromagnetico (quale un corto impulso sinusoidale) che é irradiato nello spazio da un'antenna. Una parte dell'energia trasmessa é intercettata dal bersaglio e reirradiata in molte direzioni. La radiazione riflessa diretta verso il radar é raccolta dall'antenna radar, che la consegna ad un ricevitore. Qui esso é processato per rivelare la presenza del bersaglio e determinarne la posizione. **Una singola antenna é usualmente usata sia come trasmittente sia come ricevente quando la forma d'onda del radar é una serie ripetitiva di impulsi.** La distanza dal bersaglio si trova misurando il tempo impiegato dal segnale radar per raggiungere il bersaglio e ritornare indietro al radar.

La posizione angolare del bersaglio puó essere trovata dalla direzione in cui l'antenna radar, con larghezza di fascio stretta, punta quando il segnale di eco ricevuto é di ampiezza massima. Se il bersaglio é in moto vi é uno shift in frequenza del segnale di eco dovuto all'effetto Doppler. Questo shift in frequenza é proporzionale alla velocitá del bersaglio relativa al radar (chiamata anche velocitá radiale). Lo shift Doppler in frequenza é largamente usato nel radar come base per separare i segnali d'eco riflessi dal bersaglio in movimento da bersagli fissi (non desiderati) o disordinati "clutter" dovuti all'ambiente naturale quali *terra, mare o pioggia*. Il radar puó anche fornire informazioni sulla natura del bersaglio osservato.

Il termine radar é dato dalle iniziali delle parole **R**adio **D**etection and **R**anging. Il nome riflette l'importanza posta dai primi ricercatori sulla necessitá di avere un dispositivo che non solo riveli la presenza di un bersaglio ma ne misuri la distanza.

Distanza dal bersaglio. Il segnale radar piú comune é una serie di impulsi di breve durata, talvolta di forma rettangolare modulante una portante sinusoidale. Questa é talvolta chiamata un **treno di impulsi**. La distanza di un bersaglio é determinata dal tempo T_R che impiega un segnale radar per arrivare al bersaglio e ritornare all'antenna radar alla velocitá della luce ($c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$). Cosí se R é la distanza dal bersaglio, si ha:

$$R = \frac{cT_R}{2} \quad (29.1.1)$$

Se T_R si esprime in μs e $c = 0.3 \cdot 10^6 \text{ km/s}$ si puó esprimere la distanza R in km :

$$R = 0.15T_R \quad (R \text{ in chilometri}, T_R \text{ in } \mu s) \quad (29.1.2)$$

Per $T_R = 1 \mu s$ risulta $R = 150 m$.

Tenendo conto che 1 miglio nautico é uguale 1852 m ossia 1.852 km risulta $c = 3 \cdot 10^5 / 1.852 = 1.62 \cdot 10^5 = 0.162 \cdot 10^6$ miglia nautiche/s, si può esprimere la distanza R in miglia nautiche:

$$R = 0.081 T_R \quad (R \text{ in miglia nautiche}, T_R \text{ in } \mu s) \quad (29.1.3)$$

Per $R = 1$ miglio nautico $T_R = 1/0.081 \simeq 12.35 \mu s$.

Distanza massima. Una volta che il segnale é irradiato nello spazio da un radar, deve trascorrere un tempo sufficiente per consentire a tutti i segnali di eco di ritornare al radar prima che venga trasmesso l'impulso successivo. La periodicitá con cui gli impulsi possono essere trasmessi, pertanto, é determinata dalla piú lunga distanza in cui si vuole trovare il bersaglio. Se l'intervallo di tempo fra gli impulsi T_P é troppo corto, un segnale d'eco proveniente da un bersaglio a lunga distanza può arrivare dopo la trasmissione dell'impulso successivo ed essere erroneamente associato a quell'impulso piuttosto che all'effettivo impulso trasmesso in precedenza. Ciò può comportare una misurazione errata o ambigua della distanza. Eco che arrivano dopo la trasmissione dell'impulso successivo sono chiamati "echi secondari" o "echi multipli" se arrivano anche da impulsi precedenti. La distanza oltre la quale i bersagli appaiono come echi secondari é la distanza massima non ambigua, Essa é data da:

$$R_{na} = \frac{c T_P}{2} = \frac{c}{2 f_P} \quad (29.1.4)$$

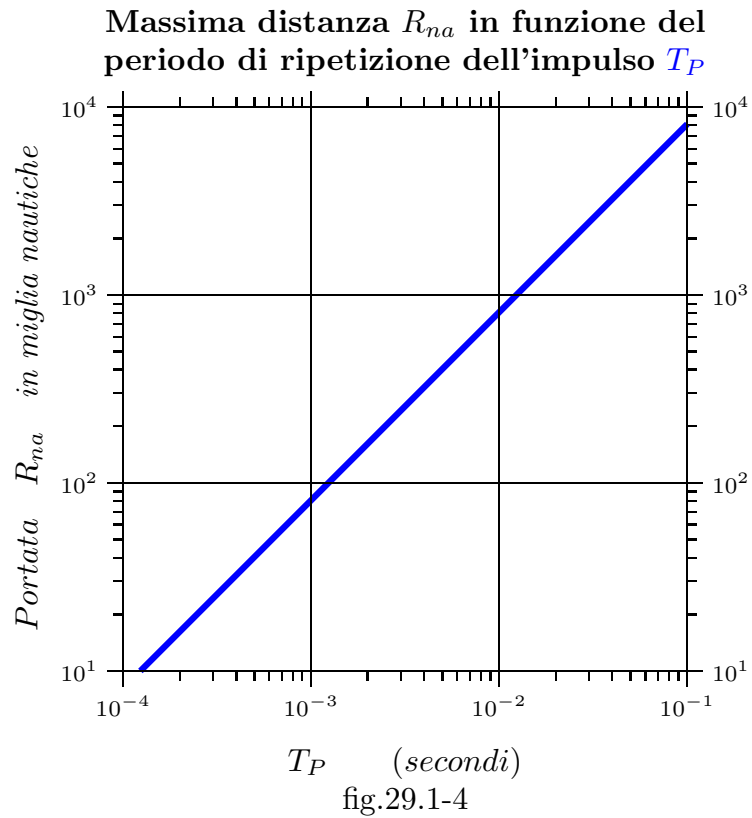
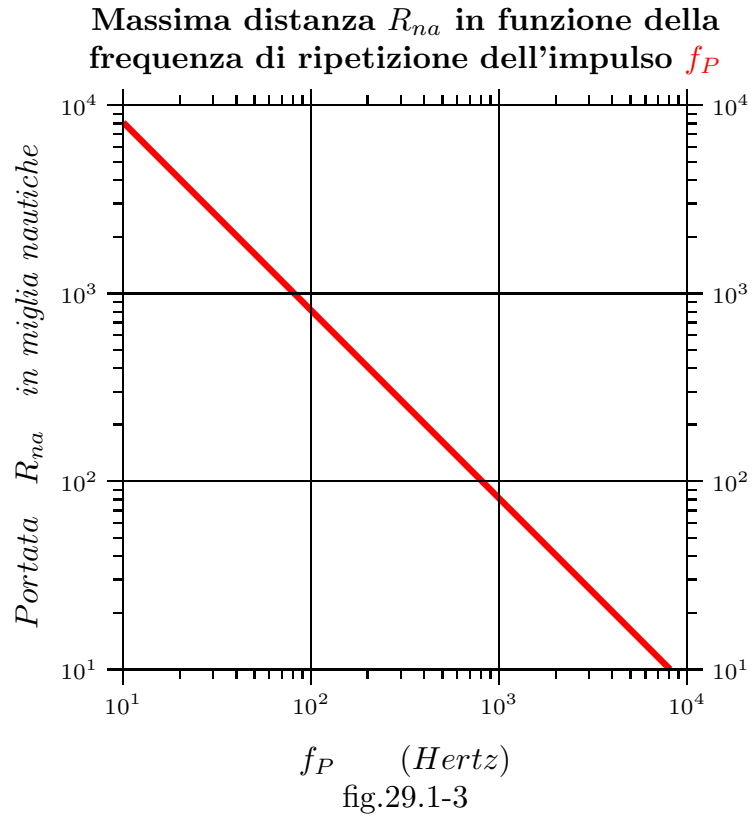
essendo T_P il periodo di ripetizione dell'impulso ed $f_P = 1/T_P$ la frequenza di ripetizione dell'impulso, usualmente data in Hz o impulsi al secondo.

In miglia nautiche (o marine) la (29.1.4) si scrive:

$$R_{na} = \frac{0.081 \cdot 10^6}{f_P} = 0.081 \cdot 10^6 T_p \quad \text{in miglia nautiche} \quad (29.1.5)$$

Per $f_P = 10$ Hertz risulta $R_{na} = 8100$ miglia nautiche

Un grafico della distanza massima non ambigua (Portata), espressa in miglia nautiche, in funzione della frequenza di ripetizione dell'impulso é mostrato in figura 29.1-3, e in funzione del periodo di ripetizione dell'impulso in figura 29.1.4, in scala logaritmica. Dal grafico si evince che se si vuole aumentare la "portata" del radar bisogna diminuire la frequenza di ripetizione dell'impulso o che é lo stesso aumentare il periodo T_P di ripetizione dell'impulso.



Forme d'onda emesse dal Radar. Il tipico radar utilizza una forma d'onda a impulsi, di cui un esempio é mostrato in figura 29.1-4¹⁾ e 29.1-5¹⁾.

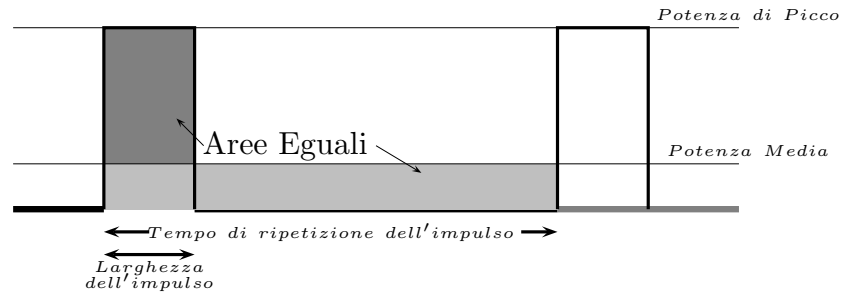


fig. 29.1-4. Impulso

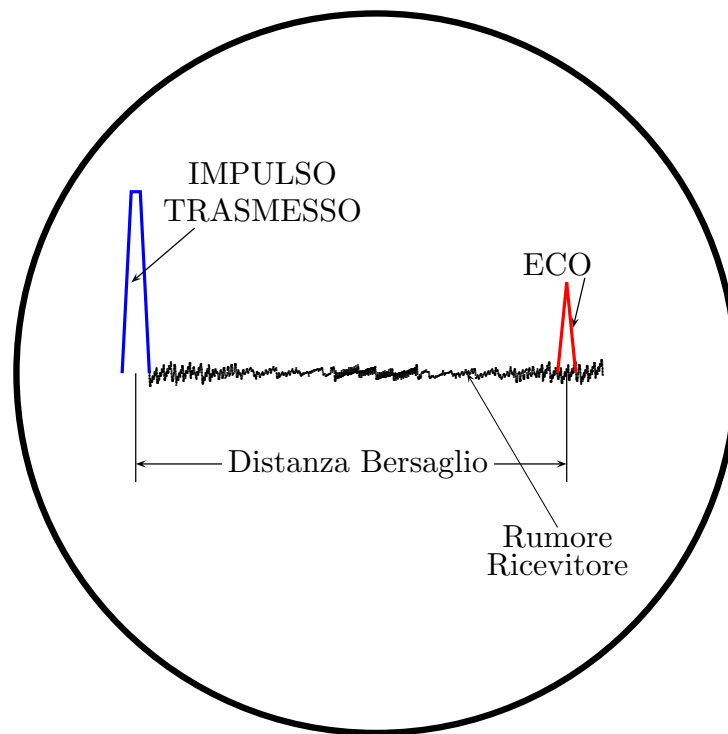


fig. 29.1-5. Monitor

Se consideriamo un tipico radar di sorveglianza a medio raggio si ha per esso una potenza di picco $P_p = 1 \text{ MW}$, la larghezza dell'impulso $\tau = 1 \mu\text{s}$ e il periodo di ripetizione dell'impulso $T_P = 1 \text{ ms} = 1000 \mu\text{s}$, quindi la frequenza di ripetizione dell'impulso é $f_P = 1000 \text{ Hz}$, che fornisce come si vede dal grafico (29.1-3) una distanza massima non ambigua di 150 km o 81 miglia nautiche. La potenza media P_m del treno di impulsi é $P_p\tau/T_P = P_p\tau f_P$ che in questo caso vale $10^6 \cdot 10^{-6}/10^{-3} = 1 \text{ kW}$. Si definisce "duty cycle" il rapporto $\tau/T_P = \tau f_P$ o equivalentemente P_m/P_t . L'energia dell'impulso é eguale a $P_p\tau$, che é 1 Joule . Se il radar può rivelare un segnale di 10^{-12} W l'eco sarà 180 dB al di sotto del segnale trasmesso.

29.2 - La semplice forma dell'equazione del Radar

L'equazione del Radar mette in relazione la distanza con le caratteristiche del trasmettitore, del ricevitore, dell'antenna, del bersaglio e dell'ambiente circostante. È utile non solo per determinare la distanza massima a cui un particolare radar può rivelare un bersaglio, ma può servire come un mezzo per capire i fattori che influenzano le prestazioni del radar. È anche un importante mezzo per aiutare la progettazione dei sistemi radar. In questo paragrafo deriviamo la forma più semplice dell'equazione del radar.

Se la potenza trasmessa P_t è irradiata da un'antenna isotropa (che irradia, cioè, uniformemente in tutte le direzioni), la densità di potenza ad una distanza R dal radar è eguale alla potenza irradiata divisa per l'area della superficie $4\pi R^2$ di una sfera immaginaria di raggio R , ossia:

$$\text{Densità di potenza a distanza } R \text{ da antenna isotropa} = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (\text{Watt}/\text{m}^2) \quad (29.2.1)$$

I radar, tuttavia, impiegano antenne direttive (con larghezza di fascio stretta) per concentrare la potenza irradiata P_t in qualche particolare direzione. Il guadagno G di un'antenna²⁾ è una misura dell'aumento della densità di potenza irradiata in qualche direzione confrontata con la densità di potenza che apparirebbe in quella direzione se emessa da un'antenna isotropa.

$$G(\theta, \phi) = \frac{\text{Densità di potenza irradiata da un'antenna direttiva}}{\text{Densità di potenza irradiata da un'antenna isotropa}} \quad (29.2.2)$$

Per la (29.2.2) e (29.2.1) la densità di potenza che arriva sul bersaglio emessa da un'antenna direttiva con guadagno G è allora:

$$\text{Densità di potenza ad una distanza } R \text{ da un'antenna direttiva} = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \quad (29.2.3)$$

Il bersaglio intercetta una porzione dell'energia incidente e la reirradia in varie direzioni. È solo la densità di potenza reirradiata nella direzione del radar (il segnale d'eco) che è di interesse. La "radar cross section" o "sezione d'urto" determina la densità di potenza che ritorna al radar per una particolare densità di potenza incidente sul bersaglio. Viene indicata con σ ed è spesso chiamata "target cross section" o semplicemente "Radar cross section". Essa è definita dalla seguente equazione:

$$\text{Densità di potenza reirradiata indietro verso il radar} = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \frac{\sigma}{4\pi R^2} \quad (29.2.4)$$

La sezione d'urto del radar ha le dimensioni di un'area ma può essere fuorviante associarla direttamente alla dimensione fisica del bersaglio. La sezione d'urto dipende più dalla forma che dalle dimensioni del bersaglio.

²⁾ S. Barbarino: Appunti di Campi elettromagnetici, Cap. 12, pag. 12.2

L'antenna radar cattura una porzione dell'energia dell'eco incidente su di essa. La potenza ricevuta dal radar é data dal prodotto della densitá della potenza incidente data dall'equazione (29.2.4) moltiplicata per l'area efficace A_e dell'antenna ricevente. L'area efficace é correlata all'area fisica A dalla relazione:

$$A_e = \rho_a A \quad (29.2.5)$$

essendo ρ_a l'efficienza dell'apertura dell'antenna. Il segnale della potenza ricevuta dalla antenna espresso in Watt é, allora:

$$P_r = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \frac{\sigma}{4\pi R^2} A_e = \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \quad (29.2.6)$$

La distanza massima di un radar R_{max} é la distanza al di lá della quale il bersaglio non puó essere rivelato. Ció accade quando il segnale di potenza P_r ricevuto eguaglia il minimo segnale rivelabile S_{min} . Sostituendo a P_r S_{min} , dall'equazione (29.2.6) risulta:

$$R_{max} = \left[\frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{min}} \right]^{1/4} \quad (29.2.7)$$

Questa é la forma dell'equazione fondamentale del radar. I parametri importanti dell'antenna sono il guadagno e l'Area efficace. La potenza trasmessa P_t non é stata specificata. Essa puó essere quella di picco o quella media. Dipende da come S_{min} é definita.

Se la stessa antenna é usata sia per trasmettere sia per ricevere, come usualmente avviene nel radar, la teoria delle antenne dá la relazione fra il guadagno G e l'area efficace dell'antenna é:³⁾

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi \rho_a A}{\lambda^2} \quad (29.2.8)$$

Sostituendo la (29.2.8) nella (29.2.7), si ottengono le seguenti due equazioni:

$$R_{max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}} \right]^{1/4} \quad (29.2.9)$$

$$R_{max} = \left[\frac{P_t A_e^2 \sigma}{(4\pi) \lambda^2 S_{min}} \right]^{1/4} \quad (29.2.10)$$

Queste tre formule (29.2.7) (29.2.9) (29.2.10) indicano la necesitá di stare attenti nell'interpretazione dell'equazione del radar. Per esempio dall'equazione (29.2.8) puó essere

³⁾ S. Barbarino: Appunti di Microonde, Cap. 9, pag. 9-6, formula 9.4.5 e Cap. 13.

pensato che la distanza varia come $\lambda^{1/2}$, ma l'equazione (29.2.9) indica una variazione con $\lambda^{-1/2}$ e l'equazione (29.2.7) mostra che la distanza é indipendente da λ

La corretta relazione dipende dal fatto che si é assunto il guadagno costante con la lunghezza d'onda o l'area efficace costante con la lunghezza d'onda.

Tuttavia l'introduzione di altri altri vincoli quali la richiesta di scansionare un volume specifico in un dato tempo, puó portare una differente dipendenza dalla lunghezza d'onda.

Queste versioni semplificate dell'equazione del radar non descrivono adeguatamente la prestazione di un pratico radar. Molti fattori importanti che influenzano la distanza non sono esplicitamente inclusi. In pratica le distanze massime osservate sono molto piú piccole di quelle predette dalle equazioni di cui sopra talvolta anche di un fattore due.

29.3 - Radar cross section⁴⁾

Un oggetto esposto ad un'onda elettromagnetica diffonde l'energia incidente in tutte le direzioni. L'energia diffusa indietro verso la sorgente dell'onda (chiamata backscattering) costituisce l'"eco radar" dell'oggetto. L'intensità dell'eco é descritta esplicitamente dalla *Radar Cross Section* dell'oggetto che si abbrevia in *RSC*. La definizione formale della RSC é:

$$\sigma = \frac{\text{Potenza riflessa verso la sorgente/unità di angolo solido}}{\text{Densità di potenza incidente}/4\pi} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_S|^2}{|E_0|^2} \quad (29.3.1)$$

essendo E_0 l'ampiezza dell'onda piana incidente sul bersaglio, E_S é l'ampiezza dell'onda diffusa verso il radar ed R la distanza fra il radar ed il bersaglio.

Per la maggior parte dei tipi dei bersagli radar quali aerei, navi, e terreni, la "Radar Cross Section" non necessariamente porta ad una semplice relazione con l'area fisica, tranne nel caso in cui la dimensione del bersaglio é grande.

In teoria, il campo diffuso, e quindi la Radar Cross Section, puó essere determinata risolvendo le equazioni di Maxwell con le appropriate condizioni al contorno. Ovviamente la determinazione della Radar Cross Section puó essere compiuta solo per la maggior parte di forme semplici e le soluzioni su un largo intervallo di frequenza non sono facili da ottenere. Di seguito tratteremo la Radar Cross Section di una sfera irradiata da un'onda elettromagnetica piana.

Nel capitolo 16 di questo libro abbiamo già trattato l'argomento svolgendo la cosiddetta **Teoria di Mie**.^{5),6),7),8)} Nel Capitolo 11, §11.6, pag.11-18, degli Appunti di Campi elettromagnetici abbiamo svolto la teoria di Rayleigh per la diffusione da una sfera di raggio $a \ll \lambda$, essendo a il raggio della sferetta e λ la lunghezza d'onda della radiazione incidente.

La potenza diffusa dalla sfera, dalla formula (16.4.7) del Cap.16 degli Appunti di

⁴⁾ Luis N. Ridenour (Ed.): Radar System Engineering, Massachusetts Institute of technology, Radiation Laboratory Series, Vol. 1, McGraw-Hill Book Company, Inc., 1947, Cap. 3, pag. 63; Merrill I. Skolnik: Introduction to Radar (Third Edition), Cap. 11, Eugene F. Knott - Radar Cross Section, pag.11.1 - McGraw-Hill.

⁵⁾ Gustav Adolf Fedor Wilhelm Ludwig Mie, fisico tedesco, (Rostock, 1869 - Friburgo in Brisgovia, 1957).

⁶⁾ G. Mie: Beiträge zur Optik trüber Medien, speziell kolloidaler Metallösungen, Annalen der Physik, vol. 330, p. 377-445, 1908.

⁷⁾ Stratton Julius Adams: Electromagnetic Theory - IEEE Press, Series on Electromagnetic Wave Theory, 2007; Stratton Julius Adams: Teoria dell'elettromagnetismo - Boringhieri, 1965.

⁸⁾ Max Born and Emil Wolf: Principles of Optics - Pergamon Press, Cambridge University Press.

Microonde, é:

$$P_d = \pi \frac{E_0^2}{k_2^2} \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\mu_2}} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) \left\{ |a_n^r|^2 + |b_n^r|^2 \right\} \quad (29.3-1)$$

La potenza totale sottratta all'onda primaria dalla sfera, dalla formula (16.4.8) del Cap.16 degli Appunti di Microonde, é:

$$P_t = \pi \frac{E_0^2}{k_2^2} \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\mu_2}} \operatorname{Re} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) \left(a_n^r + b_n^r \right) \quad (29.3-2)$$

Se, al solito, indichiamo con P la densità di potenza associata all'onda incidente, cioè $P = \frac{1}{2} E_0^2 \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\mu_2}}$, si definisce **Sezione di diffusione della sfera** il rapporto fra la potenza diffusa e la densità di potenza incidente. Essa, se calcolata con la teoria rigorosa, si suole indicare con Q_d e si ha:

$$Q_d = \frac{2\pi}{k_2^2} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) \left\{ |a_n^r|^2 + |b_n^r|^2 \right\} \quad (29.3-3)$$

Analogamente si definisce la sezione di potenza sottratta all'onda incidente, ottenendo:

$$Q_t = \frac{2\pi}{k_2^2} \operatorname{Re} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) \left(a_n^r + b_n^r \right) \quad (29.3-4)$$

La Radar Cross Section per unità di superficie della sfera é, quindi:

$$Q = \frac{Q_d}{\pi a^2} = \frac{2}{(k_2 a)^2} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) \left\{ |a_n^r|^2 + |b_n^r|^2 \right\} \quad (29.3-5)$$

I coefficienti a_n^r e b_n^r competenti al campo esterno sono, dalle 16.2.11 e 16.2.12 del Cap.16 degli Appunti di Microonde sono::

$$a_n^r = - \frac{\mu_1 j_n(k_1 a) \left\{ \frac{\partial}{\partial(k_2 r)} [k_2 r j_n(k_2 r)] \right\}_{r=a} - \mu_2 j_n(k_2 a) \left\{ \frac{\partial}{\partial(k_1 r)} [k_1 r j_n(k_1 r)] \right\}_{r=a}}{\mu_1 j_n(k_1 a) \left\{ \frac{\partial}{\partial(k_2 r)} [k_2 r h_n^{(1)}(k_2 r)] \right\}_{r=a} - \mu_2 h_n^{(1)}(k_2 a) \left\{ \frac{\partial}{\partial(k_1 r)} [k_1 r j_n(k_1 r)] \right\}_{r=a}} \quad (29.3.6)$$

$$b_n^r = \frac{\mu_1 j_n(k_2 a) \left\{ \frac{\partial}{\partial(k_1 r)} [k_1 r j_n(k_1 r)] \right\}_{r=a} - \mu_2 \frac{k_1^2}{k_2^2} j_n(k_1 a) \left\{ \frac{\partial}{\partial(k_2 r)} [k_2 r j_n(k_2 r)] \right\}_{r=a}}{\mu_1 h_n^{(1)}(k_2 a) \left\{ \frac{\partial}{\partial(k_1 r)} [k_1 r j_n(k_1 r)] \right\}_{r=a} - \mu_2 \frac{k_1^2}{k_2^2} j_n(k_1 a) \left\{ \frac{\partial}{\partial(k_2 r)} [k_2 r h_n^{(1)}(k_2 r)] \right\}_{r=a}} \quad (29.3.7)$$

Le derivate delle funzioni di Bessel si valutano con le classiche formule di ricorrenza.

