

Consiglio Nazionale delle Ricerche
ISTITUTO DI RICERCA SULLE ONDE
ELETTROMAGNETICHE "NELLO CARRARA"
FIRENZE

PROTEZIONE
DAI CAMPI
ELETTROMAGNETICI
NON IONIZZANTI
(3a Edizione)

D. Andreuccetti
M. Bini
A. Checcucci
A. Ignesti
L. Millanta
R. Olmi
N. Rubino

Firenze - 2001

Composizione editoriale:
Riccardo Vanni

Disegni di:
Carlo Bacci

Finito di stampare a Firenze nel mese di giugno 2001 a cura del Centro Stampa 2P di Firenze.

© IROE "Nello Carrara" CNR - Tutti i diritti di riproduzione anche parziale e con qualsiasi mezzo sono riservati.

INDICE

| | |
|---|----|
| PREFAZIONE | v |
| | |
| CAPITOLO 1 | 1 |
| 1.1 Il campo elettrico | 2 |
| 1.2 La corrente elettrica | 11 |
| 1.3 Il campo magnetico | 17 |
| 1.4 Grandezze periodiche e propagazione ondosa | 22 |
| 1.4.1 Grandezze periodiche | 22 |
| 1.4.2 Propagazione ondosa | 30 |
| 1.5 Il campo elettromagnetico | 38 |
| 1.5.1 Generalità | 38 |
| 1.5.2 Propagazione del campo EM: onde elettromagnetiche. | 42 |
| 1.5.3 Proprietà del campo elettromagnetico | 47 |
| 1.5.4 Campo vicino e campo lontano: definizioni operative | 61 |
| | |
| CAPITOLO 2 | 65 |
| 2.1 Meccanismi di interazione | 65 |
| 2.2 Caratteristiche elettriche dei tessuti biologici | 76 |
| 2.3 Propagazione e assorbimento dei campi EM nei tessuti | 80 |
| 2.4 Effetti dell'assorbimento di energia elettromagnetica e risposta dell'organismo | 88 |
| 2.4.1 Effetti termici | 88 |
| 2.4.2 Effetti non termici. | 90 |
| | |
| CAPITOLO 3 | 65 |
| 3.1 Introduzione | 93 |
| 3.2 Modelli matematici per l'accoppiamento | 96 |
| 3.2.1 Soluzioni analitiche | 98 |

| | | |
|------------|--|-----|
| 3.2.2 | Soluzioni numeriche | 111 |
| 3.2.3 | Principali risultati con modelli matematici | 117 |
| 3.3 | Dosimetria sperimentale | 119 |
| 3.3.1 | Misure di <i>SAR</i> su animali | 120 |
| 3.3.2 | Modelli sperimentali | 122 |
| 3.3.3 | Scalatura fisica e confronto dei risultati sperimentali | 124 |
| CAPITOLO 4 | | 65 |
| 4.1 | Introduzione | 127 |
| 4.2 | Premesse concettuali e metodologiche | 128 |
| 4.2.1 | Interazione, effetto biologico, danno | 128 |
| 4.2.2 | I limiti di affidabilità delle diverse fonti dei dati | 129 |
| 4.3 | La percezione dei campi elettromagnetici | 133 |
| 4.4 | Gli effetti termici | 135 |
| 4.4.1 | Lesioni oculari da sovrariscaldamento | 136 |
| 4.4.2 | Lesioni termiche di altri organi, sistemi e apparati | 137 |
| 4.5 | Gli effetti non-termici | 138 |
| 4.6 | La sorveglianza sanitaria | 139 |
| 4.6.1 | Considerazioni generali | 139 |
| 4.6.2 | Criteri generali per l'impostazione di una sorveglianza sanitaria | 140 |
| 4.6.3 | Scelta del protocollo di esame nella visita preventiva e in quelle periodiche. | 141 |
| CAPITOLO 5 | | 65 |
| 5.1 | Macchine per il riscaldamento industriale | 143 |
| 5.1.1 | Riscaldatori a perdite dielettriche | 145 |
| 5.1.2 | Riscaldatori a induzione magnetica | 149 |
| 5.1.3 | Riscaldamento a microonde | 152 |
| 5.2 | Apparati per telecomunicazioni | 154 |
| 5.2.1 | Apparati a diffusione | 154 |
| 5.2.2 | Collegamenti direttivi | 157 |
| 5.2.3 | Sistemi Radio mobili, Telefonia Cellulare | 157 |
| 5.3 | Radar e radioaiuti alla navigazione | 160 |
| 5.4 | Applicazioni biomedicali | 164 |
| 5.4.1 | Marconiterapia | 165 |
| 5.4.2 | Radarterapia | 167 |
| 5.4.3 | Terapia ipertermica | 168 |
| 5.5 | Sistemi di controllo a microonde | 168 |

| | | |
|------------|---|-----|
| CAPITOLO 6 | 65 | |
| 6.1 | Introduzione | 171 |
| 6.2 | Conformazione generale degli apparati di misura | 172 |
| 6.3 | Esigenze di misura | 173 |
| 6.3.1 | Frequenza | 173 |
| 6.3.2 | Collocazione del sito di misura rispetto alla sorgente | 175 |
| 6.3.3 | Potenza emessa dalla sorgente, modulazione | 176 |
| 6.3.4 | Compatibilità elettromagnetica | 177 |
| 6.3.5 | Fattori contingenti legati al sito ed agli apparati | 178 |
| 6.4 | Sensori per la zona di induzione | 178 |
| 6.4.1 | Sensori di campo elettrico ad accoppiamento capacitivo | 179 |
| 6.4.2 | Sensori di campo magnetico ad accoppiamento induttivo | 181 |
| 6.5 | Sensori per la zona di radiazione | 182 |
| 6.5.1 | Zona radiativa vicina. | 183 |
| 6.5.2 | Zona radiativa lontana | 183 |
| 6.6 | Polarizzazione, isotropia | 187 |
| 6.7 | Strumenti di misura | 188 |
| 6.7.1 | Strumenti a rivelazione diretta | 188 |
| 6.7.2 | Strumenti ad accoppiamento a radiofrequenza | 192 |
| 6.8 | Accuratezza, calibrazione, errori | 192 |
| 6.8.1 | Generazione di campi campione | 193 |
| 6.8.2 | Calibrazione di antenne | 195 |
| 6.8.3 | Errore di misura | 196 |
| 6.9 | Strumentazione originale realizzata all'IROE | 197 |
| CAPITOLO 7 | 65 | |
| 7.1 | Tecniche di sorveglianza | 201 |
| 7.2 | Tecniche per la riduzione dei livelli di esposizione | 202 |
| 7.3 | Schermature | 203 |
| 7.4 | Collegamenti di massa e a terra | 211 |
| 7.5 | Filtraggi e isolamenti elettrici | 212 |
| 7.6 | Posizionamento | 215 |
| CAPITOLO 8 | 65 | |
| 8.1 | Organizzazione delle misure e dei controlli sul territorio | 217 |
| 8.2 | Misure e controlli negli ambienti potenzialmente inquinati | 218 |
| 8.2.1 | Caratteristiche generali dell'inquinamento elettromagnetico | 218 |
| 8.2.2 | Istruttoria preliminare alla misura | 219 |
| 8.2.3 | Esempi di misura | 220 |

| | | |
|------------------|--|-----|
| CAPITOLO 9 | 235 | |
| 9.1 | Introduzione | 235 |
| 9.2 | Raccomandazioni internazionali | 236 |
| 9.2.1 | Definizioni e unità di misura. | 236 |
| 9.2.2 | Scopi e criteri di base. | 236 |
| 9.2.3 | Effetti diretti ed effetti indiretti. | 237 |
| 9.2.4 | Campo e criteri di applicazione. | 238 |
| 9.2.5 | Fattori di Sicurezza. | 238 |
| 9.2.6 | Limiti di Esposizione. | 239 |
| 9.2.7 | Media Temporale. | 240 |
| 9.2.8 | Limiti di esposizione per potenze di picco. | 241 |
| 9.2.9 | Esposizioni contemporanee a diverse frequenze. | 242 |
| 9.2.10 | Esposizioni parziali. | 242 |
| 9.3 | La normativa italiana. | 242 |
| 9.4 | Tabelle | 245 |
| APPENDICE I | 255 | |
| APPENDICE II | 257 | |
| APPENDICE III | 265 | |
| INDICE ANALITICO | 271 | |

PREFAZIONE

Questa terza edizione del libro *Protezione dai campi elettromagnetici non ionizzanti* ricalca nell'impostazione le due edizioni precedenti. Già alla sua prima uscita, avvenuta oramai quasi venti anni fa, il libro presentava alcune peculiarità nella scelta degli argomenti e nella loro esposizione, che si è cercato di mantenere nelle edizioni successive. Questo libro nasce dall'esperienza diretta acquisita dagli autori sui problemi di sicurezza posti dalla dispersione di campi elettromagnetici (EM) da parte di varie sorgenti presenti sul territorio e in molti ambienti di lavoro. Il primo sforzo è stato quello di rendere l'argomento il più possibile semplice, evitando però di banalizzarlo, e cercando di ancorare l'esposizione ai *concetti*, in modo da fornire al lettore una padronanza sufficiente della materia da permettergli di affrontare da solo un problema reale. Le conoscenze iniziali richieste si limitano a quelle tipiche dei corsi di scuola media superiore, a meno di alcune nozioni più avanzate di matematica, che vengono sinteticamente riportate nelle Appendici. In particolare, non si presuppone nessuna conoscenza preliminare di elettromagnetismo. Il libro è scritto in modo da essere il più possibile *autosufficiente*: tutto quello che serve per capire gli argomenti presentati viene introdotto man mano che se ne presenta il bisogno, senza utilizzare rimandi bibliografici; ed in effetti, non esiste nel libro una sezione bibliografica. Mentre una tale lacuna sarebbe inaccettabile in un trattato scientifico, questo è perfettamente consono ad un'opera che si rivolge a lettori con esigenze prevalentemente di tipo applicativo, non abituati a ricorrere a consultazioni di letteratura specialistica, la cui reperibilità qualche volta si presenta, peraltro, difficoltosa.

Il primo capitolo fornisce in maniera piana e comprensibile le nozioni di base sui campi EM, mentre il secondo si sofferma sulle caratteristiche dell'interazione fra i campi EM e la materia (e, in particolare, la materia vivente), in modo che il lettore possa acquisire una certa dimestichezza con i meccanismi attraverso i quali il campo EM interagisce con le persone esposte. Il terzo capitolo approfondisce, con i necessari dettagli quantitativi, le relazioni che intercorrono fra il campo

esterno e le correnti che scorrono negli organismi immersi in esso e che costituiscono la base per una corretta definizione dei limiti di esposizione. Il capitolo quarto è dedicato ad una analisi critica delle cosiddette *patologie* da esposizione ai campi EM e alla formulazione di criteri per una corretta impostazione della *sorveglianza sanitaria* dei lavoratori esposti per motivi professionali. Nei capitoli dal quinto all'ottavo vengono affrontati vari aspetti relativi alle conoscenze e alle tecniche che vanno sotto il nome generale di *sorveglianza fisica* dei luoghi a rischio. In particolare si passano in esame, nell'ordine: le varie categorie di apparecchiature (domestiche, industriali, per telecomunicazione ecc.) e la distribuzione spaziale e temporale dei campi EM da queste generati (Cap. 5); le tecniche e la strumentazione usata per la misura dei campi EM, con una sintetica discussione delle varie tipologie di strumenti e un accenno alle apparecchiature e alle procedure di calibrazione (Cap. 6); l'insieme delle tecniche che vengono messe in atto per ridurre i livelli di esposizione (Cap. 7); l'organizzazione di una campagna di misura e di intervento nelle situazioni di possibile inquinamento EM, con la presentazione di alcuni casi esemplificativi (Cap. 8). Infine, l'ultimo capitolo (Cap. 9) è dedicato alle normative. Dopo una discussione sui principi su cui si fondano i criteri per la definizione degli standard di protezione – il cosiddetto *razionale* – vengono presentati i principali standard (raccomandazioni, linee guida, limiti di esposizione) disponibili a livello internazionale e nazionale. È questa, un'area in rapida evoluzione, nella quale, oltre alle conoscenze scientifiche, si confrontano e pesano motivazioni politiche, interessi economici, emotività dei cittadini e altre spinte, spesso irrazionali. Per queste ragioni, gli standard sono stati frequentemente aggiornati, spingendone i valori costantemente verso il basso. In particolare, per quanto riguarda l'Italia, sono in vigore da alcuni anni (DPCM 381/98) limiti molto più restrittivi (in una misura che a molti appare, peraltro, ingiustificata) di quelli raccomandati dalle più autorevoli organizzazioni scientifiche internazionali. La questione non sembra affatto conclusa, perché la Legge Quadro recentemente approvata (Legge 22 febbraio 2001, n.36) impegna il Governo ad emanare nuovi decreti, che si preannunciano ancora più cautelativi. Intanto, alcune Amministrazioni Regionali si stanno dotando di norme che anticipano il Governo in tale direzione. In questa situazione è purtroppo impossibile scrivere su questo argomento un capitolo che non divenga rapidamente obsoleto.

Come si vede dall'elenco degli autori, il libro è stato scritto a più mani. Esso non è però il risultato di un mero collage di capitoli disomogenei, tenuti insieme da uno stesso formato editoriale. La sostanziale unità con cui il libro si presenta deriva non soltanto dalla circostanza che gli autori sono tutti colleghi che operano nel medesimo istituto, ma anche dal fatto che esso è stato pensato e realizzato come un insieme organico ed integrato. Tutti gli autori hanno insieme contribuito alla scelta del materiale. Il comune lavoro di ricerca e il confronto quotidiano sui vari aspetti hanno prodotto un substrato di opinioni comuni che ha condotto, sia pure con le ovvie differenze individuali, a un atteggiamento concorde nell'affrontare i problemi e nel fornire risposte a quelle domande che le persone si pongono in merito ai rischi dell'esposizione ai campi EM.

Infine, è doveroso rivolgere un ringraziamento a chi, oltre agli autori, ha contribuito alla realizzazione di questo libro; in particolare a Carlo Bacci, il grafico dell'IROE, che ha realizzato tutte le illustrazioni, e a Riccardo Vanni, alla cui pazienza, passione e competenza si deve la composizione editoriale del volume.

Firenze, 15 maggio 2001

Marco Bini
Responsabile del Reparto
Interazione Campi Elettromagnetici - Materia
IROE-CNR, Firenze

CAPITOLO 1

ELEMENTI DI FISICA DEI CAMPI ELETTROMAGNETICI

M.Bini – Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche “Nello Carrara”

Tutti i fenomeni elettrici e magnetici hanno origine dalle cariche elettriche. La *carica elettrica* è una delle proprietà fondamentali della materia. Dall'interazione fra particelle materiali dotate di carica elettrica nascono *forze* per la cui rappresentazione si utilizza, come vedremo, una particolare entità fisica detta *campo elettrico*¹. Inoltre, se le cariche elettriche sono in moto, per descriverne completamente l'interazione è necessario introdurre un'altra grandezza fisica detta *campo magnetico*. Infine, se il campo elettrico e il campo magnetico non sono statici, ma variano nel tempo – o, come anche si dice, sono *tempo-varianti* – allora essi, proprio a causa del variare nel tempo, interagiscono intimamente fra di loro e formano un'entità inscindibile a cui si dà il nome di *campo elettromagnetico*.

Nei paragrafi che seguono verranno esaminate le principali proprietà del campo elettrico, del campo magnetico e di quello elettromagnetico, con lo scopo di introdurre le nozioni di base che verranno utilizzate nei capitoli successivi.

¹ Il concetto di *campo* è molto utilizzato in fisica e serve, in sostanza, a descrivere lo stato in cui viene a trovarsi un oggetto materiale quando, in una certa zona di spazio, subisce l'azione (tipicamente una *forza*) da parte di altri oggetti materiali. Il *campo gravitazionale terrestre* è l'esempio sicuramente più noto e sta appunto ad indicare le forze a cui è soggetto ogni corpo materiale (o meglio, la sua *massa*) a causa dell'azione gravitazionale della terra. In questo testo ci occuperemo dalle forze che nascono dalle *cariche elettriche*, per la cui descrizione, come vedremo, tornano utili i concetti di campo elettrico, campo magnetico e campo elettromagnetico.

1.1 Il campo elettrico

Le *cariche elettriche* sono presenti in natura in due specie diverse, che vengono contraddistinte con i nomi di carica *positiva* e carica *negativa*. La carica elettrica si misura in *coulomb*². Le cariche di ugual segno si respingono e quelle di segno opposto si attraggono. Un modo conveniente di fornire una descrizione quantitativa di questo fenomeno è quello di dire che fra le cariche elettriche si esercita una *forza*.

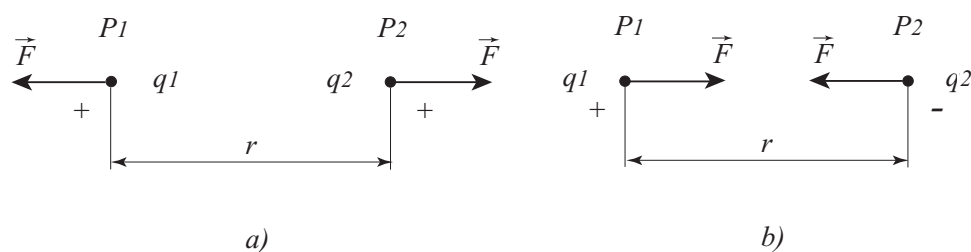


Figura 1-1 Forza fra due cariche puntiformi q_1 e q_2 , separate dalla distanza r
(a) cariche di ugual segno; (b) cariche di segno opposto.

Consideriamo due corpi di dimensioni piccolissime (oggetti puntiformi), come rappresentati in Figura 1-1, localizzati in P_1 e P_2 , separati dalla distanza r e dotati di carica q_1 e q_2

Su ciascuno dei due corpi risulta applicata una *forza*³, diretta secondo la congiungente i due punti e la cui intensità è data dalla seguente formula (1-1) dove ϵ_0 è una costante, detta *costante dielettrica del vuoto* (vale $8.854 \cdot 10^{-12} \text{F/m}$ e ne ripareremo nel seguito), e la presenza di $\pi = 3.1415\dots$ deriva dal sistema di unità di misura⁴. In sostanza, la forza è tanto più intensa quanto più elevato è il valore

² Il coulomb (simbolo C) è l'unità di misura della carica elettrica nel sistema di unità di misura internazionale (SI), il quale coincide, sostanzialmente, con il sistema MKSA (metro, chilogrammo, secondo, ampere). Salvo avviso contrario, SI è il sistema di unità utilizzato in questo libro. Per un prospetto sintetico sulle unità di misura più usate nell'elettromagnetismo si veda l'Appendice I.

³ Ricordiamo che la forza è una *grandezza vettoriale* o *vettore*. Nel seguito i vettori saranno contraddistinti da una freccia sopra il simbolo che li individua. Nell'Appendice II (A2.3) si possono trovare alcuni richiami sui vettori.

⁴ Come in tutti i sistemi di misura così detti *razionalizzati*, anche nel sistema SI (utilizzato, in questo testo, come detto alla nota ⁽²⁾) viene fatto comparire un π al denominatore della legge di Coulomb. A questo fatto non si deve però attribuire nessun significato fisico

delle cariche (proporzionale prodotto q_1q_2) e diminuisce con la loro distanza (inversamente proporzionale a r^2).

$$F = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{q_1q_2}{r^2} \quad (\text{legge di Coulomb}^5) \quad (1-1)$$

Quando si ha a che fare con un insieme costituito da più particelle cariche, la forza totale che agisce su una di queste è la *somma*⁶ delle forze esercitate da tutte le altre, ciascuna delle quali contribuisce con un termine del tipo della (1-1).

È utile introdurre un punto di vista un po' diverso per rappresentare i fenomeni descritti. Invece di pensare ad un'azione a distanza fra le varie cariche elettriche, si può immaginare che ogni singola carica, con la sua presenza, modifichi lo spazio in modo tale che quando un'altra carica viene a trovarsi in questa regione di spazio essa subisce l'azione di una forza. Secondo questo modo di vedere, che di fatto si è dimostrato più efficace a rappresentare la realtà, si dice che, a causa della presenza delle cariche, lo spazio è divenuto sede di un *campo di forze*; il che, in sostanza, significa che se una carica q viene posta in tale zona di spazio essa è soggetta ad una forza. Il valore della forza nei vari punti del campo è ovviamente calcolabile con le regole già esposte e risulta proporzionale alla carica q medesima⁷. Grazie a questa proporzionalità, ci si può svincolare dal valore particolare q della carica su cui la forza si manifesta, introducendo la quantità "*forza per unità di carica*", a cui si dà il nome di *campo elettrico* e si indica comunemente con il simbolo \vec{E} . Se indichiamo con \vec{F} la forza esercitata sulla carica q , \vec{E} risulta pertanto definito da:

particolare. È una pura questione di convenienza: in questa maniera la scrittura di molte equazioni dell'elettromagnetismo risulta più semplice.

⁵ Utilizzando i vettori, la forza che la carica q_1 esercita sulla carica q_2 si può scrivere:

$$\vec{F} = \frac{q_1q_2}{4\pi\epsilon_0r_{12}^2} \hat{r}_{12}$$

in cui \hat{r}_{12} indica il vettore di modulo unitario (o *versore*) che dalla carica q_1 punta verso la carica q_2 . Da questa scrittura risulta immediato che la forza fra le cariche è repulsiva o attrattiva a seconda che le cariche q_1 e q_2 siano di ugual segno o di segno opposto.

⁶ La somma è ottenuta con la regola con cui si compongono i vettori (si veda l'Appendice II)

⁷ Infatti, tale forza risulta dalla somma di elementi del tipo della (1-1), nella quale la carica q , su cui la forza viene esercitata, appare come fattore moltiplicativo.

$$\vec{E} = \frac{\vec{F}}{q} \quad (1-2)$$

La specificazione del valore di \vec{E} in ogni punto della regione di interesse è pertanto sufficiente a descrivere completamente il campo di forze. L'unità di misura del campo elettrico è N/C, cioè: newton su coulomb. Vedremo nel seguito che è però più comune misurare E in V/m, unità di misura equivalente a N/C.

Un campo elettrico (come un qualsiasi altro campo vettoriale) può essere rappresentato graficamente tracciando nello spazio di interesse un insieme di linee secondo queste convenzioni:

- Ogni linea - detta *linea di forza* - è in ogni suo punto tangente al vettore \vec{E} in quel punto.
- Il numero di linee di forza in un volumetto di spazio è proporzionale all'intensità media del campo in quel volumetto. Quindi le linee di forza sono più dense dove il campo è più intenso.

Analizziamo ora la forma del campo prodotto da alcune comuni distribuzioni di carica.

a) Carica Q puntiforme

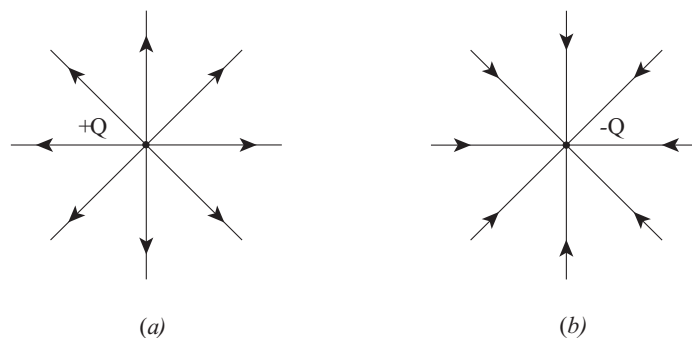


Figura 1-2 Linee di forza del campo elettrico di cariche puntiformi;
(a) carica positiva: il campo esce dalla carica
(b) carica negativa: il campo punta verso la carica

Secondo la definizione (1-2) e usando per \vec{F} la formula (1-1) si ha per \vec{E} :

$$\vec{E} = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0} \frac{\vec{r}}{r^3} \quad (1-3)$$

Il campo è diretto come raggi che si originano da Q . La Figura 1-2 mostra la rappresentazione del campo, rispettivamente, per carica Q positiva (a) e per carica Q negativa (b).

b) Dipolo elettrico: due cariche di uguale intensità e segno opposto ($+Q$ e $-Q$) separate dalla distanza d .

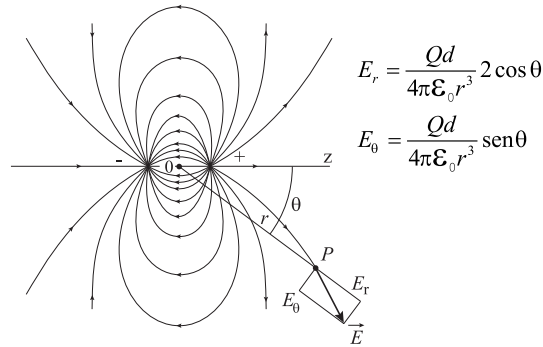


Figura 1-3 Campo elettrico di un dipolo

La distribuzione del campo del dipolo ha simmetria di rotazione intorno alla retta che passa per $+Q$ e $-Q$ (asse del dipolo, indicato con z in figura). Grazie a questa simmetria, è sufficiente analizzare le linee di campo su un piano contenente tale asse (asse z in Figura 1-3). Usando un sistema di coordinate polari, un punto P su tale piano è individuato dall'angolo θ (angolo fra retta OP e asse z) e dalla distanza r . Il campo elettrico ha due componenti sul piano: E_r parallela ad OP ed E_θ perpendicolare ad OP . A distanze grandi rispetto a d (diciamo: r maggiore di due, tre volte d), E_r ed E_θ diminuiscono con la distanza in modo inversamente proporzionale ad r^3 , come si vede dalle espressioni riportate sulla figura.

c) Condensatore piano: due piastre metalliche sulle quali sono localizzate le cariche $+Q$ e $-Q$.

Si tratta di un sistema di due conduttori metallici uguali, in genere a forma di

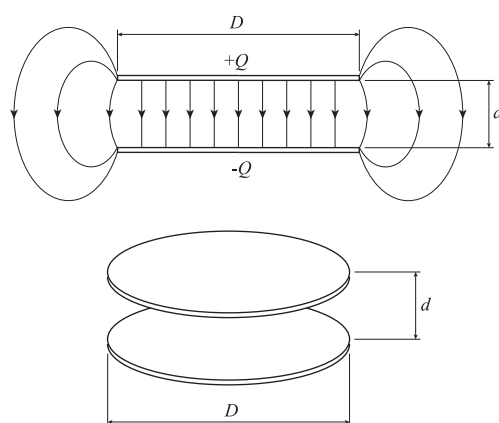


Figura 1-4 Campo elettrico di un condensatore

piastre (dette anche *armature*), circolari o rettangolari, separate da una certa distanza d .

Comunemente la distanza d è piccola rispetto all'estensione delle armature (ad esempio, per condensatori circolari è $d \ll D$, dove D è il diametro delle piastre). In questi casi, il campo è essenzialmente concentrato nello spazio compreso fra le due armature. Esso ha una distribuzione abbastanza uniforme nel volume più interno, mentre mostra un certo rinforzo sugli spigoli e si attenua all'esterno, via via che ci si allontana dai bordi (*campo di bordo* o *di frangia*). Il campo di frangia è tanto meno importante quanto più piccola è la separazione d rispetto al diametro D e può ritenersi trascurabile per $d/D \ll 1$. La distribuzione di campo risulta simile anche per armature di altra forma geometrica (quadrata, ellittica o anche non regolare), purché di superficie estesa rispetto alla separazione d .

Consideriamo una zona di spazio nella quale è presente un campo elettrico. Se una carica elettrica q si muove nel campo passando da un punto P_1 ad un punto P_2 lungo la linea s (Figura 1-5), il campo elettrico compie un *lavoro*. Per ogni spostamento elementare $\Delta\vec{s}$ il lavoro ΔL è dato dal prodotto dello spostamento Δs per la proiezione $qE \cos\theta$ della forza $q\vec{E}$ nella direzione dello spostamento medesimo (in cui, θ è l'angolo fra \vec{E} e $\Delta\vec{s}$).

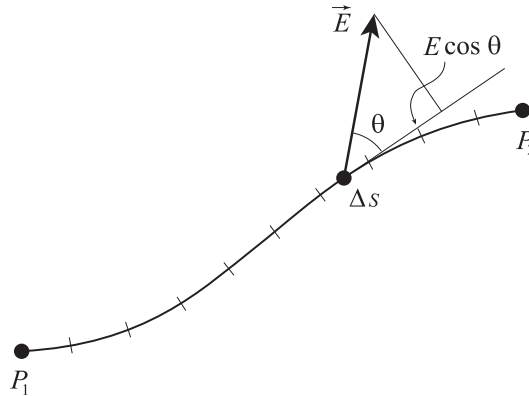


Figura 1-5 Lavoro del campo elettrico

Il lavoro totale L_{12} , compiuto nello spostarsi da P_1 a P_2 , è dato dalla somma di tutti i $\Delta L = qE \Delta s \cos \theta$ relativi agli elementi Δs in cui si è suddivisa la linea s

$$L_{12} = q(E_1 \Delta s_1 \cos \theta_1 + E_2 \Delta s_2 \cos \theta_2 + \dots) \quad (1-4)$$

Per una suddivisione in segmenti $d\vec{s}$ molto piccoli, la somma si riduce ad un integrale di linea del prodotto scalare $\vec{E} \cdot d\vec{s}$ sul percorso s (V. Appendice II), e il lavoro L_{12} si scrive:

$$L_{12} = q \int_{P_1}^{P_2} \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (1-5)$$

Se in questa zona di spazio è presente solo il campo elettrico, il lavoro L_{12} è indipendente dalla particolare linea percorsa per andare da P_1 a P_2 e dipende soltanto dai punti estremi P_1 e P_2 ⁸. In questo caso è molto utile riferirsi al *lavoro compiuto dal campo sull'unità di carica*. A questa quantità si dà il nome di *differenza di potenziale* (d.d.p.) fra P_1 e P_2 , che risulta così definita:

⁸ Quando invece è presente anche un campo magnetico che varia nel tempo, questo non è più vero. Infatti, come vedremo più avanti (§ 1.5.1.1), il campo magnetico tempo-variante produce sulla carica q una forza elettromotrice aggiuntiva, la cui intensità dipende dal percorso P_1-P_2 .

$$V_{12} = \frac{L_{12}}{q} = \int_{P_1}^{P_2} E \cos\theta ds = \int_{P_1}^{P_2} \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (1-6)$$

La differenza di potenziale si misura in *volt* (simbolo: V).

Se l'integrale (1-6) è nullo, se cioè $V_{12} = 0$, i due punti sono allo stesso potenziale e si dice che sono *equipotenziali*. A parte il caso banale di percorso in zona con campo nullo (ad es. all'interno di un conduttore metallico, dove è sempre $E=0$), questa situazione si realizza quando fra P_1 e P_2 esiste un cammino tutto perpendicolare alle linee di forze ($\cos\theta \equiv 0$). Due punti presi su una stessa armatura del condensatore di Figura 1-4 sono in questa condizione, dato che il campo elettrico è sempre perpendicolare alla superficie di un buon conduttore. Da quanto detto segue che tutti i punti di un conduttore, siano essi interni o sulla superficie, sono equipotenziali.

In genere, le differenze di potenziale vengono espresse rispetto ad un punto di riferimento, che possiede caratteristiche peculiari per quella particolare zona di spazio. Spesso questo riferimento è il suolo (*terra*) oppure altri componenti metallici del sistema, quali lo *châssis*, il contenitore metallico, o una qualche altra struttura sufficientemente estesa, a cui si dà comunemente il nome di *massa*. La massa può essere collegata a terra oppure no.

Torniamo di nuovo al condensatore di Figura 1-4. La d.d.p. V_{12} può calcolarsi su un cammino rettilineo che va da una armatura all'altra perpendicolarmente a queste. Abbiamo già detto che per $d/D \ll 1$, il campo \vec{E} fra le armature è uniforme e ad esse perpendicolare. Utilizzando la (1-6), se ne deduce allora che:

$$V_{12} = V_1 - V_2 = Ed \quad (1-7)$$

dove V_1 è il potenziale della piastra carica positivamente e V_2 è il potenziale della piastra negativa. La d.d.p. V_{12} è anche detta la *tensione* fra le due piastre.

Un condensatore come quello di Figura 1-4 può servire per costruire un campo elettrico di riferimento, adatto, ad esempio, per la calibrazione di strumentazione. Infatti conoscendo sperimentalmente, cioè misurando, sia V_{12} che la spaziatura d fra le piastre, dalla (1-7) si può ricavare:

$$E = \frac{V_{12}}{d} \quad (1-8)$$

Questa formula - come già la (1-7) - dà ragione della scelta del V/m come unità di misura per il campo elettrico.

Una quantità caratteristica, usata comunemente per descrivere le proprietà di un condensatore, è la sua *capacità* C . Questa è definita come il rapporto fra la carica elettrica Q presente sull'armatura positiva (uguale ed opposta alla carica $-Q$ sull'armatura negativa) e la tensione fra le armature V_{12} :

$$C = \frac{Q}{V_{12}} \quad (1-9)$$

Per un condensatore costituito da lastre piane e parallele, si può dimostrare che, nella condizione, già ricordata, di estensione delle armature grande rispetto alla spaziatura, la capacità vale:

$$C = \varepsilon_0 \frac{S}{d} \quad (1-10)$$

Dove S è la superficie di una delle armature. La capacità è dunque tanto maggiore quanto minore è la distanza d e quanto maggiore è la superficie S . L'unità di misura della capacità è il *farad* (simbolo: F). Poiché il farad è un'unità molto grande, si usano in pratica i sottomultipli, *microfarad* ($\mu\text{F} = 10^{-6}\text{F}$) e *picofarad* ($\text{pF} = 10^{-12}\text{F}$).

Naturalmente, una qualsiasi coppia di due conduttori, indipendentemente dal fatto che siano in forma di lastre piane, separati da aria o altro dielettrico, costituisce di fatto un condensatore (Figura 1-6). La capacità C di un condensatore, di qualsiasi forma esso sia, è sempre definita dalla relazione (1-9), anche se in pratica non è affatto detto che si riesca trovare per essa una espressione semplice, come la (1-10), che leghi la capacità C alla costante dielettrica e alla geometria del sistema di conduttori. Una proprietà generale, che in ogni caso continua a valere, è che C è tanto più grande, a parità di altre condizioni, quanto più i conduttori sono estesi e vicini.

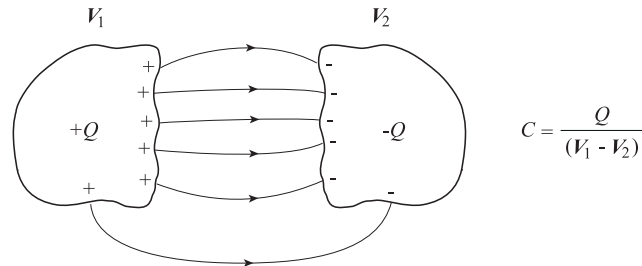


Figura 1-6 Condensatore costituito da due conduttori di forma qualsiasi

Alla presenza del campo elettrico in una certa zona di spazio, è sempre associata una particolare forma di *energia*⁹, la cui *densità* (*energia per unità di volume*) è data da:

$$E_e = \frac{1}{2} \varepsilon_0 E^2 \quad [\text{J/m}^3] \quad (1-11)$$

⁹ Per l'elettrotecnica classica, che rappresenta i fenomeni elettrici con elementi circuitali (condensatori, resistenze, batterie ecc.), questa energia è interpretata come *energia potenziale* posseduta dalle cariche elettriche immagazzinate sulle armature dei condensatori; in particolare, se un condensatore di capacità C è carico alla tensione V , si dimostra che l'energia spesa per caricarlo e quindi in esso immagazzinata vale:

$$E_c = \frac{1}{2} CV^2$$

Se ricordiamo però che, come si è visto in precedenza, ad ogni condensatore carico è associato un campo elettrico concentrato fra le sue armature, non è difficile far vedere che le due formule sono riconducibili l'una all'altra. Questo può essere facilmente dimostrato nel caso del condensatore piano con campo di bordo trascurabile. In questo caso, come sappiamo, il campo elettrico è uniforme e vale $E=V/d$ (Eq. (1-8)), dove d indica la distanza fra le piastre e S l'area della superficie di ciascuna armatura. Se introduciamo questa espressione del campo nella espressione (1-11) per la densità di energia e moltiplichiamo per il volume Sd , compreso fra le piastre del condensatore e nel quale è confinato il campo elettrico, si ottiene per l'energia immagazzinata nel campo elettrico: $(1/2)\varepsilon_0 V^2 S/d$; e questa, ricordando l'espressione (1-10) per la capacità del condensatore, è identica alla suddetta espressione E_c . In sostanza, quindi, la rappresentazione circuitale e quella che fa ricorso al concetto di campo (quando siano ambedue applicabili) danno risultati identici. Il concetto di campo è però più generale e fecondo, come apparirà via via più chiaro procedendo nella lettura di questo libro. Anche se la dimostrazione è stata fatta nel caso del condensatore piano, questa uguaglianza vale per un condensatore di qualsiasi forma.

In altre parole, in ogni volumetto ΔV , nel quale esiste un certo campo elettrico \vec{E} , è al contempo presente la quantità di energia $\frac{1}{2}\epsilon_0 E^2 \Delta V$. Si noti che la densità di energia dipende dal modulo (al quadrato) del campo elettrico; essa è pertanto una grandezza scalare e non vettoriale. Questo significa, ad esempio, che essa non dipende dalla direzione del campo elettrico, ma solo dalla sua intensità.

1.2 La corrente elettrica

Un flusso ordinato di cariche elettriche costituisce una *corrente elettrica*. Per convenzione, la corrente scorre nel verso in cui si muovono le *cariche positive*; nel caso di cariche negative, pertanto, il verso della corrente è opposto al moto delle cariche. L'intensità della corrente è riferita ad una certa superficie ed è data, per definizione, dalla carica che attraversa quella superficie nell'unità di tempo. Ovvero, se Δq è la quantità di carica che attraversa la data superficie nel tempo Δt , la corrente i è espressa dal rapporto:

$$i = \frac{\Delta q}{\Delta t} \quad [\text{A}] \quad (1-12)$$

L'intensità di corrente si misura in *ampere* (simbolo: A). Se diciamo, ad esempio, che attraverso una certa superficie scorre la corrente di un ampere, significa che attraverso quella superficie fluisce un coulomb di carica ogni secondo.

Il fluire delle cariche (cioè, la corrente elettrica) può avvenire sia nel vuoto sia in corpi materiali. Quest'ultimo caso è per noi di gran lunga il più comune. In particolare, sono di interesse la *conduzione metallica* e la *conduzione nelle soluzioni*.

Conduzione metallica (Figura 1-7). All'interno di un metallo i nuclei atomici (cariche positive) sono fissi nel reticolo cristallino, mentre per ogni cella del reticolo uno o più elettroni sono svincolati dal proprio atomo e possono muoversi abbastanza liberamente in una condizione che può essere rappresentata come un *gas di elettroni*.

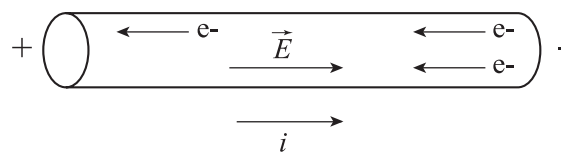


Figura 1-7 Conduzione all'interno di un materiale metallico

Se fra due punti di un corpo metallico, ad esempio fra le due estremità di un filo, si applica una d.d.p. (ad es., ponendo il filo in contatto intimo con i poli di una pila), all'interno del metallo si produce un campo elettrico e questo, agendo sulla carica degli elettroni, li mette in movimento dando luogo ad una corrente elettrica lungo il filo.