29.4 - Programma MATLAB (R2013b) 'Qsfera' per il calcolo della RCS di una sfera

```

01 - delete(get(0,'children'))
02 - clear all
03 - %k2 é la costante di propagazione in aria
04 - %k1 é la costante di propagazione complessa della sfera
05 - %f é la frequenza della radiazione incidente
06 - %a é il raggio della sfera
07 - %rap é il rapporto a/lambda
08 - rap=0:0.01:16;
09 - nmax=120;%numero massimo nella sommatoria di formula 29.3-1
10 - for n=1:1:nmax;
11 - indrifr=1.5;%parte reale dell'indice di rifrazione della sfera
12 - indimmag=0;%parte immaginaria dell'indice di rifrazione della sfera
13 - eps0=8.854e-12;
14 - epsr=1;%esempio di costante dielettrica se serve per la riga 26
15 - eps=eps0.*epsr;
16 - mu0=4.*pi.*1e-7;%permeabilitá magnetica relativa al vuoto
17 - mur=1;%permeabilitá magnetica relativa della sfera non magnetica
18 - mu=mu0.*mur;%permeabilitá magnetica della sfera
19 - sigma=1;%esempio di conducibilitá se serve per la riga 26
20 - c=3e8;%velocitá della luce nel vuoto
21 - f=1e9;
22 - lambda=c./f;
23 - omega=2.*pi.*f;
24 - a=rap.*lambda;
25 - k2=omega./c;
26 - k1=omega./c.*(indrifr+i.*indimmag);
27 - %k1=sqrt(omega.^2.*eps.*mu+i.*mu.*sigma.*omega);%nel caso di sfera
    - conduttrice in cui si conosca la conducibilitá σ
28 - x2=k2.*a;
29 - x1=k1.*a;
30 - bes1J(n,:)=sqrt(pi./2./x1).*besselj(n+0.5,x1);
31 - bes2J(n,:)=sqrt(pi./2./x2).*besselj(n+0.5,x2);
32 - bes1Y(n,:)=sqrt(pi./2./x1).*bessely(n+0.5,x1);
33 - bes2Y(n,:)=sqrt(pi./2./x2).*bessely(n+0.5,x2);
34 - bes1H1(n,:)=sqrt(pi./2./x1).*besselh(n+0.5,x1);

```

```

35 - bes2H1(n,:)=sqrt(pi./2./x2).*besselh(n+0.5,x2);
36 - dbes1J(n,:)=(n.*sqrt(pi./2./x1).*besselj(n-1+0.5,x1)-(n+1).*...
37 - sqrt(pi./2./x1).*besselj(n+1+0.5,x1))./(2.*n+1);
38 - dbes2J(n,:)=(n.*sqrt(pi./2./x2).*besselj(n-1+0.5,x2)-(n+1).*...
39 - sqrt(pi./2./x2).*besselj(n+1+0.5,x2))./(2.*n+1);
40 - dbes1Y(n,:)=(n.*sqrt(pi./2./x1).*bessely(n-1+0.5,x1)-(n+1).*...
41 - sqrt(pi./2./x1).*bessely(n+1+0.5,x1))./(2.*n+1);
42 - dbes2Y(n,:)=(n.*sqrt(pi./2./x2).*bessely(n-1+0.5,x2)-(n+1).*...
43 - sqrt(pi./2./x2).*bessely(n+1+0.5,x2))./(2.*n+1);
44 - dbes1H1(n,:)=(n.*sqrt(pi./2./x1).*besselh(n-1+0.5,x1)-(n+1).*...
45 - sqrt(pi./2./x1).*besselh(n+1+0.5,x1))./(2.*n+1);
46 - dbes2H1(n,:)=(n.*sqrt(pi./2./x2).*besselh(n-1+0.5,x2)-(n+1).*...
47 - sqrt(pi./2./x2).*besselh(n+1+0.5,x2))./(2.*n+1);
48 - anum(n,:)=bes1J(n,:).*(bes2J(n,:)+x2.*dbes2J(n,:))-bes2J(n,:).*...
49 - (bes1J(n,:)+x1.*dbes1J(n,:));
50 - aden(n,:)=bes1J(n,:).*(bes2H1(n,:)+x2.*dbes2H1(n,:))-bes2H1(n,:).*...
51 - (bes1J(n,:)+x1.*dbes1J(n,:));
52 - bnum(n,:)=bes2J(n,:).*(bes1J(n,:)+x1.*dbes1J(n,:))-(k1.^2./k2.^2).*...
53 - bes1J(n,:).*(bes2J(n,:)+x2.*dbes2J(n,:));
54 - bden(n,:)=bes2H1(n,:).*(bes1J(n,:)+x1.*dbes1J(n,:))-(k1.^2./k2.^2).*...
55 - bes1J(n,:).*(bes2H1(n,:)+x2.*dbes2H1(n,:));
56 - ARN(n,:)=- (anum(n,:)./aden(n,:));
57 - BRN(n,:)=- (bnum(n,:)./bden(n,:));
58 - PARZ(n,:)=(2.*n+1).*((abs(ARN(n,:))).^2+(abs(BRN(n,:))).^2);
59 - PARZ1(n,:)=(2.*n+1).*real(ARN(n,:)+BRN(n,:));
60 - ARNPRO(n,:)=- (bes2J(n,:)./bes2H1(n,:));
61 - BRNPRO(n,:)=- (bes2J(n,:)+x2.*dbes2J(n,:))./(bes2H1(n,:)+x2.*dbes2H1(n,:));
62 - AN=sum(PARZ);
63 - Qd=(2.*pi./k2.^2).*AN;
64 - Q=(2./x2.^2).*AN;
65 - plot(x2,Q,'r')
66 - xlim([0 10]);
67 - ylim([0 6]);
68 - loglog(x2,Q)%scala logaritmica
69 - xlim([0.1,100]);
70 - ylim([1e-3,5]);
71 - grid on
72 - %%%%Istruzioni per trasferire i dati in formato TEX%%%%%
73 - B=[log(x2);log(Q)];
74 - fid=fopen('pippo.tex','w');
75 - fprintf(fid,'\n');
76 - fprintf(fid,'%5.4f %5.4f %5.4f %5.4f %5.4f %5.4f %5.4f %5.4f %5.4f %5.4f\n',B');
77 - fclose(fid);

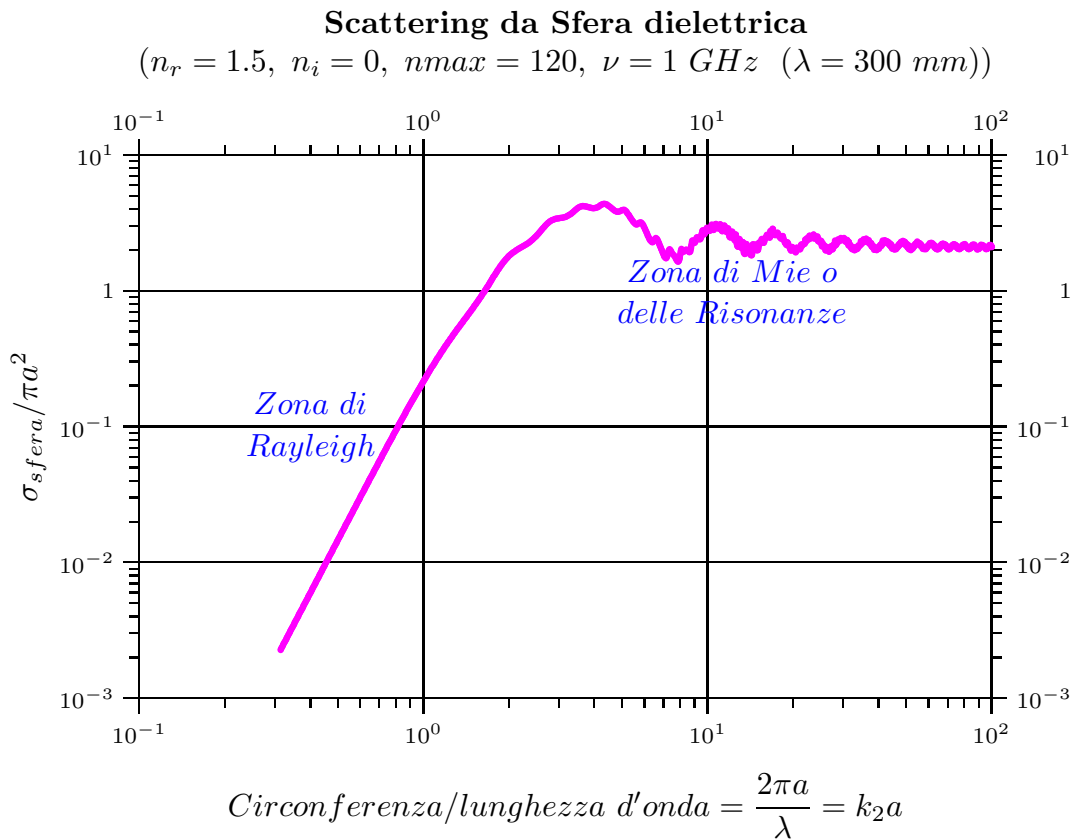
```

Nel paragrafo seguente mostriamo grafici di $Q = \frac{\sigma}{\pi a^2}$ relativi a sfere di diversi indici di rifrazione.

29.5 - Grafici di $Q = \frac{\sigma}{\pi a^2}$ rappresentanti la diffusione di un'onda piana da una sfera

Il grafico di figura 29.5-1, in scala logaritmica, é un esempio che mostra due zone fondamentali: la zona di Rayleigh per $a \ll \lambda$ e quella delle risonanze di Mie. La regione dello scattering di Rayleigh é di grande interesse per gli operatori radar in quanto la Cross section delle gocce di pioggia e di altre particelle meteorologiche sono piccole all'interno di questa regione alle usuali frequenza radar. Poiché la Cross section di oggetti all'interno della regione di Rayleigh varia come λ^{-4} , la pioggia e le nuvole sono essenzialmente invisibili ai radar che operano relativamente a lunghezze d'onda lunghe (basse frequenze).^{9),10)}

Gli altri grafici rappresentano altri esempi di RCS per gocce d'acqua, di paraffina, di ghiaccio secco, a frequenza diverse.



⁹⁾ Raleev Bansal: Roses are Red, Violets are Blue ..., IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 47, No.4, August 2005.

¹⁰⁾ Merrill I. Skolnik: Introduction to Radar Systems (Second Edition), pag.34, McGraw-Hill, 1981.

Scattering da Sfera di Paraffina

($n_r = 1.48$, $n_i = 0.00015$, $n_{max} = 120$, $\nu = 100 \text{ GHz}$ ($\lambda = 3 \text{ mm}$))

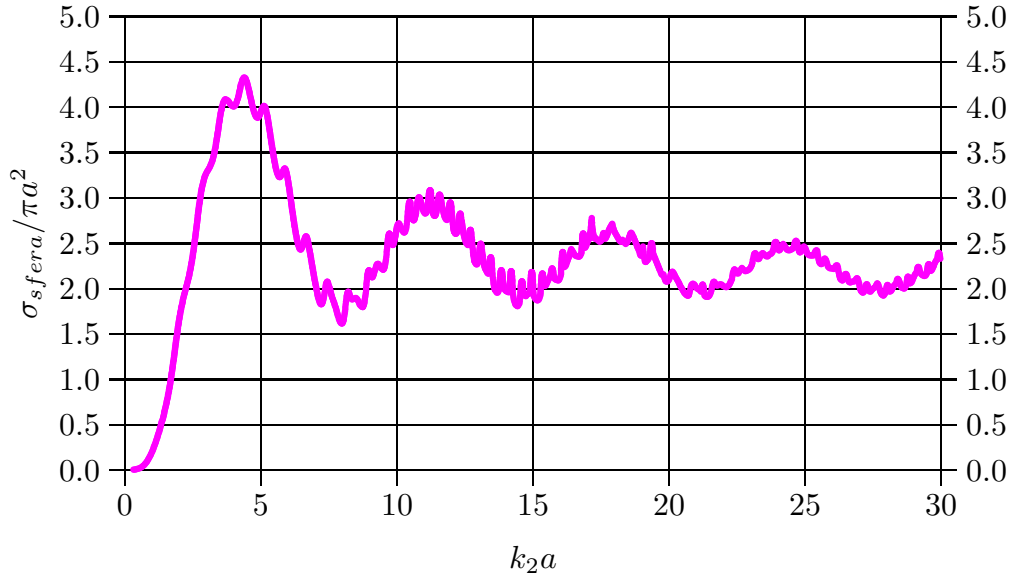


fig.29.5-2

Scattering da Goccia sferica d'acqua

($n_r = 8.833$, $n_i = 0.2634$, $n_{max} = 120$, $\nu = 1.1997 \text{ GHz}$ ($\lambda = 250.1 \text{ mm}$))

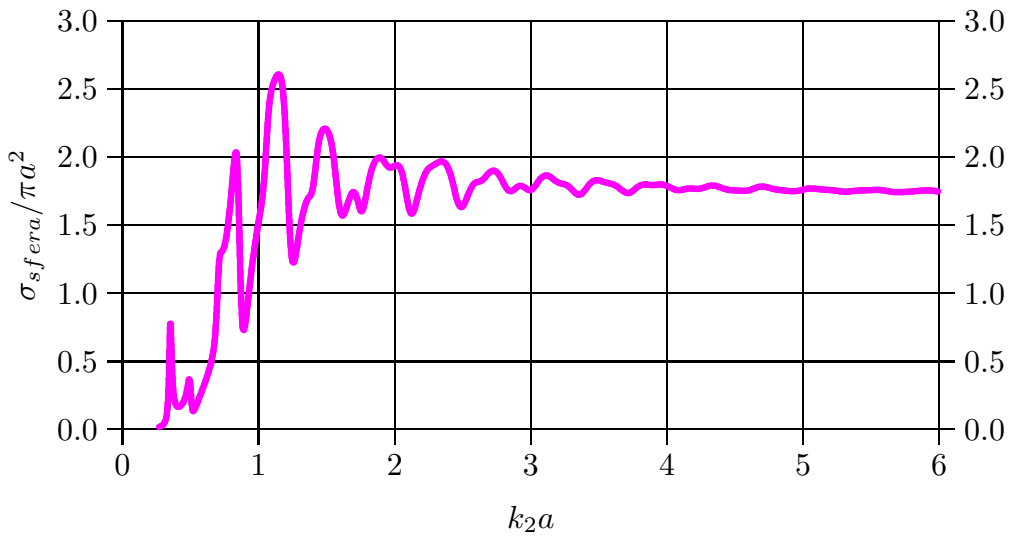


fig.29.5-3

Scattering da Goccia sferica d'acqua

($n_r = 8.743$, $n_i = 0.6409$, $n_{max} = 120$, $\nu = 3 \text{ GHz}$ ($\lambda = 100 \text{ mm}$))

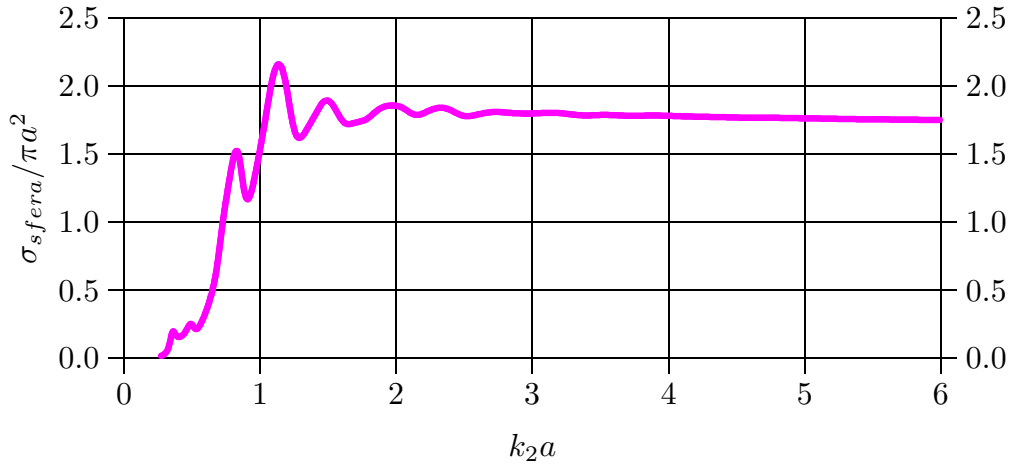


fig.29.5-4

Scattering da Goccia sferica d'acqua

($n_r = 8.497$, $n_i = 1.212$, $n_{max} = 120$, $\nu = 6 \text{ GHz}$ ($\lambda = 50 \text{ mm}$))

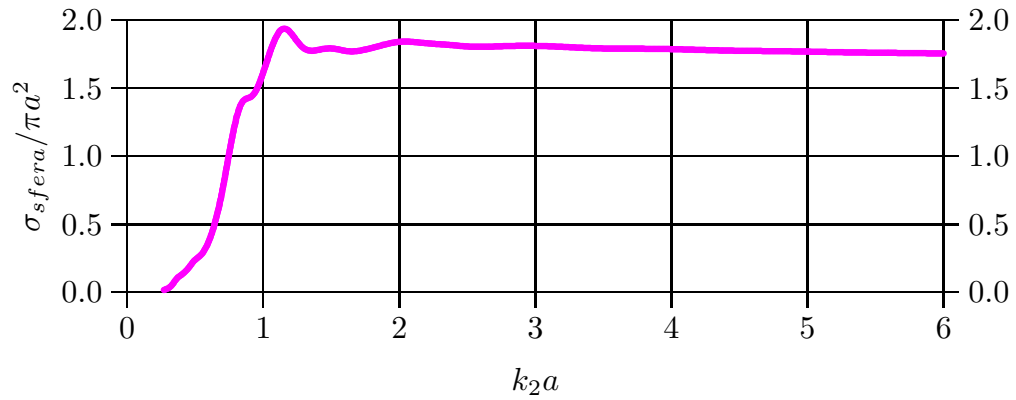


fig.29.5-5

Scattering da Goccia sferica d'acqua

($n_r = 4.248$, $n_i = 2.551$, $n_{max} = 120$, $\nu = 60 \text{ GHz}$ ($\lambda = 5 \text{ mm}$))

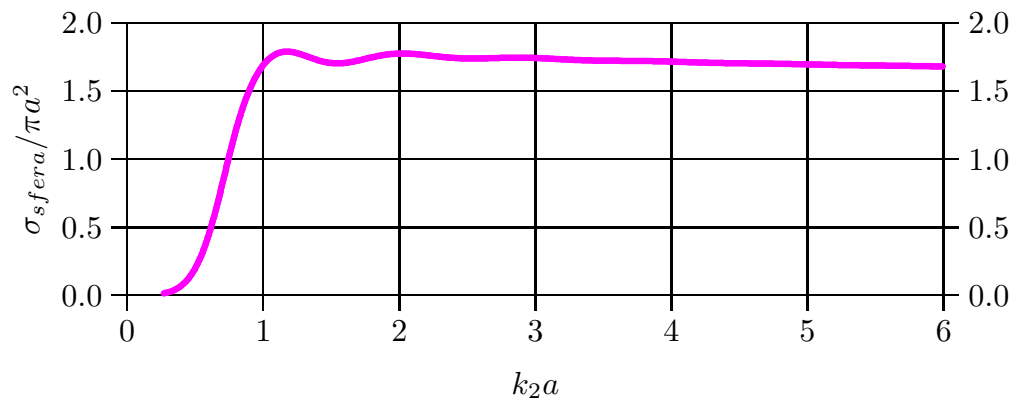


fig.29.5-6

29.6 - Diagrammi a blocchi di un radar e sue operazioni

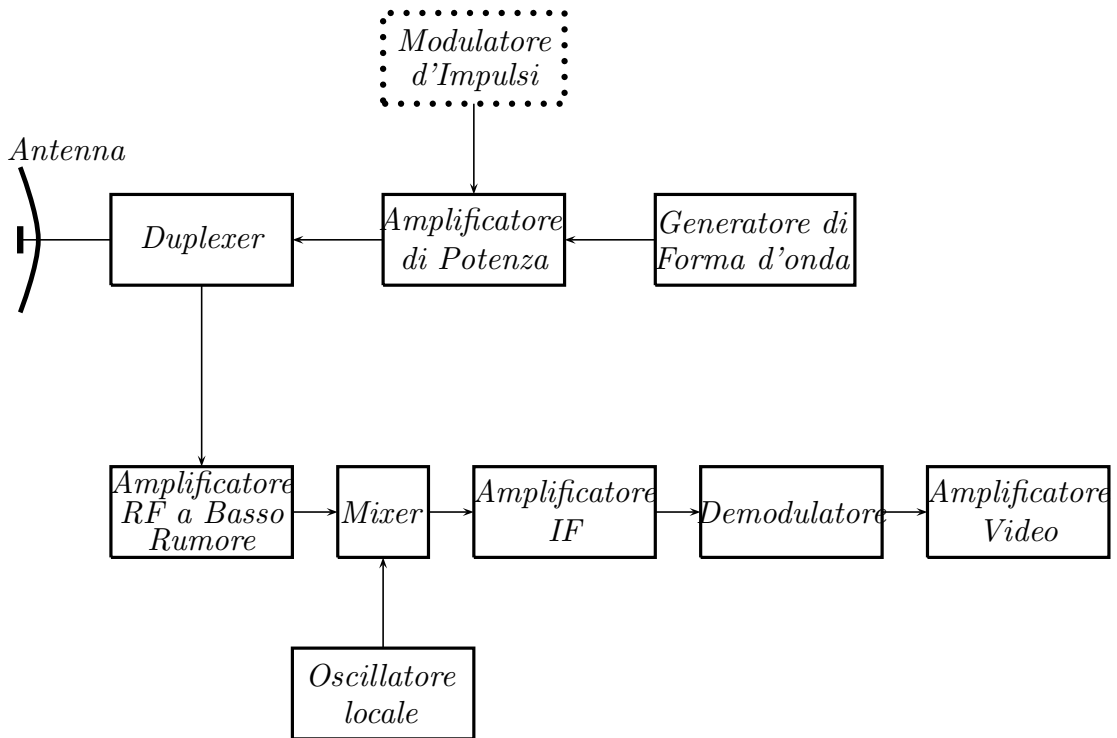


fig. 29.6-1

Il funzionamento di un radar ad impulsi può essere descritto con l'aiuto del semplice diagramma a blocchi di figura 29.6-1. Il trasmettitore può essere un amplificatore di potenza, quale il klystron, il tubo ad onda progressiva, o un amplificatore a stato solido. Può anche essere un oscillatore di potenza, quale il magnetron. L'oscillatore magnetron è stato largamente usato per radar ad impulso non molto potenti; ma l'amplificatore è preferito quando sono necessarie alte potenze medie; quando diverse semplici forme d'onda impulsive sono richieste, o quando necessita buona prestazione per rivelare bersagli in movimento in mezzo a echi confusi molto più ampi basati sullo shift Doppler in frequenza. Un amplificatore di potenza è indicato in figura 29.6-1. Il segnale radar è prodotto a bassa potenza da un generatore di forma d'onda, che è l'ingresso dell'amplificatore di potenza. Nella maggior parte degli amplificatori di potenza, tranne per le sorgenti di potenza a stato solido, un modulatore accende e spegne il trasmettitore in sincronismo con gli impulsi d'ingresso. Lo stesso accade per un oscillatore di potenza. L'uscita del trasmettitore è consegnata all'antenna da una guida d'onda o da altre linee di trasmissione, dove essa è irradiata nello spazio. Le antenne possono essere riflettori parabolici orientati meccanicamente, arrays orientati meccanicamente o arrays orientate in fase elettronicamente. In trasmissione il riflettore parabolico concentra l'energia in un fascio stretto, proprio come un faro d'automobile o un proiettore. Una schiera (o array) di antenne è una collezione di numerosi piccole elementi radianti i cui segnali si combinano nello spazio per produrre un'onda piana. Utilizzando shifter di fase in ciascuno degli elementi radianti un array

orientato in fase elettronicamente può rapidamente cambiare la direzione del fascio nello spazio senza muovere meccanicamente l'antenna. **La larghezza del fascio (in gradi) di un tipico riflettore parabolico è spesso approssimata dall'espressione $65\lambda/D$ che corrisponde abbastanza bene ai risultati dedotti dalle figure di pagina 13-9 del Cap. 13 del presente libro**, dove D è la dimensione dell'antenna nello stesso piano in cui è misurata la larghezza del fascio, e λ è la lunghezza d'onda. Per esempio, un'antenna con una dimensione orizzontale $D=32.5$ lunghezze d'onda ha una larghezza del fascio di 2° . Alla frequenza di 3 GHz ($\lambda = 10\text{ m}$), l'antenna avrà la dimensione di 3.25 m . La rotazione di un'antenna di un radar di sorveglianza su tutto l'arco di 360° viene chiamata antenna scan. Un tipico tasso di scan (o tasso di rotazione) per un radar di controllo aereo civile può essere di 6 giri al minuto (o 6 rpm). Radar militari possono avere una scansione più rapida.

Il *duplexer* consente di utilizzare un'unica antenna su una base condivisa nel tempo sia per la trasmissione che per la ricezione. Nei primi Radar il duplexer era generalmente un dispositivo gassoso che produceva un corto circuito (una scarica ad arco) all'ingresso del ricevitore quando il trasmettitore era in funzione, cosicché l'alta potenza fluiva verso l'antenna e non verso ricevitore. In ricezione, il duplexer dirige il segnale di eco al ricevitore e non al trasmettitore. Nei moderni Radar **Circolatori a ferriti e diodi a stato solido costituiscono il duplexer**. Il ricevitore è quasi sempre una supereterodina. Il mixer e l'oscillatore locale converte il segnale radar in una frequenza intermedia (IF) dove esso è amplificato da un amplificatore IF. La larghezza di banda del segnale di un ricevitore supereterodina è determinata dalla larghezza di banda del suo stadio IF. La frequenza IF, per esempio, può essere di 30 o 60 MHz quando la larghezza dell'impulso è dell'ordine di $1\ \mu\text{s}$. (Con un impulso largo $1\ \mu\text{s}$, la larghezza di banda IF dovrebbe essere di circa 1 MHz). L'amplificatore IF è progettato come un matched filter; cioè, uno che massimizza il rapporto segnale di picco al rumore medio. Così il filtro massimizza la rivelazione di segnali eco deboli e attenua segnali non desiderati. Con la forma approssimativamente rettangolare di impulsi comunemente usata in molti radar, i filtri dei ricevitori radar convenzionali sono simili a quelli del matched filter quando la larghezza di banda del ricevitore B è l'inverso della larghezza dell'impulso τ , o $B\tau \simeq 1$.

29.7 - Radar Duplexers¹¹⁾

Un importante elemento della maggior parte dei radars è il *duplexer* il cui scopo è di permettere al trasmettitore ed al ricevitore di usare la stessa antenna. Nei radar ad impulsi la funzione del duplexer è quella di un switch che connette

¹¹⁾ Smullin Louis D., Montgomery Carol G. (Eds.): Microwave Duplexers - Massachusetts Institute of Technology, Radiation Laboratory Series, Vol. 14 - McGraw-Hill Book Company, Inc., 1948.

l'antenna alternativamente al trasmettitore e al ricevitore come in figura (29.7-1).¹²⁾

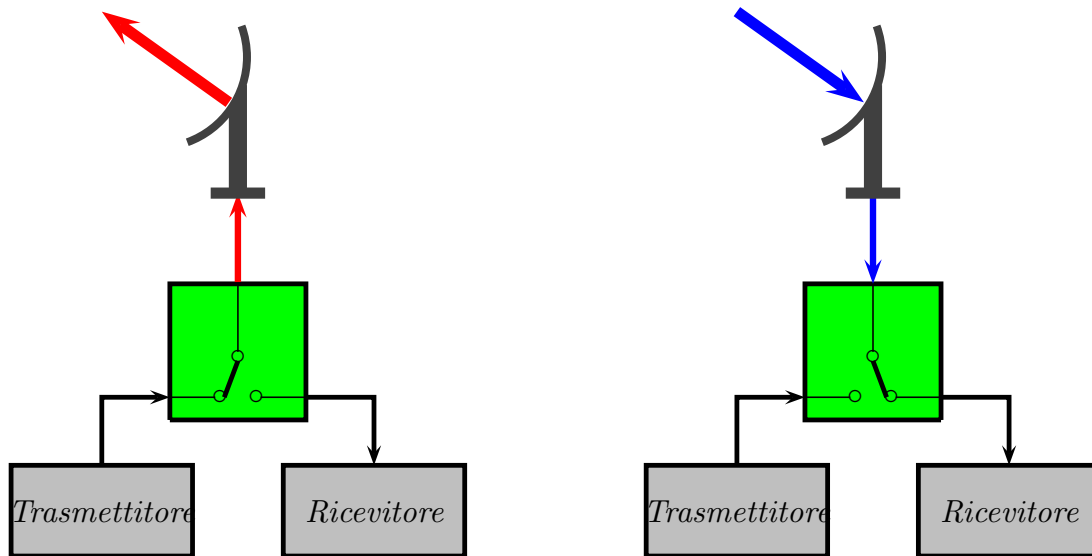


fig. 29.7-1

I requisiti di un switch duplexing di un Radar sono facilmente stabiliti:

1. Durante il periodo di trasmissione il switch deve connettere l'antenna al trasmettitore e disconnetterla dal ricevitore.
2. Il ricevitore deve essere rigorosamente isolato dal trasmettitore durante l'emissione dell'impulso ad alta potenza per evitare danni agli elementi sensibili del convertitore.
3. Dopo la trasmissione, l'interruttore deve disconnettere rapidamente il trasmettitore e collegare il ricevitore all'antenna. Se i bersagli da esplorare sono vicini al radar, l'azione dell'interruttore deve essere estremamente veloce.
4. Il switch dovrebbe assorbire poca potenza, sia durante la trasmissione sia durante la ricezione.

Poiché i tempi coinvolti sono misurati in microsecondi, nessun switch meccanico è possibile, e devono essere usati dispositivi elettronici. I tubi elettronici che sono state sviluppati per questo scopo hanno la forma di spinterometri a scintilla dove le scariche ad alta corrente nella regione delle microonde forniscono percorsi a bassa impedenza. Un duplexer usualmente contiene due tubi switching connessi in un circuito a microonde con tre linee di trasmissione terminali, una ciascuna per il trasmettitore, il ricevitore e l'antenna. Un tubo è chiamato **TR** (T=Trasmettitore, R=Ricevitore); l'altro è chiamato **ATR** (A=Anti, T=Trasmettitore, R=Ricevitore). I nomi non sono né particolarmente appropriati né descrittivi, ma hanno ricevuto un'accettazione comune e saranno usati ovunque in questa trattazione. Il tubo TR ha la funzione primaria di disconnettere il ricevitore, il tubo ATR di disconnettere il trasmettitore.

Il significato comunemente accettato dell'operazione duplex è l'operazione che permette il simultaneo passaggio dei segnali in entrambe le direzioni lungo una linea di trasmissione. In senso stretto, è improprio applicare il termine per l'operazione di commutazione

¹²⁾ radartutorial.eu

in un'apparecchiatura radar, dal momento che la trasmissione e gli impulsi ricevuti non sono simultanei. Rigorosamente l'operazione simultanea deve comportare una perdita di 3 db in ogni direzione, e tale perdita é troppo grande per essere tollerata a fini radar. Sebbene sia possibile costruire duplexer a microonde per operazioni ad onde continue, poca attenzione é stata data allo sviluppo pratico di tali dispositivi.

29.8 - I primi tubi duplexing¹³⁾

Quando George Elliott e Joseph Lockard scoprirono una flotta di aeroplani che si avvicinava a Pearl Harbour, Hawai il mattino del 7 Dicembre 1941, essi stavano operando con un nuovo radar che usava la stessa antenna per trasmettere e ricevere energia a radio frequenza. Gli ingegneri avevano sviluppato nuove tecniche per evitare di danneggiare i sensibili ricevitori con l'energia molto potente a radiofrequenza. I progettisti dei primi sistemi radar usarono diverse tecniche per connettere il trasmettitore ed il ricevitore all'antenna e proteggere il ricevitore dall'alta potenza.

I primi radar pratici erano bistatici; cioè, le antenne erano separate per trasmettere e ricevere. Nel sistema britannico Chain Home (o AMES) operativo tra 20 e 55 MHz, ad esempio, la trasmissione era fatta da antenne inserite tra torri da 360 piedi ($\simeq 110\text{ m}$). Il sistema aveva un picco di potenza del trasmettitore di oltre 350 kW. Le antenne riceventi erano su torri di 240 piedi ($\simeq 73\text{ m}$) situato a poche centinaia di metri di distanza.

Il radar SCR-270 del Signal Corps (uno dei quali notoriamente ha rilevato la grande flotta di aerei che attaccano Pearl Harbor nel 1941) operó a 110 MHz e usó un'antenna singola. L'SCR-270 é stato progettato come un radar di ricerca con una portata di circa 200 miglia.

Un radar a impulsi puó utilizzare una singola antenna sia per trasmettere sia per ricevere, impiegando un dispositivo di commutazione ad azione rapida chiamato duplexer.¹⁴⁾ In trasmissione il duplexer deve proteggere il ricevitore da danni o surriscaldamento, e in ricezione esso deve incanalare il segnale d'eco nel ricevitore e non nel trasmettitore. Inoltre deve compiere rapidamente la commutazione, in microsecondi o nanosecondi, e dovrebbe avere basse perdite. Per le applicazioni ad alta potenza, l'unitá duplexer é un dispositivo a scarica di gas chiamato interruttore TR (trasmissione-ricezione). L'impulso ad alta potenza proveniente dal trasmettitore provoca l'innescò della scintilla nel dispositivo di scarica del gas e il cortocircuito del ricevitore per proteggerlo da eventuali danni. In ricezione, il circuito RF del duplexer "freddo" dirige il segnale d'eco sul ricevitore piuttosto che sul trasmettitore. I dispositivi a stato solido sono anche stati usati nei duplexers. In una tipica applicazione dei duplexers il picco della potenza trasmessa puó essere un megawatt o piú e la massima potenza che, per sicurezza, puó essere tollerata dal ricevitore puó essere meno di un watt. Il duplexer deve, quindi, fornire piú di 60 o 70 dB di isolamento fra il trasmettitore ed il ricevitore, con soltanto perdita trascurabile del segnale desiderato.

Sono stati utilizzati due metodi di base che consentono l'uso di un'antenna comune sia

¹³⁾ Stitzer Steven N.: Signal Progress - IEEE Microwave Magazine June 2017 pag. 97.

¹⁴⁾ Skolnik Merrill I.: Introduction to Radar Systems, second Edition - Tata McGraw-Hill Publishing Company Limited New Delhi, 2001 pag. 359, §9.6 - Duplexers and Receiver Protectors.

per la trasmissione che per la ricezione. Il metodo piú antico é rappresentato dal duplexer di tipo branch e dall'unitá duplex bilanciata che utilizza tubi TR a gas per realizzare la necessaria azione di commutazione. L'altro metodo utilizza un circolatore a ferrite per separare il trasmettitore e ricevitore e un dispositivo di protezione del ricevitore costituito da un tubo TR a gas e un diodo limitatore.

Duplexeres branch type

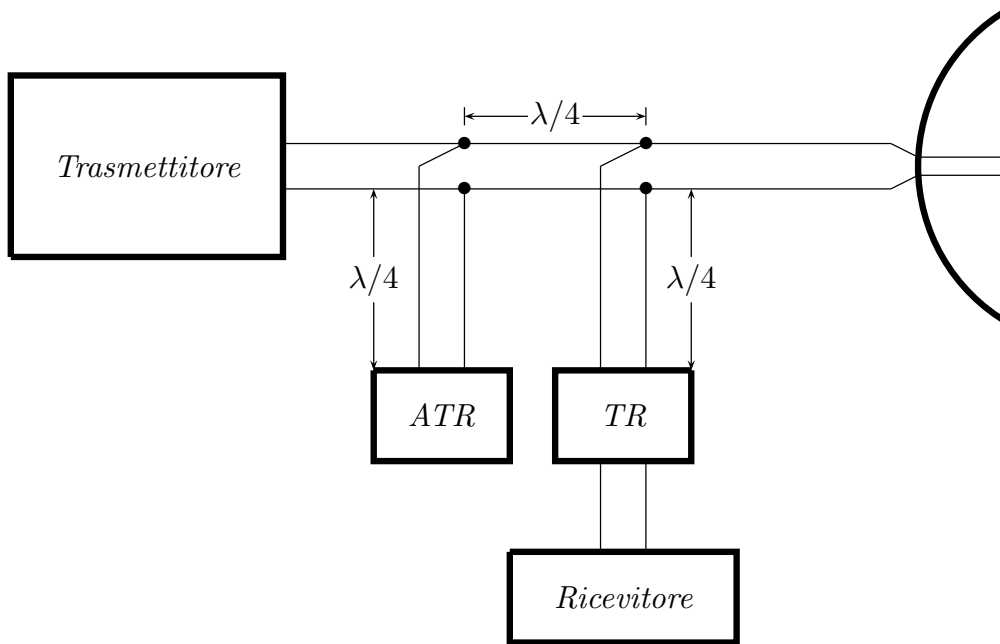


fig. 29.8-1

Il Duplexer branch type fu una delle prime configurazioni di duplexer impiegate. Esso consiste di un switch TR (transmit-receive) e un switch ATR (anti-transmit receive), entrambi sono tubi con scarica di gas. Quando il trasmettitore é acceso, i tubi TR e ATR ionizzano; cioé in essi scocca la scintilla. Il TR in condizioni di accensione agisce come corto circuito evitando che la potenza del trasmettitore entri nel ricevitore. Poiché il tubo TR é situato ad un quarto di lunghezza d'onda dalla linea di trasmissione principale, esso appare come un corto circuito per il ricevitore ma come un circuito aperto alla linea di trasmissione cosicché esso non impedisce il flusso della potenza trasmessa. Poiché il tubo ATR é posto ad un quarto di lunghezza d'onda dalla linea di trasmissione principale, il corto circuito che esso produce durante la condizione di accensione appare come circuito aperto sulla linea di trasmissione e cosí non ha effetto sulla trasmissione.

Durante la ricezione il trasmettitore é spento e né il tubo TR, né il tubo ATR é acceso. Il circuito aperto dell'ATR, essendo ad un quarto di lunghezza d'onda appare come corto circuito attraverso la linea. Poiché questo corto circuito é situato ad un quarto di lunghezza d'onda dalla linea del ricevitore, il trasmettitore é effettivamente disconnesso dalla linea e la potenza del segnale d'eco é diretta al ricevitore. Lo schema di figura (29.8-1) é una configurazione in parallelo. Sono possibili configurazioni in serie o serie parallelo.

Il duplexer branch type é di limitata larghezza di banda, e di limitata capacità di gestione di potenza, ed é generalmente stato rimpiazzato dal balanced duplexer ed altri dispositivi di protezione. Esso é usato, nonostante questi limiti, in alcuni radar a basso costo.

Balanced Duplexers

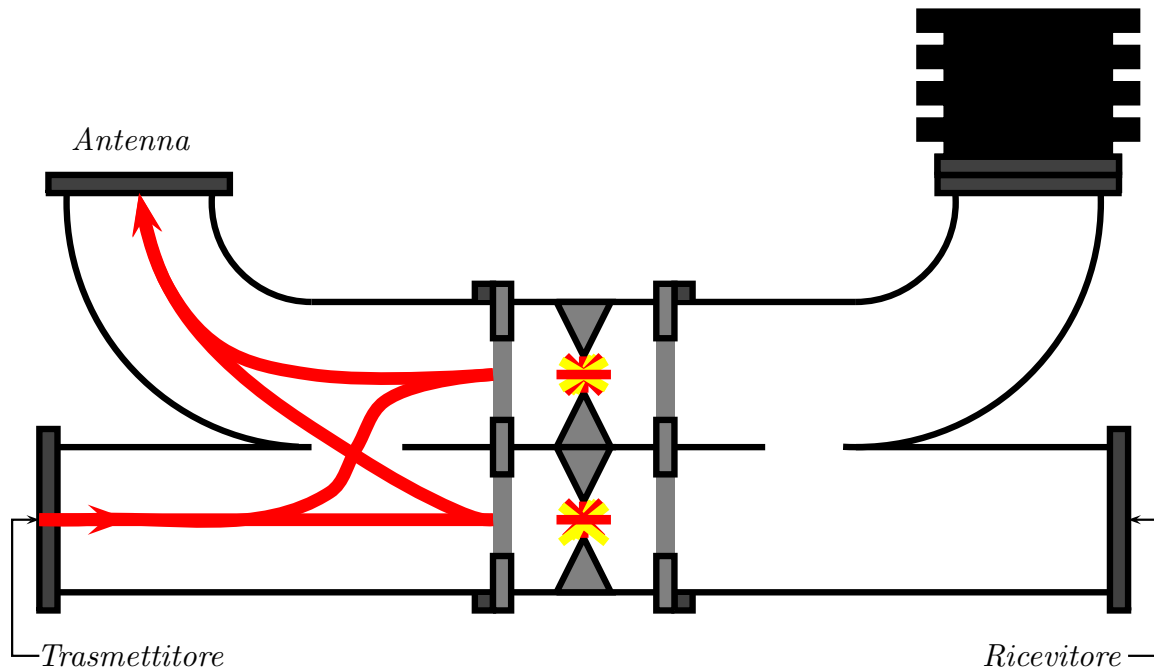


fig. 29.8-2

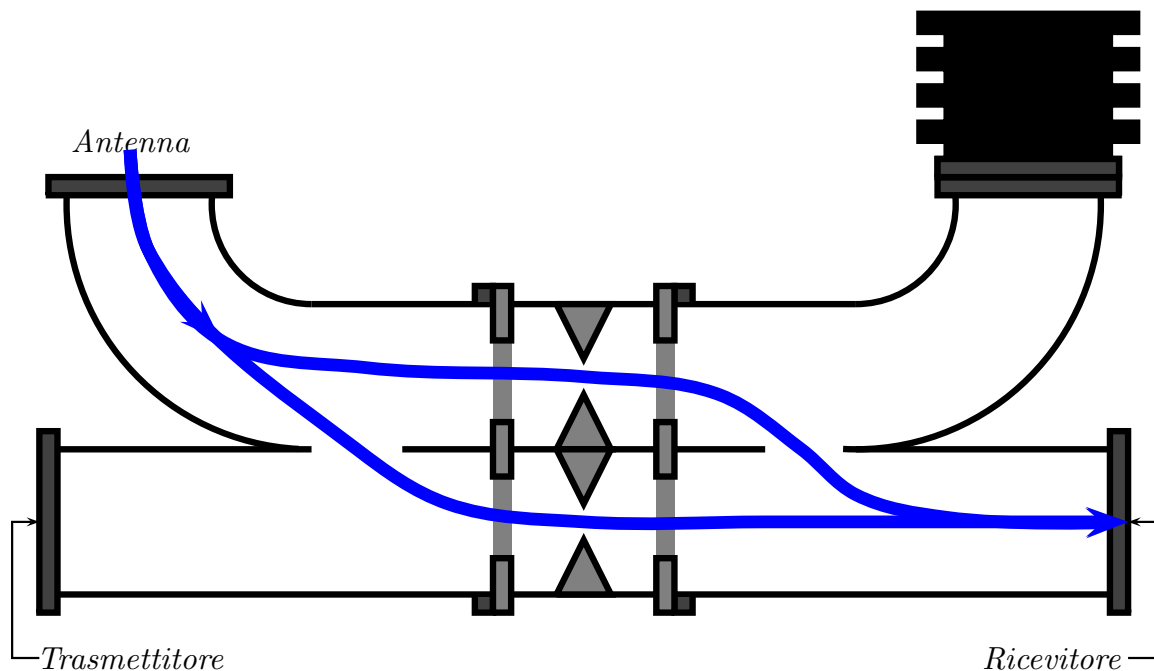


fig. 29.8-3

Il Duplexer bilanciato é basato sulla giunzione ibrida a fessura corta che consiste in due sezioni di guide d'onda unite lungo una delle loro pareti strette con una fessura ricavata nella parete stretta comune per fornire un accoppiamento tra le due.

La giunzione fessurata può essere considerata come un accoppiatore direzionale a larga banda con un rapporto di accoppiamento di 3 dB. Nella condizione di trasmissione (fig. 29.6-2) la potenza è divisa egualmente in ciascuna guida d'onda dalla prima giunzione ibrida fessurata. Entrambi i tubi TR innescano la scarica interna e riflettono la potenza incidente verso l'antenna come mostrato in figura. La giunzione ibrida fessurata ha la proprietà che in ogni istante l'energia passa attraverso la fessura in entrambe le direzioni, la sua fase è avanzata di 90^0 . Quindi, l'energia deve viaggiare come indicato dalle linee solide. Qualsiasi energia che fuoriesca dai tubi TR (mostrata dalle linee tratteggiate) è diretta verso il braccio che contiene la terminazione adattata e non in quello del ricevitore. Oltre all'attenuazione fornita dai tubi TR, la giunzione ibrida fornisce un ulteriore isolamento da 20 a 30 dB.

Alla ricezione i tubi TR non sono attivi e i segnali eco passano attraverso l'unità duplex e nel ricevitore come mostrato in fig. 29.8-3. La potenza si divide ugualmente nella prima giunzione e poiché la fase avanza di 90^0 durante il passaggio attraverso la fessura, l'energia si ricombina nel braccio del ricevitore e non nel braccio della terminazione adattata.

La capacità di gestione dell'alimentazione dell'unità duplex bilanciata è intrinsecamente maggiore di quella di del duplexer di tipo branch e ha un'ampia larghezza di banda, oltre il dieci per cento con un design adeguato. Il dispositivo di protezione del ricevitore, che verrà descritto in seguito, viene solitamente inserito tra l'unità duplex e il dispositivo ricevitore per una maggiore protezione.