Soluzioni ioniche (Figura 1.2-2). Come è noto, in ogni molecola le cariche positive (concentrate nei nuclei atomici) e quelle negative (elettroni) sono di pari numero e legate stabilmente le une alle altre a formare strutture che, in condizioni ordinarie, risultano elettricamente neutre. In soluzione acquosa, o in altri solventi polari, le molecole di molti composti si suddividono però in parti, dette *ioni*, ciascuna delle quali mostra un eccesso di carica di un segno o dell'altro: gli ioni positivi si dicono *cationi* e quelli negativi *anioni*.

Mediante due elettrodi immersi nella soluzione e connessi attraverso un

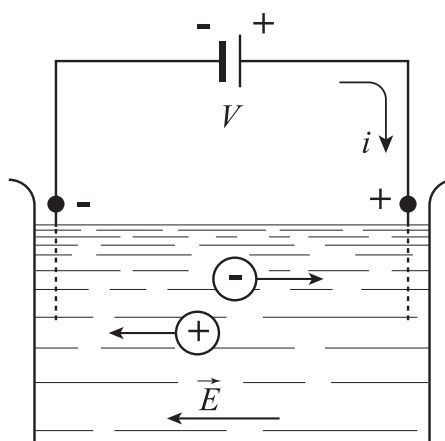


Figura 1-8 Conduzione ionica in una soluzione elettrolitica

conduttore metallico ad un generatore di f.e.m. si può generare un campo elettrico \vec{E} nella soluzione. Sotto l'influsso del campo elettrico, gli ioni positivi si muovono verso l'elettrodo negativo o *catodo*, dando luogo ad una corrente cationica i_+ . Analogamente gli ioni negativi si muovono verso l'elettrodo positivo (*anodo*) e generano la corrente anionica i_- che, per le convenzioni sui segni suddette (cariche negative producono una corrente in direzione opposta a quella del loro moto), si

aggiunge in valore assoluto a quella cationica. In totale nella soluzione, e quindi nella pila e nel conduttore esterno, fluisce una corrente complessiva, in verso concorde al campo elettrico \vec{E} , data dalla seguente equazione (1-13):

$$i = i_+ + i_- \quad (1-13)$$

Sono detti *conduttori elettrici* o più semplicemente *conduttori* tutti gli oggetti materiali – siano essi corpi metallici, soluzioni ioniche o altro – nei quali, sotto l'azione del campo elettrico, le cariche possono muoversi.

Per i conduttori, in condizioni molto generali, esiste una relazione di proporzionalità fra la d.d.p. V , o tensione, applicata fra due estremi di un conduttore e la intensità di corrente i che scorre fra questi due punti. Questa relazione costituisce la *legge di Ohm* e si scrive:

$$V = R i \quad (1-14)$$

La quantità R (che esprime il rapporto costante fra V ed i) è detta la *resistenza* di quel conduttore e dipende dalla forma geometrica e dalla natura fisica del conduttore. La resistenza si misura in *ohm* (simbolo: Ω). Un conduttore ha per es. la resistenza di 10Ω se, applicando ai suoi estremi la d.d.p. di 5 V , esso è attraversato dalla corrente di 0.5 A ($5\text{V}/0.5\text{A} = 10\Omega$). In elettrotecnica si usa definire anche la grandezza inversa ($1/R$) della resistenza a cui si dà il nome di *conduttanza* e la cui unità di misura è il *siemens* (simbolo: S).

Nel caso di un conduttore omogeneo a sezione costante esiste una formula semplice per calcolarne la resistenza in funzione della lunghezza l , dell'area S della sua sezione trasversa e della quantità ρ , detta *resistività elettrica* del materiale.

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (1-15)$$

La resistività ρ si misura in $(\Omega \cdot \text{m})$. Il suo inverso $\sigma = 1/\rho$ è detto *conducibilità elettrica* e si misura in $(\Omega \cdot \text{m})^{-1}$ o, equivalentemente, in siemens per metro (simbolo: S/m).

La legge di Ohm (1-14) è una relazione di tipo *globale*, poiché essa lega la corrente totale che attraversa un conduttore alla d.d.p. applicata ai suoi estremi. Essa può anche essere scritta in una *forma locale* (o, come si dice anche, *puntuale*),

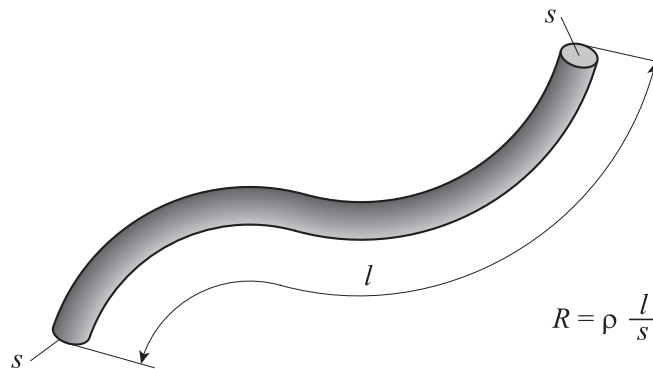


Figura 1-9 Filo conduttore di sezione S e lunghezza l : resistenza $R = \rho l/S$

il cui impiego torna utile quando si ha a che fare con materiali non omogenei. Per capire la differenza fra questi due punti di vista, è però necessario introdurre la grandezza densità di corrente. Si consideri all'interno del conduttore una superficie¹⁰ S perpendicolare alle linee di corrente (Figura 1-10(a)), si definisce *densità di corrente* \vec{J} il vettore che ha per modulo la corrente per unità di superficie ($J = i/S$) e per direzione e verso quelli del moto delle cariche positive individuati dal vettore unitario \hat{n} .

$$\vec{J} = \frac{i}{S} \hat{n} \quad [\text{A/m}^2] \quad (1-16)$$

Applicando la legge di Ohm (1-14) allo spezzone di conduttore mostrato in Figura 1-10 (b) e ricordando che $\sigma = 1/\rho$ si ottiene facilmente la seguente equazione (1-17)

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (1-17)$$

¹⁰ L'estensione di S deve essere sufficientemente piccola in modo che la quantità di carica che attraversa porzioni di S di uguale area sia la stessa, qualsiasi sia la porzione.

che è la cercata espressione puntuale della legge di Ohm. Come si vede, essa esprime la densità di corrente direttamente in funzione del campo elettrico.

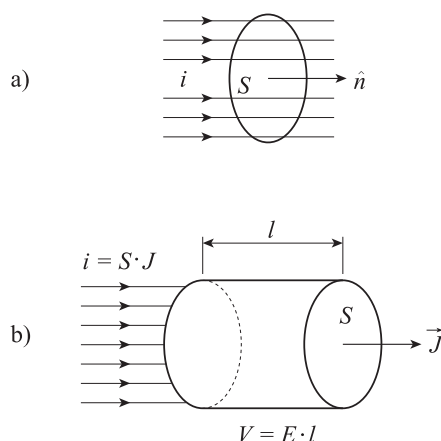


Figura 1-10 (a) Corrente elettrica i attraverso la superficie S ; (b) volumetto elementare di conduttore, attraverso il quale scorre la corrente $i = J \cdot S$ e a i cui capi è applicata la d.d.p. $V = E \cdot l$

Quando la corrente elettrica attraversa un materiale conduttore, si ha un'interazione fra cariche e materiale il cui risultato finale è la conversione dell'energia elettrica in calore. Il meccanismo di questa trasformazione, nota come *effetto Joule*, può essere così riassunto: il campo elettrico, che fa scorrere la corrente, trasferisce potenza alle cariche in movimento e queste a loro volta la cedono al materiale a seguito delle collisioni con gli atomi del reticolo (conduttore solido) o con le molecole del solvente (soluzioni ioniche) che, aumentando l'intensità dei moti microscopici disordinati, producono in definitiva un aumento dell'energia termica del sistema.

La *potenza ceduta*, che, come è noto esprime la quantità di energia trasferita nell'unità di tempo e che nel seguito indicheremo con P , può calcolarsi in funzione della tensione applicata V e della corrente i che scorre nel conduttore mediante la semplice relazione:

$$P = Vi \quad [\text{watt}] \quad (1-18)$$

Questa formula ha validità generale, qualsiasi sia il mezzo (conduttore, semiconduttore, fascio elettronico, plasma ecc.) o dispositivo (motore, cella elettrolitica) nel quale scorre la corrente. La validità della (1-18) può essere giustificata in modo semplice. Infatti sappiamo che, quando una carica q si muove fra due punti fra i quali esiste una d.d.p. V , il campo elettrico cede alla carica l'energia qV . Se allora fra i due punti passa la carica i nell'unità di tempo (è questo, in sostanza, il significato dell'intensità di corrente i) l'energia ceduta nell'unità di tempo (e cioè la potenza) è dunque pari a iV .

La potenza si misura in *watt* (simbolo: W) e l'energia in *joule* (simbolo: J). Pertanto, se una certa sorgente fornisce potenza al ritmo costante di P watt per un tempo di t secondi, l'energia totale erogata risulta:

$$E = Pt \quad \text{[joule]} \quad (1-19)$$

La legge di Ohm (1-14) permette di eliminare la corrente o la tensione dalla formula della potenza (1-18), ottenendo queste due espressioni fra loro equivalenti:

$$P = i^2 R = \frac{V^2}{R} \quad (1-20)$$

Si possono anche ottenere facilmente formule che utilizzano quantità puntuali, quali il campo elettrico e la densità di corrente, per esprimere gli scambi energetici che avvengono all'interno di un mezzo materiale. Con un procedimento simile¹¹ a quello usato per ottenere la (1-17), si può ricavare la potenza per unità di volume p_j dissipata in un conduttore di conducibilità $\sigma = 1/\rho$:

¹¹ Applicando la (1-18) al cilindretto di Figura 1-10 (b) e ricordando le definizioni $V = \vec{E} \cdot \vec{l}$ ed $i = J \cdot S$, si ottiene questa espressione per la potenza dissipata nel volumetto: $P = \vec{E} \cdot \vec{l} JS = \vec{E} \cdot \vec{J} (lS)$. Dividendo per il volume (lS) del cilindretto si ha la potenza per unità di volume:

$$p_j = \vec{E} \cdot \vec{J}$$

Sostituendo \vec{E} o \vec{J} dalla (1-17) si ottengono le altre espressioni della (1-21)

$$p_j = E \cdot J = \sigma E^2 = \rho J^2 \quad (1-21)$$

Facciamo notare che la potenza dissipata, come già l'energia immagazzinata, dipendono dal quadrato del campo elettrico E (o della densità di corrente J). Questa forma di dipendenza, che fa intervenire il quadrato delle grandezze rappresentative del campo, è tipica degli scambi energetici fra campi e sistemi materiali.

1.3 Il campo magnetico

Abbiamo visto che le cariche elettriche producono un campo elettrico nello spazio ad esse circostante e abbiamo analizzato le proprietà più significative di questo campo in alcune situazioni comuni.

Quando le *cariche elettriche* sono in *movimento* (o, in altre parole, quando è presente una corrente elettrica) l'esperienza ha dimostrato che esse danno origine anche ad un *campo magnetico*.

Le cariche elettriche sono dunque la sorgente sia del campo elettrico sia del campo magnetico e si può, in sintesi, dire: cariche immobili, solo campo elettrico; cariche in movimento, campo elettrico e campo magnetico.

In pratica si presentano tuttavia situazioni nelle quali è conveniente pensare che i due campi siano generati l'uno indipendentemente dall'altro. Un primo caso è quello di cariche positive e negative fra loro ben separate e immobili. In questo caso, per quanto si è detto, il campo magnetico non c'è e il campo elettrico è tanto più intenso quanto più le cariche negative e quelle positive sono fra loro spazialmente separate, poiché in tal modo si riduce l'effetto di mutua cancellazione dei campi provenienti da cariche di segno opposto. D'altra parte, se si è in presenza di un conduttore percorso da corrente, il campo con cui si ha a che fare è praticamente solo quello magnetico. Infatti, la presenza nel conduttore di cariche positive e negative in ugual numero su scala microscopica rende questo localmente, oltre che globalmente, neutro e il campo elettrico all'esterno è pertanto praticamente nullo.

Vedremo però nel seguito che quando il campo elettrico e il campo magnetico sono rapidamente variabili nel tempo, questa separazione non è più possibile e l'esistenza di uno dei campi implica necessariamente la presenza anche dell'altro.

A differenza delle linee di campo elettrico, che si originano dalle cariche positive e terminano su quelle negative, le linee di campo magnetico circondano le correnti, sviluppandosi in percorsi *chiusi* senza origine né fine (v. Figura 1-11).

Per una nota proprietà del campo magnetico (detta *legge di Ampère*), l'intensità e la direzione del vettore campo magnetico sono tali che l'integrale del prodotto

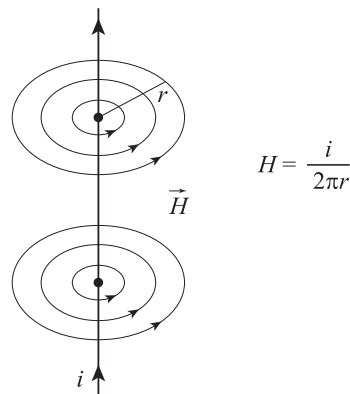


Figura 1-11 Campo magnetico di un filo rettilineo percorso da corrente

$\vec{H} \cdot d\vec{l}$ su una linea chiusa tracciata nel campo deve essere uguale alla corrente racchiusa da tale linea:

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = i \quad (1-22)$$

L'unità di misura del campo magnetico è l'ampere/metro (simbolo: A/m).

Facciamo alcuni esempi.

a) Campo magnetico di una corrente filiforme. Consideriamo, per primo, un *filo rettilineo*. Come abbiamo già detto, il campo magnetico \vec{H} deve svilupparsi in linee chiuse e, per evidenti ragioni di simmetria, nel caso del filo rettilineo queste linee devono essere circonferenze su piani perpendicolari al filo e col centro sul filo medesimo (Figura 1-11). Il verso del campo è quello in cui ruota una vite destrorsa che avanzi nella direzione della corrente (detta, anche, *regola del cavatappi*). Poiché l'intensità di \vec{H} è costante su un cerchio di raggio r applicando la (1-22) si trova che:

$$H = \frac{i}{2\pi r} \quad (\text{legge di Biot-Savart}) \quad (1-23)$$

A rigori, questa formula sarebbe valida solo per un filo rettilineo, infinitamente lungo. In pratica, però, essa può essere utilizzata anche con fili non rettilinei e a distanza ravvicinata, così che r sia molto minore della lunghezza del filo e del raggio di curvatura della linea secondo cui esso si sviluppa.

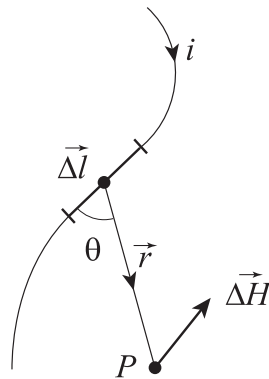


Figura 1-12 Campo magnetico $\Delta\vec{H}$ generato dall'elemento di corrente $i\Delta\vec{l}$

Se non siamo nelle condizioni di poter assumere che il filo sia rettilineo, il calcolo del campo magnetico richiede l'uso di procedure un po' più laboriose. Il filo è diviso in elementini $\Delta\vec{l}$, corti rispetto alla distanza r dal punto di osservazione P (Figura 1-12). Ciascun elementino produce in P un campo $\Delta\vec{H}$, perpendicolare al piano individuato da $\Delta\vec{l}$ e \vec{r} (il verso è tale che $\Delta\vec{l}$, \vec{r} e $\Delta\vec{H}$ sono una terna destrorsa¹²) e di intensità data da:

¹² Usando la definizione di prodotto vettore (si veda l'appendice A2.3), $\Delta\vec{H}$ può essere scritto:

$$\Delta\vec{H} = \frac{i}{4\pi} \frac{\Delta\vec{l} \times \vec{r}}{r^3}$$

$$\Delta H = \frac{1}{4\pi} \frac{i\Delta l}{r^2} \sin \theta \quad (1-24)$$

nella quale θ è l'angolo fra $\Delta \vec{l}$ e \vec{r} . Sommando tutti i contributi $\Delta \vec{H}$, che provengono dagli elementi $\Delta \vec{l}$ in cui è stato suddiviso il conduttore, si ottiene il campo totale \vec{H} in P .

Applicando la formula (1-24) ad un filo rettilineo indefinito, si ottiene, naturalmente, la (1-23).

b) Spira e bobina. Altre configurazioni di campo magnetico tipiche, analizzabili ancora con la (1-24), sono presentate in Figura 1-13. La *spira* produce un campo ad anelli chiusi intorno al filo che la costituisce, mentre la *bobina* o *solenioide* dà luogo ad un campo che ha la concentrazione massima all'interno delle spire che formano la bobina.

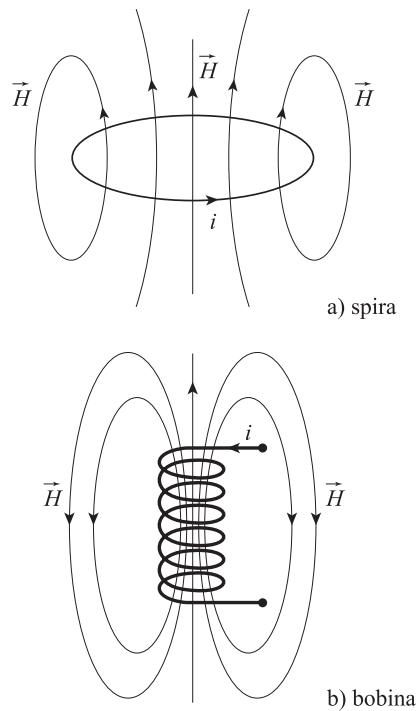


Figura 1-13 Campo magnetico generato da una spira (a) e da una bobina (b)

Il campo magnetico esercita su un elemento di corrente $i \Delta \vec{l}$ una forza di intensità:

$$\Delta F = \mu_0 i (\Delta l) H \sin \theta \quad (1-25)$$

diretta perpendicolarmente al piano individuato dai vettori $\Delta \vec{l}$ e $\Delta \vec{H}$ e di verso tale che $\Delta \vec{l}$, $\Delta \vec{H}$ e $\Delta \vec{F}$ costituiscono una terna destrorsa (Figura 1-14). La costante μ_0 è detta *permeabilità magnetica del vuoto*. Essa vale $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ henry/m nel sistema MKS. La somma delle forze elementari $\Delta \vec{F}$, che derivano dagli elementi $\Delta \vec{l}$ in cui è stato scomposto il conduttore, dà la forza globale \vec{F} che agisce sul conduttore.

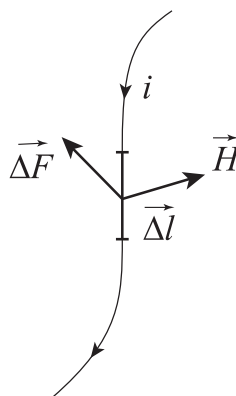


Figura 1-14 Forza esercitata da un campo magnetico \vec{H} su un elemento di conduttore percorso dalla corrente i

Combinando la (1-24), che esprime il campo generato da un elemento di corrente, con la (1-25), che dà la forza che tale campo produce su un altro elemento di corrente, si ottiene allora una formula¹³ per la forza fra i due elementi di corrente la cui dipendenza dalla distanza è del tipo $1/r^2$, del tutto simile a quella della legge di Coulomb per l'interazione fra cariche elettriche (Eq. (1-1)). Per due elementi di

¹³ Questa formula è utile in tutte quelle applicazioni in cui serve di calcolare la forza fra correnti. Poiché tali applicazioni sono al di fuori degli scopi di questo libro, la forma esplicita della formula non viene qui riportata per non allungare troppo la trattazione.

corrente che scorrono in fili paralleli, la forza è tale che i conduttori si attraggono se le correnti scorrono in verso concorde o si respingono se le correnti scorrono in versi opposti.

Come si sarà notato, gli esempi riportati si riferiscono al campo magnetico generato da correnti che scorrono in conduttori filiformi. Questi sono di gran lunga i casi più frequenti nell'ambito di nostro interesse. In generale, però, possono presentarsi casi in cui il conduttore non sia una barra o un filo metallico (si pensi, ad esempio, ad una soluzione ionica). In questi casi, ad ogni volumetto ΔV è associato un elemento di corrente $\vec{J}\Delta V$ e a questo, ovviamente, un campo magnetico. Questo campo può essere calcolato con formule analoghe alla (1-24) (o, meglio, alla formula della nota⁽¹²⁾), in cui si sostituisca $i\vec{\Delta l}$ con $\vec{J}\Delta V$.

Analogamente a quanto si è visto nel caso del campo elettrico, il fatto che in una certa zona di spazio esista un campo magnetico comporta che in quella regione sia presente energia magnetica. Se indichiamo con H l'intensità del campo magnetico, la *densità di energia magnetica* (energia per unità di volume) si scrive:

$$E_m = \frac{1}{2} \mu_0 H^2 \quad [\text{J/m}^3] \quad (1-26)$$

In altre parole, la presenza del campo magnetico fa sì che in ogni volume ΔV sia immagazzinata la quantità di energia $\Delta E_m = (1/2)\mu_0 H^2 \Delta V$.

1.4 Grandezze periodiche e propagazione ondosa

Fenomeni nuovi e di notevole rilevanza hanno luogo quando le distribuzioni di carica e le correnti e , di conseguenza, i campi elettrico e magnetico da queste generati sono *quantità variabili nel tempo*. Il tipo di variazione temporale di maggior interesse, sia teorico che applicativo, è quello delle oscillazioni periodiche. Nei paragrafi che seguono verranno brevemente rivisti prima i concetti e le definizioni che riguardano le *grandezze periodiche* e, quindi, quelli relativi alla *propagazione ondosa*.

1.4.1 Grandezze periodiche

Una grandezza $a(t)$, funzione del tempo t , è detta *periodica* se essa torna ad essere uguale a se stessa dopo un certo intervallo di tempo T , detto *periodo* (Figura 1-15); ovvero, quando per $a(t)$ vale la relazione $a(t+T) = a(t)$. Una quantità correlata con il periodo è la *frequenza* (simbolo: f), definita come l'inverso di T .

$$f = \frac{1}{T} \quad (1-27)$$

Si può quindi anche dire che la frequenza rappresenta il numero di periodi nell'unità di tempo. Il periodo si misura in *secondi* e la frequenza si misura in *hertz* (simbolo, Hz); 1 Hz equivale ad un periodo al secondo.

La quantità a_0 , legata ad $a(t)$ dalla relazione:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T a(t) dt \quad (1-28)$$

è detta *valor medio* della grandezza periodica $a(t)$ sul periodo T ed ha questo significato: il prodotto $a_0 T$ è uguale all'area compresa fra il grafico di $a(t)$ e l'asse orizzontale, nell'intervallo T . In particolare, se il valor medio è nullo (il che vuol dire: area delle “campate” negative uguale ed opposta a quella delle “campate” positive) la grandezza è detta *alternata* o *alternativa* (Figura 1-15b).

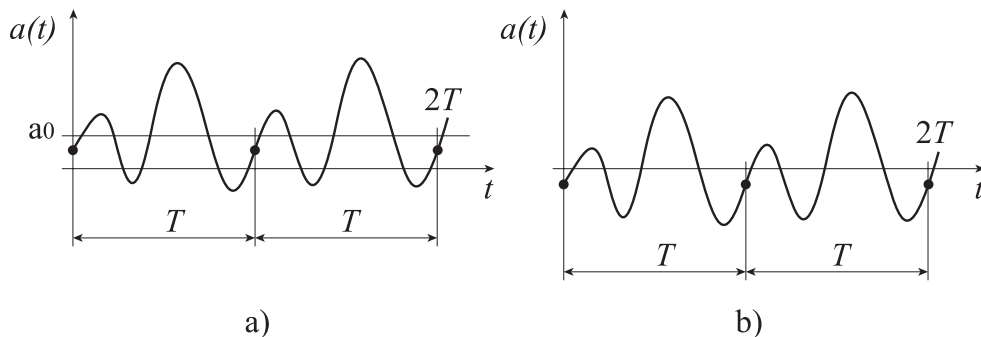


Figura 1-15 Grandezze periodiche: (a) caso con valor medio diverso da zero; (b) caso con valor medio nullo (*grandezza alternata*)

Una quantità di uso comune per le grandezze periodiche, specie quando si ha a che fare con quantità quali energia o potenza, è il valore efficace. Se $a(t)$ è una grandezza periodica, il suo *valore efficace* A è definito dalla seguente equazione (1-29):

$$A = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T a^2(t) dt} \quad (1-29)$$

Cioè, il valore efficace A di una data grandezza variabile nel tempo $a(t)$ è una quantità il cui quadrato è uguale al valor medio del quadrato di $a(t)$. Per apprezzare l'utilità pratica della quantità ora introdotta, e la cui definizione sembra quasi uno scioglilingua, si noti che, quando una tensione periodica $v(t)$ è applicata ai capi di un conduttore di resistenza R , la *potenza media* P (media eseguita sul periodo T), può essere scritta in maniera molto semplice usando i valori efficaci V ed I della tensione e della corrente¹⁴

$$P = V \cdot I = \frac{1}{R} V^2 = RI^2 \quad (1-30)$$

Come si vede, queste espressioni sono del tutto identiche alle (1-20) che valgono nel caso in cui tensioni e correnti non dipendono dal tempo. Considerazioni del tutto simili valgono per le formule che legano le intensità dei campi elettrici e magnetici (che, come si è visto, appaiono "al quadrato") alle energie immagazzinate nel campo elettrico (1-11), nel campo magnetico (1-26) e alla potenza dissipata nei conduttori (1-20)¹⁵. Ad esempio, nel caso di fenomeni periodici, le espressioni puntuali (di cui si è parlato alla fine del § 1.2) per la potenza media dissipata nell'unità di volume di un conduttore si possono scrivere:

¹⁴ In R scorre una corrente $i(t)$ proporzionale a $v(t)$ data dall'espressione $i(t)=v(t)/R$ (*legge di Ohm*). La potenza istantanea fornita ad R si scrive quindi (si veda la (1-18)):

$$p(t) = R \cdot i^2(t) = v^2(t)/R,$$

Se sostituiamo queste espressioni di $p(t)$ nella definizione di potenza media sul periodo T

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt$$

ed utilizziamo la definizione di valore efficace (1-29) si ottengono immediatamente le espressioni (1-30).

¹⁵ In sostanza, la ragione per cui il valore efficace appare in forma semplice nelle espressioni che coinvolgono gli scambi di potenza o immagazzinamento di energia (in valor medio) sta nel fatto che queste sono esprimibili attraverso il quadrato di V , I , E o H e il valore efficace è stato definito proprio per rappresentare il valor medio di quantità al quadrato, come è evidente dal confronto della (1-29) con la (1-28).

$$p_j = \sigma E^2 = \rho J^2 = E J \quad (1-31)$$

dove E e J sono i valori efficaci del campo elettrico e della densità di corrente. Appare immediatamente evidente come queste espressioni siano *formalmente* identiche alle (1-21).

Importanti grandezze periodiche alternate sono le funzioni armoniche sinusoidali e cosinusoidali (Figura 1-16), così definite:

$$a(t) = A_M \text{sen}(\omega t + \phi) = A_M \cos(\omega t + \phi_1) \quad (1-32)$$

con $\phi_1 = \phi - \pi/2$ e dove:

A_M = ampiezza o valore di picco della funzione armonica;

ϕ = fase, valore dell'argomento della funzione seno per $t = 0$;

ϕ_1 = fase, valore dell'argomento della funzione coseno per $t = 0$

ω = $2\pi f = 2\pi/T$, pulsazione¹⁶ della funzione armonica

Come esempio, si può ricordare che la tensione della rete elettrica ENEL è una grandezza alternata la cui frequenza f è 50 Hz (periodo $T = 20$ ms).

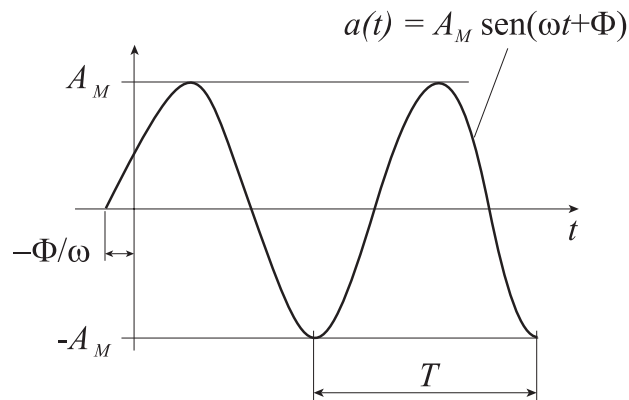


Figura 1-16 Funzione armonica $a(t) = A_M \text{sen}(\omega t + \phi)$

¹⁶ Frequenza e pulsazione, che in definitiva differiscono soltanto per il fattore numerico 2π , sono spesso usate l'una al posto dell'altra nella letteratura tecnica.

Il *valore efficace* A di una quantità sinusoidale o cosinusoidale come la (1-32), è legato al valore di picco A_M dalla relazione¹⁷:

$$A = \frac{A_M}{\sqrt{2}} \quad (1-33)$$

Ad esempio, quando diciamo che la rete elettrica eroga potenza alla tensione di 220 V, bisogna intendere che 220 V è il valore efficace, mentre il valore di picco della sinusoide a 50 Hz, che rappresenta la tensione di rete, vale $V_m = 220\sqrt{2} \cong 311.13$ V. Nel caso delle grandezze sinusoidali, le relazioni quadratiche, quali le (1-30) e (1-31), possono essere espresse in termini di valore di picco invece che di valore efficace. Ad esempio, usando i valori di picco per campo elettrico e densità di corrente, le (1-31), che esprimono le perdite joule per unità di volume, si scrivono:

$$p_j = \frac{1}{2} \sigma E_M^2 = \frac{1}{2} \rho J_M^2 = \frac{E_M J_M}{2} \quad (1-34)$$

Le funzioni seno e coseno sono importanti nei fenomeni periodici perché esiste una proprietà fondamentale delle grandezze periodiche (nota anche come *Teorema di Fourier*) che possiamo enunciare così: ogni grandezza periodica $a(t)$ di periodo T può essere rappresentata come somma di funzioni sinusoidali (in generale, in numero infinito) secondo l'espressione¹⁸:

$$a(t) = A_0 + \sum_n A_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (1-35)$$

in cui A_0 è il valor medio¹⁹ di $a(t)$. La funzione sinusoidale con $n = 1$ ha frequenza $f = 1/T$ ed è detta la *prima armonica* o componente *fondamentale* di $a(t)$, mentre

¹⁷ Questa formula deriva dal fatto che l'integrale $\frac{1}{T} \int_0^T \sin^2(2\pi ft) dt$ vale 1/2.

¹⁸ Il teorema potrebbe essere espresso in forme equivalenti usando uno sviluppo in serie di funzioni $\cos(\omega t + \phi)$, oppure uno sviluppo in serie di funzioni $\sin \omega t$ e $\cos \omega t$. La prima possibilità è evidente se si ricorda che $\sin(\omega t + \phi) = \cos(\omega t + \phi - \pi/2)$, mentre la seconda è immediata conseguenza della uguaglianza: $\sin(\omega t + \phi) = (\cos \phi) \sin \omega t + (\sin \phi) \cos \omega t$.

¹⁹ Tipicamente, nel caso dei campi a radio frequenza e microonde il valor medio è nullo.

quelle con $n = 2, 3, \dots$ sono dette le *componenti armoniche* ($2^a, 3^a, \dots$)²⁰ o, semplicemente, le *armoniche* di $a(t)$ ed hanno frequenze multiple della fondamentale ($2f, 3f, \dots$).

Si può dimostrare che, se un segnale $v(t)$ è composto di più armoniche V_1, V_2, V_3 , il suo valore efficace V si scrive:

$$V = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots} = \sqrt{\sum_n V_n^2} \quad (1-36)$$

Inoltre, se P_1, P_2, P_3, \dots , sono le potenze medie (sul periodo T), rispettivamente, della prima armonica e di quelle successive, allora la potenza media associata all'intero segnale vale:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + \dots \quad (1-37)$$

Prima di concludere questa breve introduzione sulle grandezze periodiche è opportuno aggiungere ancora qualche richiamo sugli scambi energetici fra generatore e dispositivo utilizzatore (o "carico", come si dice in gergo tecnico), quando questo non sia una pura resistenza, come nel caso semplice considerato più sopra, ma contenga anche altri elementi circuitali come condensatori e bobine.

Facciamo l'esempio del condensatore. In questo caso, se indichiamo con $v(t) = V_M \text{sen}(\omega t)$ la tensione ad esso applicata, l'elettrotecnica insegna che la corrente che scorre nel condensatore all'istante t ha l'espressione $i_C(t) = \omega C V_M \text{cos}(\omega t)$; cioè è una oscillazione sinusoidale di ampiezza proporzionale a V_M (secondo la quantità ωC , detta *suscettanza*) e *sfasata* di 90° *in anticipo* rispetto alla tensione. La *potenza istantanea* (prodotto di $v(t)$ per $i_C(t)$) fornita dal generatore è quindi:

²⁰ L'ampiezza A_n e la fase ϕ_n della n -esima armonica C_n sono calcolabili con le formule:

$$A_n = \sqrt{C_n^2 + S_n^2} \quad \phi_n = \text{arctg} \frac{C_n}{S_n}$$

dove:

$$C = \int_0^T a(t) \cos(n\omega t) dt \quad S = \int_0^T a(t) \text{sen}(n\omega t) dt$$

$$p_e(t) = \omega C V_M^2 \sin(\omega t) \cos(\omega t) = \frac{1}{2} \omega C V_M^2 \sin(2\omega t) \quad (1-38)$$

Questa, come si vede, è una quantità sinusoidale, di frequenza doppia, rispetto alla corrente e alla tensione, e valor medio nullo. Per capirne il significato, si noti che, come ricordato nella nota⁽⁹⁾, un condensatore immagazzina energia nel campo elettrico ad esso associato. L'energia immagazzinata, esprimibile con la formula: $E_e(t) = (1/2) C v^2(t)$, nel nostro caso vale quindi:

$$E_e(t) = \frac{1}{2} C V_M^2 \sin^2(\omega t) \quad (1-39)$$

Anche questa è una funzione oscillante a frequenza 2ω ; essa però, a differenza della potenza istantanea, è sempre positiva — come è giusto che accada, dovendo rappresentare energia immagazzinata. Il suo valor medio E_{e0} si calcola con la (1-28) e vale $E_{e0} = (1/4) C V_M^2$; che, sostituito nella (1-38), permette di scrivere per la potenza istantanea $p_e(t) = 2\omega E_{e0} \sin(2\omega t)$. In definitiva, quello che accade è chiaro: anche se il flusso di potenza verso il carico è in media nullo, c'è un continuo "palleggio" di energia elettrica fra generatore e condensatore²¹ e questo scambio è tanto più consistente quanto maggiore è l'energia immagazzinata.

Un fenomeno del tutto analogo si ha quando il generatore è connesso con una bobina: la corrente è *sfasata* di 90° rispetto alla tensione (*in ritardo* però, invece che in anticipo come nel caso del condensatore) e ha l'espressione

²¹ Senza dettagliare troppo, il fenomeno può essere descritto nel modo seguente. Consigliamo al lettore di aiutarsi con un grafico di $v(t)$, $i_C(t)$, $p_e(t)$ e $E_e(t)$. Partendo dall'istante $t=0$, la corrente scorre dal generatore verso il condensatore il quale raggiunge il massimo di carica (e, quindi, di energia immagazzinata) alla fine del primo quarto di periodo ($t=T/4$), quando la tensione $v(t)$ raggiunge il suo valore massimo V_M ; in questo intervallo di tempo il generatore eroga potenza verso il condensatore. Successivamente, il condensatore si scarica e corrente e potenza fluiscono indietro verso il generatore. Dopo mezzo periodo, il condensatore, che per $t=T/2$ è completamente scarico, comincia a ricaricarsi, con polarità però invertita rispetto a quella del primo mezzo periodo; la potenza scorre di nuovo dal generatore al condensatore e l'energia immagazzinata raggiunge un nuovo massimo per $t=3T/4$. Successivamente il condensatore ricomincia a scaricarsi e c'è flusso di potenza dal condensatore al generatore. Per $t=T$ il condensatore è di nuovo scarico e comincia un altro ciclo.

$i_L(t) = -(V_M/\omega L)\cos(\omega t)$, dove L indica l'induttanza²² della bobina. Alla corrente è associato un campo magnetico (localizzato principalmente nell'interno della bobina) al quale corrisponde immagazzinamento di energia magnetica. Anche in questo caso l'energia immagazzinata²³ è sempre positiva, oscilla con frequenza 2ω , e ha un valor medio dato da $E_{m0} = (1/4)V_M^2/(\omega^2 L)$. Come per il condensatore, la potenza istantanea che fluisce verso la bobina si può scrivere in funzione dell'energia media immagazzinata e si ottiene²⁴: $p_m(t) = -2\omega E_{m0}\sin(2\omega t)$. Le considerazioni fatte nella nota⁽²¹⁾ circa gli scambi di energia fra generatore e carico valgono anche in questo caso, con una differenza notevole però circa il segno della potenza, che è ora opposto rispetto al caso del condensatore. Questa differenza si riflette anche sull'andamento temporale dell'energia immagazzinata: quando l'energia elettrica (immagazzinata nel condensatore) è massima, quella magnetica (immagazzinata nella bobina) è nulla e viceversa.

Dunque, quando il carico è costituito da condensatori e bobine – a differenza di quanto accade con gli *elementi resistivi*²⁵ – il valor medio della potenza è nullo.

²² L'induttanza o coefficiente di *mutua induzione* è un parametro che caratterizza la bobina da un punto di vista circuitale. In questa sede non possiamo (né è necessario) andare in dettaglio su questo punto né sulle modalità per ricavare l'espressione della corrente che scorre nella bobina o su come si ricava l'energia magnetica in essa immagazzinata. Il lettore interessato può consultare in proposito un qualsiasi testo di elettrotecnica.

²³ L'energia istantanea immagazzinata in una bobina di induttanza L e percorsa da una corrente $i(t)$ (o, se si vuole, nel campo magnetico a essa associato) vale: $E_m(t) = (1/2)L i^2(t) = V_M^2 \cos^2(\omega t)/(2\omega^2 L)$. E se ne facciamo il valor medio con la (1-28), si ottiene: $E_{m0} = (1/4)V_M^2/(\omega^2 L)$.

²⁴ La potenza istantanea $p_m(t)$ che va nella bobina è data dal prodotto $v(t)i_L(t) = -(1/2)(V_M^2/\omega L)\sin(2\omega t)$. Utilizzando l'espressione dell'energia media immagazzinata ricavata nella nota⁽²³⁾, la potenza istantanea scambiata con la bobina si può scrivere: $p_m(t) = -2\omega E_{m0}\sin(2\omega t)$.