Un'altra forma di duplexer bilanciato utilizza quattro tubi ATR e due giunzioni ibride (fig.29.8-2). Durante la trasmissione (fig.29.8-3) i tubi ATR situati in una montatura tra i due ibridi a fessura corta ionizzano e consentono a un'alta potenza di passare all'antenna. Le linee tratteggiate mostrano il flusso di energia. Durante la ricezione (fig.29.8-3) i tubi ATR presentano un'impedenza elevata che risultati nella potenza del segnale eco che viene riflessa nel ricevitore. Il tipo ATR di bilanciato l'unit duplex ha una capacità di gestione della potenza superiore rispetto a quella della (fig.29.8-3), ma ha meno larghezza di banda.

Tubi TR

Il tubo TR è un dispositivo di scarica di un gas progettato per ottenere una ionizzazione e quindi una scarica rapidamente a causa dell'elevata potenza RF che vi penetra e la successiva rapida deionizzare una volta rimossa l'alimentazione. Lo schema di un TR consiste in una sezione di guida d'onda contenente uno o più filtri risonanti e due finestre vetro-metallo per sigillare il gas a bassa pressione. Un gas nobile come l'argon nel tubo TR ha una bassa tensione di breakdown e offre una buona protezione del ricevitore e relativamente lunga vita. Tuttavia, i tubi riempiti con argon puro hanno tempi di deionizzazione relativamente lunghi e non sono adatti per applicazioni a tempi brevi. Il processo di deionizzazione può essere accelerato dall'aggiunta di vapore acqueo o di alogeno. Quindi i tubi TR si riempiono di una miscela di un gas nobile (argon) e un gas con alta affinità elettronica (vapore acqueo). La durata di un tale tubo è inferiore alla durata delle provette riempite solo con un gas nobile.

Per assicurare una rottura rapida del dielettrico e affidabile del tubo TR dopo la applicazione dell'impulso RF, una fonte ausiliaria di elettroni viene fornita al tubo. Questo può essere realizzato con una "keep-alive", che è una debole scarica d-c che genera elettroni

che si diffondono nel TR dove agiscono per innescare la rottura una volta applicata la potenza RF. Il keep-alive genera rumore proprio come qualsiasi altro dispositivo di scarica del gas. La temperatura del rumore in eccesso é generalmente inferiore a 50 K.

29.9 - Circolatore a ferrite¹⁵⁾

Un circolatore é un elemento di circuito non reciproco con n terminali $n \geq 3$ e con le caratteristiche tali che la potenza che entra dalla porta 1 esce dalla porta 2, la potenza che entra dalla porta 2 esce dalla porta 3, e cosí via; la potenza entrante nella porta n esce dalla porta 1. Il circolatore ideale non ha alcuna perdita di trasmissione e isolamento infinito. La figura 29.9-1 schematizza un duplexer con circolatore a ferrite.

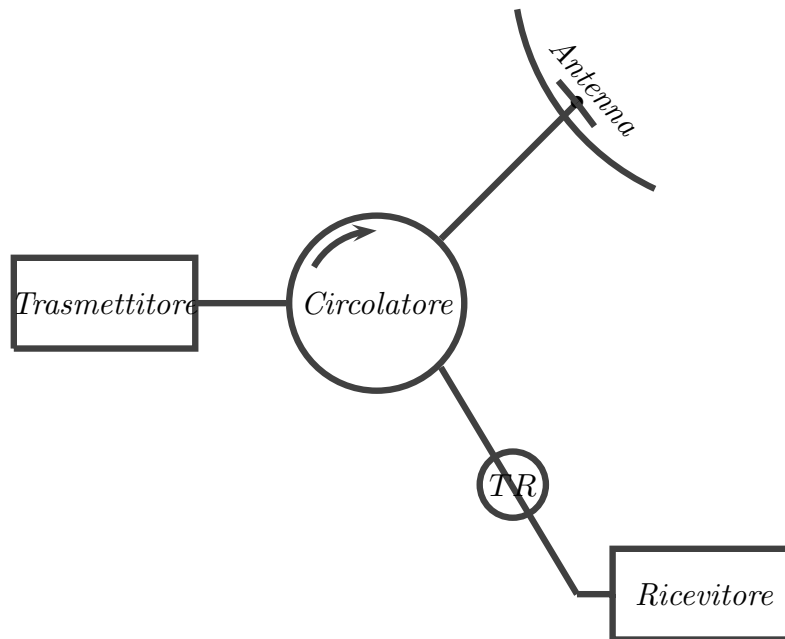


fig. 29.9-1

¹⁵⁾ Jorgen P. Vinding: Ferrite Switches in Radar Duplexers, IEEE Wescon/57 Conference.

Circolatore a guide d'onda a Y¹⁶⁾

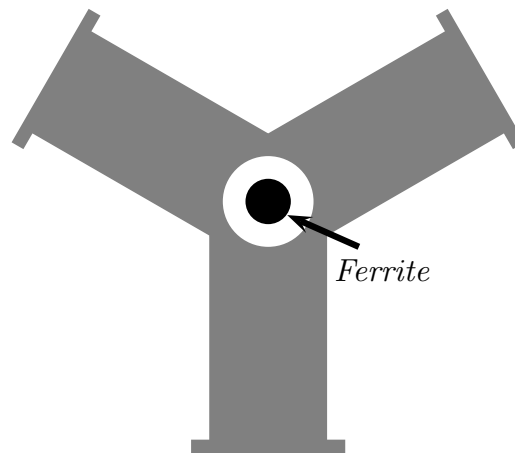


fig. 29.9-2

Circolatore a guide d'onda a Y - Vista interna

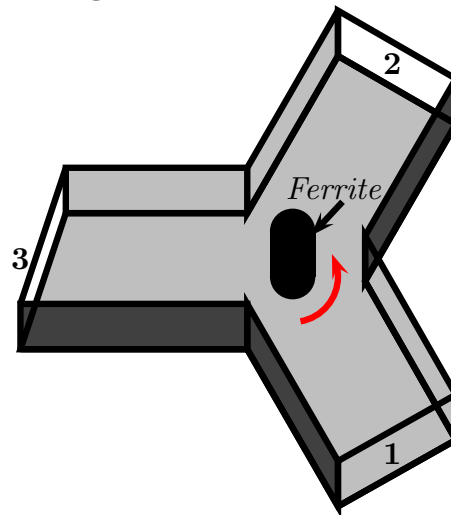


fig. 29.9-3

¹⁶⁾ S. Barbarino: Appunti di Campi elettromagnetici, Cap. 17, pag. 17.59.

29.10 - Caratteristiche di Propagazione in funzione della frequenza¹⁷⁾

L'atmosfera terrestre, **esclusa la ionosfera**, é per tutti gli scopi pratici trasparente alle radioonde di frequenza piú bassa di 1 GHz . Persino su una traiettoria di trasmissione lunga centinaia di miglia, nessuna frazione apprezzabile dell'energia dell'onda radio viene persa per assorbimento o diffusione nell'atmosfera. Con l'estensione della gamma utile di radiofrequenze nella regione delle microonde, si é finalmente entrati in una parte degli spettri elettromagnetici in cui l'atmosfera non é del tutto trasparente. Quindi, un limite superiore alle frequenze utili per il radar, imposto dalle proprietá dell'atmosfera, é ora necessario. Bisogna, allora, familiarizzare con certi fenomeni che erano nella sfera esclusiva dello spettroscopista molecolare. In generale, vi sono due modi in cui l'energia puó essere dissipata da un fascio radar: (1) da assorbimento diretto di energia nei gas dell'atmosfera; (2) attraverso assorbimento o diffusione dell'energia da materia condensata come gocce d'acqua. Tutti tali processi conducono ad una diminuzione esponenziale dell'intensitá con la distanza dalla sorgente, sovrapposta, ed eventualmente dominante, alla dipendenza dell'inverso del quadrato. L'effetto é quindi veramente un'attenuazione, ed é misurata propriamente in decibel per chilometro. Noi discuteremo prima l'assorbimento dai gas dell'atmosfera.

Dei tre gas piú abbondanti nell'atmosfera, azoto, ossigeno e vapore acqueo, gli ultimi due sono intrinsecamente capaci di interagire e assorbire energia da una radioonda in virtú del momento permanente di dipolo elettrico della molecola d'acqua e del momento permanente di dipolo magnetico della molecola di ossigeno. Noi sappiamo, tuttavia, che le molecole assorbono radiazione in righe di assorbimento piú o meno ben definite, o bande, e dobbiamo indagare se una di queste molecole mostra linee di assorbimento nella gamma delle microonde, cioé, a frequenze molto piú basse di quelle usualmente associate con gli spettri di assorbimento molecolare. **É stato trovato che sia l'ossigeno, sia il vapore acqueo in effetti mostrano tale assorbimento.** Sebbene gli effetti osservati sarebbero classificati come molto deboli da uno spettroscopista, il radar implica la trasmissione su percorsi cosí lunghi che si verifica un'attenuazione molto grande in alcune zone dello spettro.

I grafici di figura (29.10-1) e di figura (29.10-2) ci forniscono l'assorbimento delle microonde da parte di una atmosfera chiara standard; esso ci aiuta nella scelta delle frequenze da utilizzare in qualunque sistema radar o di telecomunicazioni. L'assorbimento da gas atmosferici, dovuto a risonanze molecolari, legate a transizioni fra livelli quantici é importante fino a frequenze dell'ordine di 350 GHz .

L'effetto attenuativo dell'azoto é trascurabile nella regione delle microonde e diventa rilevante nella regione dell'infrarosso. L'ossigeno causa attenuazione delle onde elettromagnetiche. Il picco di assorbimento piú importante é centrato a 60 GHz , e una serie di righe, molto prossime fra loro comprese nella banda 50 e i 70 GHz . É inoltre presente un altro picco di assorbimento relativo all'ossigeno molto piú stretto e debole a 118.8 GHz .

I principali picchi di assorbimento del vapore acqueo si trovano nella regione dello infrarosso. Altri picchi nella regione delle microonde si trovano a 22.235 GHz , che é

¹⁷⁾ Luis N. Ridenour (Ed.): Radar System Engineering, Massachusetts Institute of technology, Radiation Laboratory Series, Vol. 1, McGraw-Hill, 1947, Cap. 3, pag. 58.

debole, a 183.3 GHz e a 324.4 GHz.

A causa della pressione e temperatura, responsabili degli urti fra le molecole, si producono allargamenti di quelle che dovrebbero essere righe spettrali caratterizzate da un preciso valore di frequenza, dando origine a bande di assorbimento. In figura (29.10-1) é riportata l'attenuazione specifica (dB/km) in funzione della frequenza, a livello del mare, dovuta separatamente a vapore acqueo e ossigeno. In figura (29.11-2) é riportata l'attenuazione specifica (dB/km) in funzione della frequenza, a livello del mare, dovuto a vapore acqueo e ossigeno insieme.

Esistono formula empiriche che rendono conto degli andamenti di figura (29.10-1); esse forniscono l'attenuazione specifica a livello del suolo (dB/km) dovuta all'ossigeno, all'esterno della banda compresa fra 57 e 63 GHz, per una temperatura ambiente di 15°:

$$\gamma_{O_2} = \left[7.19 \cdot 10^{-3} + \frac{6.09}{f^2 + 0.227} + \frac{4.81}{(f - 57)^2 + 1.50} \right] \cdot f^2 \cdot 10^{-3} \quad (29.10.1)$$

$$\gamma_{O_2} = \left[3.79 \cdot 10^{-7} \cdot f + \frac{0.265}{(f - 63)^2 + 1.59} + \frac{0.028}{(f - 118)^2 + 1.47} \right] \cdot (f + 198)^2 \cdot 10^{-3} \quad (29.10.2)$$

la prima delle quali é valida per frequenze inferiori a 57 GHz, la seconda per frequenze superiori a 63 GHz, mentre la:

$$\gamma_{H_2O} = \left[0.067 + \frac{3}{(f - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(f - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(f - 323.8)^2 + 10} \right] \cdot f^2 \cdot \rho \cdot 10^{-4} \quad (29.10.3)$$

in cui ρ é la densità di vapore acqueo in g/m^3 ($\rho < 12$), fornisce l'attenuazione specifica dovuta al vapore acqueo nelle stesse condizioni per frequenze fino a 350 GHz.

Come si puó notare non esiste una formula empirica che consenta di descrivere con pochi parametri l'andamento dei fenomeni all'interno della banda di assorbimento dello ossigeno (50÷70 GHz).

Attenuazione atmosferica¹⁸⁾
 Propagazione orizzontale sul livello del mare
 Pressione: 1013 hPa, Temperatura: 15°C
 Densità del vapore acqueo: 7.5 g/m³
 Lunghezza d'onda riferita al vuoto (mm)

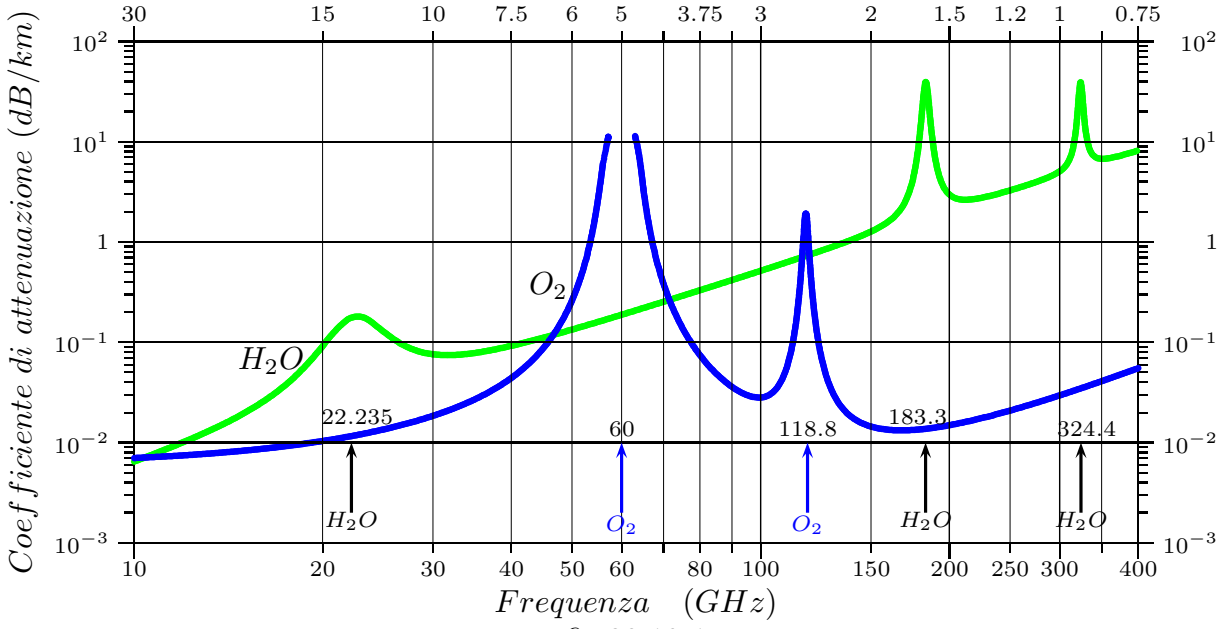


fig.29.10-1

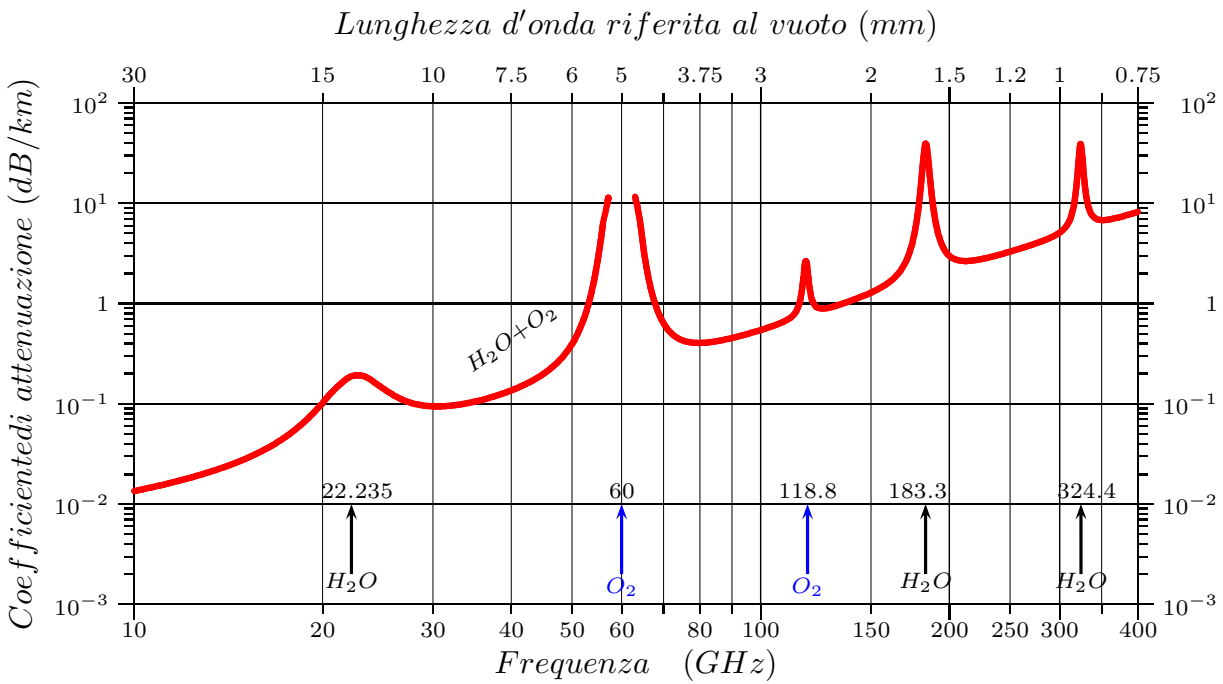


fig.29.10-2

¹⁸⁾ Eraldo Domoos, Loris Stola: Radiopropagazione - Scuola Superiore G. Reiss Romoli, 1992, pag. 234.

29.11 - Radar Doppler^{1),2)}

Si abbia un trasmettitore localizzato al suolo (sistema di riferimento S), e un ricevitore, situato su un aeroplano (sistema di riferimento S'). Il trasmettitore opera ad una frequenza angolare ω , e l'aeroplano si muove con una velocità costante \vec{v} , come in figura 29.11-1.³⁾

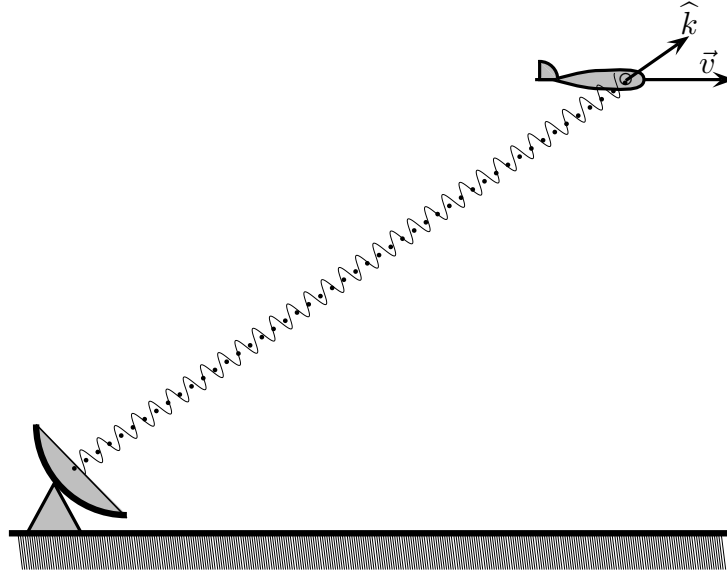


fig.29.11-1

L'aeroplano in moto, con velocità \vec{v} , riceve lo stesso segnale con frequenza angolare ω' data, **per effetto Doppler**, dalla formula:⁴⁾

$$\omega' = \gamma (\omega - \vec{v} \cdot \vec{k}) \quad \text{Effetto Doppler} \quad (29.11.1)$$

che, in aria, si può scrivere:

$$\omega' = \gamma \left(\omega - \vec{v} \cdot \frac{\omega}{c} \hat{k} \right) \quad (29.11.2)$$

e, ancora:

$$\omega' = \gamma \omega \left(1 - \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right) \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{Sorgente ferma} \\ \text{Ricevitore in moto} \end{array} \right. \quad (29.11.3)$$

essendo \hat{k} il versore della direzione di propagazione del campo, $\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}$ il fattore relativistico e c la velocità della luce nel vuoto.

¹⁾ Luis N. Ridenour (Ed.): Radar System Engineering, Massachusetts Institute of technology, Radiation Laboratory Series, Vol. 1, McGraw-Hill Book Company, Inc., 1947, Cap. 16, pag.626.

²⁾ Monti Paolo: Sistemi Radar - Calderini Editore, 1978.

³⁾ Van Bladel J.: Relativity and Engineering - Springer-Verlag, 1984, pag. 83.

⁴⁾ Sebastiano Barbarino: Appunti di Campi elettromagnetici, Cap. 2, pag.37÷38.

Nel caso in cui sia la sorgente a muoversi e il ricevitore fermo la formula relativa si ottiene scambiando i due sistemi di riferimento e il segno al vettore velocità:

$$\omega = \gamma \omega' \left(1 + \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k}' \right) \quad \begin{cases} \text{Sorgente in moto} \\ \text{Ricevitore fermo} \end{cases} \quad (29.11.4)$$

ossia, se una sorgente in moto, con velocità \vec{v} , emette onde con una frequenza angolare ω allora un osservatore stazionario rispetto al mezzo di trasmissione rivelerà le onde con frequenza angolare ω' data da:

$$\omega' = \frac{\omega}{\gamma \left(1 + \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)}. \quad (29.11.5)$$

Ritornando alla figura 29.11-1, l'onda che arriva al bersaglio mobile emessa dalla sorgente ferma, con frequenza angolare ω' , data dalla (29.11.3) e che denominiamo ω_{iB} , viene riflessa per raggiungere la sorgente, ossia essa è l'eco del radar.

La frequenza angolare dell'onda riflessa si ottiene dalla (29.11.5). Chiameremo essa ω_{eco} e al posto di ω dobbiamo sostituire la ω_{iB} data dalla (29.11.3):

$$\omega_{eco} = \frac{\omega_{iB}}{\gamma \left(1 + \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)} \quad (29.11.6)$$

e, ancora:

$$\omega_{eco} = \frac{\cancel{\gamma} \omega \left(1 - \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)}{\cancel{\gamma} \left(1 + \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)} \quad (29.11.7)$$

ossia:⁵⁾

$$\omega_{eco} = \omega \frac{\left(1 - \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)}{\left(1 + \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)} \quad (29.11.8)$$

Valutiamo la differenza $\omega_d = \omega_{eco} - \omega$, denominata **frequenza angolare Doppler**. Si ha:

$$\omega_d = \omega_{eco} - \omega = \omega \frac{\left(1 - \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)}{\left(1 + \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)} - \omega = \omega \left[\frac{\left(1 - \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)}{\left(1 + \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)} - 1 \right] = \omega \left[\frac{-2 \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k}}{\left(1 + \frac{\vec{v}}{c} \cdot \hat{k} \right)} \right] \quad (29.11.9)$$

⁵⁾ Van Bladel J.: Relativity and Engineering - Springer-Verlag, 1984, pag.149, formule (5.97) e (5.98).

La formula (29.11.9) rappresenta lo shift in frequenza di un'onda dopo la riflessione da parte del bersaglio mobile. Essa è di grande interesse pratico. Esso permette di distinguere fra echi provenienti da bersagli stazionari (per esempio gli edifici di un aeroporto), e quelli provenienti da bersagli in moto (per esempio un numero di aeroplani in avvicinamento). Questo Doppler shift forma la base dei sistemi Radar MTI (Moving Target Indicator - Indicatore di Bersagli in moto) e più particolarmente di un numero di dispositivi anifurto. In questi dispositivi un discriminatore di frequenze produce un segnale proporzionale alla differenza di frequenze $\Delta\omega = \omega_{eco} - \omega$. Questo segnale è anche proporzionale alla velocità del bersaglio e che, nell'ipotesi $v \ll c$, si scrive:

$$v \simeq -\frac{c}{2} (\omega_{eco} - \omega) = -\frac{c}{2} \Delta\omega \quad (29.11.10)$$

È da notare che la legge dello spostamento $z(t)$ del bersaglio può essere ricostruito per mezzo della semplice integrazione:

$$z - z_0 = -\frac{c}{2} \int_0^t \Delta\omega dt' \quad (29.11.11)$$

In una interessante applicazione il bersaglio riflettente è la superficie di contorno di un fascio di elettroni con velocità relativistica, e illuminato da un'onda elettromagnetica nel range di frequenza appartenente alla banda X. Dalla formula (29.11.8) l'onda riflessa giace in un range di frequenza più alta, per esempio nella banda K_a . Il dispositivo quindi permette la conversione di frequenze, e potrebbe servire come generatore di impulsi ad alta frequenza nel range submillimetrico.

29.12 - Schema di base di un Radar Doppler¹⁾

Come abbiamo visto nel paragrafo precedente, se il bersaglio ha una componente di velocità lungo la direzione dell'antenna radar, il segnale riflesso (l'eco) risulterà spostato in frequenza rispetto alla frequenza trasmessa dal radar a causa dell'effetto Doppler. Se la frequenza trasmessa ν_0 e la velocità radiale del bersaglio radiale è v_r , allora lo spostamento in frequenza, denominato **frequenza Doppler** ν_d , sarà, nell'ipotesi $v_r \ll c$, data dalla formula (29.11.9)

$$\nu_d \simeq \frac{2v_r\nu_0}{c} \quad (29.12.1)$$

dove c è la velocità della luce nel vuoto. La frequenza ricevuta è quindi $\nu_0 \pm \nu_d$, dove il segno più corrisponde a un obiettivo in avvicinamento e il segno meno corrisponde a un bersaglio in allontanamento (vedi riferimento ⁴⁾ del paragrafo precedente).

La Figura (29.12-1) mostra un sistema radar Doppler di base. Si osservi che è molto più semplice di un radar a impulsi poichè viene utilizzato un segnale a onda continua e

¹⁾ Pozar David M.: Microwave Engineering, Fourth Edition - John Wiley & Sons, 2012, pag.694.

anche l'oscillatore di trasmissione può essere utilizzato come oscillatore locale per il mixer di ricezione perchè il segnale ricevuto è la frequenza compensata dalla frequenza Doppler. **Il filtro che segue il mixer dovrebbe avere una banda passante corrispondenti alle velocità del bersaglio minime e massime previste.** È importante che il filtro abbia un'elevata attenuazione a frequenza zero, per eliminare l'effetto del disordine di ritorno e dispersione del trasmettitore alla frequenza ν_0 , in quanto questi segnali verrebbero convertiti verso la basso o zero frequenza. Quindi non è necessario un elevato grado di isolamento tra trasmettitore e ricevitore, e un circolatore può essere utilizzato. Questo tipo di risposta del filtro aiuta anche a ridurre l'effetto del rumore $1/f$. Il radar di cui sopra non è in grado di distinguere tra bersagli in avvicinamento e in allontanamento, poichè il segno di f_d viene perso nel processo di rilevamento. Tali informazioni possono essere recuperate, tuttavia, utilizzando un mixer che produce separatamente i prodotti a banda laterale superiore e inferiore.

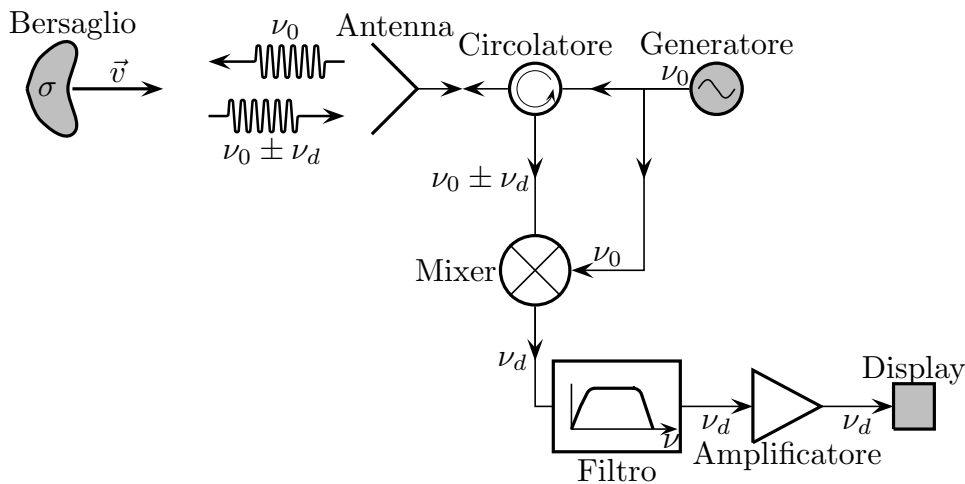


fig.29.12-1

Poichè il ritorno di un radar a impulsi da un bersaglio in movimento conterrà uno spostamento Doppler, è possibile determinare sia la portata che la velocità (e la posizione, se viene utilizzata un'antenna a fascio stretto) di un bersaglio con un solo radar. Tale radar è noto come radar Doppler a impulsi e offre numerosi vantaggi rispetto ai radar a impulsi o Doppler. Un problema con un radar a impulsi è che è impossibile distinguere tra un vero bersaglio e i segnali di disturbo da terra, alberi, edifici, ecc. Tali ritorni di disturbo possono essere rilevati dai lobi laterali dell'antenna. Tuttavia, se il bersaglio è in movimento (ad esempio, come in un'applicazione radar di sorveglianza aeroportuale), lo spostamento Doppler può essere utilizzato per separare il suo ritorno dal disordine, che è stazionario rispetto al radar.

È interessante graficare la funzione (29.12.1) in funzione della velocità v_r del bersaglio per avere informazioni quantitative sullo shift Doppler.

Conviene misurare la velocità in nodi ossia in miglia marine per ora. Ricordando che 1 miglio marino è 1852 metri, si ha:

$$1 \text{ m/s} = 3.6 \text{ km/h} = 3.6/1.852 = 1.9438 \text{ nodi}$$

Quindi la formula (29.12.1) si traduce in:

$$\nu_d \simeq \frac{2v_r\nu_0}{c} = \frac{2v_r\nu_0}{c \cdot 1.9438} \quad (29.12.2)$$

con v_r in nodi e c in m/s.

In definitiva:

$$\nu_d = v_r\nu_0 \cdot 3.43 \cdot 10^{-9} \quad (29.12.3)$$

da cui:

$$\nu_0 = \frac{\nu_d}{v_r \cdot 3.43 \cdot 10^{-9}} \quad (29.12.4)$$

Da queste formule costruiamo la seguente tabella e il successivo grafico.²⁾

v_r nodì	ν_0 MHz	ν_d Hertz
5	583.14	10
5	10^5	1714.85
10	291.54	10
10	10^5	3430
20	145.77	10
20	10^5	6860
50	58.309	10
50	58309.038	10^4
100	29.154	10
100	29154	10^4
200	14.577	10
200	14577.26	10^4
500	10	17.15
500	5830.9	10^4
1000	10	34.3
1000	2915.45	10^4
2000	10	68.6
2000	1457.726	10^4
5000	10	171.5
5000	583.090	10^4

²⁾ Skolnik Merrill I. Introduction to Radar Systems, Second Edition - McGraw-Hill Book Company, 1980, pag.69.

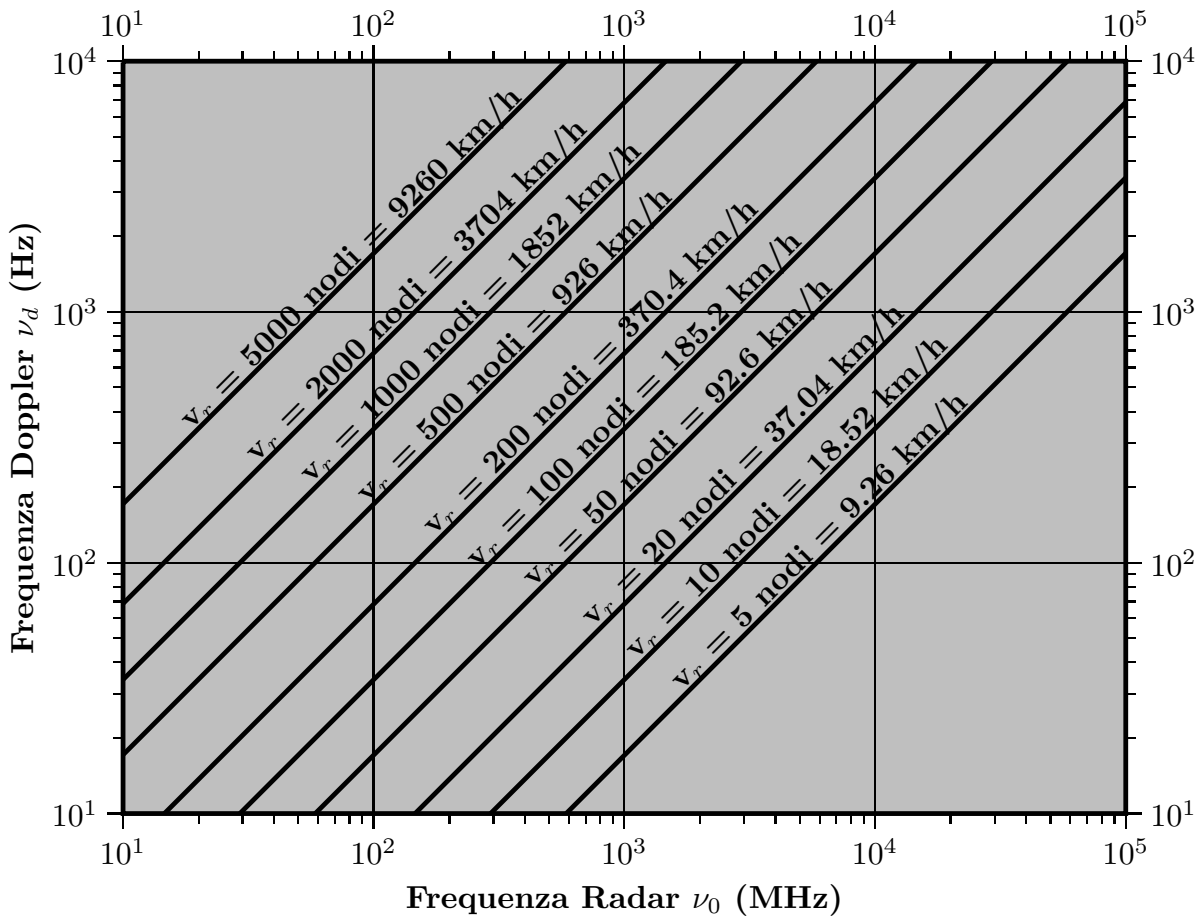


fig.29.12-2

Appendice al Cap. 29

29A.1 - Storia del Radar†

Nel 1900, Nikola Tesla fu, forse, il primo a suggerire un sistema wireless che potrebbe utilizzare le onde radio riflesse per localizzare gli oggetti e anche per misurare la loro distanza. Tesla ha spiegato il concetto di radar (come oggi conosciamo il termine) in questo modo:¹⁾ *”Quando alziamo la voce e ascoltiamo un eco in risposta, sappiamo che il suono della voce deve aver raggiunto un muro o un confine distante, e deve essere stato riflesso dallo stesso. Esattamente come il suono, così si riflette un’onda elettrica, e la stessa prova può essere utilizzata per determinare la posizione relativa o la traiettoria di un oggetto in movimento come una nave in mare”*. Sfortunatamente, il sogno di Tesla non fu realizzato per vari motivi; le sue idee furono dimenticate, solo per essere riscoperte più volte negli anni a venire.

Analogamente il problema di rilevare l’eco prodotta dalle onde elettromagnetiche si pose fin da quando nel 1901-1902, Kennelly, Heaviside e Marconi scoprirono che queste onde venivano riflesse dalla ionosfera. Ad essi si aggiunsero Appleton, Barnett, Taylor, Young e Augusto Righi.

La scoperta del Radar,²⁾ tuttavia, si fa datare nel 1904 quando l’ingegnere tedesco Christian Hülsmeyer,³⁾ il 30 Aprile, depositò il brevetto DE 165546. Esiste una targa sulla facciata della casa di Hülsmeyer a Düsseldorf dove Egli visse dal 1930 a testimonianza di tale scoperta:

”In questa casa visse dal 1930 fino alla sua morte nel 1957 l’inventore del radar Ing. Chr. Hulsmeyer nato il 5 dicembre 1881 in Eydelstedt Il brevetto Hulsmeyer fu il primo brevetto radar nel mondo DRP 165546 30.4.1904”

Il titolo del brevetto era *”Telemobiloskop”* per indicare un sistema in grado di rilevare la presenza di un corpo conduttore. In esso è descritto anche il principio sul quale si base il brevetto: *”Apparato che trasmette e riceve onde hertziane, adatto ad indicare, o dare allarme per la presenza di un corpo metallico quali una nave o un treno, nella direzione di trasmissione delle dette onde.”*

La prima dimostrazione ebbe luogo il 18 Maggio 1904 a Colonia, sul ponte Hohenzollern sul fiume Reno, con rilevamento di una nave a distanze massime dell’ordine di uno o due chilometri, mediante un sistema bistatico (antenna trasmittente e antenna ricevente separate) ad onda continua operante a lunghezze d’onda di circa mezzo metro.

I primi esperimenti che dimostrarono, oltre alla capacità di rivelazione, la misura della

† R. J. James: A history of Radar - IEE Review, October 1989.

¹⁾ Tapan K. Sakar, Magdalena Salazar Palma, and Eric L. Mokole: Echoing Across the Years: A History of Early Radar evolution, IEEE Microwave Magazine, Year 2016, Volume 17, Issue 10 pp. 46 - 60.

²⁾ Gaspare Galati: Cent’anni di radar, Ricerca, Sviluppi, Persone Eventi - Aracne Editrice S.r.l., 2012.

³⁾ Christian Hülsmeyer: 25 dicembre 1881, Eydelstedt, Germania - 31 gennaio 1957, Circondario di Ahrweiler, Germania.

distanza furono condotti in Inghilterra da Appleton e Barnett nel Dicembre 1924⁴⁾ usando quello che oggi chiameremmo un radar bistatico ad onda continua modulata in frequenza nel quale la frequenza di battimento fra il segnale diretto e quello riflesso dalla ionosfera era proporzionale all'altezza dello strato atmosferico riflettente. Analogamente nel 1925 - 1926 Breit e Tuve⁵⁾ utilizzarono quello che può essere considerato il primo radar ad impulsi per misurare la distanza degli strati ionosferici.

Sebbene il principio di base del radar fosse stato dimostrato nella prima parte del XX-esimo secolo, non ci sono state ulteriori attività per oltre trenta anni oltre a quelle indirizzate alla misura dell'altezza degli strati ionosferici.⁶⁾ L'avvenimento che ha portato al radar moderno è stato quando il biplano rinforzato esternamente durante la prima guerra mondiale fu sostituito dal monoplano monolitico interamente in metallo con il suo carrello di atterraggio retrattile, cabina di guida chiusa e alta potenza dei motori che permettevano di volare a lunghe distanze ad alta quota e che poteva trasportare un grosso carico di bombe. Negli anni trenta, l'attacco da parte di aerei bombardieri era una preoccupazione seria e militare.

I leaders erano pessimisti riguardo alla possibilità di difendersi contro di esso. Negli anni '30, tuttavia, lo sviluppo della tecnologia VHF stava rapidamente fiorendo in molti paesi, e non passò molto tempo prima che venisse notato che un velivolo, una nave o una persona che passa attraverso il percorso di propagazione di un collegamento di comunicazione bidirezionale producesse un disturbo al ricevitore. Il radar è quindi rinato.

All'inizio della seconda guerra mondiale, nel settembre 1939, otto paesi stavano, indipendentemente e quasi contemporaneamente, cercando di costruire radar di scoperta, e la maggior parte di essi avevano sistemi operativi disponibili al momento dell'inizio della guerra. Questi paesi erano Stati Uniti, Regno Unito, Germania, Francia, Unione Sovietica, Giappone, Italia e Olanda.

Dopo la scoperta di Hülsmeier, una delle prime dichiarazioni sulla possibilità di usare radioonde come un mezzo per rivelare oggetti fuori dal campo visivo fu fatta da Guglielmo Marconi in una conferenza.⁷⁾ Egli, fra l'altro, disse: **"...Prima di concludere desidero descrivere un'altra possibile applicazione di queste onde che, in caso di successo, sarebbe di grande aiuto per i naviganti. Come fu mostrato per primo da Hertz le onde elettromagnetiche possono essere completamente riflesse da corpi conduttori. In alcuni dei miei esperimenti ho notato gli effetti di riflessione di queste onde con oggetti metallici a miglia di distanza. Io ritengo che dovrebbe essere possibile progettare apparati per mezzo dei quali una**

⁴⁾ E. V. Appleton and M. A. F. Barnett: On Some Direct Evidence for Downward Atmospheric Reflection of Electric Rays - Proc. Roy. Soc. A109, 621 (1925).

⁵⁾ Breit G. and Tuve M. A.: A text of existence of the conducting layer - Physical Review vol. 28, September 1926, pag. 554.

⁶⁾ Detection & Ranging Radar in the Twentieth Century - IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine. Jubilee Issue. October 2000 pag.27.

⁷⁾ Guglielmo Marconi: Radio Telegraphy - Presented at a joint meeting of the New York Section of the A. I. E. E. and The Institute of Radio Engineers, New York, June 20, 1922 - Journal of the American Institute of Electrical Engineers, Year: 1922, Volume: 41, Issue: 8, Pages: 561 - 570.

nave potrebbe irradiare o proiettare un fascio divergente di questi raggi in una qualunque desiderata direzione, i quali raggi incontrando un oggetto metallico, come un altro piroscalo o nave, sarebbero riflessi verso un ricevitore schermato dal trasmettitore locale [ubicato] sulla nave trasmittente e quindi rivelare immediatamente la presenza e la direzione dell'altra nave anche in presenza di nebbia o di tempo cattivo. ..."⁸⁾

Tuttavia, fu l'ascesa al potere di Hitler che stimolò la Gran Bretagna ad ideare una nuova forma di difesa contro attacchi aerei che furono correttamente visti come la principale minaccia in caso di guerra.

Tecniche acustiche furono sviluppate nella prima guerra mondiale per localizzare cannoni e furono ulteriormente sviluppate negli anni '20 per la rivelazione di aerei. Negli anni '30, tuttavia, si capì che queste tecniche erano inadeguate a contrastare l'aereo bombardiere allora in fase di sviluppo. **Progressi nello sviluppo di trasmettitori radio ad alta potenza hanno portato a pensare che potenti fasci di onde radio potrebbero essere utilizzati per disattivare il sistema di accensione elettrica sui motori degli aerei o rendere inabile l'equipaggio.**

L'esperimento di Daventry

Nel Gennaio del 1935 il governo britannico commissionò a **Robert Watson Watt**⁹⁾ del Radio Department of the National Physical Laboratory at Slough, di esaminare la praticità di questa proposta. Egli la discusse con **Arnold F. Wilkins**¹⁰⁾ (Scientific Officer), che rapidamente concluse che il cosiddetto "raggio della morte" non era ancora una possibilità pratica.

Tuttavia, Wilkins postulò che l'uso di un fascio di onde radio per rivelare la presenza di aerei era sicuramente tecnicamente possibile.

Questo portò all'esperimento di Daventry¹¹⁾ il 26 Febbraio 1935. Per l'esperimento fu usata una potente radio trasmittente ad onde corte della BBC. L'oggetto dell'esperimento

⁸⁾ Nel 1932, un episodio, apparentemente insignificante, indusse lo scienziato ad affrontare definitivamente la questione: nel corso della realizzazione di un ponte radio con onde elettromagnetiche di 90 cm di lunghezza d'onda, per conto del Vaticano, fra Roma e Castel Gandolfo, Marconi rilevò, ogni mattina e alla stessa ora, una perturbazione nella stazione ricevente; percorrendo la traiettoria congiungente le due antenne trasmittente e ricevente, si accorse che in quel momento un contadino attraversava una strada con una carriola per andare a lavoro. Fu così che venne deciso di effettuare, in Italia, una serie di sperimentazioni finalizzate alla realizzazione di sistemi per la determinazione dei dati di moto di oggetti colpiti da energia elettromagnetica - Aldo De Florio: Il Radar Italiano - Rivista Marittima, Maggio 2016, pag. 76; Enrico Cernuschi: Marinelettro e il Radiotelemetro Italiano - Supplemento alla Rivista Marittima 1995, pag. 15.

⁹⁾ Robert Alexander Watson-Watt: 13 aprile 1892, Brechin, Scozia 5 dicembre 1973, Inverness, Scozia.

¹⁰⁾ Arnold Frederic Wilkins: 20 Febbraio 1907, Chorlton-cum-Hardy, Manchester, Regno Unito 5 Agosto 1985, Saxtead, Regno Unito.

¹¹⁾ Daventry é una cittadina della contea del Northamptonshire, in Inghilterra, a circa 140 km a nordovest di Londra.

era di vedere se un aereo che vola attraverso le onde radio riflettesse un segnale. Un furgone commerciale Morris fu dotato di un ricevitore radio, che era collegato ad un oscilloscopio, che visualizzava un segnale come un punto brillante su un tubo a raggi catodici. Il furgone era posizionato in un campo a Weedon vicino a Daventry e un aereo Handley-Page Heyford stava volando a 6000 piedi (1830 m) lungo una linea da Daventry a Weedon. Quando il bombardiere si trovava lungo la rotta, il puntino sul tubo a raggi catodici si muoveva su e giù. L'oscillazione era causata dal segnale riflesso dall'aereo che arrivava al ricevitore a Weedon; l'oscillazione continuava fino a quando l'aereo usciva dalla zona irradiata.

Questo fu un vero incoraggiante inizio. Il governo allora stanzió 12300 sterline sull'ulteriore sviluppo del radar l'anno seguente.

Radar ad impulsi

Il trasmettitore BBC inviava radioonde continuamente; successivamente fu proposto di trasmettere a impulsi per essere in grado di misurare la distanza del bersaglio.

La proposta fu di trasmettere un treno di impulsi accuratamente intervallati nel tempo. Una volta che l'impulso é stato trasmesso, il trasmettitore sará chiuso ed un ricevitore adiacente al trasmettitore sarebbe quindi pronto a ricevere l'energia riflessa da un bersaglio nel fascio. Il tubo a raggi catodici era disposto in modo tale che la traccia orizzontale scansionava da sinistra a destra cosicché la piena estensione della linea era eguale all'intervallo fra gli impulsi del trasmettitore. Se nessuno degli impulsi fosse ritornato, la traccia rimaneva una linea orizzontale; se, tuttavia, un aereo rifletteva un impulso, allora, quando il ricevitore lo riceveva, esso sarebbe mostrato come un puntino sulla linea orizzontale. La sua posizione sulla traccia era una misura della distanza del bersaglio rivelato.