²⁵ Ci sembra opportuno precisare che spesso nella letteratura tecnica (elettrotecnica, radiotecnica ecc.), quando si parla di *elemento resistivo* (indicato comunemente con il simbolo R) ci si riferisce non soltanto ad una resistenza in senso stretto, ma più generalmente ad un dispositivo caratterizzato dalla proprietà di *assorbire tutta la potenza ad esso trasferita*, sia che questa potenza sia convertita in calore (resistenze, propriamente dette), trasformata in lavoro (motori elettrici), trasmessa nello spazio sotto forma di radiazione elettromagnetica (antenne), oppure convertita in qualche altra forma di energia. In tutti questi casi, la corrente è *in fase* con la tensione applicata ai morsetti del dispositivo e, come è facile dimostrare, il generatore fornisce a questo una potenza (sempre positiva) il cui valor medio vale: $(1/2)V_M^2/R = V^2/R$, dove V_M e V indicano, rispettivamente, il valore massimo e il valore efficace della tensione ai morsetti. Per gli scambi energetici con gli

Questa proprietà ha influenza anche sulla terminologia tecnica, dove è in uso il termine di *potenza reattiva* per indicare i casi in cui, essendo la corrente sfasata di $\pm 90^\circ$ sulla tensione, la potenza scambiata ha valor medio nullo. Coerentemente con quest'uso, i condensatori e le bobine sono detti *elementi reattivi*, e l'energia in essi immagazzinata prende il nome di *energia reattiva*.

1.4.2 Propagazione ondosa

Le variazioni, temporali e spaziali periodiche (in particolare alternative) sono

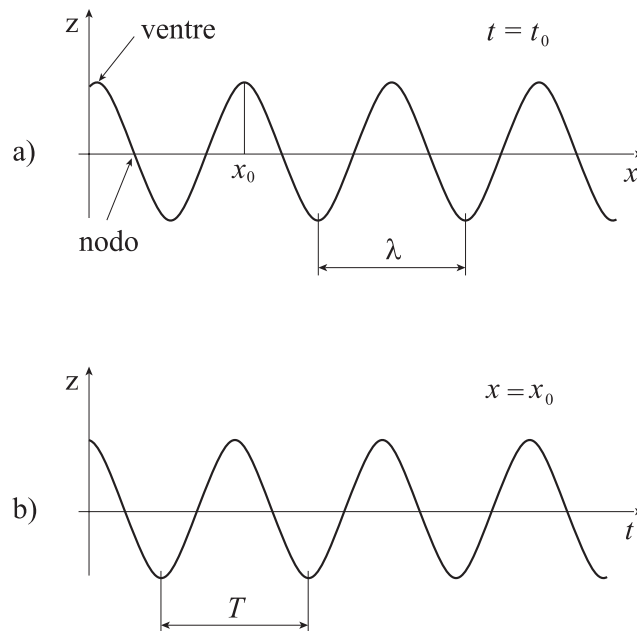


Figura 1-17 Rappresentazioni del fenomeno ondoso.

- (a) Immagine della perturbazione in funzione della coordinata spaziale x , in un determinato istante t_0 ($\lambda =$ lunghezza d'onda).
- (b) Andamento della perturbazione al variare del tempo in un determinato punto x_0 ($T =$ periodo).

tipiche nei *fenomeni ondulatori*, comuni in molte manifestazioni naturali, quali le onde sulle superfici libere dei liquidi (es. onde del mare), le oscillazioni di corde e

elementi resistivi, è di uso comune il termine “*potenza attiva*”, specie quando è necessario poter distinguere questa dalla *potenza reattiva*.

membrane, la propagazione in mezzi elastici (es. onde sonore in gas e aeriformi) o le onde del campo elettromagnetico, di nostro interesse specifico.

Per introdurre alcune definizioni, si immagini di osservare la propagazione di una perturbazione ondosa. Si pensi, tanto per visualizzare il fenomeno, ad un'onda sulla superficie dell'acqua di un canale. Quel che vediamo è una successione di picchi e di valli che si muovono con regolarità, allontanandosi dal punto in cui l'onda viene prodotta. Il grafico di Figura 1-17(a) rappresenta una "fotografia" degli spostamenti verticali z della superficie dell'acqua ad un preciso istante $t = t_0$, in funzione della distanza x dalla sorgente (per semplicità l'onda si è immaginata sinusoidale). I massimi e i minimi della oscillazione sono anche detti, rispettivamente, *creste* e *valli* o, più in generale, *ventri*. La distanza fra due creste successive (oppure fra due valli o due punti successivi di uguale quota e pendenza) è detta *lunghezza d'onda* ed è comunemente indicata col simbolo λ . Se invece fissiamo l'attenzione su un particolare punto x_0 (mettendo, ad esempio, un galleggiante sulla superficie dell'acqua) e lo osserviamo al passare del tempo, si nota che questo oscilla su e giù con un moto alternativo, senza spostarsi in direzione orizzontale (Figura 1-17(b), dove T indica il periodo di questa oscillazione temporale). Ciò che si sposta orizzontalmente è invece la *configurazione di massimi e minimi*. Questa configurazione trasla lungo x in modo da percorrere la distanza λ nel tempo T . Per descrivere questo fenomeno, si può dire che *l'onda si sposta con velocità v* data dalla espressione seguente:

$$v = \frac{\lambda}{T} = \lambda f \quad (1-40)$$

Questa è una relazione fondamentale nella descrizione dei moti ondosi. Essa stabilisce un legame semplice fra lunghezza d'onda e frequenza; legame che si riduce ad una dipendenza inversa ($\lambda = v/f$) quando la velocità v è indipendente dalla frequenza. In generale però v dipende dalle proprietà del mezzo in cui l'onda si muove²⁶ e quindi la proporzionalità inversa di λ da f non è rigorosamente rispettata. Tuttavia, a parte alcuni casi anomali, che però non riguardano le nostre

²⁶ Ad esempio, nel caso delle onde e.m. la velocità v dipende dalla costante dielettrica e dalla permeabilità magnetica; mentre nel caso delle onde elastiche v è funzione della densità e del modulo di elasticità del mezzo, e queste quantità (costante dielettrica, permeabilità magnetica ecc.) sono in genere dipendenti dalla frequenza.

applicazioni, la variazione di v con f non è molto marcata; così che possiamo affermare che, nei casi di nostro interesse, *la lunghezza d'onda è tanto minore quanto maggiore è la frequenza.*

1.4.2.1 Onde piane

Al fenomeno ondoso ora descritto si può dare una rappresentazione matematica mediante una funzione di x e t , che nel caso particolare delle oscillazioni armoniche assume la forma²⁷:

$$z(x,t) = Z_M \text{sen}(\omega t - kx + \varphi) \quad (1-41)$$

nella quale, oltre alla pulsazione ω e alla fase φ , già definite, appare la quantità k , detta *numero d'onde*, che, come vedremo, vale $2\pi/\lambda$.

Il significato dell'espressione (1-41) è evidente. Sia $z(x,t)$ l'intensità dell'onda²⁸ nel punto x , all'istante t e si dia un incremento Δx alla coordinata spaziale e, corrispondentemente, un incremento Δt alla coordinata temporale²⁹; l'intensità dell'onda in questo secondo punto sarà uguale a quella del primo se gli argomenti della funzione seno nella (1-41) sono uguali, se, cioè Δx e Δt sono tali che $(\omega t - kx + \varphi) = [\omega(t + \Delta t) - k(x + \Delta x) + \varphi]$. Semplificando i termini comuni, si vede subito che i due argomenti sono uguali quando Δx e Δt soddisfano alla relazione:

²⁷ La funzione $z(x,t)$ espressa dalla (1-41) è suscettibile di una semplice rappresentazione grafica, come quella già mostrata in Figura 1-17. Più precisamente: se fissiamo $t=t_0$ - cioè, tracciamo $z(x,t_0)$ - otteniamo il grafico di Figura 1-17(a), che esprime l'andamento di z lungo x ; mentre se tracciamo l'andamento di $z(x_0,t)$ al variare di t , otteniamo il grafico di Figura 1-17(b), che rappresenta le oscillazioni di z nel punto x_0 , al variare del tempo.

²⁸ Nell'esempio dell'onda sulla superficie dell'acqua la grandezza z rappresenta lo spostamento verticale della superficie del liquido, ma, in generale, essa può rappresentare una qualsivoglia entità fisica soggetta a propagazione per onde, come, ad esempio: la pressione, in un'onda sonora; una componente del campo elettrico o del campo magnetico, in un'onda elettromagnetica; lo spostamento trasversale di un'onda che si propaga lungo una corda, e così via. Nel caso particolare in cui l'onda interessi un certo volume di spazio (es.: onda elettromagnetica), allora, fissato un certo istante t , la fase della sinusoidale che appare nella (1-41) è costante su tutto il *piano* individuato dalla coordinata x . È per questo che ai fenomeni ondosi rappresentabili con espressioni del tipo (1-41) si dà il nome di *onda piana*.

²⁹ Cioè, osserviamo l'intensità dell'onda nel punto $x+\Delta x$ all'istante $t+\Delta t$.

$$\frac{\Delta x}{\Delta t} = \frac{\omega}{k} \quad (1-42)$$

Questo risultato può essere espresso a parole dicendo che la configurazione ondosa si è mossa lungo x di una quantità Δx in un tempo Δt , cioè con velocità data dal rapporto (1-42). Tale velocità può essere identificata con quella espressa dalla definizione (1-40) e si può quindi scrivere:

$$v = \frac{\omega}{k} \quad (1-43)$$

Confrontando queste due espressioni di v - cioè, la (1-40) e la (1-43) - e ricordando che è $\omega = 2\pi f$, si può subito ricavare $k=2\pi/\lambda$, come era già stato anticipato.

Un'onda del tipo di quella descritta è nota con il nome di *onda piana*, poiché la sua *superficie d'onda* - la superficie, cioè, su cui ampiezza e fase hanno un medesimo valore - è un piano, perpendicolare alla direzione di propagazione³⁰. Al posto di superficie d'onda si trova comunemente anche il termine *fronte d'onda*, che può essere considerato un suo sinonimo. Nel caso rappresentato dall'espressione (1-41), l'onda si propaga in direzione dell'asse x e le superfici d'onda (o fronti d'onda) sono i piani (y,z).

1.4.2.2 Onde sferiche

Un altro tipo di onda di grande interesse, sia teorico che pratico, è l'*onda sferica*, così detta perché le superfici d'onda sono *sfere* con un centro comune (Figura 1-18). Un'onda sferica può essere rappresentata da un'espressione matematica delle coordinate spaziali e di quella temporale:

$$a(r,t) = \frac{A_M}{r} \text{sen}[(\omega t - kr) + \varphi] \quad (1-44)$$

in cui: ω , k e φ hanno lo stesso significato che per l'onda piana; A_M è una costante relativa all'intensità dell'onda; r indica la distanza del generico punto P dal centro

³⁰ Si veda in proposito anche quanto detto nella precedente nota⁽²⁸⁾.

O delle superfici d'onda, nel quale può pensarsi localizzata la sorgente dell'onda

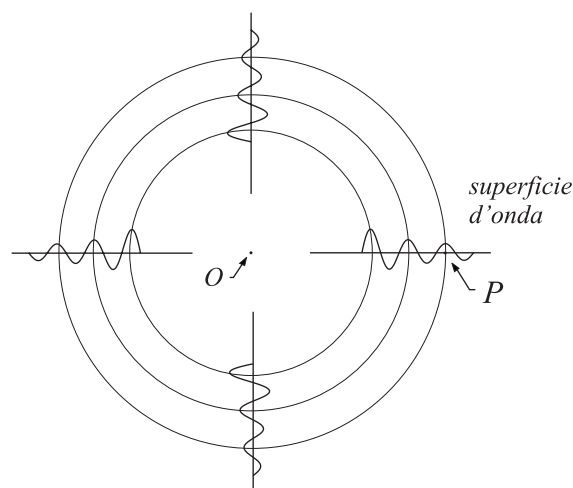


Figura 1-18 Rappresentazione di onda sferica.

medesima³¹.

Anche in questo caso si ha a che fare con una successione di picchi e valli (ventri) che si propagano nello spazio allontanandosi dalla sorgente con velocità v , data ancora dall'espressione (1-43), come è facile verificare. L'altezza dei picchi e la profondità delle valli però, a differenza di quello che accade per l'onda piana, non si mantiene costante, ma si riduce secondo il fattore $1/r$ al crescere di r , per tenere conto del fatto che l'energia dell'onda si distribuisce su superfici sempre più ampie³².

1.4.2.3 Interferenza

L'*interferenza* è un effetto che si produce quando due o più onde sono presenti contemporaneamente nella stessa zona di spazio. Si tratta di un fenomeno importante per la comprensione di numerosi aspetti della propagazione ondosa (in

³¹ A rigori, questa espressione, che per $r=0$ è addirittura indeterminata, non può essere utilizzata per rappresentare onde reali per distanze r molto piccole, dove è necessario ricorrere a espressioni più complicate. Su questo punto si tornerà più avanti, quando si parlerà di *campo vicino* e *campo lontano*

³² Questa caratteristica verrà discussa in maniera più approfondita nel paragrafo dedicato alle onde elettromagnetiche.

particolare, della propagazione elettromagnetica) quali, ad esempio, i fenomeni di risonanza o la concentrazione della potenza in fasci stretti, propria delle antenne direttive.

Consideriamo il caso di due onde piane, *monocromatiche e coerenti*³³, di uguale frequenza, che si propagano in una stessa direzione e distinguiamo due sotto-casi: quello in cui le onde procedono nello stesso verso e quello in cui esse vanno in versi opposti. Questi due esempi, pur riferendosi a situazioni particolarmente semplici, permettono di cogliere le proprietà essenziali del meccanismo dell'interferenza e di discuterne i risultati più significativi.

Onde equiverse. Siano $a_0(x,t) = A_0 \text{sen}(\omega t - kx + \phi_0)$ ed $a_1(x,t) = A_1 \text{sen}(\omega t - kx + \phi_1)$ due onde piane monocromatiche di ugual frequenza $f = \omega/2\pi$, che si propagano nella direzione dell'asse x , ambedue dirette nel verso degli x positivi. Utilizzando il *principio di sovrapposizione*³⁴ e ben note formule di trigonometria³⁵, l'onda risultante $a(x,t) = A_0 \text{sen}(\omega t - kx + \phi_0) + A_1 \text{sen}(\omega t - kx + \phi_1)$ può essere scritta:

$$a(x,t) = \sqrt{A_0^2 + A_1^2 + 2A_0A_1 \cos(\phi_1 - \phi_0)} \text{sen}(\omega t - kx + \phi) \quad (1-45)$$

Con ϕ dato da:

$$\phi = \phi_0 + \text{arctg} \left(\frac{A_1 \text{sen}(\phi_1 - \phi_0)}{A_0 + A_1 \cos(\phi_1 - \phi_0)} \right)$$

³³ Un'onda è detta *monocromatica* se è costituita da una oscillazione di una sola e ben precisa frequenza. Inoltre essa è detta *coerente* se la sua fase non varia nel tempo. La relazione (1-41), con ω e ϕ indipendenti dal tempo, rappresenta un'onda piana, monocromatica e coerente, che si propaga in direzione dell'asse x .

³⁴ In termini semplici, il *principio di sovrapposizione* può essere espresso dicendo che la presenza simultanea di più onde, diciamo $a_1(x,t)$, $a_2(x,t)$... $a_n(x,t)$, in una certa zona di spazio, dà luogo ad un'onda risultante $a(x,t)$ esprimibile mediante la somma algebrica delle onde componenti:

$$a(x,t) = a_1(x,t) + \dots + a_n(x,t) = \sum_{i=1}^n a_i(x,t)$$

Questo risultato, abbastanza plausibile e intuitivo, può essere derivato in maniera matematicamente rigorosa dalla *linearità* delle equazioni delle onde; la trattazione di questo argomento è però al di fuori degli scopi di questo libro.

³⁵ Si sviluppano i termini del tipo $\text{sen}(\omega t - kx + \phi)$ usando la formula $\text{sen}(\alpha + \beta) = \text{sen}\alpha \cos\beta + \cos\alpha \text{sen}\beta$.

Il risultato è facilmente interpretabile. Si tratta di un'onda viaggiante nella direzione dell'asse x , la cui ampiezza e la cui fase dipendono dalle ampiezze delle onde componenti e dalla loro differenza di fase, o *sfasamento*, $(\phi_1 - \phi_0)$. Quest'ultima quantità³⁶ gioca un ruolo particolarmente importante, perché, a seconda del suo valore, l'ampiezza della risultante, come si vede dalla (1-45), varia fra $(A_1 + A_0)$ e $|A_1 - A_0|$. Nel primo caso, che corrisponde ad uno sfasamento nullo (o a un multiplo pari di π), si dice che si ha a che fare con onde *in fase*, mentre nel secondo caso, corrispondente a sfasamento di π (o suoi multipli dispari) si parla di onde *in controfase*. Si può pertanto dire che le onde in fase danno luogo ad un rinforzo del fenomeno ondoso (interferenza *costruttiva*) mentre quelle in controfase producono un indebolimento (interferenza *distruttiva*). Un caso appariscente di interferenza si ha quando le due onde componenti hanno uguale ampiezza. In questo caso, se esse sono in fase l'ampiezza della risultante è *doppia* rispetto a quella delle componenti, mentre se queste sono in controfase la risultante è *nulla*.

Onde non-equiverse. In questo caso si ha la sovrapposizione di due onde sinusoidali e monocromatiche, $a_0(x,t) = A_0 \sin(\omega t - kx + \phi_0)$ e $a_1(x,t) = A_1 \sin(\omega t + kx + \phi_1)$, che si propagano in direzione dell'asse x , procedendo in *versi opposti*: la prima nel verso degli x positivi e la seconda in quello degli x negativi³⁷. Con manipolazioni trigonometriche un po' laboriose ma sostanzialmente non complicate, si arriva a scrivere l'espressione della risultante:

$$a(x,t) = A(x) \sin[\omega t + \phi(x)] \quad (1-46)$$

con

$$A(x) = \sqrt{A_0^2 + A_1^2 + 2A_0A_1 \cos[2kx + (\phi_1 - \phi_0)]} \quad (a)$$

³⁶ Lo sfasamento può essere anche espresso in termini di *ritardo temporale* Δt fra le due onde ($\Delta t = (\phi_1 - \phi_0)/\omega$) o di *scorrimento spaziale* $\Delta x = (\phi_1 - \phi_0)/k$.

³⁷ Un esempio di situazione pratica in cui si realizza la presenza contemporanea di due onde che si propagano in versi opposti è quello di un'onda viaggiante (identificabile, ad esempio, con la $a_0(x,t)$), che, incontrando un ostacolo, dà luogo ad un'onda *riflessa* (la $a_1(x,t)$, appunto); questa, tornando indietro, si sovrappone all'onda *incidente* e produce i fenomeni di interferenza qui descritti.

$$\phi(x) = \frac{\phi_1 + \phi_0}{2} + \arctg \left[\frac{A_1 - A_0}{A_1 + A_0} \tan \left(kx + \frac{\phi_1 - \phi_0}{2} \right) \right] \quad (b)$$

Come si nota, a differenza di quanto accade nel caso delle onde equiverse, ora ampiezza e fase variano con x . In particolare, come mostrato dalla Figura 1-19, l'ampiezza $A(x)$ oscilla fra la somma e la differenza di A_0 e A_1 (ampiezze delle onde interferenti), con periodicità data da $\Delta x = 2\pi/2k = \lambda/2$.

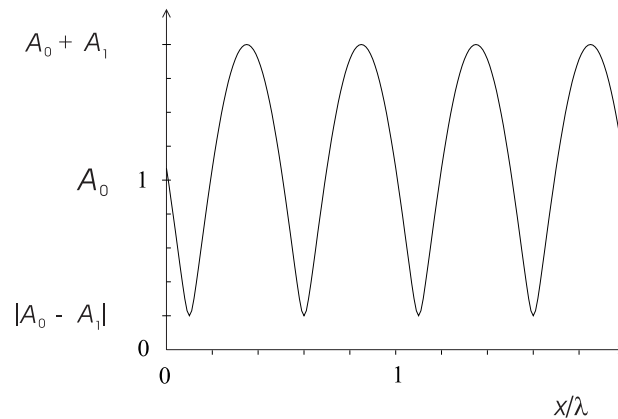


Figura 1-19 Interferenza di due onde che viaggiano in verso opposto: grafico di $A(x)$ ampiezza della risultante ($A_1 = 0.8 A_0$).

Un caso particolarmente interessante è quello in cui $a_0(x,t)$ e $a_1(x,t)$ hanno uguale ampiezza ($A_0 = A_1$). In questo caso, i massimi dell'ampiezza (*ventri*) raggiungono valori pari al doppio dell'ampiezza comune delle onde componenti, mentre i minimi si riducono a zero (*nod*). Per quanto riguarda la fase, la (1-46)-(b) mostra che ora essa risulta indipendente da x . Questo significa che, in questo caso, il fenomeno ha perso le sue caratteristiche di moto ondoso propagativo, per assumere quelle di un'oscillazione stazionaria. In ogni punto x , non c'è moto in direzione dell'asse, ma soltanto un'oscillazione temporale dell'ampiezza con pulsazione ω . A questo fenomeno, nella letteratura specialistica, viene dato il nome di *onda stazionaria*, termine forse un po' improprio, perché l'onda non c'è.

Nel caso generale ($A_0 \neq A_1$), l'onda risultante contiene sia aspetti propagativi che di stazionarietà. Per indicare il peso relativo di queste due componenti, si utilizza

un parametro, detto *rapporto di onda stazionaria (R.O.S.)*, definito come il “rapporto fra il valore massimo e il valore minimo dell'ampiezza $A(x)$ lungo x ”³⁸.

1.5 Il campo elettromagnetico

1.5.1 Generalità

Quando il campo elettrico e il campo magnetico variano nel tempo, nascono importanti fenomeni di interazione fra di essi che non sono presenti nel caso dei campi statici. Nei paragrafi che seguono vengono brevemente riviste le proprietà più salienti associate ai campi elettrici e magnetici tempo-varianti. In particolare, vedremo che è proprio dal fatto che i campi siano variabili nel tempo che ha origine il *campo elettromagnetico*.

1.5.1.1 Effetti del campo magnetico tempo-variante

Sintetizzando i risultati delle esperienze di Faraday, possiamo dire che un *campo magnetico variabile nel tempo* produce un *campo elettrico* nelle zone ad esso circostanti. Il campo elettrico che così ne risulta ha la stessa realtà fisica e le stesse proprietà dinamiche³⁹ del campo originato da cariche elettriche, di cui ci siamo occupati nel § 1.1. Il campo elettrico così prodotto varia con la stessa frequenza f del campo magnetico inducente e le sue linee di forza si concatenano in circuiti chiusi attorno alle linee del campo magnetico generatore (Figura 1-20(a)). Per quanto riguarda il *verso*, va notato che un campo magnetico diretto dal basso in alto e crescente nel tempo dà luogo a linee di campo elettrico orientate come nella suddetta Figura 1-20(a): verso orario, per un osservatore che osservi gli anelli di campo elettrico dall'alto e abbia la linea piedi-testa nella direzione di \vec{H} .

Ci si può rendere conto della presenza di questo campo elettrico con il seguente esperimento⁴⁰. Si ponga una spira conduttrice attorno alle linee del campo

³⁸ È facile rendersi conto che, utilizzando questa definizione, si può scrivere:

$$R.O.S. = \frac{A_0 + A_1}{|A_0 - A_1|}$$

Come si vede, i due casi estremi, quello di un'onda viaggiante pura e quello di un'onda stazionaria, corrispondono rispettivamente a *R.O.S.* uguale a uno e *R.O.S.* uguale a infinito.

³⁹ Cioè, esercita una forza sulle cariche elettriche.

⁴⁰ Si tratta, in sostanza, del meccanismo che, ad esempio, viene sfruttato nel trasformatore elettrico. In questo dispositivo, il campo magnetico variabile viene prodotto dalla corrente

magnetico variabile (Figura 1-20(b)); in essa si induce una tensione $v(t)$, anch'essa variabile con la stessa frequenza f , capace di far scorrere una corrente nella spira. Se, ad esempio, la spira è chiusa su un conduttore di resistenza R , in essa circolerà la corrente $i(t) = v(t)/R$. La tensione $v(t)$ è detta *forza elettromotrice (f.e.m.) indotta*.

Il valore della f.e.m. indotta può essere messo in relazione quantitativa con il campo magnetico. Prima di fare ciò è utile – anche se non strettamente indispensabile – introdurre un altro vettore, associato al campo magnetico, detto vettore *induzione magnetica* e indicato comunemente con il simbolo \vec{B} . L'utilizzazione del vettore \vec{B} risulta comoda specialmente quando si ha a che fare

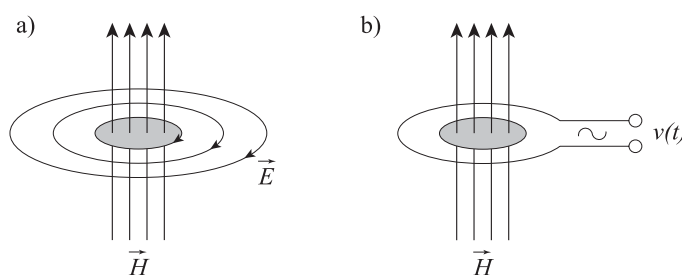


Figura 1-20 Campo elettrico generato da un campo magnetico variabile: (a) conformazione delle linee di campo; (b) forza elettromotrice indotta in una spira immersa nel campo magnetico variabile.

con campi in una regione in cui sono presenti corpi materiali. Supponiamo che tutta la regione in cui i campi sono presenti sia riempita di un mezzo materiale, il vettore induzione magnetica è definito da:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (1-47)$$

Il fattore di proporzionalità μ è detto *permeabilità magnetica* e il suo valore dipende dal materiale. Nel caso dello spazio vuoto, μ si riduce alla quantità μ_0 introdotta nel § 1.3. Il rapporto:

che scorre in un avvolgimento (circuito primario, non mostrato in figura), mentre la spira di Figura 1-20(a) è una schematizzazione del circuito secondario del trasformatore.

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (1-48)$$

è detto *permeabilità (magnetica) relativa*. Esistono materiali, noti come *ferromagnetici*, per i quali μ_r assume valori molto elevati (dell'ordine delle migliaia e anche delle centinaia di migliaia). Per molti materiali ed, in particolare, per tutti quelli di interesse biologico, μ_r è pressoché unitario. Il mezzo materiale, nei casi di nostro interesse ha pertanto permeabilità magnetica che non differisce sostanzialmente da quella dello spazio vuoto μ_0 .

La f.e.m. $v(t)$, indotta in una spira, è legata alla rapidità con cui cambia il flusso⁴¹ di \vec{B} attraverso la superficie della spira (*legge di Faraday-Neumann*). Per semplicità di esposizione, consideriamo un caso particolare. Supponiamo che il campo magnetico, distribuito uniformemente sulla superficie S della spira (area tratteggiata in Figura 1-20(b), vari sinusoidalmente, con pulsazione $\omega = 2\pi f$, ed abbia ampiezza di picco H_M . Anche l'induzione \vec{B} ed il suo flusso $\Phi = S \cdot B$ variano sinusoidalmente: siano B_M e Φ_M le rispettive ampiezze. Supponiamo anche che il campo magnetico sia perpendicolare alla superficie della spira. L'ampiezza V_M della f.e.m. (o tensione), indotta nella spira, vale:

$$V_M = \omega \Phi_M = \omega \mu H_M S \quad (1-49)$$

Come si vede, la f.e.m. è tanto maggiore quanto più intenso è il campo magnetico, quanto più rapide sono le sue variazioni⁴² e quanto più grande è la superficie esposta al campo magnetico.

La presenza di una f.e.m. $v(t)$ nel circuito della spira può essere interpretata dicendo che lungo il percorso della spira è presente un campo elettrico⁴³ e questo campo elettrico è generato dal campo magnetico variabile. Ebbene, la presenza della spira, seppur utile per metterne in evidenza la esistenza, non è affatto essenziale per la generazione del campo elettrico. In generale si può quindi affermare che: *un campo magnetico variabile dà sempre origine ad un campo elet-*

⁴¹ Per la definizione di flusso di un vettore, si veda il § A2.3 nell'Appendice A.

⁴² La tensione è proporzionale alla pulsazione ω , quindi, alla frequenza dell'oscillazione.

⁴³ In effetti, che una forza agisca sulle cariche del conduttore è provato dal fatto che queste, a seguito dell'immersione della spira nel campo magnetico tempo-variante, si sono messe in movimento, dando luogo allo scorrere della corrente.

trico le cui linee di forza si richiudono attorno alle linee del campo magnetico generatore.

1.5.1.2 Effetti del campo elettrico tempo-variante

Esiste un fenomeno duale di quello or ora visto per il campo magnetico: un campo elettrico tempo-variante produce un campo magnetico, anch'esso tempo-variante, le cui linee di forza si concatenano in circuiti chiusi intorno alle linee del campo elettrico generatore (Figura 1-21). Dal confronto della Figura 1-21 con la Figura 1-20(a) risulta evidente la perfetta analogia dei due fenomeni. Proseguendo nell'analogia, si può dire che la sorgente del campo magnetico risiede nella variazione di flusso del campo elettrico \vec{E} .

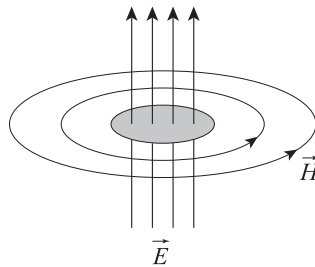


Figura 1-21 Campo elettrico generato da un campo magnetico variabile. Si noti l'analogia con la Figura 1-20(a)

Anche nel caso del campo elettrico è conveniente introdurre un'ulteriore quantità vettoriale, detta vettore *induzione elettrica* (o *spostamento elettrico*) \vec{D} , proporzionale ad \vec{E} . Questo vettore è definito dalla relazione⁴⁴:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (1-50)$$

Il fattore di proporzionalità fra i due vettori si chiama *costante dielettrica*. Se il mezzo nel quale hanno sede i campi elettrici e magnetici è il vuoto ε coincide con

⁴⁴ Si noti la perfetta corrispondenza formale fra la coppia dei vettori $\{\vec{H}, \vec{B}\}$ e la coppia $\{\vec{E}, \vec{D}\}$.

la quantità ε_0 , definita nel § 1.1. In genere, ε è diversa da ε_0 e, comunque, sempre maggiore di essa. Il rapporto fra le due quantità

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (1-51)$$

è detto costante *dielettrica relativa*. Per quanto detto sopra, ε_r è sempre maggiore dell'unità. La costante dielettrica relativa (indicata semplicemente con il termine *costante dielettrica*, se non c'è pericolo di ambiguità) è una grandezza caratteristica di ogni materiale. Essa è correlata con la presenza di dipoli elettrici a livello microscopico, e, come vedremo nel Capitolo 2, può assumere valori anche molto grandi. In genere, ε_r è funzione della frequenza, nel qual caso il mezzo è detto *dispersivo*. Fra i materiali di interesse biologico ricordiamo in particolare l'acqua, la cui costante dielettrica relativa assume un valore molto elevato ($\varepsilon_r \cong 80$)⁴⁵.

1.5.2 Propagazione del campo EM: onde elettromagnetiche.

I fenomeni ricordati nel precedente paragrafo (§1.5.1) si possono così riassumere: un campo magnetico variabile, a frequenza f , produce nelle adiacenze un campo elettrico variabile, anch'esso di frequenza f , il quale a sua volta dà luogo nello spazio adiacente ad un campo magnetico variabile, da cui si origina un campo elettrico variabile ..., e così via. Campi elettrici o magnetici rapidamente variabili non rimangono quindi fra loro disaccoppiati: l'uno dà origine all'altro e, in sostanza, ambedue coesistono in un'entità unica a cui si dà il nome di *campo elettromagnetico* (campo EM). Inoltre il campo EM non può restare immobile in una regione dello spazio. Come risultato dei processi di mutua generazione suddetti, il campo EM deve *propagarsi*, allontanandosi dalla sorgente da cui trae origine. Un concetto che giuoca un ruolo importante nel fenomeno della propagazione è quello di *ritardo*. Abbiamo detto che in prossimità di un campo magnetico variabile, dove prima non c'era niente, viene generato un campo elettrico. Il conseguente apparire del campo elettrico non è istantaneo ma avviene con un certo ritardo. Successivamente, il campo elettrico genera *un pò più in là e*

⁴⁵ Pur mantenendo un valore di circa 80, praticamente piatto fino ad alcuni GHz, successivamente la costante dielettrica dell'acqua comincia a scendere, a causa di un rilassamento centrato intorno alla frequenza di 25 GHz. A 10 GHz ε_r vale 38; a 25 GHz, 15; e a 300 GHz è rilassata a poco più di 4. Successivamente subisce un altro rilassamento e, alle frequenze ottiche ($f = 10^{14} \div 10^{15}$ Hz), ε_r è scesa a circa 3.

dopo un certo tempo un campo magnetico; analogamente il campo magnetico genera un campo elettrico ancora un po' più in là e in un tempo ancora successivo. Con una successione di spostamenti nello spazio e ritardi temporali, le perturbazioni del campo elettromagnetico si propagano nello spazio con una velocità che, seppure elevatissima, non è infinita. In altre parole, l'apparizione del campo EM ad una certa distanza L dalla sorgente non è immediata, ma si manifesta lì dopo un certo ritardo τ . Il rapporto fra la distanza L e il tempo τ definisce la *velocità di propagazione* v del campo elettromagnetico. Il valore numerico di questa velocità è determinato dalla costante dielettrica ε e dalla permeabilità magnetica μ del mezzo, in cui l'onda EM si sta propagando, secondo la formula:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}} \quad (1-52)$$

Nel caso che la propagazione avvenga nello spazio vuoto, ad ε e μ vanno sostituite, come detto, le quantità $\varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m e $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m. La velocità che si ottiene in questo caso è nota col nome di *velocità della luce* nel vuoto; essa è indicata comunemente col simbolo c e vale:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} \quad (1-53)$$

ovvero 2.998×10^8 m/sec, un valore estremamente elevato, che (come afferma la teoria della relatività) non può essere superato dalla velocità di nessun'altra entità fisica (particella materiale o forma di energia).

Il rapporto c/v , fra la velocità della luce nel vuoto e la velocità della luce in un certo mezzo materiale, costituisce il cosiddetto *indice di rifrazione* (di quel mezzo) ed è indicato comunemente col simbolo n . In genere l'indice di rifrazione è un numero maggiore di 1. Dalle (1-52) e (1-53) ed utilizzando le (1-48) e (1-51) si ha facilmente:

$$n = \frac{c}{v} = \sqrt{\varepsilon_r\mu_r} \quad (1-54)$$

Per tutte le sostanze non ferromagnetiche $\mu_r = 1$ e l'indice di rifrazione coincide con la radice quadrata della costante dielettrica relativa: $n = \sqrt{\varepsilon_r}$. Nel caso di

propagazione nello spazio ordinario (atmosfera), anche ϵ_r assume valori molto vicini all'unità e quindi, $v = c$ e $n = 1$.

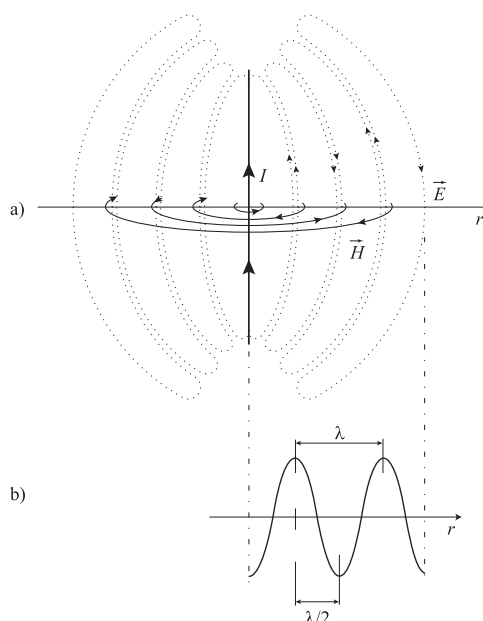


Figura 1-22: (a) Linee di campo elettrico e magnetico prodotto da una antenna lineare; (b) andamento del campo elettrico sul piano orizzontale, lungo una coordinata radiale.

Analizziamo ora un caso relativamente semplice e, al contempo, abbastanza significativo per la comprensione dei meccanismi di generazione e di propagazione delle onde EM. Si consideri un conduttore filiforme (rappresentazione idealizzata di un'antenna lineare) lungo il quale un generatore di f.e.m. fa scorrere una corrente elettrica I , variabile sinusoidalmente con la frequenza f .

La corrente produce un campo magnetico le cui linee si richiudono intorno ad essa in anelli chiusi⁴⁶. Il campo magnetico, che oscilla nel tempo a frequenza f , genera un campo elettrico (anch'esso variabile con frequenza f) e questo, con i

⁴⁶ Le linee di campo magnetico, nelle immediate vicinanze della corrente I , non differiscono da quelle del caso statico (si confrontino, in proposito, la Figura 1-22(a) e la Figura 1-11); l'unica differenza è che ora il campo magnetico oscilla nel tempo a frequenza f .

meccanismi appena descritti, un campo magnetico. Appena si è un po' lontani dall'antenna⁴⁷, campo elettrico e campo magnetico assumono la configurazione tipica di un campo propagativo, di cui la Figura 1-22 fornisce una rappresentazione schematica. Le linee del campo magnetico hanno la forma di cerchi centrati su un asse coincidente con l'antenna (in Figura 1-22(a) ne sono stati rappresentati alcuni, limitatamente al piano "equatoriale") mentre le linee del campo elettrico si avvolgono su quelle del campo magnetico in spire chiuse, delle quali la figura mostra (in tratteggio) quelle giacenti su un piano meridiano (il piano del foglio).

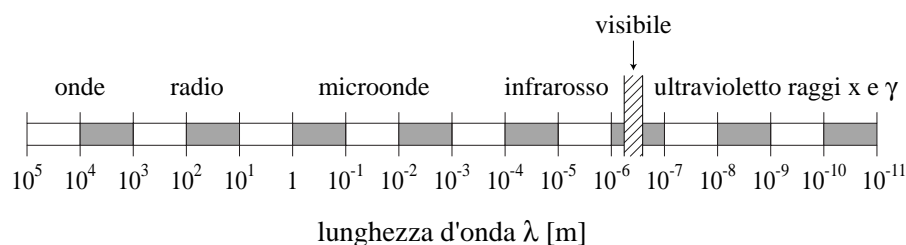


Figura 1-23 Spettro delle onde elettromagnetiche in funzione della lunghezza d'onda λ (in metri); nella parte superiore è riportata la nomenclatura di alcuni gruppi di bande di frequenza.

Quindi, alle oscillazioni della corrente *nel tempo* corrispondono oscillazioni dei campi *nel tempo e nello spazio*. Relativamente allo spazio, le alternanze si succedono ad intervalli regolari, ciascuno dei quali è uguale alla distanza λ percorsa dalla perturbazione elettromagnetica nel periodo di oscillazione T : cioè, $cT = \lambda$; oppure, ricordando che $T = 1/f$:

$$\lambda f = c \quad (1-55)$$

⁴⁷ In prossimità dell'antenna i campi hanno una struttura simile a quella dei campi statici. Sull'antenna scorre una corrente e cariche elettriche di segno opposto si accumulano di conseguenza alle due estremità. Alla corrente si associa un campo magnetico, come già anticipato alla nota⁽⁴⁶⁾, mentre linee di campo elettrico partono dalle cariche positive e si richiudono su quelle negative, localizzate sull'altra metà dell'antenna. Sulle proprietà del campo di prossimità si tornerà più avanti (§ 1.5.3 e § 1.5.4).