Esperimenti con successo per rivelare aerei utilizzando questo principio furono effettuati a Orfordness nel Suffolk (a nord est di Londra sulla costa orientale), e da allora il progresso fu rapido. Dal 1937, una serie di stazioni di radio rivelazione, conosciuti come Chain Home (CH), furono situati lungo la costa orientale della Gran Bretagna operanti ad una frequenza di 20 - 30 MHz. Le torri trasmettenti erano alte 350 piedi (105 metri) ed erano costituiti da alberi in acciaio a traliccio con antenne appesi tra gli alberi. Le torri riceventi erano alte 80 piedi (24 metri) e portavano un numero di antenne a dipolo incrociato. Tale sistema non solo dava la distanza del bersaglio, ma era anche in grado di dare una indicazione dell'angolo di rilevamento.

CH é un risultato notevole, in quanto in seguito al semplice esperimento a Daventry nel 1935, fu previsto, sviluppato e installato in tempo per gli attacchi, in grande scala, degli aerei tedeschi del 1940.

Radar a microonde

La accuratezza con cui le coordinate angolari di un bersaglio possono essere misurate dipende da quanto stretto possa essere il fascio di radioonde. Per una data dimensione dell'antenna, piú alta é la frequenza piú stretto é il fascio.

L'effetto contrario é che una frequenza piú elevata consente la stessa larghezza di fascio ottenuta con un'antenna piú piccola. La grande attrazione degli utilizzatori era che un'antenna piú piccola potrebbe offrire la possibilitá di radar mobili.

La limitazione in frequenza era dovuta ai trasmettitori, e cosí nel 1939 il Governo

chiamó un team di ricercatori dalle varie università per istituire un gruppo di esperti in grado di elaborare proposte per lo sviluppo di un dispositivo di trasmissione con la capacità di produrre energia a radiofrequenza a frequenze fino a 10000 MHz, cioè a lunghezze d'onda centimetriche.

Due scienziati, **John Randall** e **Henry Boot**, erano in congedo, al momento della riunione inaugurale e al ritorno hanno trovato che erano stati assegnati a lavorare su tubi per i ricevitori. Nel considerare una adatta sorgente di frequenza delle microonde per testare i ricevitori, hanno preso come punto di partenza il lavoro che era stato fatto già nel 1921, **un diodo a bassa potenza con un campo magnetico assiale, che fu chiamato magnetron.**

Randall e Boot ebbero l'idea di una struttura risonante che era in effetti una versione tridimensionale di una spira a filo e incorporata come parte dell'anodo nell'involuppo della valvola. Essi chiamarono questo dispositivo come "magnetron a cavità", per distinguerlo dalla prima versione a bassa potenza.¹²⁾ Il primo modello sperimentale fu provato nel febbraio del 1940 e fu subito un successo. Anche i primi modelli erano in grado di produrre potenze fino a 500 KW ad una frequenza di 3000 MHz e 100 KW a frequenza di 10000 MHz. È stato un pó di tempo prima che è stata prodotta una vera e propria teoria dell'effetto, ma come ha detto Randall, "é stata una fortuna che non abbiamo avuto il tempo per studiare tutte le carte apprese sul magnetron, altrimenti non avremmo mai iniziato".

Con l'invenzione del magnetron a cavità ad alta potenza, vi fu immediatamente grande pressione per sviluppare sistemi che sfruttano i vantaggi delle onde centimetriche, sia dal punto di vista dell'accuratezza sia della mobilità, che portarono allo sviluppo dell'intera gamma dei nuovi radar.

Radar di sorveglianza

I radar CH adempivano quello che é noto come un ruolo di sorveglianza, nel senso che essi rivelavano tutti i bersagli che entravano in un settore molto ampio del cielo. La nuova sorveglianza con i potenti radars alimentati dal magnetron beneficiava del fatto che le antenne piú piccole potevano ora essere ruotate per fornire la copertura tutta intorno, con il fascio piú stretto dando maggiore accuratezza nella direzione.

Nella primavera del 1940, un'altra invenzione rispose ad un requisito per la direzione e la distanza del bersaglio, informazioni da presentare sullo stesso tubo di visualizzazione in tale modo da consentire all'operatore radar di osservare la vera posizione del bersaglio immediatamente, senza necessità di calcolo matematico. La soluzione ha la forma di un nuovo tipo di visualizzazione con tubo a raggi catodici accoppiato elettricamente all'ingranaggio di rotazione dell'antenna. Il nuovo tubo era conosciuto come il "piano di posizione Indicatore" (PPI), ed é stato un significativo avanzamento nella progettazione radar.

Radar germanici

É interessante notare che, fino all'invenzione del magnetron a cavità, lo sviluppo del radar in Germania ha seguito approssimativamente linee simili a quelle della Gran Bretagna. Un prototipo era il "Giant Wurzburg", che operava ad una frequenza di 570 MHz. Il radar di sorveglianza a range piú lungo era conosciuto come Freya e operava a 126 MHz.

¹²⁾ §Capitolo 24

Dopo la caduta della Francia, un numero di radar germanici furono situati sulla costa francese. Un commando britannico effettuó un raid su uno di questi siti radar e unità di interesse del radar furono portati nel Regno Unito per un esame dettagliato. Come conseguenza del successo di questo raid il Ministero dell'Aeronautica si preoccupó della vulnerabilità dello sviluppo del suo radar sito a Swanage sulla costa meridionale, e nel giugno 1942, l'Istituzione della Ricerca sulle Telecomunicazioni, come veniva chiamata, si trasferí a Malvern nel Worcestershire per renderlo meno vulnerabile ad un simile attacco. La ricerca Radar é ancora svolta dalla Royal Signal & Radar Establishment in questo sito tutt'oggi.

Radar sugli aerei

C'era anche una forte pressione per sviluppare un radar sufficientemente piccolo per permettere di essere montato su un aeromobile, in quanto fu riconosciuto che esso consentirebbe all'equipaggio di navigare con una precisione sconosciuta prima in caso di maltempo, e anche per abilitare gli equipaggi dei caccia notturni a rilevare bombardieri nemici. Con il magnetron ora sufficientemente sviluppato per consentire la produzione di massa, il Radar Research Establishment a Malvern ha risposto alla sfida e opportuni radar, utilizzando il trasmettitore con magnetron a cavità, sono stati rapidamente sviluppati. Le prove dei radar hanno avuto molto successo, ma poiché era noto che i tedeschi non avevano inventato il magnetron o qualcosa di simile, i nuovi radar non furono montati nei velivoli operativi per paura che i tedeschi potessero ottenere un integro magnetron da un velivolo colpito e caduto. Tuttavia, dopo qualche mese che i radar centimetrici furono disponibili, ci si accorse che alla fine gli aerei perduti erano stati in aumento in un tale misura per cui si sarebbe dovuto prendere un provvedimento, così il primo radar centimetrico operativo fu montato su un caccia notturno Bristol Blenheim nel mese di febbraio 1941. Radar centimetrici furono montati sul HP Halifax nel mese di marzo del 1942.

Contromisure

Parallelamente allo sviluppo del radar vi fu lo sviluppo delle contromisure ai radar nemici. Fu subito riconosciuto che un radar poteva essere neutralizzato con radiofrequenza di disturbo. Cioé, un segnale deliberatamente irradiato nella direzione del radar, se sufficientemente forte e della stessa frequenza propria del radar, avrebbe l'effetto di costringere il ricevitore radar a desensibilizzarsi in misura tale che l'eco piú piccolo dal vero obiettivo non sarebbe piú rilevabile.

I primi radar a bassa frequenza sono stati oggetto di tale disturbo, ma i tedeschi non erano in grado di disturbare i radar centimetrici perché non avevano sviluppato sorgenti centimetriche. É stato anche riconosciuto che a causa di echi radar dall'acqua nell'atmosfera, era molto difficile distinguere il piccolo eco di un aereo in volo in caso di pioggia. Gli echi dalla pioggia, o il disordine, come questi echi sono stati chiamati, essendo presenti in un ampio intervallo, oscuravano la piccola eco degli aeromobili sul tubo a raggi catodici.

Questo fenomeno ha portato alla invenzione di una forma interessante di contromisura, noto agli inglesi come 'window', ai tedeschi come 'düppel' e agli americani come 'chaff', come si chiamano ancora oggi. La tecnica era di lanciare migliaia di strisce di alluminio da

un aereo principale che vola molto alto, che poi si allarga e scende gradualmente a terra. Queste generano falsi echi nei radar di ricerca che occupano le schermate e consentono alla forza principale aerea di avvicinarsi inosservata. Alternativamente, potrebbe essere utilizzata come esca per forzare le difese di concentrarsi su un settore inutilmente.

Questa particolare contromisura, anche se molto efficace, riusciva facilmente a essere copiata e ancora una volta vi era quindi una certa riluttanza a utilizzarlo. Come é successo, entrambe le parti hanno avuto la stessa visione. Il britannico ha iniziato a usare 'Finestra' nel luglio 1943, i tedeschi in Nord Africa nell'autunno del 1943, e nel Regno Unito nella 'piccola Blitz' su Londra nel gennaio del 1944.

29A.2 - Storia del Radar Italiano¹⁾

Come abbiamo detto nel paragrafo precedente, Guglielmo Marconi, che già aveva intuito il principio del radar nel 1922, riprese l'argomento nel 1933 dopo aver rilevato perturbazioni nell'irradiazione di un fascio di onde elettromagnetiche di 90 cm di lunghezza d'onda ($\nu \simeq 333 \text{ MHz}$) nel corso della realizzazione di un ponte radio fra Roma e Castel Gandolfo. Lo stesso anno lo scienziato bolognese contattó in sede riservata il capo del primo reparto del Servizio Tecnico del Genio Militare del Regio Esercito colonnello (poi generale) professor Luigi Sacco che, dopo aver personalmente constatato come le perturbazioni fossero determinate dal passaggio di autoveicoli e da altri ostacoli posti su una strada che correva fra le due antenne del ponte radio, divenne subito un convinto assertore della possibilità, o meglio indispensabilità, di un futuro radiotelemetro per le FF.AA. italiane. L'anno successivo Marconi condusse un primo ciclo di esperimenti sul litorale laziale con trasmettitori e ricevitori dell'Istituto Militare Superiore di Trasmissioni del Regio Esercito (IMST) realizzando lo stesso anno anche uno sbarramento elettromagnetico basato su due stazioni terrestri in grado di pilotare con sicurezza il suo panfilo laboratorio *Elettra* nottetempo in un canale. Dopo questi primi risultati, con portate utili inferiori comunque al chilometro, realizzó infine, nella primavera del 1935 presso le Officine Marconi di Cornigliano, due complessi radiotelemetrici con specchi parabolici destinati a rilevare ostacoli fino alla distanza di 3000 metri. Nel corso di un ciclo di esperimenti svolte fra Acquafredda, Forte Boccea e Torrevicchia (giá Torre Chiara), dal 4 al 20 maggio di quello stesso anno, alla presenza dei generali Federico Baistrocchi, Sottosegretario di Stato alla guerra e, in pratica principale responsabile delle FF.AA. italiane, Luigi Sacco, Arturo Giuliani e Giuseppe Guasco (Ispettore del Genio militare), dell'ammiraglio Emilio Solari e dello stesso Mussolini, il nuovo apparato mostró una portata reale dell'ordine dei 2000 metri riuscendo a segnalare l'avvicinamento di plotoni di soldati e veicoli. Questi apparati avevano bisogno di una maggior potenza e di una portata superiore per poter essere utili militarmente. Il folto gruppo di giornalisti, sempre al seguito di Marconi, complicó il mantenimento del segreto sin dagli esperimenti segreti del 1934. Fu cosí che nel 1934 nacquero due clamorose notizie che, nel giro di una notte, fecero letteralmente il giro del mondo. Si trattava dell'improvviso spegnimento dei motori di alcune automobili dei cronisti e del rinvenimento, nella zona degli esperimenti, dei resti carbonizzati di un non

¹⁾ Enrico Cernuschi: Marinelettro e il Radiotelemetro Italiano - Supplemento alla Rivista Marittima, Maggio 1995.

identificato animale. Ebbe così origine la leggenda del "raggio della morte" che ancora oggi accompagna il racconto degli ultimi anni di vita di Marconi. Neppure la successiva constatazione che si era trattato dei banali resti di una pecora, arrostita da alcuni pastori dell'agro romano, riuscì a raffreddare l'interesse collettivo per la nuova presunta scoperta dello scienziato italiano. L'episodio ebbe però una inimmaginabile conseguenza nel 1935 in quanto le autorità britanniche decisero di contattare il professor Watson-Watt proprio per valutare la fattibilità del raggio della morte (§paragrafo precedente) antiaereo dando così involontariamente il via alla realizzazione del radar inglese.²⁾

Questa eccessiva e sgradita pubblicità data dai giornali, il precario stato di salute di Guglielmo Marconi che morirà improvvisamente il 20 luglio 1937 mentre lavorava a un radiotelemetro su schema a impulsi, il peggiorare delle relazioni anglo-italiane in coincidenza della crisi etiopica e la presenza dell'ingegnere inglese Mathieu, braccio destro di Marconi e direttore della Marconi Wireless Company di Londra (ricordiamo che Marconi aveva cominciato i suoi famosi esperimenti transatlantici in Inghilterra dove aveva fondato la suddetta Compagnia) fecero sì che la nuova Commissione interministeriale per il Radio Detector Telemetro (RDT), costituita dopo gli esperimenti di Forte Boccea a riprova dell'importanza che i vertici tecnici delle FF.AA. italiane e lo stesso capo del Governo annettevano alla scoperta, decidesse di affidare, su proposta del generale Sacco, le successive ricerche a un giovane professore di Campobasso, il trentunenne **Ugo Tiberio**, che si era autonomamente interessato alla radiotelemetria sin dal 1931 presso l'Istituto Militare Superiore di Trasmissioni, da cui dipendeva come ingegnere addetto e insegnante di radiotecnica. Per i suoi studi e le sue realizzazioni è noto come il "padre del radar italiano". Al suo nome sono legati in campo internazionale alcuni aspetti teorici della tecnica radar, come la formula ridotta della 4^a potenza della distanza di scoperta radar, la nozione di superficie equivalente d'eco e del fattore di visibilità, ecc.³⁾

Ugo Tiberio⁴⁾ nacque a Campobasso il 19 Agosto 1904, si laureò a pieni voti in Ingegneria civile il 23 Novembre 1927 presso l'Università di Napoli, e ottenne nel 1932 la specializzazione in Elettrotecnica presso la Scuola Superiore di Ingegneria di Roma. Esercitò la libera professione presso lo studio paterno dal 1927 al 1931; nel marzo 1934 venne nominato Sottotenente di Complemento nell'Arma del Genio nel Regio Esercito, presso l'Istituto Superiore Militare delle Trasmissioni (ISMT) di Roma ove svolse il servizio di prima nomina fino al 30 Aprile 1935, rimanendo poi come ingegnere addetto e insegnante di Radiotecnica.

Tiberio continuando a seguire le esperienze di Marconi, aveva stilato già nel 1935 una lucida memoria dal titolo "Misura delle distanze per mezzo delle onde ultracorte, microonde" nel quale affrontava e risolveva dal punto di vista teorico i problemi della radiolocalizzazione. Questo documento fu approvato dal CST (Comitato Superiore Tecnico per i Servizi Militari), che autorizzò la costruzione di un radiotelemetro per impiego

²⁾ Enrico Cernuschi: Marineletto e il Radiotelemetro Italiano - Supplemento alla Rivista Marittima, Maggio 1995, Nota (11) pag.113.

³⁾ Ugo Tiberio: Misure di distanza per mezzo di onde ultracorte (radio telemetria) - Alta Frequenza, vol. 8 n. 5, maggio 1939, pp. 305-323.

⁴⁾ Claudio Boccalatte: Rivista Marittima, Maggio 2017 - Rubrica Scienza e Tecnica, pag. 110.

militare.

Di tale relazione che, ovviamente era segreta, si sono perdute le tracce a causa degli eventi bellici. Lo stesso professore si rammaricava moltissimo di questa perdita perché era la dimostrazione evidente dei risultati ai quali era giunto precedendo tutti gli altri ricercatori nel mondo. Dopo la morte del Prof. Tiberio i suoi familiari hanno trovato la bozza autografa di una seconda relazione datata 26 Aprile 1936, di pochi mesi posteriore alla relazione del 1935, altrettanto completa e dettagliata e che indirettamente fa riferimento alla precedente. Questa relazione fu consegnata da un figlio del Professor Tiberio al Capo di Stato Maggiore della Marina in Accademia Navale nel Febbraio del 2000. Si riporta la prima parte di questo documento.

SEGRETO

"Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni"

I Sezione

Ing. Ugo Tiberio

a) Studio sulla possibilità di utilizzare ai fini militari gli effetti della riflessione delle onde ultracorte.

b) Radiotelemetro per il tiro notturno navale, aereo ed antiaereo.

Sommario. Si esamina la possibilità di utilizzare gli effetti di riflessione, che le onde ultracorte subiscono sugli ostacoli, ai fini:

1) di rivelare, in mare aperto e nell'ambito della portata ottica, la presenza di una nave invisibile per oscurità o nebbia,

2) di misurare la distanza della nave stessa,

3) di determinare la direzione.

Si conclude che i tre scopi possono essere raggiunti, purché il problema venga opportunamente impostato, e che è possibile utilizzare il metodo anche per i seguenti altri scopi:

4) di affinare, in condizioni di invisibilità, le indicazioni di telemetri ottici di marina,

5) di avvisare gli aeroplani,

6) di misurare, stando a bordo di un aeroplano, l'altezza dal suolo,

7) di avvistare una nave da un aeroplano a scopo di siluramento.

Si descrivono due apparecchi adatti allo scopo. Si propone di eseguire una ricerca sperimentale per accertare se, ed in che misura, le deduzioni teoriche siano nel vero, e si indica il metodo da seguire.

Poiché la Forza Armata che sembrava più interessata allo sviluppo del radar era la Regia Marina, Tiberio venne nominato nel luglio 1935 Tenente di Complemente del Corpo delle Armi Navali, rimanendo inizialmente distaccato presso l'ISMT. Dal giugno 1936 fu destinato all'Accademia Navale per prestare servizio presso il Regio Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni (RIEC) di Livorno, incarico che mantenne fino all'agosto del 1944, quando fu dispensato dal servizio attivo.

Nel 1936, dopo l'approvazione delle sue proposte, Tiberio fu posto a capo di un gruppo di lavoro dedicato allo studio del radiotelemetro, con quattro sooufficiali, alcuni operai ed una disponibilità annua di lire 20000. A costoro si unì sin dall'inizio il Prof. Nello Carrara, da Firenze, docente di Fisica Generale presso l'Accademia Navale sin dal 1924 e già celebre

per i propri studi sulle alte frequenze, proprio da lui battezzate "microonde". Egli lavorò alla progettazione delle valvole di potenza e del magnetron. Ai due professori si aggiunse, poi, fra il 1937 e il 1940, il giovanissimo fisico professor Pietro Lombardini. Se pure la sezione poté giovare, in altri momenti, anche dell'opera di altri valenti studiosi quali U. Ruelle e L. Zannoni, direttori di MARINELETTRO rispettivamente dal 1935 al 1940 e dal 1940 al 1943, di M. Boella, E. Paolini, S. Malatesta e di altri illustri collaboratori fu sempre il solo Tiberio a seguire con continuità, e sotto la propria sola responsabilità, l'intero progetto fino alla fine. L'impresa poté inoltre contare fin dal primo giorno sull'appoggio dell'ammiraglio Giancarlo Vallauri.

Nel documento del 1936 il giovane ingegnere Ugo Tiberio prospettava l'opportunità di approfondire le esperienze secondo i due metodi seguiti, rispettivamente, dai fisici inglesi e da quelli americani, cioè sia il metodo che utilizzava la modulazione di frequenza sia quello che utilizzava la tecnica degli impulsi, dato che la tecnologia del momento non privilegiava nessuno dei due metodi a causa delle ridotte potenze che si potevano ottenere con componenti radio disponibili. Per limitazioni di bilancio il CST preferì adottare la soluzione che sembrava la più economica e Tiberio proseguì le ricerche seguendo la tecnica della modulazione di frequenza.

Già nel 1936 venne realizzato il primo R.D.T. a onda continua, chiamato EC1, che non dette i risultati sperati; seguirono nel 1936-37 l'EC1bis e l'EC2, anch'essi di prestazioni insoddisfacenti. Si provò quindi con la tecnica degli impulsi, realizzando nel 1938 un primo prototipo EC3 che inizialmente non mostrò prestazioni migliori dei predecessori. Solo nel 1939-40 con il modello EC3bis s'iniziarono a ottenere prestazioni significative. Nel 1940 venne realizzato il terzo prototipo EC3ter, impiegando componenti elettronici di provenienza statunitense (RCA), Olandese (Philips), tedesca (Telefunken) e italiana (Fivre) a dimostrare chiaramente la possibilità, nonostante la guerra in corso, di approvvigionarsi di particolari radioelettrici internazionali. L'Italia nel frattempo era entrata in guerra e la Regia Marina aveva iniziato a misurarsi con la Royal Navy, ma i vertici della Forza Armata non compresero l'importanza di disporre rapidamente di radar efficienti a bordo delle nostre navi, e lo sviluppo del radar italiano proseguì senza determinazione, anzi inspiegabilmente dopo l'entrata in guerra rallentò. Solo dopo il disastro di Capo Matapan,⁵⁾ con la consapevolezza che la marina britannica disponeva di un sistema di radiolocalizzazione efficiente, si ridiede impulso allo sviluppo del radar, e i primi apparati EC2bis furono imbarcati a scopo sperimentale nell'aprile 1941 sulla torpediniera Carini e fra fine 1941 e primavera 1942 sulla corazzata Littorio. Tra la fine del 1942 e l'armistizio, il radar "Gufo", versione industriale realizzata dalle Officine Galileo di Firenze dell'EC3ter, fu imbarcato su circa quaranta unità. Sempre presso le Officine Galileo furono realizzati gli apparati per la difesa aerea basati a terra Folaga e Lince.

Oltre a lavorare allo sviluppo del radar, Tiberio dal 1937 al 1953 svolse attività didattica presso l'Accademia Navale di Livorno senza interrompere la sua attività di ricerca

⁵⁾ Nella notte fra il 28 e il 29 Marzo 1941, la Regia Marina vide affondare dalla Royal Navy Britannica tre incrociatori pesanti (Fiume, Zara e Pola) e due cacciatorpediniere (Carducci e Alfieri), oltre ad avere danneggiato la nuovissima corazzata Vittorio Veneto e un terzo cacciatorpediniere, con la perdita in mare di 2331 persone e la cattura di altre 1163.

e pubblicando vari compendi scientifici; in particolare nel 1938-39, nel grado di Capitano, svolse il corso di radiotecnica per il corso d'integrazione per ufficiali delle Armi Navali. Ebbe due promozioni per meriti scientifici, a Capitano nell'aprile del 1938 e a Maggiore nel luglio 1941. L'armistizio dell'8 settembre segnò la fine dell'attività di sviluppo dei radar italiani, e Tiberio che faceva parte del corpo docente dell'Accademia Navale, allora decentrata a Venezia, seguì le sorti dell'Accademia trasferendosi a Brindisi, dove in maniera quasi clandestina, continuò la sua attività didattica e anche l'attività di ricerca, pur in assenza completa di mezzi. Nell'ambito dei rapporti con i nuovi alleati il Prof. Tiberio fu inviato in aereo ad Alessandria per un ciclo di esperienze a favore degli Inglesi con il radar "Gufo" presente sulle navi internate in Egitto. Nel 1944 venne nominato Direttore del quinto Gruppo di insegnamento Elettrotecnica e nello stesso anno terminò il servizio attivo come Ufficiale delle Armi Navali, venendo prima nominato Professore Straordinario e poi Professore Ordinario. Nell'agosto 1955 fu nominato Tenente Colonnello di Complemento delle Armi Navali; dal 1959 passò nella riserva di complemento e nel 1969 in congedo assoluto. dal 1954 al 1979 (anno di collocamento a riposo per limite d'età) ricoprì la cattedra di radiotecnica presso l'Università di Pisa senza mai interrompere i contatti con Mariteleradar; continuò anche a svolgere attività didattica presso l'Accademia Navale di Livorno fino al 1973. Nel 1979, a chiusura della sua attività accademica, svolse presso l'Università di Pisa la sua ultima lezione dal titolo "A commento delle esperienze di Guglielmo Marconi", nella quale affronta l'opera del geniale inventore della radio sottolineandone la modernità e originalità, oltre al ruolo di precursore nello sviluppo del radar. Oltre alle attività legate allo studio del radar il Professor Tiberio ha svolto anche numerosi lavori inerenti l'elettrotecnica e la radiotecnica in generale. In questo ultimo settore sviluppò, fra gli altri, lavori di ricerca sui tubi per microonde, sugli amplificatori e sulla propagazione delle onde elettromagnetiche. Nel dopoguerra Tiberio continuò la sua opera di ricerca nel campo dell'Elettrotecnica Applicata, delle Telecomunicazioni, della Propagazione Elettromagnetica e della Bioingegneria. Nella seconda metà degli anni cinquanta fece parte del Comitato Direttivo del Centro per la costruzione della CEP, la Calcolatrice Elettronica Pisana, primo calcolatore elettronico interamente progettato e costruito in Italia.

Nel giugno 1940 si sposò con Noemi Fontana, che però lo lasciò presto vedovo; nello ottobre 1942 si risposò con Bianca Maria Valentini, dalla quale ebbe due figli, Paolo nel 1943 e Roberto nel 1946.

Il 17 Maggio 1980 il Prof. Ugo Tiberio morì a Livorno, dove è sepolto presso il cimitero della Purificazione.

Prof. Nello Carrara⁶⁾

Nello Carrara, che come Tiberio, di cui fu contemporaneo e con il quale collaborò, fu ufficiale delle Armi Navali, ingegnere e professore, e fornì un indispensabile contributo al gruppo che realizzò il radar italiano. Carrara ha legato il suo nome a importanti studi sulle microonde (fu lui a introdurre il loro nome⁷⁾), oltre che sulla tecnica radar e sulla radiolocalizzazione. Così come per il professor Tiberio, anche nel caso del professor Carrara,

⁶⁾ Claudio Boccalatte: Rivista Marittima, Dicembre 2021 - Rubrica Scienza e Tecnica, pag. 119.

⁷⁾ vedi S. Barbarino: Appunti di Campi elettromagnetici, Introduzione pag. I5

gran parte delle notizie e della documentazione d'epoca impiegata mi è stata gentilmente fornita dal signor Fabio Nuti, dipendente del CSSN/ITE (Centro Supporto e Sperimentazione Navale - Istituto per le Telecomunicazioni e l'Elettronica) e precedentemente di Mariteleradar Livorno, cui va la mia profonda gratitudine.

Nello Carrara nacque a Firenze il 19 Febbraio del 1900; conseguì nel 1917 la licenza liceale d'onore e quindi frequentò la Scuola Normale Superiore di Pisa, laureandosi in Fisica nel 1921 con una tesi sulla diffrazione dei raggi X, alla presenza di Enrico Fermi, suo compagno di studi che si laureò l'anno seguente con una tesi sullo stesso argomento, realizzata impiegando parte della strumentazione ideata da Carrara. Nel 1918 era stato chiamato alle armi nel Corpo del genio Militare del Regio Esercito, prestando servizio inizialmente a Fano dove, com'amava raccontare, *'se la scapolò con la spagnola'*⁸⁾; nel 1919 venne nominato sottotenente di complemento, per essere congedato nel 1922.

Ricoprì l'incarico di assistente effettivo di fisica sperimentale presso l'Università di Pisa dal 16 Ottobre 1921 al 1^o Novembre 1924, per essere poi nominato professore di ruolo di fisica generale dell'Accademia Navale di Livorno, incarico che ricoprì dal 1^o Novembre del 1924 al 16 Gennaio del 1954; successivamente, fino al 1970, proseguì la collaborazione con l'Accademia Navale come incaricato del corso di specializzazione superiore *'Microonde'*. Partecipò, come insegnante, alle campagne estive a bordo della nave scuola *Francesco Ferruccio* nel 1927, 1928, 1929 e nel 1933 a bordo della nuovissima *Cristoforo Colombo*

Nel 1935 ottenne la libera docenza in Radiocomunicazioni. Dal 1955 al 1975 ha ricoperto l'incarico di professore di Onde elettromagnetiche presso l'Università di Firenze, venendo da questa nominato nel 1975 professore emerito. Tra gli altri suoi incarichi accademici, fu incaricato del Corso di Fisica Sperimentale e Teorica presso l'Università di Bari nel 1945-46 (quando l'Accademia Navale aveva sede a Brindisi), incaricato del corso di Fisica e direzione Istituto di Fisica presso l'Università di Pisa nel 1947-50 e professore di Teoria e Tecnica delle onde elettromagnetiche presso l'Istituto Universitario Navale di Napoli dal 16 gennaio 1954 al 31 ottobre del 1955.

Nel 1934 gli venne assegnata la Medaglia d'argento di 1^a classe della Marina Militare per lavori utili alla Marina e nel 1935 fu trasferito dai ruoli degli ufficiali di complemento dell'esercito a quelli della Marina, venendo nominato capitano delle Armi Navali. Conseguì il grado di tenente di complemento delle Armi Navali e venne promosso, per eccezionali meriti scientifici, sino al grado di maggiore generale dello stesso Corpo.

I suoi esperimenti di radiocomunicazione con le microonde interessarono anche Guglielmo Marconi che nell'Ottobre del 1931 gli fece visita a Livorno per potervi assistere. Tali esperimenti consistettero nei primi collegamenti radiotelefonici tra il suddetto Istituto e una villa sull'adiacente collina di Montenero, utilizzando lunghezze d'onda di 18 cm ($\simeq 1.67$ GHz) con apparati molto compatti e maneggevoli. Seguirono altri esperimenti con le Stazioni telegrafiche della Marina Militare site sulle isole Gorgona e Palmaria.

Nel marzo del 1932 nasce la rivista *Alta Frequenza*, fondata dal professor Vallauri, patrocinata dal Consiglio Nazionale delle Ricerche, dall'Associazione elettronica italiana e dalla Società italiana di Fisica. Nel primo numero della rivista venne pubblicato un articolo, dal titolo: *La rivelazione delle Microonde* a firma del Professor Carrara, nel quale compare

⁸⁾ Tra il 1918 e il 1921 la pandemia influenzale conosciuta come 'spagnola' fece decine di milioni di vittime in tutto il mondo, e circa 600000 in Italia.

per la prima volta nella letteratura scientifica mondiale il termine 'microonde' (assegnato alle oscillazioni della banda centimetrica); in particolare l'articolo riporta la seguente frase: *un triodo, ad elettrodi cilindrici, con tensione di placca nulla o negativa e con tensione di griglia fortemente positiva può emettere onde elettromagnetiche di frequenza elevatissima (microonde)*. Nello stesso anno, nell'articolo *The Detection of Microwaves*, pubblicato sempre dal professore Carrara, sulla rivista *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, compare per la prima volta anche la versione in lingua inglese *microwaves*.

Il Professore Carrara collaborò fattivamente all'attività di progettazione e realizzazione dei primi radar italiani effettuati dal professor Ugo Tiberio, mandato dalla Regia Marina a Livorno nel 1936 per realizzare concretamente la sua idea di radio localizzatore; in particolare Carrara progettò una valvola realizzata dall'industria italiana FIVRE (Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche) di Pavia nello stabilimento di Firenze, che permise di raggiungere una potenza di picco di 10 KW e che, inserita in un risonatore a cavità ad alto fattore di merito Q , anch'esso di sua progettazione, permise di superare la difficoltà di ottenere potenze elevate su onde centimetriche (70 cm, $\simeq 429$ MHz). Da ricordare anche gli studi sui tubi elettronici, atti a generare e ricevere microonde, che il Carrara progettò a partire dal 1932 presso l'Istituto. Questi tubi, come il magnetron monoanodico e la cosiddetta 'pentola del Carrara', un oscillatore a cavità risonante, così scherzosamente chiamato per la sua forma arrotondata, si rivelarono decisivi per lo sviluppo del radar italiano. Fino all'entrata in guerra degli Stati Uniti contro l'Italia, attraverso il canale diplomatico e l'addetto navale a Washington, vennero acquistate e spedite all'Istituto, per essere studiate, valvole per microonde che permisero una approfondita conoscenza di tali componenti, non militari, ma derivati da questi e sviluppati per l'industria statunitense. La collaborazione con Tiberio per questa attività durò fino all'armistizio del settembre 1943.

Nel 1946 ha pubblicato sulla Rivista marittima un articolo dal titolo *I magnetron dei radar*; nell'articolo Carrara descrive il principio di funzionamento teorico del radar e cosa sia e cosa serve il magnetron, componente elettronico che genera impulsi di durata estremamente breve e potenza molto elevata, impulsi utilizzati appunto per la parte trasmittente del radar. In particolare, il professor Carrara, basandosi sulle più recenti pubblicazioni anglosassoni, ma anche sulle esperienze compiute in Italia prima e durante la guerra, descrive il principio di funzionamento del magnetron associato a risonatori a cavità, ancora oggi impiegati per la generazione di impulsi a microonde. Nello stesso anno ha fondato a Firenze il *Centro Microonde* del Consiglio Nazionale delle Ricerche, poi divenuto nel 1968 IROE (Istituto di Ricerca sulle Onde elettromagnetiche), assumendone la presidenza; nel 1994 l'Istituto assunse il nome del suo fondatore '*Nello Carrara*'; dal 2002 l'Istituto è stato fuso con l'IEQ (Istituto di Elettronica quantistica) nato nel 1970 come Laboratorio di Elettronica Quantistica) dando vita all'IFAC (Istituto di Fisica Applicata) '*Nello Carrara*'. L'Istituto, inizialmente ubicato presso l'Università di Firenze in viale Morgagni, fu trasferito nel 1958 in un nuovo edificio in via Panciatichi, costruito grazie all'impegno del CNR e al sostanziale contributo della Magneti Marelli S.p.A.

Nel 1959, nell'ambito della cerimonia di inaugurazione del salone della tecnica di Torino, è stato consegnato il premio "Fondazione Vallauri" al professor Carrara, per premiarne l'attività teorica e pratica nello studio delle onde elettromagnetiche e delle loro

applicazioni al campo dell'elettronica e delle telecomunicazioni. Altri premi, riconoscimenti e decorazioni attribuitigli sono i seguenti:

- 1935, Medaglia d'oro dell'AEI (Associazione Elettrotecnica Italiana) per l'attività scientifica nel biennio 1933-34 (premio Righi);
- 1937 Medaglia d'oro per l'attività scientifica nel quadriennio 1933-36 (Premio Brezza);
- 1966 Grande medaglia d'oro dell'Istituto internazionale delle comunicazioni di Genova *'per i suoi studi di fama mondiale nelle Telecomunicazioni e in astronautica;*
- 1967 Medaglia d'oro per le Scienze della International Columbus Association (Premio Columbus);
- 1970 Medaglia d'oro per i benemeriti della cultura e dell'arte del ministero della Pubblica Istruzione;
- 1978 Premio internazionale "Le Muse", nel simbolo della Musa Urania;
- 1981 Premio 'San Giuseppe' - Piero Bargellini, per la scienza;
- 1984 Medaglia associazione internazionale Toscani nel Mondo, *'per gli alti meriti nel campo della cultura'*;
- 1989 Premio 'Meridiana d'Argento', dell'Istituto Italiano di Navigazione, per i grandi meriti scientifici.

È stato membro del Comitato per la Fisica, dell'Unione Radio-Scientifica Internazionale (URSI), del COSPAR e di vari altri comitati del Consiglio Nazionale delle Ricerche, presidente del Consiglio Scientifico dell'IROE, presidente del Consigli scientifico del Centro di studio dispositivi e metodi radiotrasmissioni, Pisa (CNR) e presidente del 'Joint Satellite Studies Group'.

Il professore Carrara ha coniugato alla sua attività scientifica un ruolo, imprenditoriale, in società attive nella produzione di componenti e sistemi attinenti ai suoi campi di studio; è stato per diversi anni il direttore della società FIVRE S.p.A. di Pavia, specializzata nella costruzione di tubi a vuoto. Il suo ruolo imprenditoriale è però legato in particolare alle vicende della SMA (Segnalamento Marittimo e Aereo) di Firenze, di cui fu direttore dal 1947 al 1970, poi presidente dal 1977 al 1984 e infine presidente onorario, portando la società ad assumere un ruolo da protagonista nel settore della produzione italiana di radar in particolare per le esigenze della Marina Militare (navi ed elicotteri). Ricordiamo il Radar CFL3, primo radar di progettazione e produzione interamente italiana, realizzato dalla SMA e nato dalla collaborazione tra il Centro di Microonde di Firenze, l'Istituto di ricerca che sviluppò un prototipo del radar nel 1949, e la SMA, una piccola società fiorentina che produceva ottiche per il segnalamento, boe luminose e fari, principalmente per la Marina Militare. La sigla CFL3 deriva dai cognomi dei suoi ideatori: Nello Carrara, direttore del Centro di Microonde; Lorenzo Fernandez, fondatore e amministratore delegato della SMA; Pietro Lombardini, progettista del radar. Il 3 indica la lunghezza d'onda impiegata 3 cm (10 GHz).

Ha anche collaborato con le società Officine Galileo di Firenze (che nel 1994, dopo la morte di Carrara, ha incorporato la SMA), Magneti Marelli S.p.A. di Milano, Pignone S.p.A. di Firenze ed è stato presidente della Selesmar dal 1982 e vice-presidente del gruppo Spazio e comunicazioni di Firenze fino al 1990.

Il professore Carrara vanta una produzione scientifica di oltre 100 pubblicazioni, le quali, oltre alle citate tematiche delle microonde, dei radar e delle radiocomunicazioni,

hanno riguardato anche studi sui raggi X, sull'assorbimento molecolare delle microonde, e al termine della sua carriera, sulla sincronizzazione di orologi atomici e sugli esperimenti con la sonda Giotto e con il satellite Tethered (il satellite al 'guinzaglio' rilasciato nello spazio dallo Space Shuttle). Carrara, infatti, si è anche occupato di ricerche spaziali, in collaborazione con centri di ricerca statunitensi ed europei.

Tra le sue pubblicazioni si citano in particolare le seguenti:

- *Sulla riflessione dei raggi X*, Nuovo Cimento, vol 1, p.107, (1924);
- *The detection of microwaves*, Proceedings of the Institute of Radio Engineers, vol.20, [10], p.1615-1625, (1932) (pubblicazione per la quale gli si riconobbe la paternità del termine 'microonde');
- *it Microonde*, Alta Frequenza, vo.5, p.691, (1936) e vol.6, p.104-209, (1937);
- *Il magnetron come resistenza negativa*, Alta Frequenza, vo.4, [1], p.18, (1935);
- *Resistenze differenziali negative e oscillatori di rilasciamento*, Alta Frequenza, vol.7, [3], p.3-26, (1938);
- *Torque and Angular momentum of centimetre Electromagnetic Waves*, Nature, vol. 164, p.882-885, (1949);
- *Spettro di assorbimento delle molecole di ossigeno della gamma delle microonde*, Annali dell'Istituto Universitario di Napoli, vol.24, p.1-36, (1955);
- *Radiométéores*, in Meteorological and Astronomical Influences on Radio Waves Propagation, Pergamon Press, New York, Chapter 13, p.281-312, (1963);
- *A Synoptic Study of Scintillation of Ionospheric origin in Satellite Signals*, in Space Research V, North Holland, Amsterdam (1965);
- *Present Developments of Digital Telemetry from Space Vehicles*, XVI Convegno internazionale delle comunicazioni, Genova, ottobre 1968. 1par Nel 1979 Carrara ha pubblicato sulla *Rivista Marittima* un articolo dal titolo *Le comunicazioni via satellite*, nel quale descrive lo sviluppo dei satelliti per telecomunicazioni, individuando i satelliti da comunicazione come tecnologia abilitante per l'impiego dell'informatica a bordo delle navi e descrive le prime applicazioni allora in fase iniziale, con i satelliti MARISAT e la firma, avvenuta nel 1976, della convenzione internazionale INMARSAT. Carrara affronta anche l'attività nel settore delle comunicazioni via satellite dell'Agenzia spaziale Europea (ESA) e dell'Italia, e le particolarità delle comunicazioni a fini militari.

Nel 1980 ha ricevuto la laurea Honoris Causa in Ingegneria presso l'Università di Firenze. Durante la cerimonia di laurea ha discusso un progetto per la cattura dell'energia solare, frutto di una collaborazione tra un'agenzia americana e una europea, che prevedeva l'installazione di 40 satelliti in orbita attorno alla Terra, i quali da 37000 chilometri di altezza avrebbero dovuto catturare quanta più energia solare possibile e convogliarla mediante generatori di microonde verso la Terra. Ha inoltre trattato di come sincronizzare esattamente due orologi mettendoli in comunicazione mediante un satellite.

Il professor Nello Carrara ha rappresentato un chiaro esempio di geniale scienziato che ha saputo coniugare alla carriera accademica e scientifica l'impegno nell'industria a elevata tecnologia; è rimasto profondamente legato alla Marina Militare, che ha avuto la fortuna di averlo come insegnante in Accademia navale per quasi 45 anni, dal 1924 al 1970. Numerosi suoi ex allievi, alcuni dei quali arrivati a ricoprire l'incarico di Capo di Stato Maggiore Marina, ne ricordano le grandi capacità didattiche, che rendevano chiara

e interessante la fisica a tutti i suoi allievi. Da ricordare anche il suo ruolo fondamentale, accanto al Prof. Tiberio, nello sviluppo del radar italiano presso il RIEC di Livorno subito prima e durante la seconda guerra mondiale, e l'attività di sviluppo e produzione di radar per impiego navale nel dopoguerra, quando era ai vertici della società SMA.

Nello Carrara è stato insignito delle onorificenze di Grande Ufficiale al merito della Repubblica e di Cavaliere dei SS. Maurizio e Lazzaro.

È morto a Firenze il 5 giugno 1993.

Claudio Boccalatte

29A.3 - I Magnetron dei Radar¹⁾

Riportiamo l'articolo integrale scritto dal Prof. Nello Carrara nel 1946, subito dopo la guerra, e pubblicato nella Rivista Marittima del mese di Maggio. Esso è importante sia dal punto di vista storico, sia dal punto di vista scientifico. Noi lo presentiamo per rendere omaggio al Prof. Nello Carrara.

1. - È ben noto il principio di funzionamento dei radar: un trasmettitore di onde elettromagnetiche estremamente corte, irradia nello spazio, in direzione dell'oggetto, del quale si vuol rilevare la presenza, la distanza, l'azimuth ed anche il sito, una successione di segnali radio ciascuno di durata non superiore al microsecondo (μ sec). I segnali che si susseguono ad intervalli di tempo dell'ordine del millesimo di secondo, si riflettono sull'ostacolo e ritornano verso il trasmettitore, dove vengono raccolti e rilevati da un complesso ricevente, che riesce a misurare il tempo da essi impiegato a compiere il percorso di andata e di ritorno: conoscendo la velocità di propagazione dei segnali, è ben facile allora calcolare la distanza; l'azimuth, ed eventualmente il sito, si rilevano dall'orientamento dell'apparecchio trasmittente.

La traduzione del principio in apparecchi di sicuro funzionamento, di comodo impiego, ed atti a fornire i dati con rapidità e precisione, richiede il superamento di grandissime difficoltà tecniche e scientifiche; il principio era noto già alcuni anni prima della guerra, e si può affermare che quasi contemporaneamente, ma segretamente, in tutti i paesi del mondo molti studiosi dedicavano la loro attività alla sua attuazione pratica. Si può anche affermare che l'Italia in questo periodo preliminare non fu seconda a nessuno.

Nel corso della guerra, per un complesso di cause che non sta a noi indagare, la "guerra scientifica elettronica" - come è stata chiamata in America - per la realizzazione di radar sempre più efficienti, e di contromisure per impedire il funzionamento dei radar nemici, si svolse essenzialmente fra l'America e l'Inghilterra da un lato e la Germania dall'altro. Tanto i paesi anglo-sassoni quanto la Germania impegnarono grandi forze economiche, industriali e scientifiche in questa lotta; se gli Stati Uniti spesero per i "radar" la enorme somma di 3000 milioni di dollari, la Germania ne investì 1000 milioni per un solo tipo, il Wurzburg.

Ma i risultati raggiunti dagli Stati Uniti, in collaborazione con la Gran Bretagna, appaiono, dalle relazioni che stanno arrivando anche a noi con ritmo sempre crescente, molto superiori a quelli conseguiti in Germania.

La più grande difficoltà fu quella di realizzare oscillatori per onde di lunghezza di poche decine di centimetri o anche di solo qualche centimetro, denominate microonde, atte a irradiare, per la durata di ciascun impulso (dell'ordine, come si è detto, del μ sec), le enormi potenze necessarie per assicurare la ricezione dei segnali di ritorno, grandissimamente attenuati dalla distanza e dalla debole riflessione sull'ostacolo. Negli anni precedenti la guerra intense ricerche erano state compiute sui tubi elettronici per la generazione delle microonde, e ne erano stati studiati diversi tipi: si era progressivamente passati dai triodi a campo frenante di Barkhausen e Kurz, ai magnetron ad anodo intero, ai magnetron ad anodo sezionato, ai Klystron; e in pari tempo si erano realizzati triodi di tipo normale, ma di tali caratteristiche, che non ne rendevano possibile l'utile impiego a frequenza molto

¹⁾ Nello Carrara: I Magnetron dei Radar - Rivista Marittima, Maggio 1946.

elevate.

Nel corso della guerra le ricerche furono grandemente intensificate; e, specialmente in questo campo, una decisa superiorità fu raggiunta dagli alleati, con la realizzazione di uno speciale tipo di magnetron, associato ai risonatori a cavità.

Questo magnetron fu sviluppato in Inghilterra nel 1940 dagli scienziati della Università di Birmingham; nel settembre dello stesso anno, una missione britannica presentò i suoi modelli agli scienziati dell'Esercito e della Marina degli Stati Uniti d'America; ne seguì subito un accordo anglo-americano per la costruzione industriale, e già cinque settimane dopo, i Bell Laboratories avevano costruito copie del modello inglese. Successivamente furono costruite oltre 50 varietà di simili magnetron, con potenza di impulso compresa fra 2500 watt e 1.500.000 watt, per lunghezze di onda comprese fra 3 e 50 centimetri. Fu perfino possibile di raggiungere con un modello sperimentale l'enorme potenza di impulso di 4.000.000 watt, su 10 centimetri di lunghezza d'onda.

Per rendersi conto appieno del valore di tale potenza, che si mantiene per la durata di 1 μ sec, si pensi che essa equivale all'incirca al lavoro necessario per sollevare un peso di 400 grammi all'altezza di un metro. Poichè gli impulsi si susseguono con un ritmo di circa 1.000 al secondo, l'energia "sparata" in un secondo contro l'ostacolo equivale al sollevamento di quattro quintali all'altezza di un metro.

Riportiamo una tabella con i dati caratteristici di alcuni magnetron di questo tipo.

Caratteristiche di alcuni magnetron con risonatori a cavità.