Questa espressione, che lega la lunghezza d'onda alla frequenza, è, in sostanza, la (1-40) scritta per il caso particolare in cui il mezzo in cui avviene la propagazione sia il vuoto.

Tabella 1-1 - Nomenclatura delle onde radio e microonde

| Sigla | Denominazione | Frequenza f | Lunghezza d'onda λ |
|-------|--|-----------------|----------------------------|
| ELF | frequenze estremamente basse (extremely low frequency) | < 3 kHz | 0 ÷ 100 km |
| VLF | frequenze bassissime (very low frequency) | 3 ÷ 30 kHz | 100 ÷ 10 km |
| LF | frequenze basse o onde lunghe (low frequency) | 30 ÷ 300 kHz | 10 ÷ 1 km |
| MF | medie frequenze o onde medie (medium frequency) | 300kHz ÷ 3 MHz | 1 km ÷ 100 m |
| HF | alte frequenze o onde corte (high frequency) | 3 ÷ 30 MHz | 100 ÷ 10 m |
| VHF | frequenze altissime o onde metriche (very high frequency) | 30 ÷ 300 MHz | 10 m ÷ 1 m |
| UHF | onde decimetriche (ultra high frequency) | 300 MHz ÷ 3 GHz | 1 m ÷ 10 cm |
| SHF | Onde centimetriche (super high frequency) | 3 GHz ÷ 30 GHz | 10 ÷ 1 cm |
| EHF | Onde millimetriche (extremely high frequency) | 30 ÷ 300 GHz | 1 cm ÷ 1 mm |

Le onde EM vengono classificate secondo la frequenza o la lunghezza d'onda. La preferenza fra un criterio o l'altro è esclusivamente un fatto di consuetudine. La Figura 1-23 mostra una panoramica dello *spettro elettromagnetico* in tutta la sua estensione, mentre la Tabella 1-1 riporta la nomenclatura in uso per le onde radio e le microonde.

Con il termine *microonde* si intendono solitamente le frequenze da 300 MHz a 30 GHz (e talvolta, anche fino a 300 GHz); la gamma 30 GHz ÷ 300 GHz è nota

anche con il nome di *onde millimetriche*. Oltre alla nomenclatura riportata nella Tabella 1-1, esistono altri termini di uso comune. Ad esempio, l'insieme delle *VHF* e parte delle *UHF* (solitamente fino ad 1 GHz) è indicato comunemente con il nome *onde ultracorte*.

La gamma delle frequenze di interesse per gli argomenti trattati in questo libro si estende da un po' sotto le MF fino alle EHF (100 kHz ÷ 300 GHz).

1.5.3 Proprietà del campo elettromagnetico

Il campo EM presenta caratteristiche profondamente diverse a seconda se si è vicino o lontano⁴⁸ alla sorgente da cui esso prende origine. Rimandando alla Sezione successiva (1.5.4) per una classificazione più formale dei termini "zona di campo vicino" e "zona di campo lontano", diamo qui di seguito una panoramica delle proprietà fisiche più salienti dei campi EM, cominciando, per semplificare l'esposizione, dalle regioni lontane dalla sorgente, dove i campi hanno una struttura che può essere descritta con concetti relativamente semplici e di applicabilità molto generale. Passeremo poi a descriverne le proprietà in prossimità della sorgente, dove l'andamento dei campi dipende in maniera determinante dal tipo di sorgente e può risultare anche notevolmente complesso.

A distanza, i campi EM sono sempre rappresentabili come *onde sferiche non uniformi*⁴⁹ centrate sulla sorgente. La propagazione avviene in direzione

⁴⁸ I termini "lontano" e "vicino" vanno riferiti alla distanza misurata in lunghezze d'onda λ . Ad esempio, punti distanti dal radiatore 10 m sono da considerare lontani se la frequenza di lavoro è di 2 GHz ($\lambda \cong 15$ cm), mentre sono vicini se la frequenza di lavoro è 1 MHz ($\lambda \cong 300$ m). Analogamente, un radiatore è "grande" o "piccolo" a seconda che le sue dimensioni siano molto maggiori o molto minori di λ . L'utilità di questi concetti sarà più chiara in seguito.

⁴⁹ Si tratta di una generalizzazione delle onde sferiche in senso stretto, di cui si è già detto (§ 1.4.2.2). Nelle *onde sferiche non uniformi*, l'ampiezza dell'onda non è in generale costante nei vari punti del fronte d'onda. In altre parole, un'onda sferica non uniforme è un'onda i cui fronti d'onda sono superfici sferiche sulle quali l'onda ha una stessa fase ma non ha necessariamente la stessa ampiezza. Dal punto di vista analitico un'onda sferica non uniforme si può descrivere con l'espressione

$$a(r,t) = \frac{A_M(\theta,\phi)}{r} \text{sen}[(\omega t - kr) + \varphi]$$

la quale differisce da quella dell'onda uniforme per la dipendenza dell'ampiezza A_M dalla direzione (θ,ϕ) . Si tenga presente che, a meno che non ci sia rischio di ambiguità, è comune

perpendicolare al fronte d'onda. Il campo elettrico \vec{E} ed il campo magnetico \vec{H} sono vettori perpendicolari fra di loro e perpendicolari alla direzione di propagazione, cioè \vec{E} ed \vec{H} giacciono su piani tangenti ai fronti d'onda. I versi di \vec{E} , \vec{H} e della direzione di propagazione sono tali da costituire, nell'ordine, una

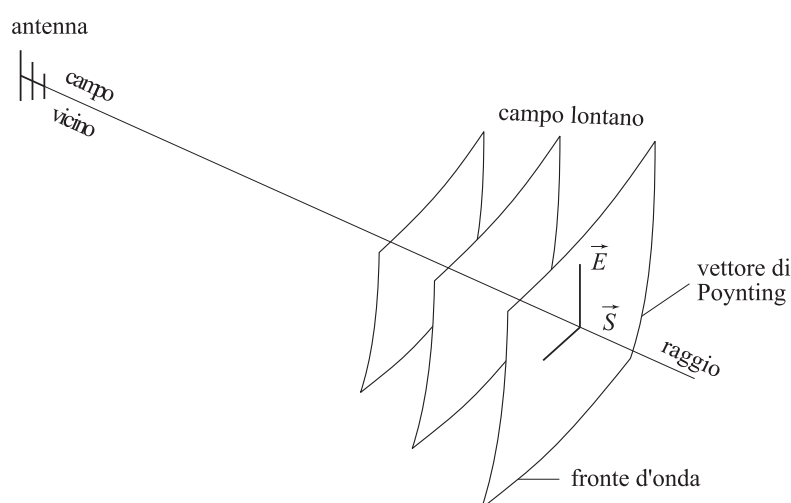


Figura 1-24 Fronti d'onda del campo EM di radiazione

terna destrorsa (v. Figura 1-24). Con un termine derivato dall'ottica, si dicono *raggi* le linee perpendicolari ai fronti d'onda. I raggi coincidono quindi con le linee di flusso della radiazione. Il piano individuato dalla direzione di propagazione e dal vettore \vec{E} si dice *piano di polarizzazione*. Se tale piano non muta di giacitura, l'onda è detta a *polarizzazione lineare*. Se invece il vettore \vec{E} (e quindi anche \vec{H} , che è perpendicolare ad \vec{E}) ruota, compiendo una rotazione completa in un periodo T mentre il fronte d'onda avanza di un tratto λ , si dice che l'onda ha *polarizzazione ellittica*. La *polarizzazione circolare* è un caso particolare di polarizzazione ellittica in cui il modulo di \vec{E} (e di \vec{H}) rimane costante durante la rotazione.

Tornando al caso dell'onda a polarizzazione lineare, più semplice da visualizzare, man mano che l'onda procede i vettori \vec{E} ed \vec{H} oscillano

l'uso del termine *onda sferica* senza ulteriori aggettivazioni per indicare un'onda sferica non uniforme.

sinusoidalmente mantenendosi in fase l'uno rispetto all'altro: quando \vec{E} è massimo anche \vec{H} è massimo e quando \vec{E} è minimo anche \vec{H} è minimo. Anche se le ampiezze di \vec{E} ed \vec{H} variano (cioè, diminuiscono allontanandosi dalla sorgente), il rapporto fra i loro moduli η , noto con il nome di *impedenza d'onda*, rimane costante. L'impedenza d'onda η si misura in ohm $[\Omega]$, come la resistenza elettrica:

$$\eta = \frac{E}{H} \quad [\Omega] \quad (1-56)$$

L'impedenza d'onda dipende dalle caratteristiche elettriche e magnetiche del mezzo in cui l'onda si propaga secondo la formula:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (1-57)$$

Nel caso di propagazione nello spazio vuoto si ha:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \cong 377 \Omega \quad (1-58)$$

Per le applicazioni di nostro interesse, l'impedenza d'onda dell'aria si può considerare praticamente uguale a quella del vuoto (377 Ω).

Alla propagazione del campo elettromagnetico corrisponde *trasporto di energia* EM, che avviene nella stessa direzione e con la velocità v (1-53) dei fronti d'onda. Pertanto, a seguito dei fenomeni di propagazione, un flusso di energia lascia la sorgente, allontanandosi da questa a velocità v senza più tornarvi. Se indichiamo con S la *potenza per unità di superficie* (detta anche *densità di potenza*) trasportata dall'onda, è facile rendersi conto che questa è legata ai valori efficaci di \vec{E} ed \vec{H} dalla relazione⁵⁰:

⁵⁰ Si immagini una certa superficie A , perpendicolare alla direzione di propagazione. Se indichiamo con S la densità di potenza in transito, la quantità di energia EM dE che attraversa A in un tempo dt è data da $dE = SA dt$. Questa energia va ad occupare il volume $dV = A v dt$ a valle di A e, se E ed H indicano le intensità del campo elettrico e magnetico, le (1-11) e (1-26) affermano che in tale volumetto viene a localizzarsi l'energia EM $dE = (Av dt) (\varepsilon E^2 + \mu H^2)/2$. Uguagliando queste due espressioni di dE , si ottiene: $S = v(\varepsilon E^2 + \mu H^2)/2$ e da questa, tenendo presente la relazione (1-56) fra E ed H , si ha subito $S = EH$.

$$S = E \cdot H \quad [\text{W/m}^2] \quad (1-59)$$

L'unità di misura di S , dovendo rappresentare una potenza per unità di superficie, è, ovviamente, il watt per metro quadrato (W/m^2).

Dato che E ed H sono legati fra di loro dalla relazione (1-56), la densità di potenza S si può anche esprimere in funzione del solo H o del solo E :

$$S = \eta H^2 = E^2 / \eta \quad (1-60)$$

Come si vede, in regioni lontane dalla sorgente, l'intensità del campo elettromagnetico, può essere specificata in più modi fra loro equivalenti: (1) fornendo il valore della densità di potenza in W/m^2 (è in uso anche il mW/cm^2 uguale a 10W/m^2); (2) specificando il valore efficace (o, in alternativa, di picco) del campo elettrico E in V/m ; (3) fornendo il valore efficace (o di picco) del campo magnetico H , in A/m . Quest'ultimo modo è però di uso molto meno frequente. Le formule (1-59) e (1-60) permettono di passare facilmente da una rappresentazione all'altra. Ad esempio, nel vuoto ($\eta = 377 \Omega$), un campo elettromagnetico con densità di potenza di 1 mW/cm^2 è associato ad un campo elettrico di valore efficace pari a 61.4 V/m e ad un campo magnetico di 0.16 A/m , sempre in valore efficace.

A distanza dalla sorgente i campi elettromagnetici si distribuiscono su superfici sempre più ampie (Figura 1-24). La conservazione dell'energia comporta quindi che l'intensità dei campi diminuisca allorché l'onda, propagandosi, si allontana dalla sorgente. Infatti, se una certa quantità di potenza, abbandonata la sorgente, attraversa superfici via via crescenti, la densità di potenza (potenza per unità di superficie) deve corrispondentemente diminuire. In altre parole, al crescere della distanza r , la superficie dei fronti d'onda cresce proporzionalmente ad r^2 e la densità di potenza deve decrescere come $1/r^2$. Dalle relazioni (1-60) (campi elettrici

Si noti anche che, nella letteratura tecnica, quando si ha a che fare con la densità di potenza, è comunemente utilizzata la quantità vettoriale (detta *vettore di Poynting*):

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$$

Poiché, come si è detto, i due vettori \vec{E} ed \vec{H} sono fra loro perpendicolari e giacciono su un piano tangente al fronte d'onda, si può affermare che \vec{S} è un vettore che ha: a) la direzione e il verso dell'onda EM (v. Figura 1-24); b) il modulo uguale alla densità di potenza.

e magnetici proporzionali alla radice quadrata della densità di potenza) segue anche che E ed H decrescono come $1/r$, un andamento che risulta in accordo con l'espressione analitica riportata nella nota (⁴⁹). Questa diminuzione dell'intensità dei campi con la distanza viene indicata in letteratura come *attenuazione di spazio libero*. Si noti che questo comportamento è quantitativamente diverso da quello dei campi statici. Infatti, questi ultimi decrescono con la distanza più rapidamente di $1/r$; ad esempio, come $1/r^2$ (campo elettrico coulombiano, formula (1-1), o campo di un elemento di corrente (1-24)), o come $1/r^3$ (campo di un dipolo, Eq. (1-3)).

I ragionamenti del paragrafo precedente possono essere ulteriormente precisati. Introduciamo prima il concetto di *radiatore isotropo*. Questo è, per definizione, un'antenna ipotetica, caratterizzata dalla proprietà di distribuire uniformemente in ogni direzione tutta la potenza irradiata. Se P_t è la potenza totale emessa dall'antenna, la densità di potenza prodotta da un tale radiatore alla distanza r è ovviamente data da:

$$S_i = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (1-61)$$

Il radiatore isotropo, pur essendo un utile strumento concettuale, è però un'astrazione che nella realtà non esiste perché, in effetti, qualsiasi sistema radiante reale distribuisce la potenza con densità diversa nelle varie direzioni. Ad esempio, molte antenne, dette *antenne direttive*, sono costruite in modo che l'irraggiamento avvenga per la sua quasi totalità in un angolo solido molto ristretto, detto *fascio principale*, o, più semplicemente, *fascio* dell'antenna. Un parametro utile per caratterizzare la *direttività* di un'antenna è dato dal suo *guadagno* G , definito come il rapporto fra la densità di potenza S_m , irradiata dall'antenna ad una certa distanza r nella *direzione di massimo irraggiamento*, e la densità di potenza S_i prodotta dal radiatore isotropo alla stessa distanza⁵¹

⁵¹ Nella letteratura è di uso comune la *funzione guadagno* $G(\theta, \varphi)$, definita come il rapporto fra la densità di potenza $S(\theta, \varphi, r)$ irradiata dall'antenna a una distanza r , in una certa direzione individuata dagli angoli θ, φ , e la radiazione emessa dall'antenna isotropa nella stessa direzione e distanza r :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{S(\theta, \varphi, r)}{S_i}$$

$$G = \frac{S_m}{S_i} \quad (1-62)$$

Una volta che siano noti il guadagno di un'antenna e la potenza totale P_t da essa irradiata, si può ricavare la densità di potenza S_m nella direzione di massimo irraggiamento alla distanza r . Dalle (1-62) ed (1-61) si ha infatti:

$$S_m = \frac{P_t}{4\pi r^2} G \quad (1-63)$$

Le formule (1-60) permettono, se necessario, di calcolare anche E ed H alla medesima distanza.

Ricordiamo anche che una grandezza utile a caratterizzare un'antenna, quando essa è usata per ricevere invece che per trasmettere energia EM, è data dalla sua *area efficace* A_{eff} . Questa quantità è definita come quella superficie (in m^2) che, moltiplicata per la densità di potenza S (in W/m) incidente sull'antenna, fornisce la potenza P_r (in watt) che è immessa nel ricevitore:

$$P_r = S A_{eff} \quad (1-64)$$

Esiste una relazione semplice e molto utile, di cui qui non riportiamo la derivazione, fra area efficace e guadagno di un'antenna:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (1-65)$$

Per un'antenna direttiva, quale un paraboloide o una tromba, l'area efficace è direttamente legata all'area geometrica A_g della bocca dell'antenna dalla relazione seguente:

$$A_{eff} = k A_g \quad (1-66)$$

dove k è un coefficiente adimensionale, detto *fattore di guadagno*, che assume valori un po' minori di 1, tipicamente da 0.5 a 0.8.

È evidente che il *guadagno* G , come definito nel testo, coincide con il massimo della funzione guadagno $G(\theta, \varphi)$.

Sebbene, come abbiamo detto, le onde sferiche siano la rappresentazione più adatta per i campi EM a grande distanza dalla sorgente, le onde piane, la cui trattazione è in genere molto più semplice, costituiscono una approssimazione della realtà più che adeguata quando la sorgente del campo è così lontana che, nella zona di interesse si può sostituire alla superficie (sferica), rappresentativa del fronte d'onda, il piano ad essa tangente. Inoltre, nell'approssimazione di onda piana, i raggi sono rette parallele, il che risulta di notevole aiuto nella visualizzazione dei percorsi della radiazione. Occupiamoci brevemente di quello che accade quando

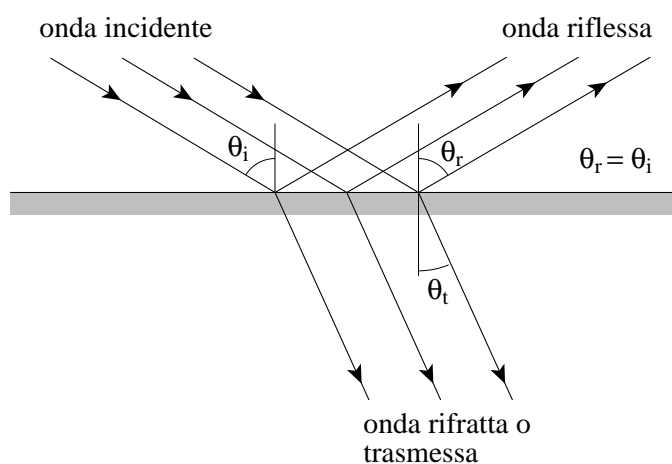


Figura 1-25 Superficie di separazione fra due mezzi di caratteristiche EM diverse. L'onda incidente dà origine all'onda riflessa e a quella rifratta.

un'onda EM incontra la superficie di separazione fra due mezzi di diverso indice di rifrazione. Come sappiamo dall'esperienza con la luce⁵², all'interfaccia fra i due mezzi, dall'onda incidente nascono due altre onde: l'onda riflessa e l'onda rifratta (Figura 1-25). La prima torna indietro nel mezzo da cui arriva l'onda incidente,

⁵² Come è noto, la luce è costituita da oscillazioni EM le cui lunghezze d'onda cadono nella gamma di sensibilità dell'occhio umano, che si estende da $0.4 \mu\text{m}$ a $0.7 \mu\text{m}$. È evidente che questi valori di λ sono tali che per la luce l'approssimazione di onda piana ($\lambda \ll$ delle dimensioni degli oggetti e delle distanze fra sorgente e oggetti) è valida nella maggior parte delle situazioni con cui si ha a che fare nella comune esperienza quotidiana.

mentre l'onda rifratta prosegue nel mezzo successivo (per questo è anche detta *onda trasmessa*).

L'angolo θ_r formato dall'onda riflessa con la normale all'interfaccia è uguale a quello dell'onda incidente, mentre l'angolo θ_t dell'onda rifratta con la normale è legato a quello dell'onda incidente θ_i dalla *legge di Snell* (equazione (1-67), nella quale n_1 è l'indice di rifrazione del mezzo da cui proviene l'onda incidente e n_2 quello del mezzo successivo). Si vede da questa formula che più i due mezzi sono fra loro diversi dal punto di vista EM (n_2 diverso da n_1) tanto maggiore è la differenza fra le inclinazioni del raggio incidente e quello rifratto.

$$\frac{\sin \theta_t}{\sin \theta_i} = \frac{n_1}{n_2} \quad (\text{legge di Snell}) \quad (1-67)$$

Senza andare in dettaglio, aggiungiamo anche che l'intensità dell'onda riflessa è tanto più elevata quanto maggiore è la differenza fra le impedenze d'onda dei due mezzi. Si chiama *coefficiente di riflessione*, e si indica solitamente col simbolo Γ , il rapporto fra intensità del campo riflesso E_r e l'intensità del campo incidente E_i

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} \quad (1-68)$$

Il coefficiente di riflessione è una funzione abbastanza complicata dell'angolo di incidenza e della impedenza d'onda dei due mezzi; inoltre dipende anche dalla polarizzazione dell'onda. Un'espressione semplice di Γ si ottiene nel caso speciale di incidenza normale ($\theta_i = 0$), che può essere espresso in funzione delle impedenze d'onda dei due mezzi oppure, nel caso di $\mu_t = 1$, in funzione degli indici di rifrazione:

$$\Gamma = \frac{\eta_1 - \eta_2}{\eta_1 + \eta_2} = \frac{n_2 - n_1}{n_2 + n_1} \quad (1-69)$$

E' chiaro che, se il "salto di impedenza" fra i due mezzi è elevato, l'onda riflessa è intensa e corrispondentemente è debole l'onda che penetra nell'altro mezzo.

Un caso interessante si ha quando un'onda, per riflessioni successive, viene confinata all'interno di un mezzo materiale che diviene così un percorso per essa

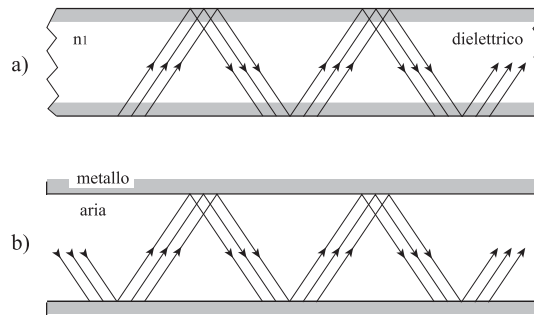


Figura 1-26 Propagazione guidata: a) guida dielettrica; b) guida metallica

prestabilito; a un dispositivo del genere si dà il nome di *guida d'onda*. Utilizzando le guide d'onda, l'energia EM può essere trasportata a distanze anche notevoli⁵³ senza subire l'attenuazione del tipo $1/r^2$, alla quale abbiamo visto essere soggetta la propagazione nello spazio libero.

In Figura 1-26 sono presentati due casi semplici di propagazione guidata. La Figura 1-26 a) rappresenta la propagazione in una lastra di dielettrico con all'esterno l'aria (*guida dielettrica*), mentre in b) la propagazione avviene per

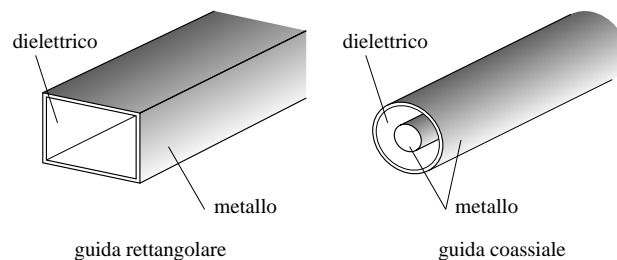


Figura 1-27 Strutture chiuse per il trasporto di energia EM: guida rettangolare e cavo coassiale

riflessioni successive nello spazio compreso fra piani metallici.

⁵³ In questo caso l'unica attenuazione subita dall'onda è quella dovuta alla dissipazione di energia nell'interazione con i materiali di cui la guida è costituita (pareti di metallo, materiali dielettrici ecc.). Utilizzando materiali a basse perdite, l'attenuazione nella propagazione guidata può essere ridotta a valori estremamente bassi.

Nella pratica la guida può presentare una sezione trasversa di varia forma: rettangolare, circolare, due conduttori metallici coassiali e altre ancora. La Figura 1-27 mostra due casi tipici di guide metalliche. La propagazione avviene nello spazio interno (vuoto o riempito di materiale dielettrico) di queste strutture tubolari. In questa sede, però, non possiamo dilungarci sulle caratteristiche della propagazione guidata.

Accenniamo infine al fenomeno della *risonanza*. Questo si presenta, ad esempio, quando una dimensione spaziale di un corpo materiale (che indichiamo con L) è all'incirca un multiplo intero di mezza lunghezza d'onda:

$$L \cong n \frac{\lambda}{2} \quad (1-70)$$

Per un parallelepipedo la quantità L può essere l'altezza, la profondità o la larghezza; per un cilindro L può essere l'altezza o la lunghezza della circonferenza; per una sfera L ha un valore all'incirca uguale al diametro e così via.

Il fenomeno della risonanza può essere qualitativamente spiegato nel modo seguente. Supponiamo che un'onda EM incida sulla faccia A di un corpo materiale elettricamente molto "denso" (η_2 molto maggiore di η_1), vi penetri e si propaghi in esso (Figura 1-28). Quando l'onda arriva all'altra estremità (interfaccia B) si riflette e torna quasi tutta indietro, poiché è η_1 molto diversa da η_2 . Arrivata all'interfaccia A l'onda si riflette di nuovo e, se è verificata la (1-70), si *sovrappone in fase* all'onda iniziale, rinforzandola, per interferenza costruttiva, come spiegato al § 1.4.2.3. A questo punto il fenomeno si ripete, l'onda risultante arriva su B , si riflette, torna in A , si riflette di nuovo e così via. L'effetto risultante di questa successione di riflessioni alle interfacce e sovrapposizioni in fase è un rinforzo dei campi EM all'interno del corpo. La crescita cessa (il tempo di crescita può essere diverse centinaia o anche alcune migliaia di periodi T dell'onda EM) allorché si arriva ad una condizione di equilibrio fra l'energia continuamente immessa all'onda che incide dall'esterno e quella perduta sia per riemissione all'esterno (nelle riflessioni alle interfacce) sia per fenomeni dissipativi all'interno del corpo.

In questa maniera si possono raggiungere, nel corpo materiale, intensità di campo anche molto più elevate di quelle del campo incidente⁵⁴.

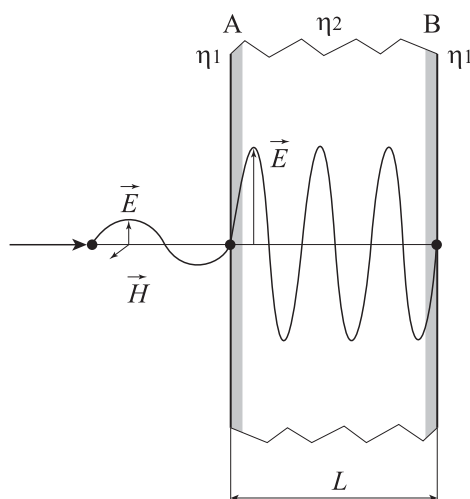


Figura 1-28 Rappresentazione schematica della risonanza di una lastra piana

Anche senza produrre veri e propri effetti di risonanza, la presenza di più sistemi ondosi, che procedono all'interno del corpo - eventualmente in direzioni diverse - può dare luogo a fenomeni di interferenza, con la formazione di massimi e minimi (in corrispondenza a punti di interferenza costruttiva e distruttiva) e quindi variazioni notevoli dell'intensità del campo. E' chiaro che la possibilità di interferenze e/o di risonanze deve sempre essere tenuta presente quando si valuta la pericolosità o il livello di rischio di un campo EM. A causa di questi fenomeni, un campo incidente non particolarmente intenso può provocare rinforzi e concentrazioni (*hot spots*) all'interno del corpo che possono dar luogo a situazioni di rischio anche quando i valori medi non sono tali da superare il valore di sicurezza.

⁵⁴ Un fenomeno del tutto analogo ha luogo nelle così dette *cavità risonanti*, consistenti in un volume di spazio racchiuso da pareti metalliche, la distanza fra le quali soddisfa relazioni del tipo della (1-70).

Avvicinandosi alla sorgente, i campi EM, seppur con gradualità, cambiano struttura e proprietà in maniera sostanziale. Invece della configurazione, tipica del campo radiativo, in cui campo elettrico e campo magnetico sono determinati dal meccanismo di sostentamento mutuo di cui si è detto (§1.5.1.1 e §1.5.1.2), i campi presentano una configurazione che è determinata dalla distribuzione di cariche e di correnti sulla sorgente, e questa distribuzione, a sua volta, dipende dalla geometria della sorgente, le proprietà elettriche dei suoi componenti e il tipo di collegamento fra sorgente e generatore. Tali campi - le cui caratteristiche sono, come vedremo, ben diverse e, nel dettaglio, più complesse di quelle dei campi radiativi - sono comunemente indicati con il nome di *campi reattivi*. La distanza critica a cui avvengono i cambiamenti suddetti è dell'ordine della lunghezza d'onda λ ⁵⁵. La transizione non è però brusca, ma, come già è stato detto, graduale. Si può comunque affermare che la componente reattiva è quella senz'altro prevalente in punti che distano molto meno di una lunghezza d'onda (diciamo, meno di 0.1λ) dalle cariche e dalle correnti da cui i campi hanno origine.

⁵⁵ È necessaria una precisazione: λ è in realtà la distanza oltre la quale il campo emesso da *un singolo* elemento di corrente ha sostanzialmente le caratteristiche del campo radiativo. Se però le dimensioni dell'intero sistema radiante sono grandi (sempre nei confronti di λ), allora le onde, emesse dai singoli elementi in cui può pensarsi scomposto il radiatore, arrivano nel punto di osservazione *con sfasamenti diversi* e danno luogo a un campo risultante, il quale, a seguito dei fenomeni di interferenza (§1.4.2.3) può mostrare rapide e rilevanti variazioni di ampiezza in punti fra loro molto vicini (distanti λ , o meno). Questa regione di spazio è detta zona del *campo radiativo vicino*. È solo quando si è oltre una certa distanza r_F (che dipende dalle dimensioni della sorgente oltre che da λ), che il campo possiede tutte le proprietà del campo radiativo di cui già si è detto, e cioè: E , H e la direzione di propagazione sono una terna destrorsa; il rapporto E/H ha un valore costante; il prodotto $E \cdot H$ esprime il flusso di potenza per unità di superficie; la sorgente può essere considerata un radiatore pressoché puntiforme dal quale si origina un'onda sferica non uniforme (v. nota ⁽⁴⁹⁾, pag. 47); l'ampiezza dei campi varia come $1/r$ e la distribuzione angolare non dipende da r . La regione di spazio in cui il campo elettromagnetico ha queste proprietà è detta zona del *campo radiativo lontano* o *zona di Fraunhofer*. La distanza alla quale si ha la transizione dalla zona del campo radiativo vicino (detta anche zona di *Fresnel*) a quella di Fraunhofer dipende dal rapporto d^2/λ , dove d indica la massima estensione lineare della sorgente ed è comunemente identificata con il diametro di una sfera ad essa circoscritta. Questa transizione non è brusca. L'essere o meno nella regione di Fraunhofer influisce sulla complessità della misure dei campi. A seconda della precisione desiderata, il confine fra zona di Fresnel e zona di Fraunhofer viene posto a $r=d^2/\lambda$, oppure $2d^2/\lambda$, $\pi d^2/\lambda$ o a distanze anche maggiori. Per gli scopi della protezione sanitaria, la scelta di d^2/λ come inizio della zona di Fraunhofer può considerarsi più che adeguata.

Vediamo ora, a grandi linee, le proprietà dei campi reattivi. Per quanto riguarda il *campo elettrico*, le linee di forza non si richiudono in anelli intorno alle linee di campo magnetico – come accade nel campo di radiazione – ma partono dalle cariche di un segno e terminano su quelle di segno opposto. Il loro andamento spaziale è sostanzialmente identico a quello di cui si è parlato nel § 1.1, trattando il caso statico; l'unica differenza è che ora l'intensità del campo varia nel tempo. Essa oscilla sostanzialmente in fase con la tensione del generatore; l'energia immagazzinata nei campi reattivi non abbandona la sorgente, cioè, non viene irradiata ma viene emessa e riassorbita continuamente; l'emissione è massima quando il generatore raggiunge il suo massimo ed è completamente riassorbita un quarto di periodo dopo, quando la tensione del generatore passa dallo zero e i campi hanno intensità zero. Analogamente, il *campo magnetico* è localizzato intorno alle correnti che percorrono i vari elementi metallici che costituiscono il radiatore e le sue linee di forza si avvolgono in anelli attorno alle correnti come descritto per i campi magnetici statici (§ 1.3). A causa del comportamento molto simile a quello dei campi statici – da cui differiscono praticamente solo perché la loro intensità oscilla nel tempo – i campi reattivi sono indicati anche con il termine di campi *quasi-statici*. Conformemente a quanto detto, le proprietà del *campo reattivo* possono essere così riassunte.

- a) Il campo reattivo è praticamente confinato nei pressi della sorgente in un volume che si estende fino a distanze dell'ordine di frazioni di λ (usualmente $\lambda/10$).
- b) Ad esso non è associata potenza irradiata e il suo mantenimento non richiede erogazione di potenza reale da parte del generatore. Solo se nel campo reattivo sono presenti oggetti capaci di assorbire energia, una certa potenza reale fluisce dal generatore a questi oggetti.
- c) Il campo elettrico e magnetico hanno in genere configurazioni molto complesse. Queste dipendono in maniera specifica dalla struttura geometrica ed elettrica dei conduttori che costituiscono la sorgente, secondo le modalità riassunte nei due punti seguenti.

- d) Il *campo elettrico* ha in ogni istante distribuzione spaziale e intensità uguali a quelle che avrebbe se l'insieme di conduttori che formano la sorgente fosse (con opportuni accorgimenti) alimentato da un generatore elettrico di intensità uguale al valore istantaneo del generatore effettivo. Le linee di campo elettrico partono dalle cariche positive e si richiudono sulle cariche negative. Il campo ha valori più elevati in prossimità dei conduttori su cui si ha maggiore densità di carica, e cioè in prossimità di spigoli, punte o zone a piccolo raggio di curvatura, ed in special modo laddove conduttori con d.d.p. elevata si avvicinano fra loro .
- e) Il *campo magnetico* è concentrato essenzialmente in prossimità di conduttori su cui fluiscono correnti intense (esempio: i reofori che portano corrente dal generatore agli applicatori delle macchine per il riscaldamento a radiofrequenza) ed ha distribuzione simile a quella descritta nel caso di correnti costanti. Il campo decade rapidamente man mano che ci si allontana dai conduttori, specialmente se il conduttore di andata e quello di ritorno sono fra loro vicini.
- f) Nella regione di campo vicino, le ampiezze E ed H non sono legate da un rapporto costante, né esiste una maniera semplice per dedurre una dall'altra. Pertanto, quando i campi sono entrambi presenti, è necessario procedere ad una misura separata delle rispettive intensità e anche direzioni, se il tipo di problema lo richiede⁵⁶.

Concludiamo questo paragrafo facendo notare che la zona dei campi in prossimità della sorgente ed, in particolare, della zona dei campi reattivi, è di grande interesse protezionistico poiché, essendo in prossimità della sorgente, è qui che si presentano le intensità più elevate. In sostanza, è in questa zona che, specialmente alle frequenze più basse, si possono incontrare livelli di campo prossimi o addirittura superiori ai limiti di sicurezza.

⁵⁶ Ad esempio, la potenza assorbita da un individuo esposto al campo elettrico è maggiore quando il campo è parallelo all'individuo secondo l'altezza e minore quando è perpendicolare.

1.5.4 Campo vicino e campo lontano: definizioni operative

Poiché i termini “campo vicino” e “campo lontano” sono molto utilizzati da chi ha a che fare con problemi di esposizione ai campi elettromagnetici, vorremmo completare la lunga analisi del paragrafo precedente sulle proprietà del campo, riportando alcune "ricette" per arrivare rapidamente ad una individuazione di queste "zone" nei casi di interesse pratico.

Come abbiamo già osservato, in particolare nella nota⁽⁴⁸⁾, il poter dire di essere nel campo vicino o in quello lontano dipende oltre che dalla distanza r dalla sorgente (o meglio, dal rapporto fra distanza e lunghezza d'onda) anche dalle dimensioni di questa, sempre in rapporto alla lunghezza d'onda. Notiamo anche che, per dimensione d di una sorgente si può in pratica assumere il diametro di una sfera ad essa circoscritta. Ad esempio: per un'antenna filiforme, d è la lunghezza del filo o asta che costituisce l'elemento radiante; per un paraboloide, d è il diametro del disco; per una tromba rettangolare d è la larghezza o l'altezza della bocca e così via.

Si consideri la distanza r_L , definita come *la maggiore* fra le due quantità:

$$\begin{aligned} r_R &= \lambda \\ r_F &= \frac{d^2}{\lambda} \end{aligned} \quad (1-71)$$

I punti distanti dalla sorgente più di r_L definiscono la zona di *campo lontano*, mentre quelli a distanze minori di r_L appartengono alla zona di *campo vicino*.

Inoltre, a seconda del rapporto fra la dimensione d e la lunghezza d'onda, le sorgenti possono essere classificate come *radiatori corti* ($d \ll \lambda$) e *radiatori estesi* (d dell'ordine di λ o più).

Da un punto di visto fisico, la quantità r_R definisce la distanza oltre la quale i campi sono essenzialmente *campi di radiazione*, mentre, nel caso di antenne estese, la quantità $r_F = d^2/\lambda$ indica il confine fra la zona del campo *radiativo vicino* (o di *Fresnel*) e quella di *Fraunhofer*, le cui proprietà sono state riassunte nella succitata nota⁽⁴⁸⁾. Come sappiamo, le definizioni (1-71) di r_R ed r_F non corrispondono a transizioni brusche e non vanno pertanto interpretate in maniera rigida. Per esempio, per quanto riguarda l'espressione di r_F si può trovare in letteratura anche i valori $2d^2/\lambda$ o $\pi d^2/\lambda$, usati in particolare nel caso di misure di precisione sulle antenne.

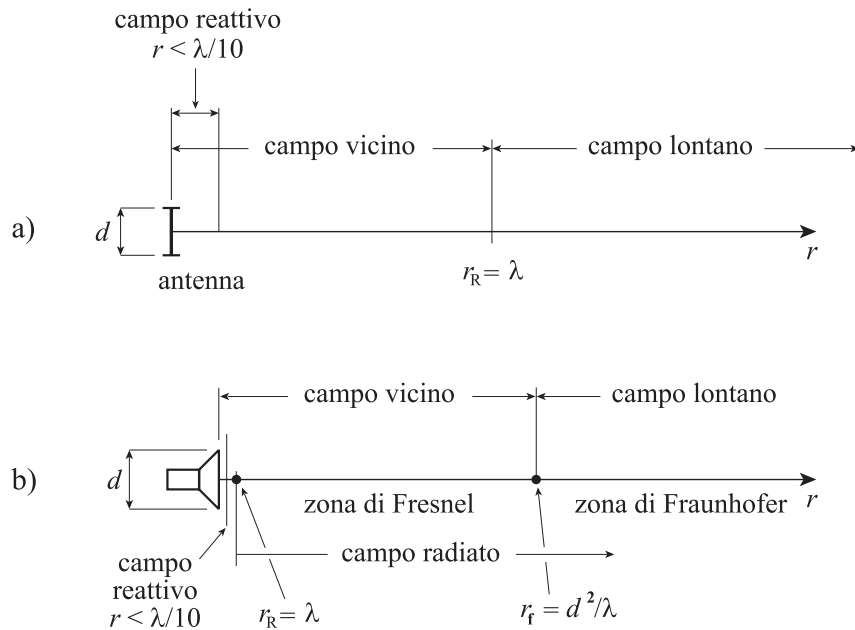


Figura 1-29 Definizione delle zone di campo per: (a) antenne corte ($d \ll \lambda$); (b) antenne estese ($d \cong \lambda$ oppure $d \gg \lambda$)

La Figura 1-29 riassume, dandone una schematica rappresentazione grafica, le definizioni delle varie zone di campo, distinguendo i radiatori corti (a) da quelli estesi (b).

Nel caso di *radiatori corti* ($d \ll \lambda$) è immediato vedere che il rapporto $r_R/r_F = \lambda^2/d^2$ è molto maggiore di uno. Quindi, la distanza alla quale si ha la transizione fra campo lontano e campo vicino è la prima delle (1-71); cioè, la zona di campo lontano comincia per $r_L = \lambda$. Sono esempi di radiatori corti: le antenne delle stazioni radio per onde medie (OM); gli apparati per marconiterapia; molte macchine per il riscaldamento a radio frequenza e altri processi industriali (saldatrici della plastica, incollaggio del legno, fusione di metalli ecc.). Ad esempio, per l'antenna di una stazione OM che lavori a $f = 600$ kHz ($\lambda = 500$ m), alta 30 metri, si ha $d/\lambda = 0.06$ (l'antenna è dunque corta) e $\lambda = 500$ m $\gg d^2/\lambda = 1.8$ m; la transizione campo vicino - campo lontano si ha a $r_R = \lambda = 500$ m, mentre i campi sono in prevalenza reattivi fino a $0.1\lambda = 50$ m dall'antenna.

Nel caso dei *radiatori estesi* o *molto estesi* ($d \gg \lambda$), quali sono le sorgenti tipicamente usate alle microonde, è $d^2/\lambda \gg \lambda$; pertanto, la transizione fra campo lontano e campo vicino avviene per $r_L = d^2/\lambda$. Ad esempio per un'antenna parabolica di diametro $d = 2$ metri, che funzioni a 3 GHz ($\lambda = 10\text{cm}$), si ha $d^2/\lambda = 40\text{m} \gg \lambda = 10\text{cm}$. La separazione fra campo lontano e campo vicino si ha dunque per $r_L = 40\text{m}$, dopo la quale siamo nella zona di campo radiato lontano o di *Fraunhofer*. I campi reattivi sono confinati ad alcuni centimetri dell'antenna, mentre l'intervallo da 10cm a 40m può essere classificato come la zona del campo radiato di prossimità o zona di *Fresnel*

CAPITOLO 2

INTERAZIONE DEI CAMPI ELETTROMAGNETICI CON LA MATERIA VIVENTE

M.Bini – Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche “Nello Carrara”

2.1 Meccanismi di interazione

Gli organismi viventi, esposti ai campi elettromagnetici (EM), interagiscono con questi assorbendone energia, con meccanismi analoghi a quelli che hanno luogo nell'interazione con un qualsiasi altro oggetto materiale. Il meccanismo attraverso il quale questa interazione si attua è costituito dalle forze esercitate dal campo elettrico e dal campo magnetico sulle cariche elettriche presenti nel sistema materiale. Pertanto, relativamente a questa interazione, la materia può essere considerata come un enorme aggregato di particelle portatrici di *carica elettrica*.

La quantità di carica più piccola presente in natura è quella dell'*elettrone* (indicata comunemente con il simbolo e), che vale $e = -1,6 \times 10^{-19}$ coulomb. Come è noto, anche in strutture relativamente semplici, quali atomi o molecole, sono presenti molti elettroni i quali sono controbilanciati, dal punto di vista elettrico, da un uguale numero di cariche positive (i *protoni*) situate nei nuclei atomici. Ogni molecola si presenta globalmente neutra a meno di situazioni particolari, in cui può aversi un eventuale eccesso di elettroni (*ione negativo*) o di protoni (*ione positivo*). Parimenti, a livello macroscopico, gli oggetti materiali sono in genere neutri nel loro insieme.

Elettroni e ioni (detti anche *portatori di carica*), quando sono soggetti ad un campo elettrico e se sono liberi di muoversi, danno luogo ad una *corrente elettrica*. La conducibilità σ , definita nel §1.2, è il parametro che caratterizza un mezzo materiale come conduttore di elettricità: σ è tanto più grande quanti più portatori di carica sono disponibili e quanto più ciascuno di essi ha facilità di muoversi. Nella Tabella 2-1 sono riportate le conducibilità di alcuni materiali di comune reperibilità; come si vede il divario fra la conducibilità dei buoni conduttori (argento, rame) a quelle degli isolanti (vetro, mica) è enorme.

Tabella 2-1- Conducibilità statica ($f=0$) di alcuni materiali

| Materiale | Conducibilità [S/m] | Materiale | Conducibilità [S/m] |
|-----------|---------------------|------------------|--------------------------|
| Argento | 6.1×10^7 | Acqua di mare | 4 |
| Rame | 5.8×10^7 | Acqua dolce | 10^{-3} |
| Alluminio | 3.5×10^7 | Acqua distillata | 2×10^{-4} |
| Ottone | 1.5×10^7 | Vetro | $10^{-10} \div 10^{-14}$ |
| Piombo | 4.8×10^6 | Mica | $10^{-11} \div 10^{-15}$ |

In un atomo o in una molecola, globalmente neutri (elettroni e protoni in ugual numero), le cariche elettriche positive in genere non si sovrappongono esattamente nello spazio alle cariche negative. Il baricentro delle cariche positive può pertanto risultare non coincidente con quello delle cariche negative, dando così luogo alla formazione di un *dipolo elettrico* (v. §1.1).

Se q indica la quantità totale di carica elettrica *positiva* posseduta dalla struttura molecolare in esame ($-q$ è invece la carica *negativa*) e se \vec{d} è il segmento orientato che congiunge i baricentri dei due raggruppamenti di carica (il verso è quello che va dalle cariche negative a quelle positive), allora il sistema di cariche possiede un momento di dipolo dato da:

$$\vec{p} = q\vec{d} \quad (2-1)$$

I dipoli possono risultare dall'applicazione di un campo elettrico, che riorganizza la distribuzione di carica a livello microscopico (*dipolo indotto*),

oppure possono preesistere alla applicazione del campo, come risultato delle forze che concorrono alla formazione delle molecole (*dipolo permanente*). I dipoli indotti scompaiono quando si annulla il campo.

Le sostanze che contengono dipoli elettrici permanenti si dicono *polari*. In presenza di campo elettrico, i dipoli permanenti tendono a disporsi parallelamente

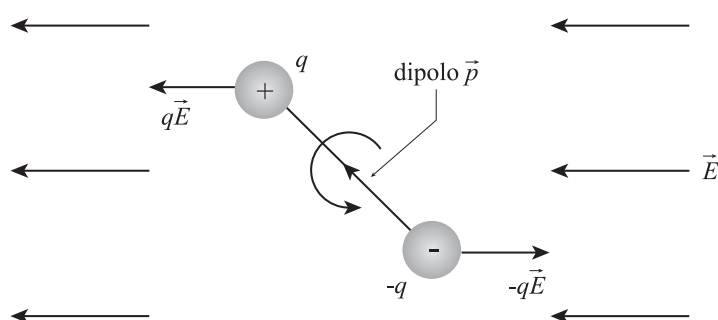


Figura 2-1 Coppia di forze che orientano un dipolo in un campo elettrico

ad esso. La forza risultante è nulla: $q\vec{E} + (-q)\vec{E} = 0$. Ma, a causa del diverso punto di applicazione della forza che agisce sulle cariche positive rispetto a quello della forza che agisce sulle cariche negative, ne risulta una *coppia* che tende a far ruotare il dipolo fino ad allinearlo con il campo elettrico (Figura 2-1).

Quindi l'applicazione di un campo elettrico conduce, sia nel caso della formazione di dipoli indotti che in quello di allineamento di dipoli permanenti, alla presenza all'interno del materiale di un insieme di dipoli con orientazione mediamente parallela al campo inducente.

Il fenomeno ora descritto è noto con il nome di *polarizzabilità* del mezzo materiale. Si chiama vettore *polarizzazione elettrica* \vec{P} il momento di dipolo per unità di volume. Per ogni volumetto ΔV , \vec{P} è dato dalla somma (vettoriale) di tutti i momenti di dipolo \vec{p}_i li contenuti, divisa per ΔV :

$$\vec{P} = \frac{\sum_i \vec{p}_i}{\Delta V} \quad (2-2)$$

Citiamo infine un altro meccanismo di polarizzazione, detto *polarizzazione di carica spaziale*. Esso è dovuto alla presenza di ostacoli, quali membrane isolanti,

barriere di potenziale, diaframmi di separazione e altri vincoli che si oppongono al libero fluire dei portatori di carica all'interno del materiale. Le cariche, spinte dal campo elettrico, si accumulano contro l'ostacolo formando due zone di *carica spaziale* separate, una di carica elettrica negativa e l'altra di carica positiva. L'effetto risultante è ancora l'apparire di un momento di dipolo \vec{P} , indotto dal campo elettrico e ad esso parallelo.

In Figura 2-2 sono riassunti in maniera visiva i principali meccanismi di polarizzazione a cui si è fatto cenno, e cioè: polarizzazione per formazione di dipoli indotti, mediante riorganizzazione della carica elettrica a vari livelli di scala (atomica, molecolare e di carica spaziale) e polarizzazione per orientamento di dipoli permanenti.

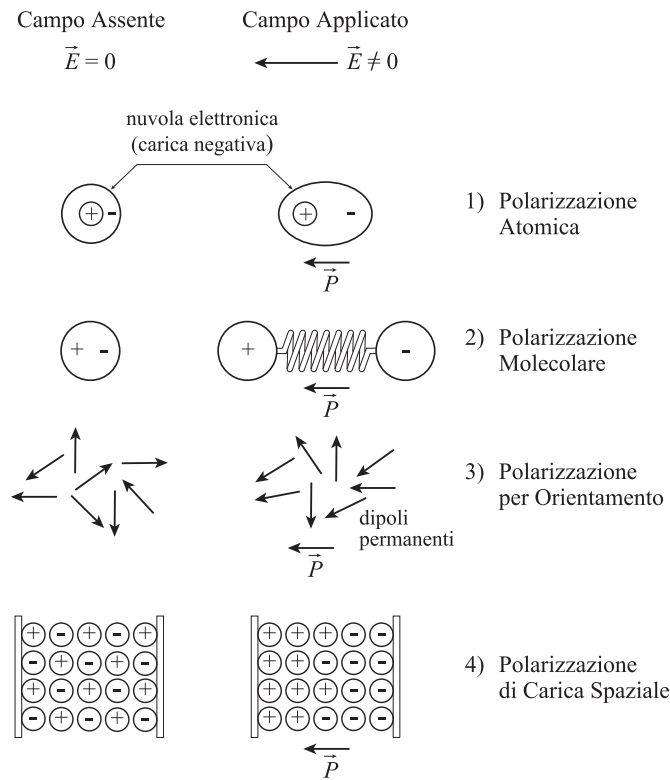


Figura 2-2 Meccanismi di polarizzazione

Gli ultimi due meccanismi sono quelli capaci di produrre i valori di polarizzazione più rilevanti e sono sicuramente i più importanti nella interazione fra i campi EM e la materia vivente.

Dunque, il vettore polarizzazione \vec{P} è il risultato, a livello macroscopico, della presenza di dipoli a livello microscopico. Se non è presente il campo elettrico, l'agitazione termica, disordinando casualmente la formazione e/o l'orientazione dei dipoli a livello microscopico, fa' sì che il vettore polarizzazione \vec{P} sia, dovunque, sostanzialmente nullo. Sotto l'azione del campo elettrico si stabilisce un equilibrio statistico fra azione ordinatrice delle forze del campo e il disordine prodotto dall'agitazione termica. Il vettore \vec{P} non è più nullo: esso ha intensità proporzionale al campo elettrico ed è a questo parallelo⁵⁷. Nei casi di nostro interesse, si può pertanto scrivere:

$$\vec{P} = \varepsilon_0 \chi \vec{E} \quad (2-3)$$

La quantità χ è detta *suscettività elettrica* del materiale. Tramite \vec{P} si può ridefinire, con un'espressione meno formale e più legata alle proprietà fisiche del materiale, il vettore *induzione elettrica* \vec{D} , già introdotto con la definizione (1-50). Utilizzando il vettore \vec{P} , si può dunque scrivere:

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (2-4)$$

Sostituendo \vec{P} , dato dalla (2-3), nella definizione (2-4) si ha:

$$\vec{D} = \varepsilon_0 (1 + \chi) \vec{E} = \varepsilon \vec{E} \quad (2-5)$$

Confrontando con la (1-51), si ricava un'espressione semplice che lega la costante dielettrica relativa ε_r alla suscettività χ :

⁵⁷ Esistono materiali nei quali la induzione di dipoli è più efficace in certe direzioni piuttosto che in altre. Per questi materiali (detti materiali *anisotropi*) la suscettività assume valori diversi al cambiare della direzione e il vettore \vec{P} non è, in generale, parallelo ad \vec{E} . Per fortuna, la maggior parte dei materiali con cui avremo a che fare in questo libro e, in particolare, i tessuti biologici possono con sufficiente approssimazione essere considerati *isotropi* (\vec{P} parallelo ad \vec{E}) e si può assumere che la (2-3) sia praticamente sempre valida.

$$\varepsilon_r = 1 + \chi \quad (2-6)$$

E' evidente che il parametro χ esprime il contributo dei dipoli alla costante dielettrica e rappresenta, per così dire, quello che la materia "aggiunge" alla costante dielettrica del vuoto. Nella Tabella 2-2 è riportato il valore di ε_r di alcune sostanze di comune impiego.

| Materiale | ε_r |
|-----------|-----------------|
| Teflon | 2,1 |
| Mica | 6 |
| Alcool | 24,5 |
| Acqua | 80 |

Tabella 2-2 Costanti dielettriche relative di alcune sostanze

Quando il campo elettrico e magnetico sono quantità *variabili nel tempo* i portatori di carica libera e i dipoli, spinti dalle forze esercitate dai campi, si muovono in sincronismo con questi dando luogo a correnti anch'esse variabili nel tempo. In particolare, se le variazioni dei campi sono di tipo alternativo (come è comune nel caso di un'onda elettromagnetica) anche le correnti hanno andamento alternativo. Se necessario, per distinguere fra i due contributi, si usa il termine *corrente di conduzione* per la corrente dovuta alle cariche libere e *corrente di polarizzazione* per quella dovuta alle cariche legate (dipoli). Non deve sorprendere che anche le oscillazioni dei dipoli diano origine ad una corrente: infatti, ad ogni oscillazione, la carica corrispondente ad ogni dipolo compie un moto alternativo che da luogo ad un flusso di cariche e, in definitiva, ad una corrente. Anzi, il flusso di cariche sarà tanto più elevato⁵⁸ quanto più alta è la frequenza f , e dobbiamo quindi aspettarci che la corrente di polarizzazione cresca con l'aumentare di f .

⁵⁸ In sostanza, al crescere della frequenza f le cariche legate nel dipolo ad una certa distanza d (si veda la definizione (2-1)) debbono coprire tale distanza in un tempo ($T=1/f$) più breve. La velocità delle cariche è dunque maggiore e corrispondentemente lo è la corrente.

In definitiva, da quanto or ora detto si può affermare che, quando all'interno di un oggetto materiale è presente un certo campo elettrico \vec{E} , l'effetto primario dell'interazione fra campo elettrico e materia a livello elementare (cioè, su scala microscopica) è la generazione di una *corrente elettrica* con densità \vec{J} proporzionale al campo. Passando ad una descrizione fenomenologica e macroscopica, nella densità di corrente si possono distinguere due componenti, una *in fase* ed una *in quadratura* con il campo⁵⁹ e di intensità ad esso proporzionali.

La *componente in fase* ha questa espressione:

$$\vec{J}_1 = \sigma \vec{E} \quad (2-7)$$

Essa è anche nota con il nome di *corrente di conduzione*⁶⁰ ed è strettamente legata alle interazioni dissipative (urti) che cariche e dipoli hanno fra di loro e con gli altri componenti della struttura. La conducibilità σ appare infatti nelle espressioni che definiscono la perdita di potenza da parte del campo e della conversione di questa in energia termica (perdite *joule*: §§ 1.2 e 1.4).

La *componente in quadratura* è invece legata alla costante dielettrica ϵ_r del materiale e può essere scritta:

$$\vec{J}_2 = \omega \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \quad (2-8)$$

Questa corrente è conseguenza diretta della presenza di *dipoli* (permanenti o indotti) a livello microscopico e, per questa ragione, essa è comunemente indicata con il nome di *corrente di polarizzazione*. La presenza della corrente di polarizzazione si traduce in un aumento di energia immagazzinata nel mezzo e

⁵⁹ Due oscillazioni sinusoidali sono dette *in fase*, se la differenza fra le loro fasi è zero, mentre sono dette *in quadratura* se lo sfasamento mutuo è $\pm 90^\circ$ (v. fine del § 1.4.1).

⁶⁰ A rigori, il termine *corrente di conduzione* dovrebbe essere riservato alla sola parte della corrente in fase che, derivando dai portatori di carica libera (elettroni e ioni), è l'unica presente anche a frequenza zero. Per evitare un eccesso di dettaglio nei simboli è però pratica comune – come facciamo anche qui – raggruppare: (i) nella componente in fase tutte quelle correnti che danno luogo a perdite di energia (associate sia ai portatori di carica libera sia ai dipoli elettrici); (ii) nella componente in quadratura le correnti che contribuiscono a immagazzinamento di energia elettrica (di origine essenzialmente dipolare). A proposito di correnti elettriche e scambi energetici si veda anche la fine del §1.4.1.

comporta una riduzione della velocità di propagazione (e conseguentemente della lunghezza d'onda) approssimativamente⁶¹ secondo il fattore $1/\sqrt{\epsilon_r}$.

Spendiamo ancora due parole sulla dipendenza di ϵ_r e di σ dalla frequenza, un comportamento che è indicato nella letteratura tecnica con il termine *dispersione* e che assume notevole rilevanza sia teorica che pratica. Come è intuitivo, i portatori di carica e i dipoli rispondono alle sollecitazioni dei campi in modo diverso a seconda della rapidità con cui queste vengono esercitate. E' quindi plausibile (come di fatto accade in tutti i casi di nostro interesse) che la costante dielettrica ϵ_r decresca al crescere della frequenza, a seguito della progressiva diminuzione di efficienza dei meccanismi di polarizzazione. Al contempo, la conducibilità σ aumenta con la frequenza, come è mostrato più avanti dalla seconda delle (2-10) e come, in definitiva, è ben intuibile dal fatto che la corrente di polarizzazione cresce proporzionalmente ad f (si veda l'Eq. (2-8)).

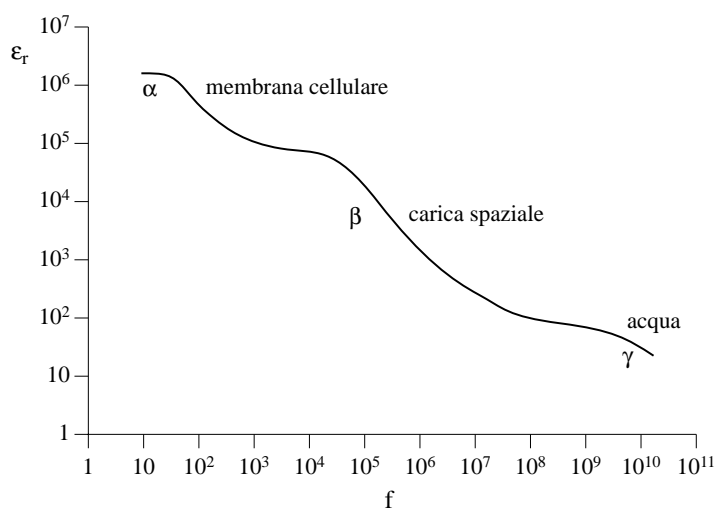


Figura 2-3 Andamento della costante dielettrica di un tessuto biologico al variare della frequenza f

Nel grafico di Figura 2-3 è riportato l'andamento della costante dielettrica di un tessuto biologico al variare della frequenza, in un caso tipico. Le zone di rapida

⁶¹ Per un'espressione esatta della dipendenza della lunghezza d'onda da ϵ_r si veda più avanti, § 2.3, Eq.(2-13)

discesa (contraddistinte con α , β e γ) corrispondono alla disattivazione (tecnicamente chiamata *rilassamento*) di uno dei meccanismi di polarizzazione. Il meccanismo che rilassa nella *zona* α non è tuttora ben chiarito. C'è chi, ad esempio, ipotizza fenomeni dovuti alla diffusione di ioni attraverso lo strato elettrico superficiale di membrane o di grosse molecole; oppure, c'è chi pensa alla migrazione di ioni attraverso fori della membrana cellulare. Ma, in sostanza, non esiste ancora, in proposito, un quadro chiaro. Per le altre due zone i meccanismi coinvolti sono molto più certi. La *zona* β trae origine dal rilassamento della polarizzazione che si forma a causa dell'accumulo di carica spaziale in corrispondenza delle membrane cellulari, mentre la *zona* γ è dovuta al rilassamento della polarizzazione del grosso dipolo permanente di cui è dotata la molecola di H_2O .

Fino ad ora non ci siamo occupati dell'interazione fra la materia e il *campo magnetico*. In generale, un'azione diretta del campo magnetico su un oggetto materiale richiede che in esso siano presenti *dipoli magnetici* a livello microscopico sui quali il campo magnetico possa esercitare una forza o, più precisamente, una coppia di forze⁶². In tal caso, il mezzo materiale possiede una *magnetizzazione*⁶³ \vec{M} (o momento magnetico per unità di volume) diversa da zero, da cui discende, in perfetta analogia con il caso elettrico, che il mezzo ha una *permeabilità magnetica relativa*⁶⁴ $\mu_r \neq 1$. In pratica, la magnetizzazione \vec{M} raggiunge valori ragguardevoli soltanto nei cosiddetti materiali *ferromagnetici*. I materiali biologici, però, non presentano proprietà ferromagnetiche e di conseguenza la loro permeabilità magnetica μ_r è praticamente uguale all'unità. Naturalmente, un *campo magnetico tempo-variante*, può agire sui tessuti biologici in maniera per così dire *indiretta*, inducendo nel tessuto una f.e.m. (si veda l'effetto Faraday-Neumann al § 1.5.1.1) e quindi una corrente che può essere anche intensa se il tessuto è conduttore. Per questa via, il campo magnetico (se tempo-variante) può interagire efficacemente con i sistemi biologici, ma si tratta appunto di un'interazione indiretta, causata dall'azione sulle cariche elettriche della f.e.m.

⁶² Il meccanismo è del tutto analogo a quello con cui il campo elettrico agisce sui dipoli elettrici esercitando su questi una coppia di forze (si veda, in proposito, la Figura 2-1).

⁶³ La definizione di \vec{M} è data da una formula identica alla (2-2), essendo ora la somma effettuata sui dipoli magnetici invece che su quelli elettrici.

⁶⁴ La permeabilità relativa μ_r viene definita con un procedimento simile a quello utilizzato per definire la costante dielettrica relativa ϵ_r (si vedano i ragionamenti fatti per arrivare alla (2-6)).

indotta. In questa interazione non sono coinvolte le proprietà magnetiche del materiale (magnetizzazione \vec{M} , permeabilità magnetica μ_r), così che si può in definitiva concludere che, per quel che riguarda le proprietà magnetiche in senso stretto, i materiali biologici non differiscono sostanzialmente dallo spazio vuoto.

E' necessario, a questo punto, fare una precisazione che risulta essenziale quando si parla dell'interazione di un campo EM con un corpo materiale, e cioè bisogna distinguere fra *campo incidente* (o, come si dice anche, *campo impresso*) e *campo interno*.

Il *campo incidente* è, per definizione, quel campo che sarebbe presente nella zona di spazio di interesse *in assenza del corpo materiale*.

Il *campo interno* è quello realmente presente all'interno del corpo e differisce da quello incidente in quanto esso è la somma del campo incidente e di quello dovuto all'insieme delle correnti e alla redistribuzione di cariche elettriche prodotti dal campo incidente all'interno del corpo e sulla sua superficie. Il campo interno ha di solito una struttura molto complessa. Una importante proprietà generale è che, in ogni punto, il campo interno è proporzionale al campo incidente; cioè, se il campo incidente viene moltiplicato per un certo fattore k , anche il campo interno varia dello stesso fattore (ad esempio, se uno raddoppia anche l'altro raddoppia); in genere, però, questo fattore di proporzionalità cambia da punto a punto, dipendendo dalle *proprietà elettriche* del corpo e dalla sua *forma geometrica*. Ovviamente, in ultima analisi, è il campo interno che "lavora" nei processi di polarizzazione e di dissipazione che hanno luogo all'interno dei tessuti ed è quindi il campo interno che va introdotto nelle formule quali la (1-21) o la (2-3).

Diamo infine un breve cenno all'aspetto *quanto-meccanico* dell'interazione fra campo EM e materia. Anche se in realtà la trattazione quantistica non è necessaria per gli argomenti di cui si occupa questo libro, alcune precisazioni possono essere opportune, specialmente per chi è abituato ai modelli utilizzati con le radiazioni ionizzanti.

Senza entrare in dettagli, si può ricordare che, secondo la descrizione quantistica, il campo EM va immaginato costituito da un insieme di particelle di energia EM, dette *fotoni*, ciascuna delle quali trasporta un *quanto* di energia, pari a:

$$E_f = hf \quad (2-9)$$

dove $h = 6.623 \times 10^{-34}$ joule·sec è la costante di Planck ed f è la frequenza. In questa rappresentazione, il sistema materiale può presentarsi solo in un numero *discreto* di stati, o configurazioni, a ciascuno dei quali è associato un valore di energia E_i , detto *livello energetico* di quello stato. L'interazione con il campo EM avviene mediante l'assorbimento di un fotone e questo assorbimento ha luogo se, e solo se, la differenza ΔE_s fra i due livelli energetici, finale e iniziale, del sistema materiale, è uguale all'energia del fotone espressa dalla (2-9). Deve cioè essere: $\Delta E_s = hf$.

| Fenomeno | Energia di attivazione (eV) | Frequenza corrispondente (Hz) |
|--|-----------------------------|--|
| Rottura del legame idrogeno | 0.08 ÷ 0.2 | $23 \times 10^{13} \div 4.8 \times 10^{13}$ (IR) |
| Cambio reversibile di conformazione nelle proteine | 0.4 | 10^{14} (IR) |
| Rottura del legame covalente | 5 | 1.2×10^{15} (UV) |
| Ionizzazione | 10 | 2.4×10^{15} (UV) |

Tabella 2-3 Valori dell'energia di attivazione molecolare per alcuni fenomeni tipici

Dalla Tabella 2-3 è facile rendersi conto che nell'intervallo di frequenza di nostro interesse ($f \leq 300$ GHz) l'interazione dei campi EM con i sistemi materiali non può produrre variazioni permanenti di struttura atomica o molecolare, perché il valore del salto energetico ΔE_s necessario (*energia di attivazione*) è di gran lunga superiore all'energia del fotone ($hf = 1.2 \times 10^{-3}$ eV per $f = 300$ GHz). Per $f \leq 300$ GHz quello che si può di fatto ottenere è l'eccitazione degli stati traslazionali, rotazionali e, al limite, vibrazionali delle particelle. Il sistema,

eccitato dall'assorbimento di un fotone, può quindi tornare allo stato di equilibrio o riemettendo un fotone alla stessa frequenza (fenomeno detto *scattering*: esso costituisce, in definitiva, il meccanismo con cui la polarizzazione contribuisce al campo interno) o cedendo via via energia (in genere a piccoli salti) ai vari gradi di libertà microscopici del sistema (ad esempio: alle vibrazioni molecolari). In questo secondo caso il fotone iniziale si converte in energia di tipo termico, cioè in *calore*.

Con quanti di energia in giuoco così piccoli ($f \leq 300$ GHz) ed a temperatura ambiente (si noti: energia termica media $kT = 0.026$ eV) si ha un'alta densità di fotoni ed una distribuzione pressoché continua di stati del sistema (livelli energetici vicinissimi). In queste condizioni è possibile e preferibile una descrizione dell'interazione fra campo EM e materia di tipo "classico", in cui sia l'energia del campo sia quella del sistema materiale possono assumere livelli comunque vicini fra di loro. Per tali ragioni, l'approccio classico può ritenersi adeguato agli scopi di questo testo.

2.2 Caratteristiche elettriche dei tessuti biologici

Descriviamo brevemente le caratteristiche della conducibilità σ e della costante dielettrica ϵ_r delle sostanze biologiche. In proposito, può essere utile ricordare che nella letteratura tecnica vengono spesso utilizzate in alternativa alla conducibilità σ due quantità ad essa proporzionali, dette fattore di perdita⁶⁵ e tangente di perdita, così definite.

$$\epsilon'' = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad \text{fattore di perdita} \quad (2-10)$$

$$\tan \alpha = \frac{\epsilon''}{\epsilon_r} = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r} \quad \text{tangente di perdita}$$

Nel caso dei tessuti biologici, l'elemento di maggior significato per le loro proprietà elettriche è senz'altro l'*acqua*, la quale, come è noto, costituisce circa il 70 per cento del peso del corpo umano. L'acqua circonda e permea le cellule.

⁶⁵ È bene ricordare che è anche frequente trovare in letteratura una definizione della costante dielettrica che, mediante un unico *numero complesso* ($\tilde{\epsilon}$), riunisce ϵ_r e il fattore di perdita ϵ'' nella seguente espressione (detta anche *costante dielettrica complessa*):

$$\tilde{\epsilon} = \epsilon_r - j\epsilon''$$

dove j indica l'unità immaginaria (per alcune nozioni di base sui numeri complessi si veda l'Appendice III). Un esempio di questo uso si trova nel Cap. 3.

Nell'acqua sono disciolti ioni salini e grosse molecole organiche. È quindi logico che le caratteristiche elettriche dei vari tessuti biologici siano strettamente correlate con la percentuale di acqua in essi contenuta. Alle frequenze più basse, però, le proprietà dielettriche dei tessuti dipendono fortemente anche dalle loro proprietà strutturali (architetture cellulari, presenza di membrane, risposta al campo elettrico delle grosse biomolecole, ecc.). In conseguenza di ciò, queste proprietà risultano notevolmente complicate, come indicato ad esempio dell'andamento della costante dielettrica relativa ϵ_r in funzione della frequenza, mostrato in Figura 2-3 in un caso tipico; pur con andamenti simili, ϵ_r e σ variano però abbastanza da tessuto a tessuto. Dal centinaio di MHz in su, il comportamento risulta relativamente più semplice, essendo questo determinato in massima parte dalle proprietà di dispersione della molecola di H₂O e dalla conducibilità dovuta agli elettroliti in essa disciolti, mentre la maggior parte degli altri meccanismi di polarizzazione risultano inattivi essendo a tali frequenze oramai al di là delle rispettive frequenze di rilassamento.

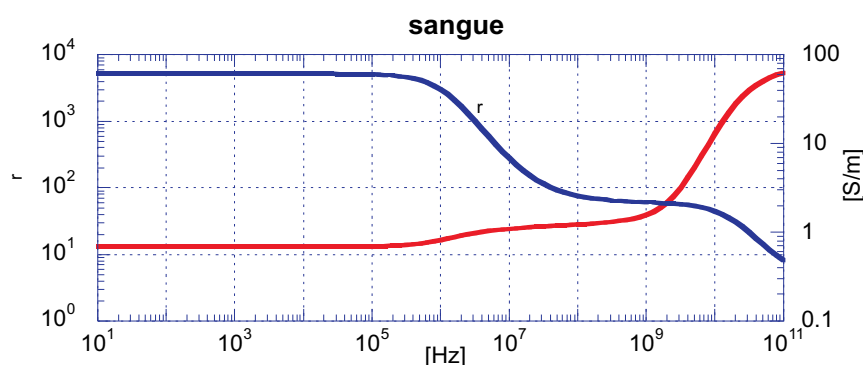


Figura 2-4 Costante dielettrica relativa ϵ_r e conducibilità σ di tessuto ad altissimo contenuto di acqua (sangue).

Dato il ruolo determinante giocato dall'acqua, è dunque comprensibile che i materiali biologici vengano classificati dividendoli in gruppi distinti a seconda del contenuto di acqua. Una classificazione conveniente è la seguente:

1. Tessuti ad *altissimo contenuto di acqua* (90% o più di acqua): sangue, liquido cerebrospinale e altri liquidi organici.

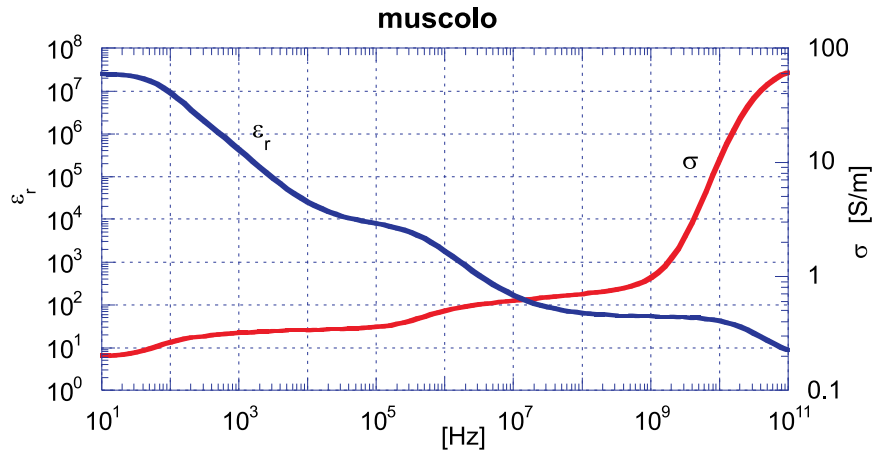


Figura 2-5 Costante dielettrica relativa ϵ_r e conducibilit  σ di tessuto ad alto contenuto di acqua (muscolo)

2. Tessuti ad *alto contenuto di acqua* (circa l'80% di acqua): pelle, muscolo, cervello, e organi interni, quali reni fegato, milza ecc.
3. Tessuti a *basso contenuto di acqua* (acqua circa 50% e meno): grasso, tendini e ossa.

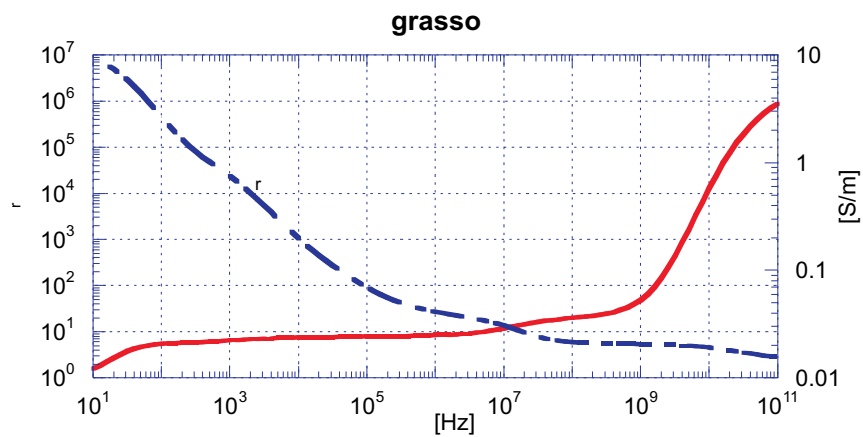


Figura 2-6 Costante dielettrica relativa ϵ_r e conducibilit  σ per un tessuto a basso contenuto di acqua (grasso)

La ricerca in questo campo, sia teorica che sperimentale, iniziata già ai primi del secolo, ha accumulato una notevole mole di dati sulle caratteristiche elettriche di pressoché tutti i materiali di interesse. L'andamento di ϵ_r e σ al variare della frequenza per tre diversi tipi di tessuto, scelti come rappresentativi delle tre categorie suddette, è mostrato graficamente da Figura 2-4 a Figura 2-6.

Valori delle due medesime quantità ad alcuni valori di frequenza significativi (in particolare alle frequenze ISM di maggiore interesse: 13.56, 27.12, 433, 915 e 2450 MHz) sono presentati nella Tabella 2-4.

Come si vede, la costante dielettrica e la conducibilità del tessuto muscolare (Figura 2-5) e del tessuto adiposo (Figura 2-6) hanno un andamento con la frequenza abbastanza simile. In ambedue i tessuti, ed in particolare nel tessuto muscolare, sono riconoscibili le tre zone di dispersione α , β e γ , di cui si è detto nel

Tabella 2-4 Caratteristiche elettriche (ϵ_r e σ) di tessuti biologici per varie frequenze

| f [MHz] | Muscolo | | Grasso | |
|--------------|--------------|----------------|--------------|----------------|
| | ϵ_r | σ [S/m] | ϵ_r | σ [S/m] |
| 0,1 | 8089 | 0,36 | 93 | 0,0024 |
| 0,5 | 3647 | 0,45 | 35 | 0,025 |
| 1 | 1836 | 0,50 | 27 | 0,025 |
| 10 | 171 | 0,62 | 14 | 0,029 |
| 13,56 | 138 | 0,63 | 12 | 0,031 |
| 27,12 | 96 | 0,65 | 8,5 | 0,033 |
| 100 | 66 | 0,71 | 6,1 | 0,036 |
| 200 | 60 | 0,74 | 5,7 | 0,038 |
| 300 | 58 | 0,77 | 5,6 | 0,040 |
| 434 | 57 | 0,81 | 5,6 | 0,042 |
| 750 | 55 | 0,89 | 5,5 | 0,048 |
| 915 | 55 | 0,95 | 5,5 | 0,051 |
| 1500 | 54 | 1,19 | 5,4 | 0,068 |
| 2450 | 53 | 1,74 | 5,3 | 0,105 |
| 3000 | 52 | 2,14 | 5,2 | 0,130 |
| 5000 | 50 | 4,04 | 5,0 | 0,242 |
| 8000 | 45 | 7,80 | 4,7 | 0,443 |
| 10000 | 43 | 10,62 | 4,6 | 0,585 |

§ 2.1 (si veda la Figura 2-3).

La costante dielettrica relativa ϵ_r e la conducibilit  σ del tessuto muscolare sono, a pari frequenza, pi  elevate di circa un ordine di grandezza rispetto a quelle del tessuto adiposo. Questo comportamento   una diretta conseguenza del fatto che, come si   gi  detto, i fenomeni di polarizzazione e di conduzione sono fortemente determinati dal contenuto di acqua e che il tessuto muscolare ha una percentuale di acqua molto maggiore di quella presente nel tessuto adiposo. Per quanto riguarda il sangue (Figura 2-4), la differenza pi  evidente rispetto ai tessuti solidi   che questo, alle bassissime frequenze, non mostra gli altissimi valori di costante dielettrica (dell'ordine del milione e pi ) n  il relativo rilassamento α , presenti invece negli altri. Via via che la frequenza cresce anche il sangue, per , tende ad avere caratteristiche dielettriche molto simili a quelle degli altri tipi di tessuto.