Tipo	Frequenza megacicli	Potenza massima di impulso Kw.	Tensione e corente anodiche massime	Cicli di servizio massimo	Durata massima impulso sec.	Potenza media di aliment. Watt.
Banda L (25-50 centimetri)						
700 AD	680-710 fissa	100	12Kw.10A.	1/400	2	120
728 AY-Gy	920-970 "	400	21.5 35	1/1000	2	600
5J21-5J25	1060-1110 "	600	22 50	1/1000	2	750
4J21-4J30	1220-1350 "	800	28 60	1/500	6	1500
4J42	660-730 var.	200	12 10	1/200	2	500
5J26	1220-1350 "	800	27.5 60	1/500	6	1500
4J51	900-970 "	400	21.5 20	1/1000	2	500
Banda S (8-11 centimetri)						
720 Ay-Ey	2720-2890fissa	1000	25Kw.70A.	1/1000	2	1500
718 Ay-Ey	2720-2890 "	200	11 22	1/500	5	600
4J45-4J47	2785-2890 "	600	25 45	1/1000	6.6	900
4J36-4J41	3400-3700 "	850	24 43	1/1000	2.5	1000
2J38-2J39	3249-3333 "	12.5	5.4 5	1/500	2	27
Banda X (3 centimetri)						
725 A	9345-9405fissa	60	12Kw.12A.	1/1000	2.1	120
2J51	8500-9600 var.	60	14 10	1/800	2	200
2J55-2J56	9215-9405 fissa	70	12.8 12	1/1000	2.5	150
4J51	9345-9405 "	60	15 20	1/500	6	300

2. - I primi studi sul magnetron come generatore di microonde risalgono al 1924 e da allora sono continuati ininterrottamente; il magnetron dimostrò subito di essere in grado di alimentare con ottimo rendimento oscillatori di grande potenza fino alle lunghezze d'onda più brevi; ma, in pari tempo manifestò tante singolarità nel suo funzionamento, che, oltre ad essere di difficile interpretazione, ne limitarono in molti casi l'applicazione pratica.

Il magnetron consiste essenzialmente di un diodo con placca cilindrica e il catodo disposto lungo l'asse del cilindro (figura 1). Se la placca è mantenuta ad un potenziale positivo, che in pratica è sempre molto elevato, gli elettroni emessi dal catodo, quando questo è riscaldato dalla corrente erogata dalla batteria di accensione BA , si dirigono verso la placca con velocità crescente, percorrendo traiettorie rettilinee, normali alla placca; e cioè i raggi del cilindro. Ma il diodo è immerso in un campo magnetico, le cui linee di induzione B sono parallele all'asse della placca. Questo campo magnetico può essere prodotto o da un elettromagnete EM , come in figura, o da un magnete permanente. Il campo magnetico esercita, sugli elettroni in moto, una forza che è normale sia alla direzione delle linee di induzione, sia alla velocità degli elettroni. In conseguenza le traiettorie degli elettroni si incurvano tanto più, quanto più grande è l'induzione e piccola la velocità; ed in prima approssimazione si possono considerare archi di cerchio. Se l'induzione viene progressivamente aumentata, aumentando la corrente di eccitazione dell'elettromagnete, le traiettorie si ricurvano sempre più, e, per valori dell'induzione superiore ad un valore B_0 che si calcola in base alla velocità degli elettroni, il loro raggio di curvatura diventa inferiore alla metà del raggio della placca; allora gli elettroni non possono più raggiungere la placca, e la corrente di placca, che si mantiene costante per valori di B inferiore a B_0 , si annulla.

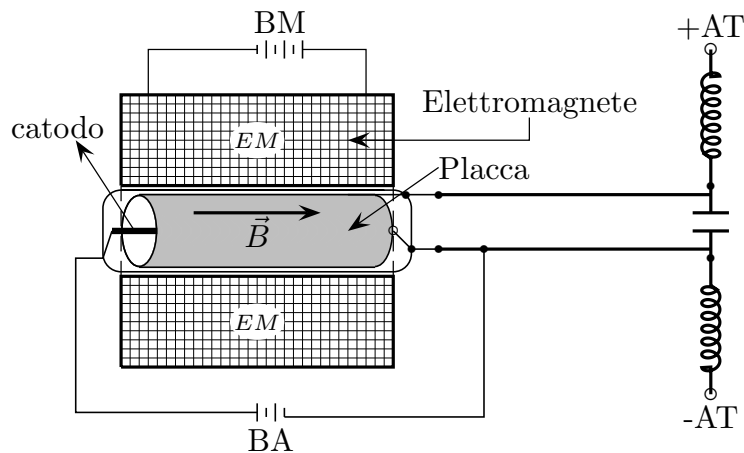


fig. 1

Non è difficile calcolare in queste condizioni il tempo (periodo), che gli elettroni impiegano a percorrere una circonferenza; tale periodo risulta:

$$T = 2\pi \frac{m}{e} \cdot \frac{1}{B} = 3.56 \cdot 10^{-11} \frac{1}{B} \text{ sec, } B \text{ in } \frac{\text{weber}}{\text{m}^2},$$

dove $\frac{m}{e}$ è il rapporto fra la massa e la carica di un elettrone: $\frac{1}{1.77 \cdot 10^{11}} \frac{\text{Kg.}}{\text{Coul.}}$.

Egualemente facile è il calcolo del raggio della traiettoria (supposta circolare) percorsa dall'elettrone:

$$r = \sqrt{\frac{2m}{e}} \frac{\sqrt{V}}{B} = 3.36 \cdot 10^{-4} \frac{\sqrt{V}}{B} \text{ cm} \quad V \text{ in Volt (potenziale di placca)} \quad B \text{ in } \frac{\text{weber}}{\text{m}^2}$$

il quale, come abbiamo detto, deve essere inferiore alla metà del raggio della placca, se le traiettorie debbono essere contenute interamente entro la placca. Se, per esempio, il raggio della placca è 1 cm., risulta $r < 0.5$ cm., e quindi se V ha il valore di 400 volt, B dovrà essere circa 0.013 weber/m^2 . Ne consegue un periodo T di $2.7 \cdot 10^{-9}$ sec.

Se finalmente si collegano con la placca e col catodo i terminali di un circuito oscillatorio, la cui frequenza di risonanza $f = \frac{1}{T}$ sia eguale all'inverso del periodo del moto elettronico - nell'esempio f è circa $3.7 \cdot 10^8$ oscillazioni al secondo - il magnetron è in grado di mantenerci una corrente oscillante della stessa frequenza, a cui corrisponde una lunghezza d'onda $\lambda = cT$ (c è la velocità della luce, $3 \cdot 10^{10} \text{ cm/sec}$); continuando l'esempio $\lambda = 3 \cdot 10^{10} \cdot 2.7 \cdot 10^{-9} = 80 \text{ cm.}$ circa.

Un circuito oscillante per una frequenza così elevata non può essere facilmente attuato con i metodi consueti della radiotecnica, e si ricorre pertanto a linee risonanti, costituite spesso come in figura da due tratti di filo conduttori paralleli (diametro e distanza dei fili debbono essere scelti convenientemente), la cui lunghezza sia un quarto di lunghezza d'onda (nel nostro esempio 20 cm), connessi da una parte alla placca e al catodo, e dall'altra riuniti fra di loro mediante un condensatore di corto circuito, cioè di capacità tale da presentare una trascurabile impedenza per la corrente oscillante.

Questo tipo di magnetron, con il quale si raggiungono le più elevate frequenze, e quindi le lunghezze d'onda più corte, fu presto sostituito da un altro tipo, di rendimento molto più elevato, avente la placca ancora cilindrica, ma divisa in un numero pari di sezioni, lungo le generatrici, come in figura 2, che rappresenta un magnetron con la placca in quattro sezioni.

Le sezioni di posto pari, riunite fra di loro, vengono collegate con un estremo di uno dei fili della linea risonante, e, similmente, le altre sezioni di posto dispari, riunite fra di loro, vengono collegate con un estremo di una dei fili della linea risonante, e, similmente, le altre sezioni di posto dispari, riunite fra loro vengono collegate con l'estremo dell'altro filo (nella figura non sono stati disegnati per semplicità nè il bulbo in vetro, nè i conduttori di alimentazione del catodo, nè il magnete o l'elettromagnete).

3. - prima dell'inizio della guerra furono escogitati circuiti oscillatori molto più efficienti delle linee, che furono detti risonatori a cavità, in quanto consistono essenzialmente in una scatola metallica completamente chiusa, di forma sferica o cilindrica o parallelepipedica.

La loro attuazione è molto semplice ma il loro studio teorico è molto complesso, o può essere compiuto con l'impiego delle equazioni di Maxwell del campo elettromagnetico. Per difficile che fosse, lo studio fu portato a fondo, specialmente dai fisici americani e tedeschi, al fine di pervenire a formule pratiche per la determinazione delle dimensioni geometriche

e delle caratteristiche del risonatore, in base alla lunghezza d'onda su cui deve risonare.

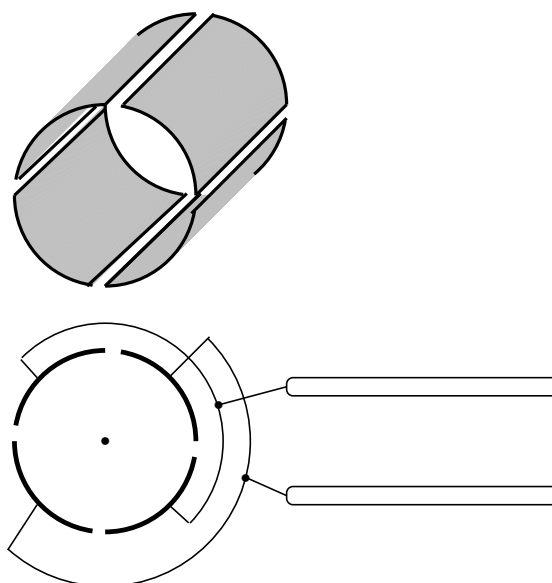


fig.2

Si trovò che un medesimo risonatore può presentare moltissimi modi di oscillazione, e può rispondere ad altrettante lunghezze d'onda; il modo corrispondente alla lunghezza d'onda più grande in cui generalmente si richiede che il risonatore funzioni, è detto fondamentale o naturale. A titolo di esempio, il modo fondamentale per un oscillatore cilindrico di diametro d , corrisponde ad una lunghezza d'onda $\lambda = 2.61 d$, indipendentemente dall'altezza del cilindro.

Questo modo viene indicato con il simbolo $TM_{0,1}$ con il quale si vuole ricordare, fra l'altro, che durante il funzionamento, si localizza dentro il cilindro un campo elettromagnetico oscillante, con le linee di forza elettriche rettilinee e dirette normalmente alle basi del cilindro, mentre le linee di forza magnetiche sono circolari, in piani paralleli alle basi e con il centro sull'asse del cilindro stesso.

Due sono i particolari pregi dei risonatori a cavità, che li rendono particolarmente utili nel campo delle microonde:

a) dimensioni relativamente grandi che li rendono comodi e maneggevoli anche per le onde più corte (un cilindro di diametro 4 cm., risona, nel modo fondamentale, su una lunghezza d'onda di 10.44 cm., e può avere teoricamente un'altezza qualunque, sebbene in pratica sia preferibile non oltrepassi il diametro;

b) coefficiente di risonanza straordinariamente elevato, perchè le perdite per effetto Joule sono molto piccole (in quanto le correnti oscillanti, sempre intensissime, circolano facilmente lungo le pareti del risonatore, che sono molto estese) e non vi è nessuna perdita per irradiazione (in quanto il campo elettromagnetico è confinato dentro il risonatore).

I risonatori a cavità trovarono subito largo impiego per l'attuazione di oscillatori con i nuovi tubi per microonde, che contemporaneamente erano stati elaborati: tubi a comando di velocità di densità elettronica (klystron).

4. - Non può sorprendere che si sia ben presto cercato di adattare i risonatori a cavità ai magnetron. Oggi sappiamo che tentativi in questo senso furono compiuti nel 1940 in

Giappone (K. Owaki) e in Svizzera (Lüdi). Ma i risultati raggiunti dagli scienziati inglesi dell'Università di Birmingham appaiono veramente sorprendenti e superiori ad ogni aspettativa. Secondo le descrizioni che sono comparse sulla letteratura tecnica americana più recente, i magnetron inglesi con risonatori a cavità sono costituiti come i soliti magnetron, da un diodo, il cui catodo equipotenziale, è attuato in modo da consentire correnti di emissione elevatissime; esso è situato lungo l'asse di una placca di rame massiccio in cui sono praticate, in numero pari, cavità cilindriche con l'asse parallelo al catodo come in figura 3.

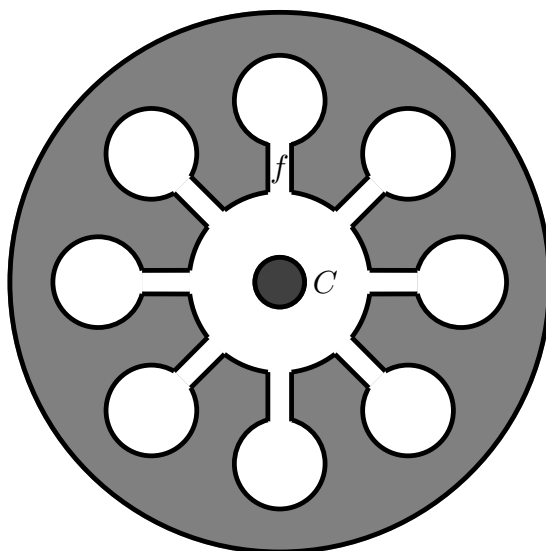


fig.3

La sezione retta di ciascuna cavità si presenta come un foro di chiave; ogni cavità consiste infatti in un foro cilindrico e praticato nella massa di rame che costituisce la placca, il quale sbocca nella lamiera centrale C , in cui ruotano gli elettroni, mediante una sottile fenditura f . Le cavità sono eccitate dagli elettroni emessi dal catodo, i quali per l'azione combinata della tensione elettrica applicata fra placca e catodo, e del campo magnetico, ruotano nella camera centrale e passano davanti alla fenditura. Sempre secondo le descrizioni americane, le dimensioni delle cavità sono scelte in modo, che la loro frequenza naturale di risonanza sia quella delle onde che si desidera produrre, e la distanza fra le fenditure è tale, che le cavità adiacenti oscillano in opposizione di fase. Una piccola spira conduttrice, inserita in una cavità, viene eccitata dal campo elettromagnetico che vi oscilla, e può estrarre la potenza oscillante, che, attraverso un cavo coassiale seguito generalmente da una radioguida affluisce al sistema radiante.

L'aspetto esterno di un magnetron di tale tipo è riportato in figura 4: f_1 ed f_2 sono i terminali dei conduttori per la corrente di riscaldamento del catodo; la placca P è munita di molte alette di raffreddamento, per dissipare il calore che si sviluppa durante il funzionamento; C_1 e C_2 sono i conduttori cilindrici esterno e interno che vanno collegati col cavo coassiale per il prelievo della potenza oscillante; il dado a fianco del magnetron serve per riferimento in quanto ha il lato di un pollice.

In realtà la placca non è formata da un blocco di rame massiccio, ma da tanti dischi sovrapposti, convenientemente perforati.

Nella figura 5 finalmente è rappresentato il magnetron sistemato fra le scarpe polari del suo elettromagnete; un opportuno congegno permette di ruotarlo leggermente fra le scarpe polari stesse, per trovarne le migliori condizioni di funzionamento: è infatti noto da tempo, che il campo magnetico non deve essere rigorosamente parallelo all'asse della placca ma deve formare con esso un piccolo angolo da 3^0 a 6^0 .

Sono stati realizzati magnetron monoblocco, nei quali il campo magnetico è prodotto da un magnete permanente che fa parte stabile e inseparabile della struttura del magnetron: questa soluzione si è dimostrata particolarmente efficiente per le lunghezze d'onda più brevi.

Per ragioni di comodità e sicurezza l'anodo è collegato elettricamente con la terra, ed invece vengono periodicamente applicati al catodo impulsi di tensione negativi, durante i quali il magnetron genera nelle cavità la potenza oscillante, che, tramite la spira di accoppiamento e il cavo coassiale, ed eventualmente una radioguida, passa al sistema radiante: quando infatti viene applicato un impulso di tensione negativa, dal catodo che è caldo e quindi si trova in grado di emettere elettroni, parte una corrente elettronica di molte ampere (circa 100 nel caso dei tubi più potenti) che ruota fra catodo e placca; allora le cavità vengono eccitate, ed un impulso di corrente e radio frequenza appare sulla spira di accoppiamento. Il rendimento di placca è compreso fra il 20% e il 60%; così, per esempio, per il tubo 4J36 si danno i seguenti valori: tensione di impulso 24.000 volt, corrente media di impulso 43 ampere; potenza corrispondente di alimentazione, durante l'impulso, 1150 Kw.; potenza oscillante erogata durante l'impulso su 10 cm. 490 Kw.; rendimento 47,5 %.

La durata di ciascun impulso, per la quale simili potenze si mantengono, è circa un μ sec; gli impulsi si susseguono con un ritmo di 1000 al secondo; ne consegue una potenza media di 490/1000 Kw., cioè 490 Watt. Il rapporto fra potenza di impulso e la potenza media viene denominato ciclo di servizio (tabella I) ed è compreso generalmente fra 1/1000 e 5/1000.

I campi magnetici sono dell'ordine di alcuni decimi di *weber/m²* (cioè alcune migliaia di gauss).

La frequenza generata da un magnetron a cavità è fissata dalle dimensioni delle cavità; essa può peraltro variare dell'1% e del 2% a seconda dell'aggiustamento dei circuiti esterni. Sono stati attuati magnetron con cavità leggermente deformabili, che consentono di far variare la frequenza fino al 20%.

Come abbiamo avvertito, le cavità possono oscillare in moltissimi modi oltre a quello fondamentale o naturale; frequenze indesiderate possono essere prodotte quando la corrente anodica è troppo bassa o la tensione negativa impressa al catodo ha valori (assoluti) troppo piccoli. Per evitare questo inconveniente è necessario che detta tensione venga applicata e annullata con estrema rapidità, in un tempo breve anche in confronto alla durata di ciascun impulso: occorre cioè che il suo andamento in funzione del tempo abbia una forma rettangolare (non più di $0,1 \div 0,2 \mu$ sec per l'applicazione della tensione, e $0,4 \mu$ sec per l'annullamento); ne consegue però una perdita di potenza, che passa alle frequenze laterali, e quindi non viene utilizzata dal ricevitore.

5. - Le notizie, che abbiamo rapidamente riassunte in questa nota, sono state tratte essenzialmente da una relazione comparsa sulla rivista americana "Electronics" del gennaio 1946.

Si rimane con la curiosità di conoscere ancora alcuni importanti particolari tecnici:

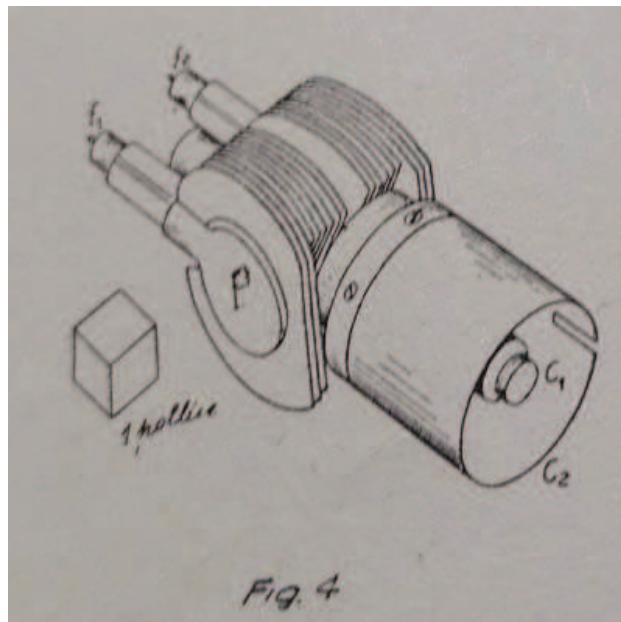
forma, dimensioni e struttura del catodo, che deve emettere una corrente così intensa e resistere all'intenso bombardamento da parte degli elettroni di ritorno; forma precisa dell'insieme di placca (perchè ha struttura lamellare?) sistemazione della spira di accoppiamento per il prelievo della potenza e così via.

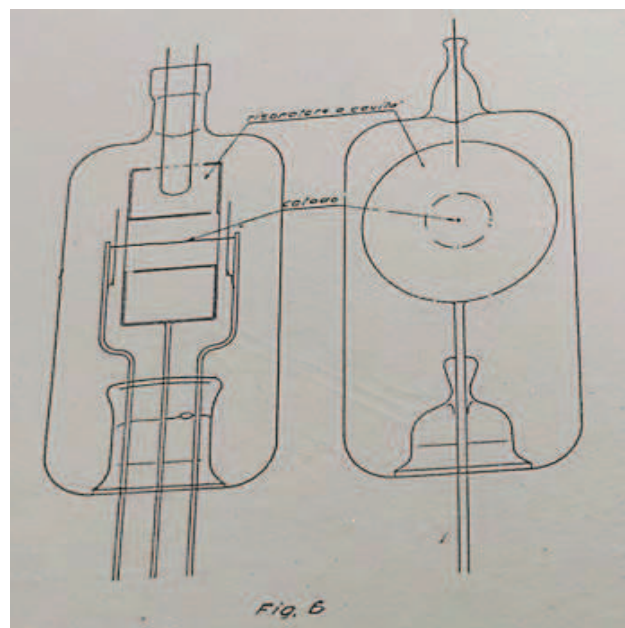
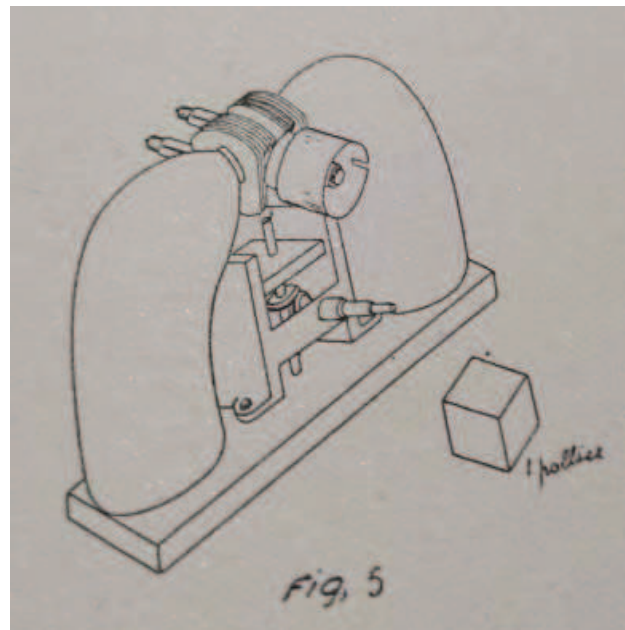
Certo è che la realizzazione di simili tubi deve avere comportato il superamento di una grande quantità di difficoltà tecniche e tecnologiche; certo è altresì che i risultati sono veramente eccezionali. Solo pochi anni or sono, quando le potenze (medie) si valutavano a Watt e a frazione di Watt, il conseguimento di potenze medie dell'ordine del Kw., di potenza di impulso dell'ordine delle migliaia di Kw. poteva presentarsi come una meta irraggiungibile.

L'importanza che avrebbero potuto avere i magnetron, e in special modo i magnetron con risonatori a cavità non era sfuggita neanche da noi, in Italia; presso lo stabilimento Fivre II di Firenze, che già costruiva oscillatori per microonde con triodi associati a risonatori a cavità, secondo disegni e progetti dello scrivente (e della letteratura scientifica si rileva che disposizioni consimili hanno avuto larga diffusione in America, specialmente dopo l'attuazione di triodi particolarmente studiati), furono realizzati tipi di magnetron, ancora su progetti dello scrivente; e cioè un magnetron con anodo diviso in quattro sezioni, di tipo normale, per onde di 25 cm.; ed un magnetron con risonatore a cavità, per onde di 16 cm., di cui in figura 6 è riportato il disegno.

Le vicende della guerra non consentirono che questi studi venissero proseguiti con quella intensità che sarebbe stata necessaria.

Prof. Nello Carrara.





Fine del Cap.29