2.3 Propagazione e assorbimento dei campi EM nei tessuti

Analizziamo prima l'interazione con onde piane. Questa approssimazione  , a rigori, valida solo nei casi in cui la geometria dell'oggetto con cui il campo EM sta

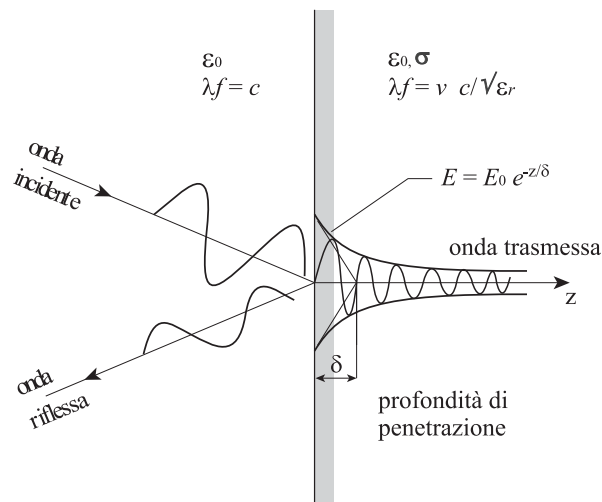


Figura 2-7 Rappresentazione di un'onda che incide sulla superficie di separazione fra due mezzi di differenti caratteristiche dielettriche (il secondo con perdite). L'onda in parte si riflette nel mezzo di provenienza e in parte penetra nel successivo

interagendo è tale che le sue dimensioni e il raggio di curvatura delle sue varie parti sono grandi nei confronti della lunghezza d'onda λ . È chiaro quindi che, con gli oggetti di nostro interesse, una tale approssimazione sarebbe correttamente applicabile solo per frequenze da qualche GHz in su. In pratica, può però tornare utile riferirvisi anche a frequenze più basse, purché si sia ben consapevoli che le considerazioni che seguono forniscono soltanto un'idea orientativa delle proprietà della propagazione.

Come è noto (§ 1.5.3), quando un'onda EM incide sull'interfaccia fra due mezzi materiali di caratteristiche elettromagnetiche diverse, una parte dell'energia viene riflessa indietro mentre l'altra è trasmessa al mezzo successivo. Se poi quest'ultimo è un materiale con perdite, l'onda, mentre si propaga, cede una parte della sua energia al mezzo materiale e si attenua (Figura 2-7). La parte di potenza perduta in ogni punto è proporzionale al quadrato del campo e, quindi, alla potenza EM presente in quel punto (Eq.i (1-59) (1-60)). Di conseguenza la potenza trasportata dall'onda – espressa dalla densità di potenza $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$ – decresce esponenzialmente secondo la legge:

$$S(z) = S_0 e^{-\left(\frac{2z}{\delta}\right)} \quad (2-11)$$

in cui S_0 rappresenta la densità di potenza iniziale (cioè, alla coordinata $z = 0$) dell'onda che penetra nel mezzo materiale ed $e=2.718\dots$ è la base dei logaritmi naturali. La quantità δ è detta *profondità di penetrazione* e indica la distanza alla quale i campi elettrico e magnetico si sono ridotti a circa il 37% e la densità di potenza si è ridotta a meno del 14 % rispetto ai valori all'interfaccia.

La profondità di penetrazione è legata a σ , ϵ_r ed f dalla relazione seguente:

$$\delta = \frac{c}{\omega \sqrt{\frac{\epsilon_r}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r} \right)^2} - 1 \right)}} \quad (2-12)$$

in cui $c \cong 3 \times 10^8$ m/sec, rappresenta la velocità della luce nel vuoto.

Nel caso dei buoni conduttori ($\sigma \gg \omega \epsilon_0 \epsilon_r$) questa formula si semplifica notevolmente e si può scrivere: $\delta = 1/\sqrt{\pi \mu_0 \sigma f}$. In questa approssimazione, il

fenomeno è noto nella letteratura tecnica come *effetto pelle* e δ è detto "spessore della pelle" (*skin depth*). I materiali biologici però non permettono questa semplificazione (infatti σ è dello stesso ordine di grandezza di $\omega\epsilon_0\epsilon_r$) e risultano più assimilabili a dielettrici con elevate perdite piuttosto che a buoni conduttori; δ va pertanto calcolato senza approssimazioni, ricorrendo alla (2-12). In Figura 2-8 riportiamo l'andamento di δ nell'intervallo di frequenze 10 MHz ÷ 10 GHz, per sangue, muscolo e tessuto adiposo presi, al solito, come rappresentativi,

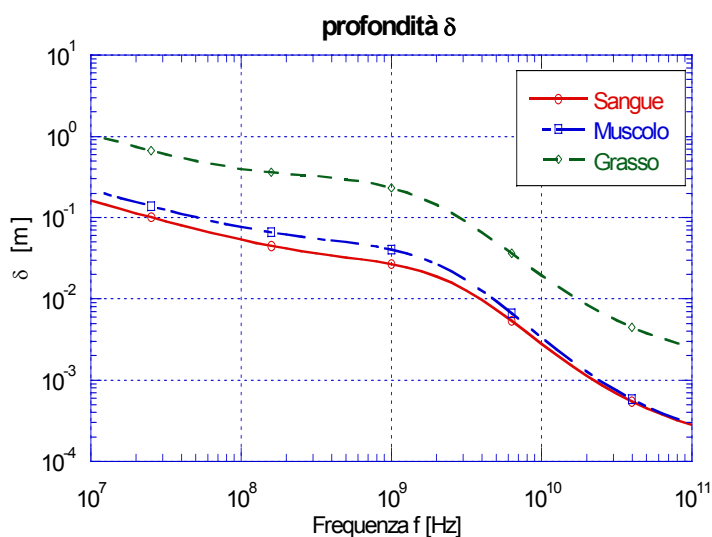


Figura 2-8 Profondità di penetrazione al variare della frequenza per sangue, muscolo e tessuto adiposo (rappresentativi di un tessuto ad altissimo, alto e basso contenuto di acqua).

rispettivamente, di tessuto ad altissimo, alto e basso contenuto di acqua.

Nell'interazione con il mezzo materiale, il campo EM, come accennato al § 2.1, oltre ad attenuarsi, diminuisce la propria velocità di propagazione. Infatti, la *lunghezza d'onda* dipende dai parametri del campo EM e dalle caratteristiche elettriche del mezzo secondo la formula:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r} \right)^2} + 1 \right)}} \quad (2-13)$$

dove $\lambda_0 = c/f$ è la lunghezza d'onda nello spazio vuoto. Sostituendo i valori tipici di σ ed ε_r dei tessuti biologici (Tabella 2-4), si vede che per buona parte delle frequenze di nostro interesse la lunghezza d'onda è data approssimativamente dall'espressione $\lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r}$, come avevamo anticipato al § 2.1, nota ⁽⁶¹⁾. Questa approssimazione può cadere in difetto alle frequenze più basse e per i tessuti ad alto e altissimo contenuto di acqua, nel qual caso la quantità $\lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r}$ fornisce solo l'ordine di grandezza di λ .

A parte le altissime frequenze (intorno e sopra i 10 GHz), per le quali la penetrazione è scarsissima ($\delta \ll 1$ cm), l'onda, propagandosi nel mezzo materiale, può arrivare alla superficie di separazione fra tessuti di natura diversa e venire riflessa indietro con maggiore o minore intensità a seconda di quanto le impedenze d'onda dei materiali adiacenti sono diverse fra loro. Arrivando dall'esterno, l'onda incontra vari tipi di tessuto, più o meno spessi a seconda della regione anatomica e delle caratteristiche individuali; tipicamente si hanno, in successione: pelle, grasso, muscolo ed eventualmente tessuto osseo. Possono in tal caso verificarsi variazioni di intensità e di fase alle varie interfacce. Le onde incidente e riflessa, sovrapponendosi, possono dar luogo a fenomeni complessi di interferenza ai quali possono accompagnarsi assorbimenti concentrati in corrispondenza di alcune interfacce. Alcuni strati possono risultare di spessore tale da provocare fenomeni di risonanza a frequenze particolari.

L'analisi può risultare ancora più complessa e difficile a frequenze più basse, dove l'approssimazione di onda piana non è più applicabile; la situazione può complicarsi ulteriormente se non si è sufficientemente lontani dalla sorgente e l'oggetto biologico risulta immerso nel campo vicino. Per affrontare tutte queste situazioni, di grande interesse pratico, sono state elaborate sofisticate tecniche di calcolo e sperimentali che hanno permesso in molti casi di conoscere con sufficiente approssimazione l'energia EM assorbita da un organismo biologico nel suo complesso e anche dalle varie parti (tronco, testa, ecc.). Specie negli ultimi

anni, il prodigioso sviluppo dei calcolatori e dei programmi di calcolo hanno reso disponibili modelli del corpo umano estremamente raffinati, in grado di fornire la distribuzione del campo EM e dell'assorbimento di energia con elevata risoluzione spaziale anche in condizioni di esposizione molto particolari, quali sono, ad esempio, quelle prodotte dai terminali di telefonia mobile ("telefonini") in organi particolarmente delicati (cervello, occhio, ecc.). Rimandando al Cap. 3 per una analisi più dettagliata e approfondita, accenniamo qui di seguito, sia pure in maniera estremamente sommaria, ad alcuni risultati ottenuti.

Prima però è opportuno richiamare alcune definizioni molto usate nella letteratura specifica. Si consideri una certa massa M di materiale biologico, di composizione in genere non omogenea (si pensi, ad esempio, ad un arto, alla testa, o anche all'intero organismo), che occupa un certo volume V . Ci interessa valutare la potenza EM dissipata nell'oggetto – vuoi globalmente, vuoi localmente, in punti specifici – quando questo sia investito da un campo EM incidente (caratterizzato, ad esempio, da una certa densità di potenza S_0 , una data polarizzazione, una certa frequenza f ecc.). A questo scopo, si immagina che il volume V sia suddiviso in tanti volumetti ΔV_i ($i=1, 2, 3, \dots, N$), ciascuno dei quali sufficientemente piccolo da poter ritenere: (1) che il campo EM in esso presente sia uniforme, (2) che il materiale in esso contenuto sia abbastanza omogeneo in modo che la densità di massa ρ_m e la conducibilità σ possano essere considerate costanti nel volumetto⁶⁶. Consideriamo uno qualsiasi di questi volumetti, ad es., ΔV_i . Se $\Delta W_i = \sigma E_i^2 \Delta V_i$ indica la potenza EM in esso assorbita e $\rho_m \Delta V_i$ la massa in esso contenuta, si definisce *potenza EM assorbita per unità di massa* (detta comunemente *SAR = Specific Absorption Rate o Rateo di Assorbimento Specifico*) la quantità:

$$SAR_i = \frac{\Delta W_i}{\rho_m \Delta V_i} = \frac{\sigma}{\rho_m} E_i^2 \quad [\text{W/kg}] \quad (2-14)$$

in cui E_i indica il valore efficace del campo elettrico nel volumetto ΔV_i . Torniamo ora all'intero volume V . Sommando su tutti i volumetti, si calcola la potenza totale

⁶⁶ La densità di massa, che qui indichiamo con il simbolo ρ_m , è definita come il rapporto fra la massa ΔM e il volume ΔV da essa occupato:

$$\rho_m = \frac{\Delta M}{\Delta V}$$

Nel sistema SI, la densità di massa si misura in kg/m^3 .

W assorbita in V (cioè, $W = \sum_i \Delta W_i$), e, dividendo questa per la massa totale M contenuta in V ($M = \sum_i \rho_m \Delta V_i$), otteniamo il SAR medio o *average SAR* (simbolo: SAR_m), definito da:

$$SAR_m = \frac{\text{Potenza assorbita nel volume } V}{\text{Massa del volume } V} = \frac{W}{M} \quad [\text{W/kg}] \quad (2-15)$$

L'unità di misura per il SAR_i e per il SAR_m è, ovviamente, il watt per chilogrammo [W/kg].

Una volta noto il SAR (o il SAR_m ⁶⁷) corrispondente ad una certa potenza incidente S_0 (ad esempio, per $S_0 = 1 \text{ W/m}^2$), che possiamo indicare con SAR_0 , si può trovare il SAR relativo ad una potenza incidente qualsiasi S (purché gli altri parametri del campo, quali polarizzazione, distribuzione spaziale, frequenza ecc. non siano cambiati) semplicemente moltiplicando il SAR_0 per il rapporto S/S_0 :

$$SAR = \frac{SAR_0}{S_0} S \quad (2-16)$$

Questa semplice relazione di proporzionalità è una immediata conseguenza della *linearità* delle equazioni del campo elettromagnetico.

Commentiamo brevemente il significato biofisico di SAR_i e SAR_m . Concordemente con la sua definizione, il SAR_m esprime la densità di potenza media assorbita nel volume V dell'oggetto in esame. Se V corrisponde all'intero organismo, SAR_m dà un'idea della quantità di calore immessa in media in esso e della sollecitazione alla quale è sottoposto il sistema termoregolatore. Il SAR specifico fornisce invece la distribuzione con cui è depositata localmente la potenza EM. La conoscenza di questa distribuzione permette di individuare la presenza di eventuali concentrazioni di potenza (*hot spot*), alle quali si deve riservare notevole attenzione per le potenzialità di rischio che queste possono costituire, specie se questi *hot spot* hanno luogo in organi particolarmente sensibili e/o scarsamente vascolarizzati (ad es. l'occhio o le gonadi).

⁶⁷ Quando non c'è rischio di ambiguità e il contesto aiuta a intendere correttamente il significato, con il termine SAR si intende sia il SAR_i che il SAR_m . Questo nell'intento di evitare inutili appesantimenti nella grafica dei simboli.

Elenchiamo qui di seguito i punti salienti delle conoscenze acquisite in questo campo.

1. Il SAR_m (SAR medio) è una funzione della frequenza e della polarizzazione del campo EM. Essa è massima per \vec{E} parallelo all'asse più lungo del corpo (polarizzazione E), eccetto alle frequenze più elevate (sopra circa 1 GHz), dove l'assorbimento è un po' maggiore per \vec{H} parallelo a tale asse (polarizzazione H).
2. Il SAR_m presenta un massimo abbastanza largo ad una frequenza (detta frequenza di risonanza) che è legata alle dimensioni del corpo. Ad esempio per polarizzazione E la frequenza di risonanza è esprimibile approssimativamente con la formula: $f_r \cong 11,4 \times 10^7/L$, dove L è la dimensione maggiore del corpo in metri (il risultato è in Hz). Per l'uomo questa frequenza cade fra 60 e 70 MHz.
3. Sotto la frequenza di risonanza ($f < f_r$) il SAR_m decresce rapidamente con la frequenza (all'incirca come f al quadrato).
4. Sopra la risonanza ($f > f_r$) il SAR_m inizialmente decresce come $1/f$ e poi rimane ad un valore quasi costante per f superiori al GHz, dove l'organismo umano assorbe circa la metà della potenza intercettata dalla sua silhouette; cioè, la sua sezione di assorbimento relativa⁶⁸ RAC vale circa 0.5.
5. Alla risonanza, il SAR_m è funzione delle dimensioni del corpo esposto, e, a pari densità di potenza incidente, è maggiore per piccoli animali (topo, ratto) che per animali di dimensioni comparabili a quelle dell'uomo. Questo risultato suggerisce cautela nell'estrapolare all'uomo risultati sperimentali ottenuti con piccole cavie. Nel caso dell'uomo il SAR_m alla risonanza ($f \cong 65$ MHz) è circa 0.25 W/kg per una potenza incidente di 10 W/m² ($RAC \cong 4.2$). Nel caso di persona in piedi su piano di terra la frequenza di risonanza è circa la metà e il

⁶⁸ La *sezione di assorbimento* o, in inglese, *absorption cross section* (AC) di un certo oggetto di massa M è definita come quella *superficie equivalente* che moltiplicata per la densità di potenza incidente S_{in} (in W/m²) fornisce la totale potenza assorbita P_{abs} ; cioè: $AC \cdot S_{in} = P_{abs}$. E poiché è anche $P_{abs} = SAR_m \cdot M$, uguagliando si ha:

$$AC = \frac{SAR_m \cdot M}{S_{in}} \quad [m^2]$$

Se con G indichiamo la effettiva sezione geometrica ("silhouette") del corpo che intercetta la radiazione, la *relative absorption cross section* (RAC) è data da $RAC = AC / G$. Per un uomo di dimensioni medie è $G \cong 0.43$ m².

SAR_m risulta all'incirca raddoppiato ($\cong 0.5$ W/kg). Per confronto si ricorda che il calore metabolico prodotto in condizioni basali (metabolismo basale) è di circa 1.3 W/kg; questo valore può aumentare notevolmente (di un fattore dieci e più) nel caso di intensa attività fisica.

6. Per quanto riguarda la distribuzione locale del SAR , l'analisi è molto complicata e non può essere discussa esaurientemente in questa sede. Ricordiamo soltanto che esistono zone del corpo nelle quali il SAR può raggiungere valori molto più elevati (anche un ordine di grandezza) della SAR_m . In particolare hot spot possono formarsi all'interno della testa, mentre concentrazioni di correnti e, conseguentemente SAR elevati, possono prodursi in parti del corpo che presentano una piccola sezione trasversa, quali collo e caviglie. Come ben si intuisce, questi comportamenti vanno tenuti ben presenti, quando si analizzano i dati di assorbimento nelle varie situazioni di esposizione.
7. La presenza degli abiti non modifica sostanzialmente il SAR_m per frequenze fino ad alcuni GHz.
8. Dal calcolo si ottiene che l'assorbimento per esposizione nel campo vicino (ad es. in prossimità di un dipolo) è minore di quello ottenuto per esposizione nel campo lontano (onde piane); questo, ovviamente, a parità di campo incidente (cioè campo \vec{E} dell'onda piana di uguale direzione e verso e di intensità uguale al massimo di E del dipolo). Di conseguenza i risultati ottenuti con onde piane sono stime prudenziali di quello che può accadere, a pari E , nel campo vicino. In altre parole, a pari intensità di campo elettrico impresso, l'assorbimento di potenza nel campo vicino risulta in genere inferiore a quello nel campo lontano.
9. Casi di esposizione parziale di grande interesse sono quelli che si presentano nell'uso dei terminali per telefonia mobile ("telefonini"). In questo caso, a causa della elevata frequenza di lavoro (1 e 2 GHz, circa), delle ridotte dimensioni dell'elemento radiante (pochi centimetri) e del fatto che nell'uso questo è di solito a distanza molto ravvicinata dalla testa dell'utilizzatore, si realizzano disuniformità di esposizione e concentrazioni di SAR più elevate di quelle di cui si è detto nel paragrafo precedente, le quali sono relative alle emissioni di dipoli (in mezz'onda o in quarto d'onda), operanti a frequenze non superiori ad alcune centinaia di MHz. Nel caso del telefonino sono stati approntati modelli sperimentali detti "fantocci" e raffinati programmi di calcolo in grado di simulare in maniera realistica e dettagliata sia la testa umana (per forma

geometrica e tipo dei tessuti biologici) sia l'apparecchio telefonico. È stata così valutata la distribuzione di *SAR* e quella di temperatura in situazioni di esposizione rappresentative dell'uso del telefonino relativamente al posizionamento rispetto all'utilizzatore, la potenza emessa e così via. I dati ottenuti indicano che il *SAR* raggiunge i valori più elevati in punti della testa nelle immediate vicinanze dell'apparecchio e decresce poi a valori molto bassi per distanze dell'ordine di pochi cm. Il massimo rialzo termico locale previsto è di alcuni decimi di grado.

In sostanza, si può dire che gli strumenti oggi disponibili, sia teorici (modelli matematici) sia sperimentali, permettono di valutare il *SAR* locale e quello medio in tutte le situazioni di interesse per la protezione dell'uomo. I risultati ottenuti hanno dato un supporto fondamentale alla definizione di linee guida e standard di sicurezza affidabili, in grado di fronteggiare la grande varietà di situazioni espositive che si incontrano sia in ambiente di lavoro sia per la popolazione in generale.

2.4 Effetti dell'assorbimento di energia elettromagnetica e risposta dell'organismo

L'energia elettromagnetica, una volta assorbita, viene infine e comunque convertita in energia termica (*calore*). Data la complessità strutturale e il dettaglio di un organismo vivente fino anche ai livelli di scala più minuti (cioè, microscopici e molecolare), la termalizzazione è di fatto il punto di arrivo di una serie di passi intermedi, in concomitanza dei quali possono aver luogo effetti biologici di vario tipo. In ogni caso, esistano o meno delle trasformazioni intermedie di un qualche significato biologico, l'energia viene alla fine comunque degradata in calore. A seconda se l'effetto termico sia rilevante oppure no, si è soliti parlare di *effetti termici* oppure di *effetti non termici* (o, anche, di *effetti a basso livello*).

2.4.1 Effetti termici

La conversione in calore, che come abbiamo visto è un effetto sempre associato all'assorbimento di energia EM, può avvenire con o senza un apprezzabile rialzo della temperatura corporea. In effetti, l'organismo reagisce all'immissione di calore cercando di eliminare quello in eccesso e mantenere la propria temperatura costante. In questo processo di smaltimento si possono distinguere varie tappe,

attraverso le quali il calore passa dal punto in cui è stato prodotto fino alla superficie in contatto con l'ambiente esterno, dove può essere disperso.

Il trasferimento di calore all'interno del corpo avviene in minor parte per conduzione termica attraverso i tessuti e in misura maggiore per trasporto (*convezione forzata*) da parte dei fluidi organici (essenzialmente il sangue). Nel caso della conduzione, il calore passa spontaneamente dalle zone più calde alle più fredde e, come è noto, l'intensità del flusso termico è proporzionale al salto di temperatura fra i punti caldi e quelli freddi e alla conducibilità termica dei tessuti interposti. Nei tessuti vascolarizzati, grazie alla convezione forzata, il flusso sanguigno permette efficaci scambi termici fra le varie parti, indipendentemente dalla presenza dei gradienti termici. Se poi la temperatura di un tessuto vascolarizzato sale oltre i 42°C la *vasodilatazione* (meccanismo di risposta fisiologica) aumentando la portata dei vasi sanguigni interessati, amplifica notevolmente (anche di un fattore dieci) l'asportazione di calore dalle zone surriscaldate (Figura 2-9).

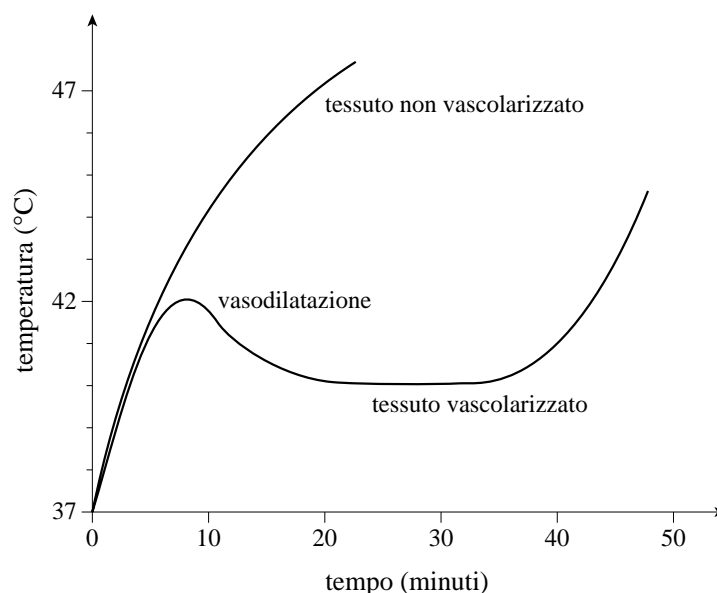


Figura 2-9 Andamento della variazione di temperatura in vari tipi di tessuto biologico esposto a campi EM

Arrivato alla superficie, il calore viene ceduto all'ambiente attraverso vari meccanismi: convezione e conduzione, irraggiamento, evaporazione (sudorazione); inoltre, il calore può essere eliminato attraverso la respirazione.

Se il calore smaltito con i meccanismi suddetti non equilibra completamente quello prodotto dai processi metabolici più quello aggiuntivo proveniente dall'assorbimento di energia EM, si ha un rialzo termico al di sopra dei valori fisiologici (*ipertermia*) locale e/o generale. Se questa situazione di stress persiste si possono produrre danni che sono, in una prima fase, reversibili per divenire irreversibili per persistenze prolungate. Se poi il surriscaldamento generale non viene interrotto esso può portare a collasso ipertermico, e se questo non è opportunamente controllato si può in casi estremi arrivare anche alla morte dell'individuo.

2.4.2 Effetti non termici.

Abbiamo detto che l'assorbimento di energia EM può dar luogo, oltre alla produzione di calore con eventuale rialzo di temperatura, anche ad altri effetti che possono avere rilevanza biologica, anche se non è detto che essi debbono essere necessariamente interpretati come dannosi. Si deve anche precisare che, circa questi effetti, non tutti gli studiosi sono sempre d'accordo sulla loro entità e, talvolta, addirittura sulla loro esistenza.

Alcuni fenomeni apparentemente non termici sono interpretabili come *microtermici*. Tale è, ad esempio, l'effetto di sensazione uditiva, che si verifica in seguito ad esposizione a microonde modulate ad impulsi (esempio: le emissioni radar). Il meccanismo di azione più probabile sembra una conversione termoelastica, dovuta ai pur piccoli e rapidi surriscaldamenti dei tessuti della testa. A questi segue la formazione di onde acustiche che raggiungono la coclea, dove eccitano i recettori acustici.

Altri fenomeni sono di natura più oscura. Ne diamo, qui di seguito, un elenco succinto.

1. *Meccanismi a livello molecolare.* Abbiamo visto che l'energia dei fotoni, nel campo di frequenze di nostro interesse, non è sufficiente a produrre la rottura di legami chimici o ad attivare altre reazioni chimiche che diano luogo a cambiamenti molecolari permanenti. A queste frequenze sono invece possibili rotazioni delle molecole di acqua comprese anche quelle della così detta *acqua*

legata, una aggregazione di molecole di H₂O che riveste in forma ordinata (quasi “cristallina”) la superficie di molte macromolecole. Sebbene studi su questo argomento vengano condotti da diverso tempo, non sono disponibili a tutt'oggi risultati certi e definitivi. Azioni sono possibili anche su molte *macromolecole*, quali acidi nucleici e proteine, grazie al momento di dipolo elettrico (che può essere anche molto intenso) di cui molte di queste grosse strutture molecolari sono dotate. Il meccanismo d'azione è sostanzialmente quello che dà luogo alla polarizzazione (*polarizzazione di orientamento*) e alla conseguente cessione di energia, di cui si è parlato nei paragrafi precedenti. Anche se si sono cercati effetti da collegare a modificazioni delle funzioni legate alle proprietà conformazionali di queste molecole, in sostanza, però, non è emerso nessun risultato significativo diverso da quelli associati e spiegabili con il rialzo termico.

2. *Interazioni a livello cellulare.* A questa scala, il meccanismo non termico più interessante è rappresentato dalla possibile azione del campo elettrico sulle *membrane cellulari*, il cui controllo elettrochimico sulle funzioni della cellula e più in generale su quelle dell'organismo, è ben noto (formazione del *potenziale di membrana* e suo ruolo nella conduzione dell'impulso nervoso). Le frequenze più opportune per generare una modificazione del potenziale di membrana sono quelle al di sotto di 1 MHz, mentre a frequenze più elevate il campo elettrico dà luogo a una d.d.p. attraverso la membrana estremamente piccola. È stato osservato un aumento nell'efflusso del calcio cellulare in presenza di campi a radiofrequenza modulati a frequenze di 6÷25 Hz, con un massimo a circa 16 Hz. Il meccanismo di azione e le eventuali implicazioni biomediche non sono chiare.
3. Partendo dall'osservazione che il trasporto di informazioni avviene nell'uomo e negli animali tramite correnti elettriche a varie frequenze, alcuni autori russi hanno ipotizzato che l'esposizione a campi EM prodotti dall'uomo, diversi da quelli abituali in cui l'organismo si è evoluto, possa provocare interferenze capaci di modificare il normale scambio informativo fra le varie parti dell'organismo. L'ipotesi, anche se di per sé affascinante, non ha avuto nessuna conferma sperimentale.

Concludiamo ricordando che in ogni caso, qualunque sia il meccanismo a cui può essere legato un effetto biologico - dannoso o no - l'interazione con il campo

EM darà comunque luogo alla deposizione di una certa quantità di energia nell'organismo esposto e la conoscenza del SAR e del SAR_m (o altro parametro equivalente) fornisce una misura della quantità di energia rilasciata. A questo punto, un primo approccio protezionistico, alla base di raccomandazioni, linee guida e standard molto diffusi, è di confrontare il SAR con il metabolismo basale e considerare sicura un'esposizione che dia luogo ad un certo SAR_m prefissato (tipicamente, 0.4 W/kg), con una distribuzione di SAR tale che in nessun volumetto abbastanza piccolo si superi un tetto prestabilito (ad esempio, 8 W/kg in nessun grammo di tessuto). A causa della variabilità dell'accoppiamento al campo (e conseguentemente dell'assorbimento) con la frequenza, il prefissare un valore costante di SAR comporta di imporre limiti diversi per il campo incidente al variare della frequenza: ad esempio, dove, per fenomeni di risonanza, l'assorbimento di potenza è massimo, il campo incidente deve essere proporzionalmente ridotto così che il SAR possa mantenere il prefissato valore, indipendente dalla frequenza. E' per questa ragione che nello stabilire i valori di riferimento, negli standard CENELEC, ANSI e ICNIRP, si fa scendere il livello di esposizione nell'intervallo di frequenza che va da alcuni MHz ad alcune centinaia di MHz (Figura 9-1) in corrispondenza ad una risonanza dimensionale che dà luogo ad un massimo di assorbimento (Figura 3-14). Questo argomento verrà trattato con maggior diffusione nei Capp. 3 e 9, ai quali rimandiamo per approfondimenti.

CAPITOLO 3

DOSIMETRIA DEI CAMPI ELETTROMAGNETICI

R. Olmi - Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche "Nello Carrara"

3.1 Introduzione

La dosimetria quantifica l'interazione tra un campo elettromagnetico (EM) e un corpo biologico ad esso esposto. Il problema della dosimetria dei campi EM non ionizzanti consiste cioè nella:

- quantificazione della potenza assorbita da un organismo biologico immerso in un campo EM;
- determinazione della distribuzione di tale potenza nell'organismo esposto.

Le grandezze che possono essere misurare con relativa facilità sono la densità di potenza del campo EM incidente (campo lontano: *propagazione ondosa*), oppure le intensità del campo elettrico e/o del campo magnetico (campo vicino: *campi reattivi*). Purtroppo, a differenza del caso delle radiazioni ionizzanti, non esiste un legame semplice tra densità di potenza incidente e potenza assorbita: la conoscenza dell'intensità e della polarizzazione del campo esterno non danno informazione diretta sugli stessi parametri relativi al campo interno.

La misura diretta della distribuzione di potenza depositata in un sistema biologico presenta grosse difficoltà, e per ovvi motivi non può essere fatta direttamente sull'uomo. D'altra parte, i risultati della sperimentazione animale non sono direttamente utilizzabili per l'uomo in quanto, come vedremo, la configurazione di campo interno (o in altre parole l'accoppiamento al campo

esterno) dipende fortemente dalla forma e dalle dimensioni dell'oggetto assorbitore.

Appare a questo punto evidente la necessità di realizzare dei modelli teorici che consentano di legare il campo generato all'interno di un oggetto biologico al campo EM incidente ed alle caratteristiche fisico-geometriche dell'oggetto stesso, così da poter effettuare previsioni di assorbimento ed estrapolazioni di dati raccolti nella sperimentazione su animali. Contemporaneamente è di grande utilità sviluppare modelli sperimentali (*tessuti biologici sintetici*, cfr. § 3.3) per verificare l'accuratezza dei risultati ottenuti per mezzo dei modelli matematici.

Nella gamma di frequenze di interesse di questo testo (superiori a qualche centinaio di kHz) gli effetti biologici prodotti dall'esposizione al campo EM sono per lo più correlati con la densità di potenza assorbita P oppure, in modo del tutto equivalente, con la densità di corrente $J = (2\sigma P)^{1/2}$ o con il campo interno $E = (2P/\sigma)^{1/2}$, dove σ è la conducibilità elettrica del corpo esposto. Il problema della dosimetria può dunque essere ricondotto al calcolo di un parametro riassuntivo denominato *SAR* (*specific absorption rate*), che esprime la potenza assorbita per unità di massa (W/kg) ed è dato dalla seguente espressione:

$$SAR = \frac{1}{2\rho} \sigma E^2 \quad (3-1)$$

dove: E = campo elettrico interno (valore di picco) (V/m)
 ρ = densità del tessuto biologico (kg/m³)
 σ = conducibilità del tessuto biologico (S/m)

La conducibilità σ include le perdite dipolari e dipende dal tipo di tessuto e dalla frequenza del campo incidente nel modo indicato in Figura 3-1.

Poiché anche la densità ρ e il campo interno E dipendono dal tipo di tessuto, e l'uomo è ben lontano dall'essere un corpo omogeneo (σ e ρ sono funzioni del posto), il *SAR* medio deve essere calcolato integrando la (3-1) sul volume del corpo assorbitore:

$$SAR_m = \frac{1}{V} \int \frac{\sigma(x,y,z)}{2\rho(x,y,z)} E^2(x,y,z) dV \quad (3-2)$$

Il SAR_m è un parametro di particolare importanza, in quanto è ciò che in generale viene misurato sperimentalmente. Quando V nella (3-2) è il volume dell'intero corpo, si parla di SAR "whole-body" (WB).

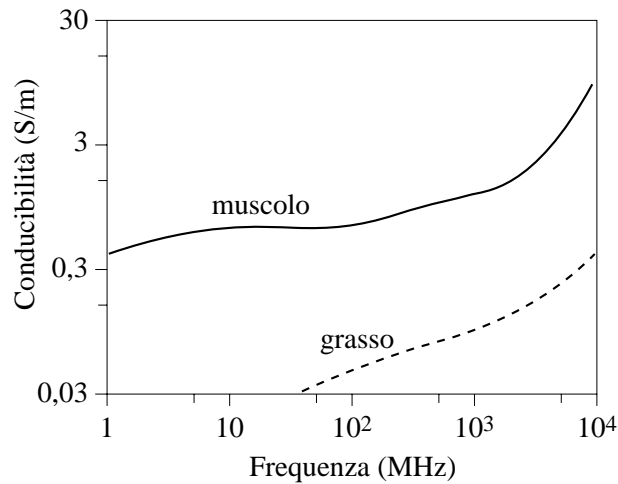


Figura 3-1 Conducibilità dei tessuti biologici nella gamma 1 MHz ÷ 10 GHz

Per concludere questa breve introduzione alla terminologia, un'altra grandezza, spesso utilizzata in letteratura, è il SAR normalizzato ($NSAR$) alla densità di potenza incidente $S_i = E_i^2/2\eta_0$:

$$NSAR = \frac{SAR}{S_i} \quad (\text{W/kg})/(\text{mW/cm}^2) \quad (3-3)$$

Quando si sia espresso l'accoppiamento al campo incidente in termini del SAR normalizzato ($NSAR_0$) ad una opportuna densità di potenza incidente S_{i0} (ad esempio $S_{i0} = 1 \text{ mW/cm}^2$), è immediato il calcolo della potenza assorbita per una arbitraria densità di potenza incidente S_i :

$$SAR = NSAR_0 \frac{S_i}{S_{i0}} \quad (3-4)$$

Il SAR_m fornisce, a meno di una costante che dipende dalle unità di misura, la quantità di calore rilasciata al corpo e dà quindi un'idea della sollecitazione termica a cui un organismo è sottoposto. La crescita di temperatura risultante da un dato carico termico non è legata soltanto alla potenza assorbita: essa dipende dai meccanismi fisiologici di termoregolazione e dalle condizioni psicrometriche (temperatura ambiente, umidità relativa, etc.) e non è quindi semplicemente proporzionale al SAR_m . Inoltre, mentre l'assorbimento di potenza EM è praticamente indipendente dalla presenza di abiti per frequenze fino a qualche GHz, lo smaltimento di calore in eccesso da parte dell'organismo (che avviene principalmente attraverso la superficie) dipende soprattutto dalle caratteristiche termiche del vestiario.

Tanto per dare qualche ordine di grandezza, il calore dissipato dall'organismo umano in condizioni di metabolismo basale è dell'ordine di 1 - 2 W/kg, e sale a circa 4 W/kg per un uomo che cammina a passo rapido. Ci si può aspettare che valori medi di SAR WB inferiori a 1 W/kg non costituiscano un carico eccessivo per il sistema di termoregolazione.

Mentre il SAR_m fornisce la quantità media di calore rilasciata ad un corpo (o parte di esso), il SAR esprime la potenza depositata in un volumetto di tessuto arbitrariamente piccolo; la conoscenza della distribuzione del SAR in un sistema biologico permette di individuare eventuali concentrazioni locali di potenza in particolari zone dell'organismo.

3.2 Modelli matematici per l'accoppiamento

Si tratta, in sostanza, di risolvere il problema dell'accoppiamento del campo EM esterno ad un oggetto assorbente (il corpo biologico), simulando quest'ultimo per mezzo di un modello matematico ed esprimendo per mezzo di relazioni matematiche (*equazioni di Maxwell*) la dipendenza mutua di campo elettrico e campo magnetico nello spazio fuori e dentro l'oggetto, e le condizioni di continuità per i campi alla superficie dello stesso (*condizioni al contorno*).

Da un punto di vista elettrico, un corpo biologico è un dielettrico con perdite, non omogeneo e anisotropo. Qualitativamente, l'intensità del campo all'interno del corpo dipende, in modo complesso, dai parametri del campo esterno (frequenza, intensità, polarizzazione), dalla forma e dalle dimensioni del corpo, dalle sue

caratteristiche elettriche, e dalla configurazione dell'ambiente circostante (ad esempio, dalla presenza di altri oggetti in prossimità del corpo biologico esposto).

Un modello matematico, per quanto sofisticato possa essere, è sempre una semplificazione della realtà fisica. Le soluzioni ottenute danno una visione approssimata della situazione reale, ed hanno validità solo entro i limiti di validità del modello. Bisogna, pertanto, fare molta attenzione a non attribuire ai risultati (sia pure rigorosi da un punto di vista matematico) un significato fisico che talvolta non hanno, per inadeguatezza del modello rispetto alla situazione reale.

La costruzione di un modello teorico dell'oggetto assorbitore richiede di:

- definire una geometria che approssimi l'oggetto reale;
- assegnare i parametri fisici che governano l'assorbimento di potenza (conducibilità elettrica, permittività, densità).

Per determinare il campo interno (*intensità e polarizzazione*) è necessaria la conoscenza delle caratteristiche del campo incidente (campo vicino o campo lontano, forma dei fronti d'onda, frequenza, polarizzazione, intensità) e dell'ambiente in cui è posto l'oggetto biologico (presenza o meno di strutture metalliche, piani di terra, etc.).

Nel caso più generale, l'accoppiamento del campo EM incidente all'oggetto biologico può essere descritto qualitativamente nel modo seguente (cfr. Figura 3-2): la presenza nello spazio di un corpo di caratteristiche elettriche diverse dal

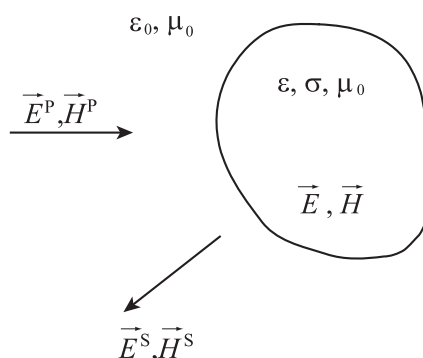


Figura 3-2 Accoppiamento tra campo EM ed oggetti biologici.

mezzo circostante produce un campo di reazione che modifica (localmente se la

sorgente del campo è distante) il campo incidente. Le condizioni di continuità per i campi elettrico e magnetico alla superficie dell'oggetto forniscono la relazione tra campo "primario" $[\underline{E}_p, \underline{H}_p]$ (campo esterno, in assenza dell'oggetto perturbatore), campo "secondario" $[\underline{E}_s, \underline{H}_s]$ (rimesso) e campo interno $[\underline{E}, \underline{H}]$ (combinazione dei primi due).

L'accoppiamento ha natura diversa a seconda delle caratteristiche del campo incidente, e richiede una diversa trattazione matematica nei vari casi. Quando, ad esempio, la dimensione massima (L) dell'oggetto assorbitore è molto più piccola (almeno un decimo) della lunghezza d'onda del campo incidente (λ), il problema può essere trattato come quasi-statico e risolto analiticamente (cfr. § 3.2.1): il campo elettrico interno viene ricavato come se fosse generato in modo indipendente dai campi esterni quasi-statici elettrico e magnetico.

Nel caso opposto, $L \gg \lambda$, il problema può essere trattato come quasi-ottico geometrico, approssimando le onde elettromagnetiche con raggi e calcolando la potenza assorbita dalla penetrazione dei raggi nel corpo. Nella regione intermedia, quando cioè l'oggetto ha dimensioni confrontabili con la lunghezza d'onda, la soluzione viene in genere ricavata per via numerica.

La grande maggioranza dei risultati ottenuti con tecniche sia analitiche che numeriche si riferisce ad irraggiamento di tipo onda piana; quella di campi elettrico e magnetico uniformi su un piano indefinito è comunque una situazione pessimistica (nelle situazioni pratiche i campi possono avere grossa variabilità spaziale) che porta, eventualmente, ad una sovrastima dell'esposizione al campo EM.

3.2.1 Soluzioni analitiche

La possibilità di ottenere una soluzione analitica delle equazioni di Maxwell è purtroppo limitata a geometrie molto semplici (piani, sfere, cilindri, sferoidi, ellissoidi), in cui la superficie esterna dell'oggetto coincide con una superficie coordinata in un qualche sistema di riferimento ortogonale. Tali geometrie non possono ovviamente rappresentare nel dettaglio un corpo umano, per cui ci si può aspettare che i risultati che si ottengono con esse diano al più informazioni sul *SAR* medio depositato nell'organismo.

In più, è estremamente complicato risolvere un problema in cui il corpo biologico non sia omogeneo (σ , ε , ρ indipendenti dal posto) e il campo incidente

non sia un'onda piana (situazione, quest'ultima, abbastanza lontana da quelle che si incontrano nei casi reali specialmente a frequenze inferiori a qualche MHz). Vedremo al § 3.2.2 come questi vincoli possano in parte essere rimossi quando si utilizzi un metodo numerico per risolvere il problema.

D'altra parte, le soluzioni analitiche presentano l'enorme vantaggio di fornire, entro i limiti di validità di un particolare modello, la dipendenza del campo elettrico interno (e quindi del *SAR*) dai vari parametri in gioco (frequenza e polarizzazione del campo incidente, caratteristiche elettriche del sistema biologico, etc.) e permettono quindi di ragionare qualitativamente sull'importanza di questo o quel parametro fisico ai fini dell'esposizione al campo EM.

Nei paragrafi che seguono analizzeremo i modelli basati sulle geometrie che portano a soluzioni analitiche significative. Non ci soffermeremo sul modello piano omogeneo indefinito (cfr. § 2.3) che è stato storicamente il primo ad essere usato per descrivere, sebbene in modo qualitativo, l'assorbimento di potenza EM in un tessuto biologico. Su tale modello, ad esempio, è basata la definizione di "profondità di penetrazione". Per lunghezze d'onda della radiazione incidente maggiori o confrontabili con le dimensioni del corpo umano la profondità di penetrazione non ha molto significato, ma fornisce comunque un'idea qualitativa della penetrazione del campo EM.

3.2.1.1 Sfera omogenea

Il problema dell'accoppiamento di un campo EM con una sfera omogenea è risolvibile in modo esatto. Una geometria sferica è poco adatta a rappresentare un corpo umano, ma può servire, ad esempio, a simularne la testa; in ogni caso, la sfera è il primo esempio di oggetto di dimensioni finite per cui siamo in grado di determinare per via analitica il campo interno generato da un'onda piana incidente.

Il campo elettrico interno in una sfera omogenea di permittività complessa viene ricavato sotto forma di una somma di un numero infinito di termini ognuno dipendente dal raggio a della sfera e dalla lunghezza d'onda λ del campo incidente. Nonostante sia teoricamente possibile calcolare il campo interno per un campo incidente di frequenza qualsiasi, in pratica al crescere della frequenza il numero di termini significativi nella somma diventa rapidamente troppo elevato per consentire una semplice soluzione (vedere, ad esempio: *J.C.Lin et al., IEEE Trans. MTT-21, 1973*).

Per lunghezze d'onda tali da avere:

$$0.005 < 2\pi a/\lambda < 0.1$$

il campo interno può essere espresso come somma di due soli termini (cfr. Figura 3-3), dipendenti dai campi elettrico e magnetico incidenti:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\omega t} \left[\frac{3}{\tilde{\epsilon}} \hat{x} + j \frac{kr}{2} (\cos \varphi \hat{\theta} - \cos \theta \sin \varphi \hat{\phi}) \right] \quad (3-5)$$

dove con $\tilde{\epsilon}$ si è indicata la permittività complessa $\epsilon - j\sigma/\omega\epsilon_0$ (vedi nota 65, pag. 76) ed $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m è la permittività del vuoto.

Il primo termine a secondo membro nella (3-5) è il campo elettrico interno (E_E) generato dal campo elettrico quasi-statico esterno; il secondo termine è il campo elettrico (E_M) indotto dalla variazione del flusso di induzione magnetica (*legge di Faraday*). Il termine elettrico E_E è uniforme, ed ha la stessa direzione del campo elettrico incidente. Il termine magnetico E_M giace su piani perpendicolari al campo magnetico incidente, ha intensità massima alla superficie della sfera e decresce a zero andando verso il centro di essa.

La densità di potenza $W = (1/2)\sigma \vec{E} \cdot \vec{E}^*$ è costituita dalla somma di tre termini:

$$W_t = \frac{\sigma}{2} \left[\vec{E}_E^2 + \vec{E}_M^2 + (\vec{E}_E \cdot \vec{E}_M^* + \vec{E}_E^* \cdot \vec{E}_M) \right] \quad (3-6)$$

Il termine di interazione (ultimo a secondo membro nella (3-6)) ha media nulla sul volume della sfera, per cui la potenza totale W_t è somma di due termini: uno dovuto al campo elettrico quasi-statico esterno ed uno dovuto al campo magnetico quasi-statico

$$W_t = \frac{\sigma}{2} E_0^2 \frac{4\pi a^3}{3} \left[\frac{9}{|\tilde{\epsilon}|^2} + \frac{2}{5} \left(\frac{ka}{2} \right)^2 \right] \quad (3-7)$$

Per raggi (a) dell'ordine di 25 cm, corrispondenti ad una massa di 70 kg di muscolo (uomo medio) il termine magnetico predomina su quello elettrico a causa

dell'alto valore della costante dielettrica. La densità di potenza è massima nel piano xz , con un massimo assoluto sulla superficie, lungo la direzione di propagazione

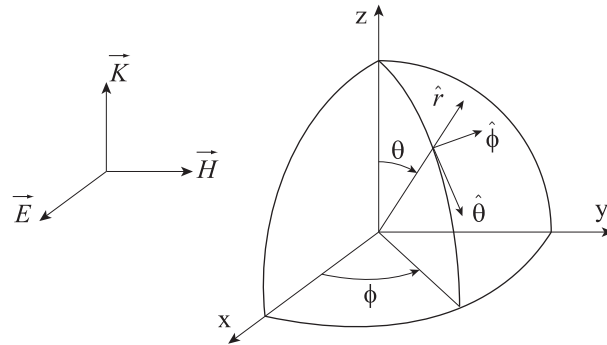


Figura 3-3 Geometria sferica

(asse z) del campo incidente.

Si può dimostrare che per la potenza totale dissipata vale una espressione dello stesso tipo della (3-7), anche per campi impressi con impedenza di campo E_x/H_y diversa da 377Ω (come è in generale nel campo vicino), cioè:

$$W_t = \frac{\sigma}{2} E_0^2 \frac{4\pi a^3}{3} \left[\frac{9}{|\tilde{\epsilon}|^2} + \frac{2}{5} \left(\frac{ka}{2\eta} \right)^2 \right] \quad (3-8)$$

dove $\eta = (E_x/H_y)/377$ è l'impedenza di campo normalizzata a quella dell'onda piana. Notiamo che per $\eta \leq 1$ (impedenza $\leq 377\Omega$) e $a = 25$ cm l'assorbimento è dovuto principalmente al campo magnetico, e il SAR mediato sul volume della sfera cresce in modo monotono con il quadrato della frequenza.

Vedremo in seguito come questo sia l'andamento corretto per il SAR medio al di sotto della frequenza di risonanza dimensionale dell'uomo.

3.2.1.2 Sferoide prolato omogeneo

Il modello sferico ha permesso di valutare la dipendenza dell'assorbimento di potenza EM da alcuni parametri fisici, quali:

- frequenza e intensità del campo impresso;
- dimensioni dell'oggetto assorbitore;

- conducibilità e costante dielettrica del tessuto biologico.

D'altra parte, oltre al fatto che intuitivamente tale geometria sembra poco adatta a rappresentare un corpo umano, il modello sferico non rende conto della forte dipendenza del *SAR* dalla polarizzazione del campo incidente, osservata sperimentalmente.

Un modello più realistico, per il quale siamo ancora in grado di ricavare una soluzione analitica, è lo sferoide prolato (solido generato dalla rotazione di un'ellisse intorno all'asse maggiore).

In questo caso (Figura 3-4) sono tre le polarizzazioni principali possibili:

- campo \vec{E}^i parallelo al semiasse più lungo (a) dell'ellisse generatrice (*polarizzazione E*);
- campo \vec{H}^i parallelo ad (a) (*polarizzazione H*);
- vettore di propagazione \underline{k}^i parallelo ad (a) (*polarizzazione K*).

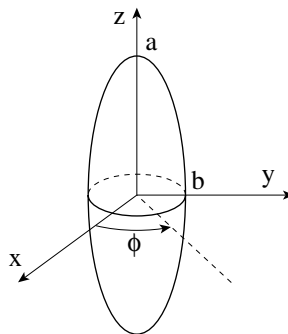


Figura 3-4 Geometria sferoidale (prolata).

Qualitativamente, l'accoppiamento all'oggetto del campo elettrico e del campo magnetico incidente dipendono dalla polarizzazione, in quanto il campo interno è determinato dalle condizioni al contorno alla superficie dell'assorbitore. Con riferimento alla Figura 3-2 e alla Figura 3-4, se il campo elettrico incidente è principalmente perpendicolare al contorno più esteso dell'oggetto (*polarizzazioni H e K*), poiché le condizioni al contorno sulle componenti normali impongono che sia:

$$\tilde{\epsilon} \vec{E} \cdot \vec{n} = \hat{\epsilon}_0 (\vec{E}^i + \vec{E}^s) \cdot \vec{n}$$

ed è $|\hat{\epsilon}| \ll 1$, il campo interno ha intensità molto inferiore al campo esterno $\vec{E}^i + \vec{E}^s$, cioè l'accoppiamento è debole.

Se invece il campo elettrico incidente è principalmente parallelo al contorno più esteso (*polarizzazione E*), dalle condizioni di continuità sulle componenti tangenziali si ottiene:

$$\vec{E} \cdot \vec{t} = (\vec{E}^i + \vec{E}^s) \cdot \vec{t}$$

per cui l'accoppiamento è forte.

Per quanto riguarda il campo magnetico incidente, ricordando che il trasferimento di potenza avviene tramite le correnti parassite indotte nel materiale, è chiaro che l'accoppiamento è forte quando la superficie intercettata dal flusso di induzione magnetica è più estesa (cioè nei casi di polarizzazione E o K, in cui \vec{H} è perpendicolare al semiasse più lungo dello sferoide).

Possiamo dunque attenderci che il massimo assorbimento di potenza EM si verifichi nel caso di polarizzazione E, ed il minimo nel caso di polarizzazione H (in cui sia l'accoppiamento elettrico che quello magnetico sono deboli).

Veniamo adesso alla soluzione analitica. Viene utilizzato un metodo detto “*di perturbazione*” che consiste nello sviluppare i campi incidente, riemesso e interno in serie di potenze di $-jk$, sostituire gli sviluppi in serie nelle equazioni di Maxwell e nelle condizioni al contorno, e nell'eguagliare i coefficienti delle stesse potenze di $-jk$ (si veda, ad esempio: *C.H.Durney et al, IEEE Trans. MTT-23, 1975*).

Finché la lunghezza d'onda del campo incidente è grande rispetto alle dimensioni dell'oggetto biologico (almeno 5 volte), si può utilizzare come soluzione del problema il campo del primo ordine (si arresta, cioè, lo sviluppo in serie alla potenza 1 di $-jk$). Per uno sferoide che simula un uomo medio ($2a = 1.75$ m, $P = 70$ kg), questa approssimazione dà risultati corretti per frequenze fino a 30 MHz circa.

Come nel caso della sfera il campo interno è espresso come somma di un termine uniforme, derivante dal campo elettrico quasi-statico incidente, ed un termine indotto dal campo magnetico quasi-statico. Anche nelle espressioni della

densità di potenza per le tre polarizzazioni compaiono i consueti due termini derivanti dai campi quasi-statici ed un termine di interazione. L'analogia con la sfera non può però essere spinta oltre, perché il termine di interazione è a media nulla sul volume dello sferoide solo nel caso di polarizzazione H; in questo caso, infatti, la superficie intercettata dal flusso di induzione e quella giacente sul piano che contiene il campo elettrico incidente e il vettore di propagazione sono delimitate da una curva ad alta simmetria (cerchi, come nel caso della sfera).

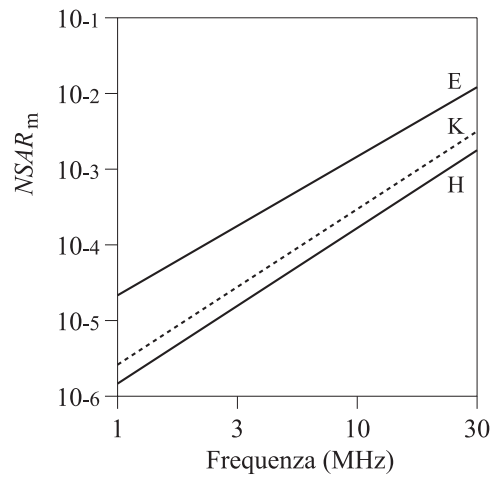


Figura 3-5 $NSAR$ medio in sferoide prolato, polarizzazione E, K, H.

Le espressioni per i SAR mediati sul volume dello sferoide ($4\pi ab^2/3$) sono le seguenti:

$$SAR_{mE} = \frac{\sigma}{2\rho} E_0^2 k^2 \left[\left(\frac{Q_E}{\sigma\eta_0} \right)^2 + \frac{a^2 b^2}{5(a^2 + b^2)} \right] \quad (3-9)$$

$$SAR_{mH} = \frac{\sigma}{2\rho} E_0^2 k^2 \left[\left(\frac{Q_H}{\sigma\eta_0} \right)^2 + \frac{b^2}{10} \right] \quad (3-10)$$

$$SAR_{mk} = \frac{\sigma}{2\rho} E_0^2 k^2 \left[\left(\frac{Q_K}{\sigma\eta_0} \right)^2 + \frac{a^2 b^2}{5(a^2 + b^2)} \right] \quad (3-11)$$

dove i pedici E, H, K si riferiscono al *tipo di polarizzazione* (cfr. inizio paragrafo), e Q_E , Q_H , Q_K sono funzioni della geometria del modello. Il *SAR* medio cresce circa proporzionalmente al quadrato della frequenza (sarebbe esattamente così se σ fosse indipendente dalla frequenza), ed è massima per polarizzazione E e minima per polarizzazione H, in accordo a quanto dedotto qualitativamente all'inizio del paragrafo (Figura 3-5).

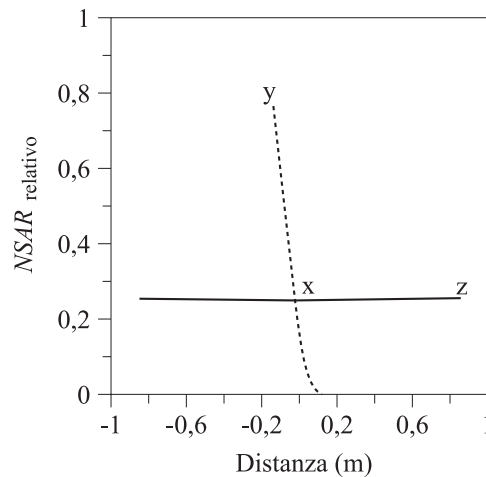


Figura 3-6 *NSAR* relativo al massimo per sferoide prolato sugli assi principali.

Consistentemente con le stesse considerazioni qualitative, il *SAR* medio è tanto più grande quanto più lungo e sottile è lo sferoide. Tra SAR_E e SAR_H c'è circa un ordine di grandezza. Dall'analisi della distribuzione delle densità di potenza, risulta che per polarizzazione E (caso peggiore) il massimo di assorbimento è lungo la direzione di propagazione (asse y) e il minimo nella direzione del campo

magnetico (asse x). La Figura 3-6 riporta l'andamento dell'*NSAR* lungo i tre assi coordinati, nel caso particolare di $2a = 1.75$ m, $a/b = 6.34$ (uomo medio) e frequenza = 10 MHz.

3.2.1.3 *Ellissoide omogeneo*

Il modello sferoidale fornisce risultati in buon accordo con le misure di *SAR* medio fatte su piccoli animali (topo, cavia, coniglio) approssimabili con un solido di rotazione. Quando il suddetto modello è stato utilizzato per simulare animali di forma più simile all'uomo (o l'uomo stesso), è stata evidenziata una grossa discrepanza tra risultati teorici e dati sperimentali: stabilite dimensioni dello sferoide tali da rappresentare un uomo irraggiato frontalmente, la potenza teorica assorbita resta costante (come è ovvio) ruotando il modello di 90° intorno all'asse principale. Sperimentalmente si è invece osservato che una tale rotazione provoca una variazione notevole nel *SAR*, a causa della diversa "area di cattura" per i campi elettrico e magnetico.

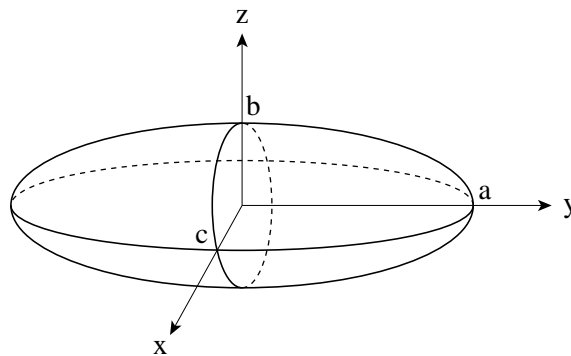


Figura 3-7 Geometria ellissoidale.

Queste considerazioni hanno suggerito l'uso di un modello ellissoidale, con tre semiassi (a , b , c) diversi (vedere, ad esempio: *H.Massoudi et al, IEEE Trans. MTT-25, 1977*). Notiamo (Figura 3-7) che adesso sono sei le polarizzazioni principali possibili. Seguendo la terminologia corrente indichiamo la polarizzazione del campo EM incidente con le tre lettere (E , H , K) che individuano i vettori del campo; la terna viene ordinata in modo tale che la prima indica parallelismo al

semiasse maggiore (a) dell'ellissoide, la seconda al semiasse intermedio (b) e la terza a quello minore (c).

La soluzione analitica viene ottenuta con il metodo di perturbazione (cfr. § 3.2.1.2), arrestando lo sviluppo in serie al primo ordine. Questa approssimazione limita la validità del modello a frequenze ≤ 30 MHz per l'uomo.

Si ottengono le espressioni per il campo elettrico interno e per la densità di potenza assorbita, per le sei polarizzazioni principali, in termini di un certo numero di parametri dipendenti dalla geometria del modello (non riportiamo le espressioni esplicite). Il SAR medio, per le sei polarizzazioni possibili, è espresso da una relazione del tipo seguente:

$$SAR_{\text{mx}} = \frac{\sigma}{2\rho} E_0^2 k^2 \left[\left(\frac{f_x(a,b,c)}{\sigma\eta_0} \right)^2 + g_x(a,b,c) \right]$$

dove:

- x è una delle sei polarizzazioni principali (ad esempio EKH);
- E_0 è l'ampiezza del campo incidente (valore di picco);
- $f_x(a,b,c)$ e $g_x(a,b,c)$ sono funzioni della geometria del modello, diverse per ogni polarizzazione.
- IL SAR_m cresce proporzionalmente al quadrato della frequenza, come nel caso dello sferoide prolato.

Riportiamo in Figura 3-8 l' $NSAR$ (normalizzato a 1 mW/cm^2) calcolato per un modello ellissoidale di uomo medio ($2a=1.75 \text{ m}$, $b/c=2.0$, $V=4\pi abc/3=0.007 \text{ m}^3$, $\sigma=0.6 \text{ S/m}$ costante). Il massimo assorbimento avviene per polarizzazione EKH, cioè quando la radiazione incidente si propaga parallelamente al semiasse intermedio (b) dell'ellissoide, con campo elettrico diretto lungo il semiasse maggiore (a) e campo magnetico lungo il semiasse minore (c). Tra il SAR_{mEKH} e il SAR_{mHKE} c'è più di un ordine di grandezza.

Il risultato è quello che ci aspettavamo: infatti il massimo accoppiamento elettrico si ha (cfr. § 3.2.1.2) quando \vec{E}^i è principalmente parallelo al contorno più esteso (\vec{E}^i parallelo ad a), ed il massimo accoppiamento magnetico quando il flusso di \vec{E}^i intercetta l'ellisse di semiassi a,b (\vec{H}^i parallelo a c).

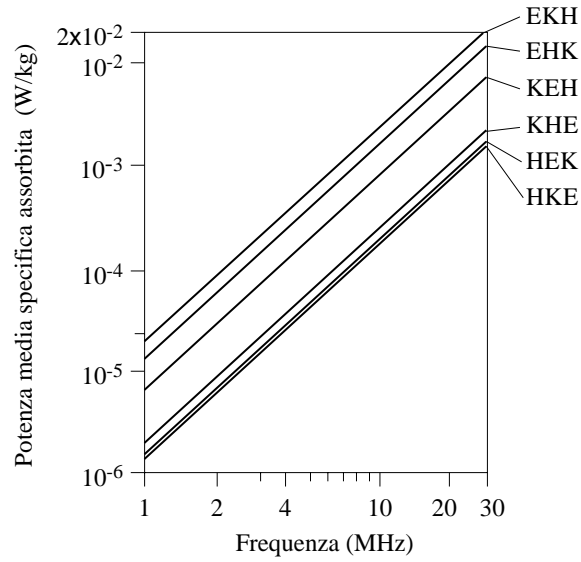


Figura 3-8

Per polarizzazione EKH (massimo accoppiamento) la potenza specifica assorbita ha, lungo i tre assi principali, l'andamento riportato in Figura 3-9 per il

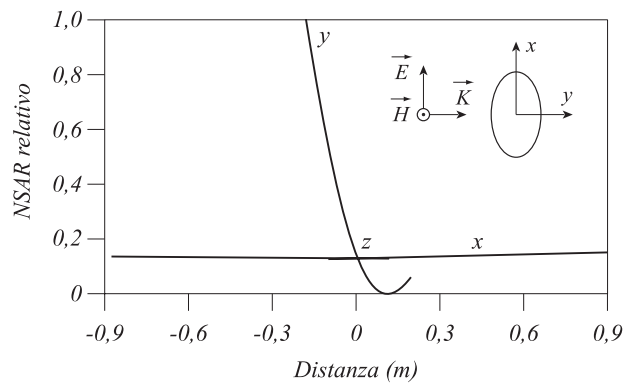


Figura 3-9

modello a cui si riferisce la Figura 3-8. Il massimo assorbimento avviene alla superficie su cui incide la radiazione (direzione \vec{k}).

Per polarizzazioni EKH, EHK e HEK, il SAR è massimo alla superficie su cui incide il campo EM, mentre per polarizzazioni HKE, KHE e KEH il massimo si localizza in regioni diverse a seconda dei valori di (a, b, c).

| Parametri del modello ellissoidale a = 0.14 m; b = 0.094 m; c = 0.063 m $\sigma = 0.092$ S/n | | |
|--|--------------------------|-------------------|
| Polarizzazione | Potenza totale assorbita | |
| | Misurata (mW) | Calcolata (mW) |
| EKH | 847 | 845 |
| EHK | 832 | 819 |
| KEH | 376 | 328 |
| HEK | 360 | 300 |
| KHE | 166 | 138 |
| HKE | 162 | 134 |

Tabella 3-1 Confronto tra valori di potenza totale assorbita misurati e calcolati: esperimento su 20 scimmie rhesus irradiate a 40 MHz. (Da: H.Massoudi et al., IEEE Trans. MTT-25, 1977)

Il modello ellissoidale fornisce risultati in ottimo accordo con quelli sperimentali ottenuti su scimmie rhesus: la tabella 1 confronta le potenze totali assorbite misurate, con quelle calcolate per un modello ellissoidale di parametri a, b, c determinati da un “best fitting” sui dati sperimentali.

3.2.1.4 Cilindro omogeneo infinito

Questo è l'ultimo esempio di geometria (anche se infinita in una dimensione) che permette una soluzione analitica del problema dell'assorbimento di potenza EM da parte di un oggetto biologico. Tale modello consente di ottenere utili risultati, in buon accordo con le misure sperimentali, nella gamma di frequenze da circa 400 MHz a 10 GHz.

Con riferimento alla Figura 3-10, l'onda piana si propaga normalmente all'asse del cilindro, e si hanno due polarizzazioni principali: elettrica “E” (\vec{E}^i parallelo a \underline{z}) e magnetica “H” (\vec{H}^i parallelo a \underline{z}).

Per polarizzazione E, il campo elettrico interno è diretto lungo l'asse del cilindro, mentre per polarizzazione H, le linee del campo elettrico interno formano dei cerchi coassiali con il cilindro.

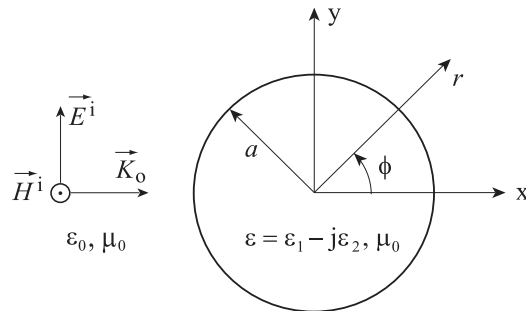


Figura 3-10 Geometria cilindrica.

Le potenze assorbite per unità di lunghezza sono date da espressioni del tipo:

$$P_x = \pi \sigma a^2 E_0^2 f_x \quad (3-12)$$

con $X = E$ o $X = H$, f_x funzioni (diverse per le due polarizzazioni) della geometria del sistema, ed “a” raggio del cilindro.

Fino a circa 10 GHz il campo interno viene calcolato facendo uso di una soluzione “esatta” del problema dello scattering di un’onda piana da parte di un cilindro indefinito; per frequenze superiori a 10 GHz il calcolo del campo interno viene fatto mediante approssimazione ottica geometrica.

Per polarizzazione elettrica il *SAR* medio decresce con la frequenza e diventa praticamente costante per frequenze superiori a qualche GHz. Per polarizzazione magnetica il *SAR* medio cresce rapidamente con la frequenza e tende ad un valore costante per frequenze intorno ad 1 GHz. Tutto ciò vale per un cilindro di dimensioni tali da simulare un uomo “medio”.

Le dimensioni del modello vengono di solito calcolate in modo che una sezione (del cilindro infinito) di altezza pari a quella del corpo da rappresentare, abbia la

stessa massa di quest'ultimo. Così un uomo medio (altezza 1.75 m, peso 70 kg) viene rappresentato da un cilindro di raggio 11.28 cm.

I risultati sono confrontabili con quelli che si ottengono con altri modelli (sferoidi) risolti con tecniche numeriche. La principale limitazione del modello cilindrico è che non dà, ovviamente, alcuna informazione sulla potenza assorbita per polarizzazione K (cfr. §§ precedenti).

3.2.2 Soluzioni numeriche

I modelli trattati nei paragrafi precedenti, benché consentano di ottenere risultati di grande utilità per i valori di SAR_m , lasciano aperti un certo numero di problemi:

1. non coprono la gamma di lunghezze d'onda tra $\lambda=10L$ (limite inferiore per le soluzioni quasi-statiche, con L dimensioni massime dell'oggetto assorbitore) e $\lambda=L/3$ (limite superiore per il modello cilindrico);
2. si riferiscono esclusivamente a tessuti omogenei (unica eccezione: è stato risolto il problema dell'accoppiamento dei campi ad una sfera stratificata);
3. falliscono nella determinazione del SAR (specifico), non potendo riprodurre nel dettaglio la forma dei corpi biologici che simulano;
4. a causa dell'approssimazione quasi-statica usata per risolvere le equazioni del campo, non rendono conto dell'esistenza di una risonanza dimensionale (che avviene per lunghezze d'onda del campo incidente $\approx 2.5L$), cioè di una particolare frequenza a cui si osserva (sperimentalmente) un picco di assorbimento abbastanza marcato per polarizzazione E (campo elettrico nella direzione di massima estensione del corpo).

In generale, un metodo di soluzione numerico richiede la discretizzazione di una determinata equazione (integrale, differenziale o integro-differenziale, *derivata dalle equazioni di Maxwell*) in cui i termini noti sono il campo EM incidente e i parametri costitutivi del mezzo biologico, e le incognite sono i campi interni. Anche il corpo biologico (che può avere forma qualsiasi) deve essere scomposto in elementi discreti (celle): le massime dimensioni delle celle pongono un limite superiore alle frequenze per cui un particolare metodo conduce a risultati corretti.

Limiteremo la descrizione dei metodi numerici (e dei modelli) a quelli che hanno portato ai risultati più soddisfacenti.

3.2.2.1 Modello a blocchetti: metodo dei momenti

Il campo elettrico interno \vec{E} indotto in un corpo di forma arbitraria (volume V) e assegnati parametri costitutivi [$\sigma(\vec{r})$, $\alpha(\vec{r})$]: funzioni del posto], esposto ad una campo elettromagnetico di campo elettrico \vec{E}^i (cfr. Figura 3-2), viene ricavato nel modo sommariamente descritto nel seguito e che è indicato nella letteratura tecnica con il nome di *metodo dei momenti*.

Il campo interno è legato a quello esterno da una relazione integrale piuttosto complessa, detta equazione integrale del campo elettrico (EICE). La EICE può essere ridotta ad una forma più semplice, maneggiabile con metodi numerici, scomponendo il corpo irradiato in celle abbastanza piccole da potersi considerare costanti le caratteristiche elettriche [$\sigma(\vec{r})$ e $\alpha(\vec{r})$] e il campo interno $\vec{E}(\vec{r})$.

Se N è il numero di blocchetti in cui viene scomposto il corpo, alla fine di questo procedimento l'accoppiamento viene ad essere descritto da un sistema di N equazioni negli N incogniti valori del campo elettrico interno (che come si è detto è costante in ogni celletta):

$$\underline{\underline{G}} \cdot \underline{\underline{E}}^i = \underline{\underline{E}}^e \quad (3-13)$$

dove $\underline{\underline{E}}^e$ ed $\underline{\underline{E}}^i$ sono matrici $3N \times 1$ rappresentanti rispettivamente i campi elettrico interno ed esterno al corpo biologico, e la matrice $\underline{\underline{G}}$ (di dimensioni $3N \times 3N$) è funzione della costante dielettrica e della conducibilità elettrica del corpo e descrive l'accoppiamento tra i suddetti campi. La soluzione del sistema di equazioni (3-13), in termini del campo elettrico interno al corpo, si ottiene con un procedimento numerico (cioè per mezzo di un elaboratore elettronico).

Il numero di celle in cui il corpo può essere suddiviso è limitato dalla capacità di calcolo dell'elaboratore utilizzato. Le celle possono avere caratteristiche elettriche diverse, in modo da simulare in modo più accurato il corpo biologico.

Il modello a blocchetti è stato utilizzato per il calcolo di SAR e SAR medio in varie condizioni di esposizione:

- onda piana nello spazio libero e vicino ad un piano di terra;
- campo di dipolo elettrico e magnetico;
- campo vicino (rappresentazione mediante spettro di onde piane).

In Figura 3-11 riportiamo un esempio di valori locali di SAR calcolati per un modello non omogeneo (180 celle) irradiato a 80 MHz con un'onda piana con campo elettrico a polarizzazione verticale, cioè diretto parallelamente alla dimensione lunga del corpo (vedere: *M.J.Hagmann et al., IEEE Trans. MTT-27, 1979*).

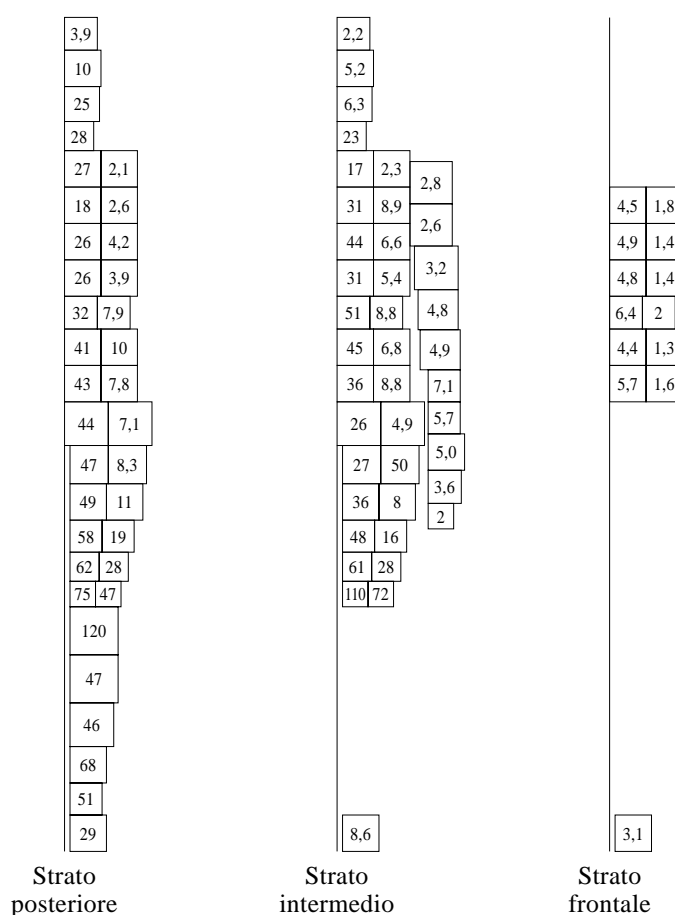


Figura 3-11 Modello non omogeneo (180 celle) di un uomo medio.

Questi sono i risultati principali ottenuti con il modello a blocchetti:

- si hanno risonanze per il corpo intero intorno a 70 MHz per polarizzazione verticale e intorno a 200 MHz per polarizzazione orizzontale;

- alla frequenza di 375 MHz si trova una risonanza per la testa umana;
- la potenza assorbita nel campo vicino risulta sempre inferiore a quella in condizioni di onda piana;
- il SAR medio WB (corpo intero) dipende, in condizioni di campo vicino, dalla estensione fisica dei campi: l'area relativa di assorbimento (definita dal rapporto tra $NSAR$ e la superficie totale del corpo irradiato) è massima nel caso di onda piana e decresce al crescere della variabilità spaziale del campo EM incidente;
- i SAR_m calcolati con modelli omogenei e non omogenei sono praticamente coincidenti;
- il SAR medio WB cresce con la frequenza un pò più rapidamente di f^2 immediatamente prima della risonanza, e decresce come $1/f$ oltre la risonanza (polarizzazione E).

3.2.2.2 Il metodo FDTD

L'avvento e la rapida diffusione della telefonia cellulare ha portato a focalizzare l'attenzione soprattutto sulle frequenze superiori a 900 MHz, a cui tali dispositivi operano. Le peculiari caratteristiche di questo tipo di sorgenti – che producono un campo elettromagnetico fortemente disomogeneo, avente intensità rilevante solo in prossimità dell'antenna del terminale mobile – hanno inoltre spostato l'attenzione, per quanto riguarda la dosimetria, dall'intero corpo alla sola testa. Una frazione dal 10% al 50% della potenza totale emessa da un telefono cellulare può infatti essere dissipata nella testa dell'utente.

La necessità di quantificare dettagliatamente il SAR nella testa di un soggetto esposto, ha suggerito di utilizzare un approccio diverso dal metodo dei momenti, descritto nel paragrafo precedente, che è molto oneroso in termini delle risorse di calcolo richieste. L'approccio in questione, noto come “metodo delle differenze finite nel dominio del tempo” (*FDTD: Finite Difference Time Domain*) si basa su una discretizzazione diretta – nello spazio e nel tempo – delle equazioni del campo elettromagnetico. Come per il metodo dei momenti, il corpo biologico esposto viene suddiviso in un gran numero di celle cubiche, in ognuna delle quali le caratteristiche fisiche di interesse (costante dielettrica, conducibilità elettrica, densità) sono assunte costanti.

Il vantaggio del metodo FDTD è che questa volta non è necessario risolvere un sistema di equazioni del tipo (3-13); il campo elettrico in un dato punto all'istante

di tempo “t” viene ottenuto in funzione del campo elettrico nello stesso punto all’istante di tempo precedente “t-Δt” (con Δt fissato dalla “finezza” della discretizzazione spaziale) e del campo magnetico al tempo “t-Δt/2” in quattro altri

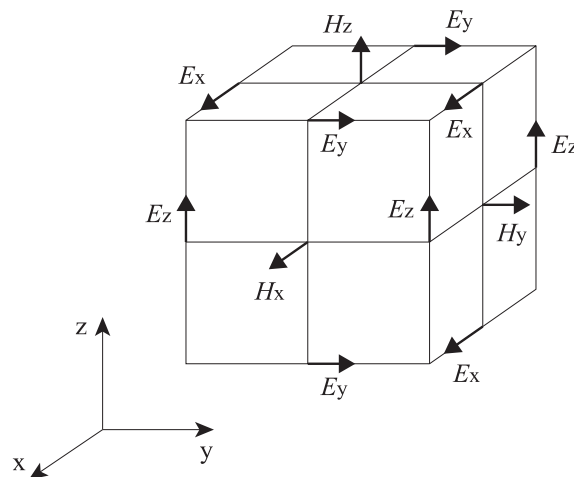


Figura 3-12 Geometria di una cella per il calcolo FDTD.

punti intorno a quello in questione. Analoga procedura viene applicata per ottenere il campo magnetico. La situazione è quella indicata in Figura 3-12, che mostra le posizioni in un generico cubetto in cui vengono calcolate le tre componenti del campo elettrico (E_x, E_y, E_z) e del campo magnetico (H_x, H_y, H_z).

Usando una terna di indici (i, j, k) per indicare la posizione spaziale del punto (x, y, z) – con $x=i\Delta x, y=j\Delta y, z=k\Delta z$ – nel corpo biologico (o nello spazio circostante) e un indice n per identificare l’istante di tempo $t = n\Delta t$, con riferimento alla Figura 3-12 la componente E_z del campo elettrico viene, ad esempio, ad essere data da una espressione del tipo seguente:

$$E_z^n \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right) = f(\varepsilon, \sigma) E_z^{n-1} \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right) + g(\varepsilon, \sigma) \Delta t \left[H_y^{n-\frac{1}{2}} \left(i + \frac{1}{2}, j, k \right) - H_y^{n-\frac{1}{2}} \left(i - \frac{1}{2}, j, k \right) + H_x^{n-\frac{1}{2}} \left(i, j + \frac{1}{2}, k \right) - H_x^{n-\frac{1}{2}} \left(i, j - \frac{1}{2}, k \right) \right]$$

dove $f(\varepsilon, \sigma)$ e $g(\varepsilon, \sigma)$ sono funzioni delle caratteristiche elettriche del corpo e, come si vede, i campi elettrico e magnetico sono calcolati ad intervalli “sfalsati” sia nel tempo che nello spazio.

I risultati ottenuti con il metodo FDTD su un modello di corpo intero sono in sostanziale accordo con quelli ottenuti con il metodo dei momenti, nelle stesse

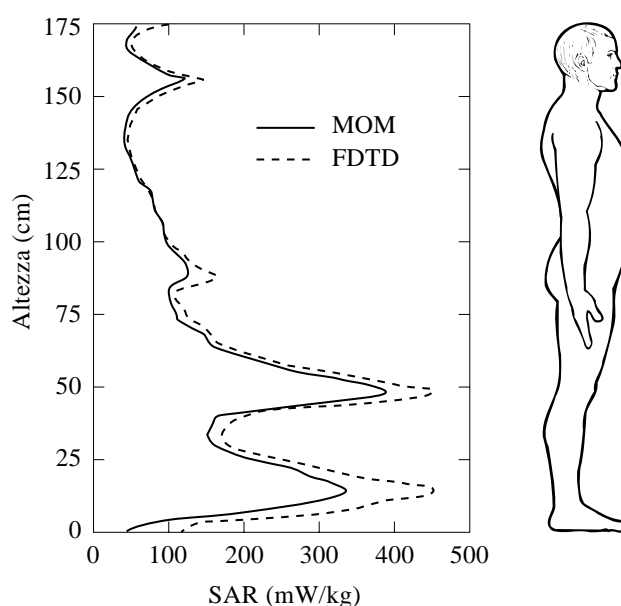


Figura 3-13 Confronto tra metodo dei momenti (linea continua) e FDTD (linea tratteggiata).

condizioni (stesso campo esterno, discretizzazione simile). La Figura 3-13 confronta i due metodi per l'esposizione ad un'onda piana a polarizzazione verticale di un uomo medio, isolato da terra. I valori di SAR_{WB} calcolati con i due metodi sono 101 mW/kg (MOM = metodo dei momenti) e 116 mW/kg (metodo FDTD), per una densità di potenza incidente di 1 mW/cm².

Una grande quantità di risultati è stata prodotta per l'esposizione della testa al campo prodotto da telefoni cellulari di vario tipo (analogici, digitali, a varie potenze di uscita, con vari tipi di antenna), in diverse condizioni espositive (distanza dall'orecchio dell'utente, posizione dell'antenna rispetto all'occhio, ecc.).

Alcuni autori (ad esempio: *P.J.Dimbylow et al., Physics in Medicine and Biology, vol.39, 1994*) riportano valori massimi di *SAR* dell'ordine di 3 W/kg e di 5 W/kg – per W di potenza di uscita – quando mediati rispettivamente su 10 g e su 1 g di tessuto, per un cellulare operante alla frequenza di 900 MHz. L'assorbimento di potenza avviene soprattutto nella struttura superficiale della testa, nella regione “affacciata” al terminale mobile.

3.2.3 Principali risultati con modelli matematici

La Figura 3-14 riassume i principali risultati ottenuti, con i vari modelli e le varie tecniche di calcolo, per il *SAR* medio WB di un uomo medio ($P=70$ kg, $L=1.75$ m) per una densità di potenza incidente di 1mW/cm^2 .

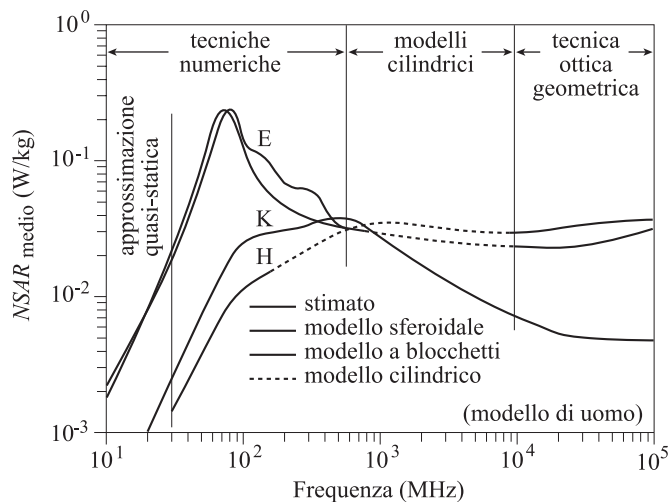


Figura 3-14 Andamento del *NSAR* in funzione della frequenza.

- Per lunghezze d'onda tali che $L < \lambda/5$ il SAR_m è circa proporzionale a f^2 ;
- avvicinandosi alla risonanza, che si verifica per $\lambda \approx 2.5L$, il SAR_m cresce più rapidamente di f^2 ;
- sopra la risonanza il SAR_m decresce come $1/f$.

Per frequenze sotto la risonanza si hanno il massimo e il minimo assorbimento di potenza rispettivamente per polarizzazione verticale del campo elettrico o del campo magnetico incidente.

I massimi valori di SAR si localizzano in regioni diverse a seconda della frequenza e della polarizzazione del campo incidente: ad esempio, si riscontra un massimo di potenza depositata nelle gambe per frequenze inferiori alla risonanza e polarizzazione E, ed un massimo al livello del ventre per esposizione ad un campo con variabilità spaziale simile a quella misurata in prossimità di macchine saldatrici a radiofrequenza. Il SAR è, in genere, massimo in corrispondenza della massima intensità del campo esterno.

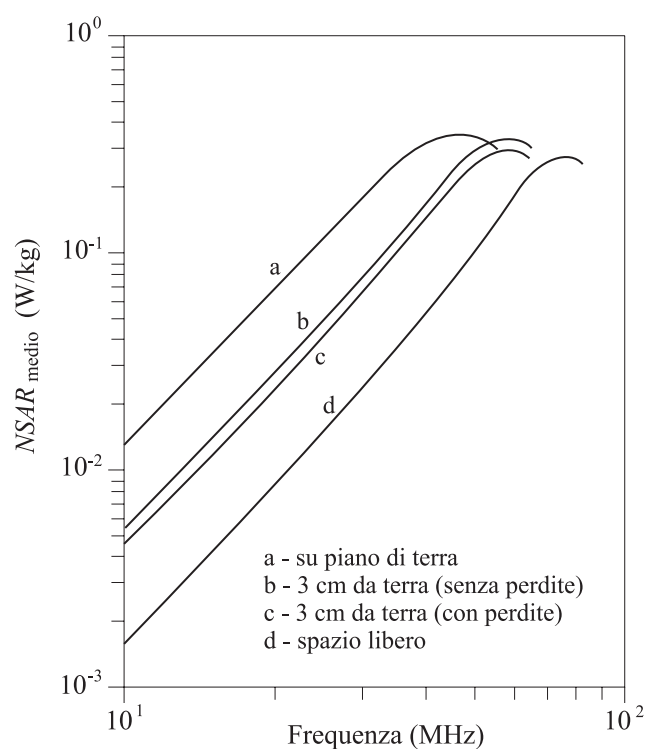


Figura 3-15 Effetto dell'isolamento da terra sull'assorbimento di energia elettromagnetica.

L'effetto di un piano di terra posto sotto il corpo biologico è quello di far crescere il SAR_m di circa un ordine di grandezza (Figura 3-15) e di ridurre a circa la metà il valore di frequenza a cui si verifica la risonanza di corpo intero. Verifiche sperimentali effettuate su modelli (tessuti biologici sintetici) e su animali hanno dato risultati sostanzialmente in accordo con quelli previsti dalla teoria.

L'effetto della statura sull'assorbimento di potenza EM è mostrato in Figura 3-16. La risonanza principale si sposta a frequenze più alte al decrescere della statura, essendo proporzionale alla lunghezza d'onda del campo incidente ($\lambda \approx 2.5L$, cfr. §§ precedenti).

La presenza di un piano di terra ha come effetto quello di raddoppiare la "lunghezza elettrica" del corpo (e di conseguenza dimezza la frequenza di risonanza).

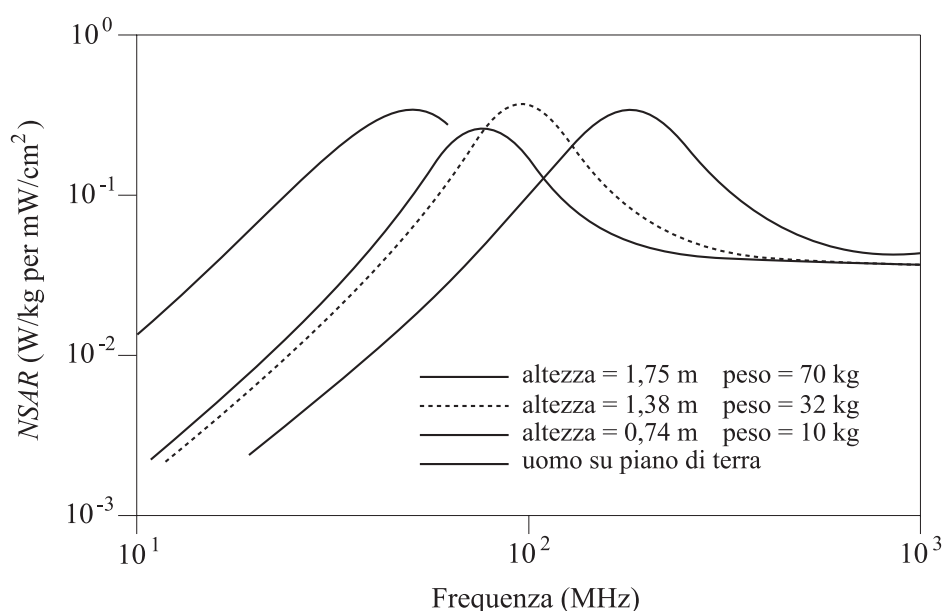


Figura 3-16 Effetto della statura sull'assorbimento di potenza EM.

3.3 Dosimetria sperimentale

La dosimetria sperimentale consiste essenzialmente in due diversi tipi di misura:

- misura di *SAR* totale e di distribuzione di *SAR* in animali da esperimento;
- misura di *SAR* e distribuzione di *SAR* in modelli artificiali (fantocci) di animali e di esseri umani.

In ogni caso la dosimetria sperimentale richiede lo sviluppo di sistemi controllati di esposizione EM, e di sistemi di misura del *SAR* (antenne, termometri). E', inoltre, di fondamentale importanza una accurata misura dei campi esterni (vedi capitolo 6).

La dosimetria sperimentale ha un ruolo essenziale nello studio dei possibili effetti biologici dei campi EM non ionizzanti, in quanto fornisce il legame tra l'intensità misurata dei campi esterni (misura che di per sé non dà informazione alcuna sui campi indotti all'interno dell'organismo vivente) e la valutazione della dose assorbita, a cui si ritiene sia legato l'effetto biologico (cfr. inizio capitolo). I metodi sperimentali consentono inoltre:

- il confronto tra esperimenti eseguiti in laboratori diversi;
- la verifica dei modelli teorici, che di per sé non possono dare garanzie assolute di attendibilità dei risultati;
- il confronto, con le limitazioni che vedremo, tra esposizioni su animali diversi.

3.3.1 Misure di *SAR* su animali

Si possono brevemente individuare i seguenti metodi di misura:

1. misure puntuali di campo elettrico, mediante dipoli miniaturizzati, per determinazione di *SAR* locale.
2. Misure puntuali di temperatura, mediante sonde termometriche miniaturizzate (termocoppie, termistori, sonde in fibra ottica), per determinazione di *SAR* locale.
3. Misure di innalzamento della temperatura corporea, per determinazione di *SAR* totale (o medio) su animali e sull'uomo. L'innalzamento infinitesimo di temperatura ∂T dovuto a un assorbimento di potenza EM per un tempuscolo ∂t è dato da:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{(SAR + P_M - P_C - P_S)}{c}$$

dove P_M è il calore metabolico specifico, e P_C e P_S sono le quantità di calore (per unità di massa) perse rispettivamente per conduzione termica e a causa del flusso sanguigno.

Se prima dell'esposizione EM l'animale era in condizioni di equilibrio, cioè si aveva:

$$P_M = P_C + P_S$$

allora, almeno per un tempo Δt breve rispetto ai tempi di risposta termica dell'organismo, il *SAR* può essere calcolato dal salto di temperatura ΔT :

$$SAR = c \frac{\Delta T}{\Delta t}$$

Per durate di esposizione non brevi, cambiano P_M , P_C e P_S e si raggiungono nuove condizioni di equilibrio, per cui il *SAR* non può più essere calcolato nel semplice modo descritto.

4. Misure di potenza assorbita in celle TEM o in condensatori. Nel primo caso la potenza assorbita si calcola come differenza tra la potenza fornita alla cella (che deve essere adattata) e quelle riflessa e trasmessa. Nel secondo caso la potenza trasmessa è nulla, e la potenza assorbita è data dalla differenza tra potenza fornita alla cella e potenza riflessa.

Le tecniche che si basano su una misura differenziale di potenza richiedono grandi sensibilità e accurate tecniche di filtraggio dei dati dagli errori sperimentali.

5. Metodi calorimetrici: si basano sulla misura della quantità di calore ceduta ad un calorimetro dall'animale da esperimento.

In un primo caso viene misurata l'energia ceduta al calorimetro da un animale non esposto a campi EM. Indicando con Q_b , Q_a e Q_c rispettivamente la quantità di calore ceduta dall'animale e quelle acquistate dall'acqua e dalle pareti del calorimetro, si scrive il seguente bilancio energetico:

$$Q_b = Q_a + Q_c \quad (3-14)$$

In un secondo caso un animale viene esposto ad un campo EM per un tempo Δt e quindi sacrificato e immediatamente posto nel calorimetro. La quantità di calore ceduta dall'animale è chiaramente data da:

$$Q = Q_b + SAR_m \cdot m \Delta t \quad (3-15)$$

Il bilancio energetico richiede (indicando con Q'_a e Q'_c le energie fornite al sistema calorimetrico):

$$Q_b + SAR_m \cdot m \Delta t = Q'_a + Q'_c \quad (3-16)$$

Esplicitando le espressioni (3-14) e (3-15) in termini delle temperature iniziali e finali nel calorimetro (che indicheremo rispettivamente con T_i, T_f e T'_i, T'_f) e delle caratteristiche del calorimetro:

- massa dell'acqua nel calorimetro, m_a ;
- calore specifico dell'acqua, $c_a = 4186 \text{ J/kg}^\circ\text{C}$;
- capacità termica del calorimetro, C_c ;

si ottiene per il SAR_m la seguente espressione:

$$SAR_m = \frac{(m_a c_a + C_c)(T_f - T_i - T'_f + T'_i)}{m \Delta t}$$

3.3.2 Modelli sperimentali

A causa delle grosse difficoltà ed incertezze insite nelle misure di SAR su animali, sono stati sviluppati materiali sintetici che simulano i tessuti biologici per quanto concerne l'assorbimento di energia EM.

La simulazione sperimentale di un sistema biologico richiede la realizzazione di un materiale (fantoccio) di caratteristiche elettriche (ϵ, σ) simili a quelle medie del tessuto o dei tessuti da simulare, e lo sviluppo di una tecnica che consenta la misura del campo interno o della potenza assorbita.

Sono essenzialmente due i metodi utilizzati per la misura di SAR in un fantoccio:

1. metodi basati sulla registrazione della crescita di temperatura in un fantoccio di materiale solido;
2. metodi basati sulla misura diretta del campo elettrico interno in un fantoccio liquido.

Nel primo caso il materiale ha in genere bassa conducibilità termica, così da poter considerare lineare la crescita di temperatura prodotta dall'assorbimento di potenza EM. Si misura, in un determinato punto, l'innalzamento di temperatura ΔT che si manifesta in un tempo Δt ; indicando con ρ e c rispettivamente la densità e la capacità termica del materiale, abbiamo:

$$SAR = c \frac{\Delta T}{\Delta t} \quad (\text{Watt/kg})$$

La distribuzione di temperatura su una superficie può essere registrata per mezzo di una camera termografica, oppure visualizzata su fogli di cristallo liquido in fantocci solidi e trasparenti.

Le misure effettuate con questo metodo su modelli umani scalati hanno fornito risultati in buon accordo con quelli teorici. Modelli cilindrici stratificati sono stati usati per simulare arti a varie frequenze (ad esempio 915 MHz e 2450 MHz) utilizzate per riscaldamento terapeutico (diatermia, ipertermia).

Nel secondo caso, si fa uso di sonde miniaturizzate di campo elettrico (dipoli elettrici a rivelazione diretta, come nel caso delle misure puntuali in vivo) per la misura del campo interno in fantocci liquidi. La frequenza minima a cui questo metodo può essere utilizzato è determinata dalle dimensioni massime accettabili per le sonde di campo elettrico. Tali dimensioni sono a loro volta determinate dalla risoluzione spaziale che si vuole ottenere. La sensibilità della misura è, fissata la frequenza, tanto minore quanto più piccole sono le dimensioni del dipolo: tenendo conto del minimo segnale rivelabile con i ricevitori più sofisticati, si può stabilire in circa un millesimo della lunghezza d'onda del campo incidente il limite per la lunghezza del dipolo. Per fare un esempio, se si desidera una risoluzione spaziale di 1 mm, tali devono essere le dimensioni massime della sonda di campo; per quanto detto si può ragionevolmente supporre che la massima lunghezza d'onda a cui un tale sensore può essere utilizzato sia di 1 m, corrispondente a una frequenza di 300 MHz.

Per la verifica dei vari modelli matematici sono state spesso utilizzate figure umane (scalate o meno) in materiale plastico, riempite di soluzioni saline in modo da raggiungere una permittività complessa uguale a 2/3 di quella del muscolo, che è stimata essere la permittività media del corpo umano.

I risultati per esposizione a campo di onda piana a varie frequenze, condotta in celle TEM, sono in accordo con la teoria (Figura 3-17). In questi casi la misura di potenza è generalmente di tipo differenziale o calorimetrico.

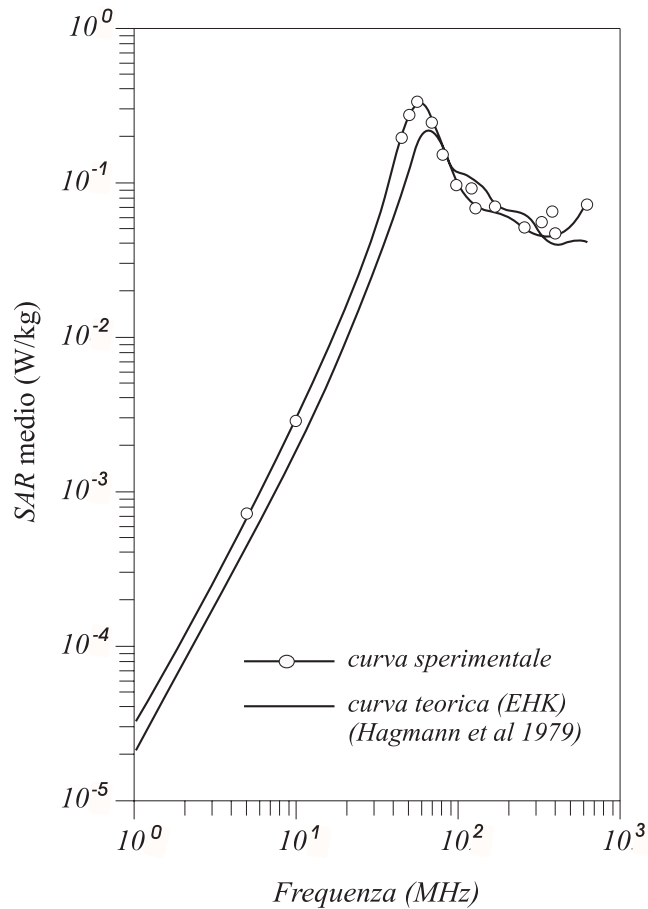


Figura 3-17 Confronto tra misura e calcolo di SAR.

3.3.3 Scalatura fisica e confronto dei risultati sperimentali

Risulta spesso vantaggioso utilizzare modelli di dimensioni ridotte rispetto a quelle degli oggetti biologici reali. Supponiamo ad esempio di voler realizzare, per mezzo di un modello di un uomo medio (altezza 1.75 m, peso 70 kg), una situazione di esposizione nel campo lontano a una frequenza di 1 MHz. In questo

caso, oltre alla difficoltà e al costo della realizzazione di un fantoccio di 70 kg, si deve disporre di uno spazio di almeno 50 metri di lunghezza, tale essendo il limite $\lambda/2\pi$ a 1 MHz (vedere cap.1).

Le seguenti condizioni devono essere soddisfatte per realizzare una scalatura fisicamente corretta, tale cioè da conservare ad esempio la configurazione di campo interno e quindi produrre la stessa distribuzione di *SAR*.

Sia L_u la massima dimensione del corpo da modellare, σ_u e ε_u le sue caratteristiche elettriche, f_u la frequenza a cui si condurrebbe l'esperienza reale. Fissata la massima dimensione del modello L_m , gli altri parametri vanno modificati con il seguente criterio:

$$\sigma_m = \sigma_u L_u / L_m$$

$$\varepsilon_m = \varepsilon_u$$

$$f_m = f_u L_u / L_m, \text{ cioè } L_m / \lambda_m = L_u / \lambda_u$$

In altre parole, nella scalatura devono essere conservati la "lunghezza elettrica" L/λ , la costante dielettrica ε e il fattore di perdita $\varepsilon'' = \sigma/\omega$ (cfr. cap.2). La conducibilità elettrica deve pertanto essere modificata in modo che il rapporto σ/ω resti costante. La profondità di penetrazione (cfr. cap.2) cambia nella stessa proporzione delle lunghezze.

E' chiaro che solo nel caso dei modelli sintetici può essere rigorosamente applicato un principio di scalatura fisica. Nella letteratura i metodi di scalatura vengono invece spesso applicati anche a modelli animali, nel tentativo di estrapolare all'uomo i risultati ottenuti dalla sperimentazione animale. Cerchiamo di chiarire con un esempio perché ciò non possa essere fatto in modo rigoroso.

Nel tentativo di ottenere informazioni sulla distribuzione di *SAR* nell'uomo, si potrebbe pensare di realizzare un esperimento di esposizione a campi EM su un animale di forma simile all'uomo e dimensioni ridotte, ad esempio, a un decimo. Da quanto detto precedentemente, l'esperimento verrebbe condotto ad una frequenza (f_a) dieci volte superiore a quella (f_u) a cui si desiderano informazioni sull'assorbimento di potenza nell'uomo; condizione necessaria per la correttezza della scalatura è che la conducibilità elettrica dei tessuti dell'animale (alla frequenza f_a) sia dieci volte superiore a quella dell'uomo (alla frequenza f_u). Questo

non accade praticamente mai: a livello tissutale le caratteristiche elettriche di animali diversi sono molto simili, e la dipendenza della conducibilità dalla frequenza non è quasi mai tale da realizzare le condizioni richieste per la scalatura fisica.

L'andamento del SAR_m con la frequenza è comunque simile per animali diversi; questo ha portato a tentare due diversi tipi di scalatura che hanno come scopo quello di confrontare in qualche modo esperimenti condotti su specie diverse, e di conseguenza fornire anche un criterio di estrapolazione all'uomo.

- Scalatura in frequenza: data la densità di potenza incidente P_i che causa nell'animale l'assorbimento di un valore S di SAR alla frequenza f_a , si risale alla frequenza f_u a cui la stessa densità di potenza incidente produce un'identica potenza specifica S .
- Scalatura in potenza: a frequenza fissata, data la densità di potenza incidente P_{ia} che produce nell'animale un valore di SAR_m a cui si osserva un effetto biologico, si risale alla potenza incidente P_{iu} che produrrebbe nell'uomo lo stesso valore di SAR_m .

Il primo metodo non può chiaramente essere applicato quando si ritiene che gli effetti osservati dipendano in modo stretto dal particolare valore di frequenza.

Non si deve in ogni caso dimenticare che le scalature ottenute con questi due metodi non sono fisicamente corrette. L'unico parametro sicuramente confrontabile è costituito dai valori di SAR_m assorbiti nei due diversi organismi.

CAPITOLO 4

PATOLOGIA DA RADIOFREQUENZE E MICROONDE E SORVEGLIANZA SANITARIA

A. Checcucci - Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche "Nello Carrara"

4.1 Introduzione

In tutti i paesi industrializzati, e quindi anche in Italia, l'espansione accelerata delle telecomunicazioni, dei sistemi di controllo del traffico aereo, delle utilizzazioni industriali e diagnostico-terapeutiche delle radiofrequenze (RF) e microonde (MO), ha determinato un consistente aumento della loro presenza nel territorio, sia come diffusione sul medesimo, sia come potenza installata.

Senza cadere in inutili allarmismi, è, tuttavia, ineludibile una risposta all'inquietante interrogativo se, e in quale misura, l'esposizione a tali campi elettromagnetici possa costituire un rischio per la salute. Sono, pertanto, necessari seri programmi di indagine per giungere alla formulazione di criteri protezionistici validi. E' altrettanto importante che si consolidi e si diffonda una seria cultura protezionistica in questo settore. Questo capitolo vuole offrire da un lato un panorama delle conoscenze attuali in tema di effetti patologici delle RF e MO e dall'altro proporre i possibili criteri di sorveglianza sanitaria dei professionalmente esposti.

4.2 Premesse concettuali e metodologiche

Prima di affrontare l'analisi dei possibili effetti dei campi elettromagnetici sugli organismi viventi saranno utili alcune precisazioni di ordine concettuale e metodologico.

4.2.1 Interazione, effetto biologico, danno

Nella letteratura protezionistica in generale e in quella riferita alle radiazioni non ionizzanti (NIR) in particolare, si riscontra spesso un uso improprio dei termini *interazione*, *effetto biologico* e *danno*, improprietà che sembrano riflettere un certo grado di confusione concettuale. È, pertanto, opportuno chiarire che:

- a) quando un organismo interagisce con un campo elettromagnetico, il suo equilibrio elettrico viene sicuramente perturbato, senza che ciò si traduca automaticamente in un effetto biologico apprezzabile e tanto meno in un danno;
- b) per poter parlare di effetto biologico si deve essere in presenza di variazioni morfologiche e/o funzionali a carico di strutture di livello superiore in senso organizzativo. Per inciso, le informazioni che si ottengono con studi sui sistemi molecolari sono utili per la conoscenza dei meccanismi di interazione o patogenetici ma non autorizzano estrapolazioni ai livelli organizzativi più complessi come tessuti, organi, sistemi ed organismi;
- c) il verificarsi di un effetto biologico non significa necessariamente la produzione di un danno alla salute. Infatti, per poter parlare di danno occorre che l'effetto superi i limiti di efficacia dei meccanismi di adattamento dell'organismo, meccanismi le cui caratteristiche variano con l'età, il sesso, lo stato di salute, il tipo e grado di attività, così come l'organismo risente di altre condizioni ambientali quali la temperatura, l'umidità, la presenza di altre nocività, etc. Si tenga, inoltre, presente che un determinato effetto su una certa struttura può indurre effetti secondari o indiretti, apparentemente sconnessi dall'effetto primario, tanto che non è infrequente il verificarsi di un periodo di latenza. Infine, l'ambiente esterno con le sue molteplici e polimorfe sorgenti di nocività influisce negativamente sull'organismo anche quando una per una non raggiungono la soglia di danno. Le continue ed ubiquitarie interazioni con gli elementi dell'ambiente esterno costituiscono, infatti, le cause dell'usura e dell'invecchiamento.

Le differenze tra effetti biologici ed effetti dannosi si riflettono anche sulla scelta del criterio di determinazione degli standard di sicurezza (scelta di *una soglia fenomenologica* o di una *soglia patologica*).

4.2.2 I limiti di affidabilità delle diverse fonti dei dati

Le informazioni sui possibili effetti di un agente esterno sugli organismi viventi sono ricavabili da tre differenti tipi di approccio: la sperimentazione animale, le indagini epidemiologiche e gli esami di volontari esposti in condizioni controllate. È dal concorso di questi tre indirizzi di studio che si possono trarre le informazioni più significative a condizione che si tengano nel giusto conto i limiti di attendibilità di ciascun approccio e, naturalmente, si evitino errori metodologici.

4.2.2.1 Limiti della sperimentazione animale

Buona parte delle nostre conoscenze fisiologiche e patologiche sono il frutto della sperimentazione animale e ci si deve chiedere a quali condizioni sia corretta l'estrapolazione all'uomo (*scaling*) dei suoi risultati in termini di attendibilità delle risposte, date le notevoli differenze dimensionali, strutturali e funzionali tra le varie specie animali. Il caso delle NIR non fa eccezione ed è, anzi, tra i più complessi.

Tra gli altri obbiettivi della sperimentazione animale vi è quello di stabilire una correlazione quantitativa tra energia assorbita ed effetto biologico osservato. Conseguentemente vi saranno uno *scaling* fisico ed uno *scaling* fisiologico. Il primo permetterà l'estrapolazione dei dati inerenti l'assorbimento di energia e il secondo di quelli concernenti gli effetti.

Per quanto riguarda lo *scaling* fisico, consideriamo un animale di lunghezza l_a , irradiato con una frequenza f_a . La frequenza equivalente per un uomo di altezza l_u è ricavabile dall'equazione:

$$f_u = f_a l_a / l_u$$

Questa relazione dovrebbe permettere di individuare la frequenza che nell'uomo provocherebbe lo stesso assorbimento elettromagnetico (corrente, campo interno, etc.) di quello che si ha in un animale irradiato ad una frequenza diversa, ma nota.

Conoscendo f_u , è possibile risalire al *SAR* (*Specific Absorption Rate*) e quindi conoscere la densità di potenza equivalente P_e (W/m^2), usando l'equazione:

$$P_e = SAR_a / NSAR_u$$

dove SAR_a è il SAR medio dell'animale esposto e $NSAR_u$ è il SAR normalizzato (§ 3.1) dell'uomo alla frequenza equivalente.

L'estrapolazione fisica sarà corretta purché:

- a) le specie considerate abbiano geometrie simili (rapporti di forma uguali);
- b) i sistemi termoregolatori abbiano una efficienza comparabile;
- c) la conducibilità elettrica dei tessuti vari proporzionalmente alla variazione di frequenza che si realizza nello scaling, cioè:

$$s_u/s_a = f_u/f_a$$

Per un approfondimento del problema si veda il capitolo 3.

Se le prime due condizioni possono essere in tutto o in parte rispettate, la terza non è mai rigorosamente soddisfatta, qualunque sia la specie animale considerata. Quindi lo scaling fisico rimane in pratica utilizzabile nella modellistica teorica e sperimentale ma non per gli animali. La modellistica, a sua volta, è soggetta a molte limitazioni dovute al fatto che i modelli sono necessariamente una semplificazione degli oggetti reali e debbono quindi trascurare molte loro particolarità, anche importanti. Ad esempio, la schematizzazione di un animale con un ellissoide non considera gli arti. Inoltre, anche il SAR medio è un'ulteriore semplificazione che non tiene conto delle differenze locali in tema di proprietà elettriche, di eventuali fenomeni di risonanza, di geometrie particolari. Infine, si ricordi che il SAR indica un tasso di erogazione ed esclude, quindi, possibili effetti cumulativi.

Per quanto riguarda lo scaling fisiologico, nel caso degli effetti termici è evidente che una perturbazione dell'equilibrio termico di un organismo dipenderà, a parità di tipo di radiazione, di potenza incidente, di microclima e di stato fisiologico, dal tasso di assorbimento di potenza elettromagnetica e dall'efficacia del sistema di termoregolazione. Sia l'uno che l'altro possono variare a seconda della specie animale. Essendo poi l'assorbimento un effetto prevalentemente di volume, le differenze tra l'uomo e i piccoli animali divengono preminenti. Infine, i processi di dissipazione del calore sono diversi nelle varie specie animali per la differenza

delle dimensioni, del rapporto superficie corporea/volume, della struttura del sistema circolatorio, dei coefficienti di dispersione termica.

Un secondo rilievo riguarda gli effetti non-termici, la cui esistenza è controversa e per la cui interpretazione sono disponibili ipotesi teoriche di vario tipo, come, per esempio, le modificazioni della funzione di membrana con la conseguente alterazione della conduzione nervosa e, in definitiva, con la perturbazione della circolazione dell'informazione. In questa prospettiva possono divenire importanti le differenze strutturali e funzionali del sistema nervoso nelle varie specie animali.

4.2.2.2 *Limiti delle indagini epidemiologiche*

Il contributo dell'epidemiologia analitica all'identificazione di un nesso di causalità tra esposizione a campi elettromagnetici e i danni alla salute può essere di notevole valore a condizione di poter quantificare l'energia assorbita (dosimetria) o, almeno, l'energia incidente (*densitometria*). Allo stato attuale delle conoscenze, una dosimetria non è effettuabile, salvo misure calorimetriche o termografiche, non facili nella pratica e che comunque forniscono informazioni solo sulla fase finale dell'assorbimento energetico, cioè sulla dissipazione. A riprova di ciò sta il fatto che anche gli standard di sicurezza si riferiscono all'esposizione. Ma anche la quantificazione dell'esposizione non è di facile attuazione, soprattutto nella zona di campo vicino (la più interessante perché è in questa zona che solitamente si rilevano le intensità più alte) dove si hanno gradienti di intensità notevoli su distanze dell'ordine delle dimensioni umane. Inoltre, i campi elettrico e magnetico non sono nel rapporto caratteristico dell'onda elettromagnetica (377 ohm) e la loro distribuzione attorno alla sorgente è fortemente dipendente dalla geometria dell'applicatore, dal tipo di lavorazione, dalle condizioni dell'ambiente circostante.

Tenuto conto della variabilità delle occasioni e delle condizioni di esposizione e della non disponibilità di dosimetri integratori, si comprende tutta la difficoltà di quantificare l'esposizione stessa. Molte indagini epidemiologiche si limitano ad indicare il gruppo in studio con il nome, del tutto generico, di professionalmente esposti o, tutt'al più, a specificare il tipo di lavorazione effettuata, nella semplicistica ipotesi che ciò sia sufficiente a dare un'idea dell'esposizione. Al massimo, nelle indagini più accurate, i soggetti in osservazione vengono divisi in gruppi secondo certi valori di soglia, dipendenti dalle condizioni di lavoro:

- a) esposizione non continua ad alti livelli di densità di potenza, cioè da 1 a 100 W/m²;
- b) esposizione non continua a bassi livelli di potenza, cioè da 0,1 a 1 W/m²;
- c) esposizione continua a bassi livelli di potenza.

In linea generale, al primo gruppo appartengono gli addetti alla produzione e riparazione, al secondo gli addetti alla manutenzione e al terzo quelli all'uso degli apparati.

La maggior parte delle indagini epidemiologiche sono del tipo trasversale, con tutta la povertà d'informazione che l'osservazione, limitata ad un solo momento, ha nello stabilire un nesso di causalità, tanto più che in questo caso il fattore eziologico è presunto indurre i suoi effetti in un lungo arco di tempo. Alcune indagini di tipo retrospettivo hanno coinvolto numeri eccezionalmente alti di casi, ma permangono sempre attuali i limiti di questo tipo di indagine: la difficoltà della raccolta dei dati della storia espositiva e la selezione di un adeguato gruppo di controlli. Infine, gli studi di tipo prospettico, che in linea di massima meglio consentono di verificare un'ipotesi eziologica in modo diretto, hanno il difetto di imporre un impegno organizzativo, e anche finanziario, notevole. Un ultimo elemento di critica metodologica riguarda la scelta del numero e tipo degli indicatori bioclinici: largo spettro di esami (tipo check-up) o indagini mirate? Il check-up, inteso come un indiscriminato ed esteso insieme di esami, potrebbe sembrare il metodo di elezione per uno screening, essendo dimostrabile che esso ha più punti in comune con le metodiche di screening che con la diagnosi individuale. Tuttavia, almeno nel caso delle NIR, è ragionevole aver dubbi sulla sua utilità negli studi epidemiologici. Il valore predittivo di una prova per una certa malattia è funzione della prevalenza della malattia e della validità della prova, che è la somma della sensibilità (percentuale dei casi veramente positivi) e specificità (percentuale dei casi veramente negativi). Se la prevalenza è bassa, il valore predittivo diminuirà cosicché un esame valido ai fini della diagnosi fallirà come metodo di screening. Ciò è particolarmente importante per una patologia la cui incidenza, come nel caso delle NIR, è sconosciuta, o meglio, gli studi epidemiologici sono effettuati per accertare una patologia. Inoltre, poiché gli esami sarebbero necessariamente numerosi, la probabilità che almeno uno sia positivo è alta, anche se il soggetto è normale, a causa delle fluttuazioni casuali. Conseguentemente, aumenterà il numero dei sani preoccupati, mentre, per le stesse ragioni probabilistiche, il

check-up rassicurerà malati asintomatici. Tutto ciò, tradotto in termini epidemiologici equivale a “creare” una patologia o disconoscerla. Per tutte queste ragioni si deve guardare con un certo sospetto ai risultati di quelle indagini epidemiologiche che fanno uso di batterie più o meno estese di esami piuttosto che di indagini mirate.

4.2.2.3 Limiti degli esperimenti sui volontari

A prescindere dalle valutazioni etiche sulla procedura, i risultati ottenuti con esperimenti sui volontari sono indubbiamente tra i più attendibili, dal momento che in questo caso le condizioni di esposizione sono rigorosamente controllabili, l'istituzione di gruppi di confronto non offre particolari difficoltà e buona parte degli indicatori bioclinici possono essere addirittura seguiti nel tempo. L'unico limite consiste nel fatto che gli esperimenti sui volontari sono per ovvie ragioni di breve durata e danno quindi scarse informazioni sugli effetti delle esposizioni croniche, che sono invece la regola negli ambienti di lavoro.

4.3 La percezione dei campi elettromagnetici

Un quesito che si è posto da tempo è se, in quale misura e con quali meccanismi, i campi elettromagnetici di frequenze inferiori a quelle del visibile siano percepiti in maniera specifica dagli organismi viventi.

Allo stato attuale delle conoscenze non è dimostrata l'esistenza di recettori specifici per i campi elettrico e magnetico alle frequenze non-ionizzanti e non-ottiche. Un'eccezione potrebbe essere costituita da alcuni animali dei livelli inferiori della scala zoologica. Così, certi batteri contengono particelle ferromagnetiche e i tessuti delle api risulterebbero magnetosensibili. Squali e razze sarebbero in grado di percepire campi elettrici di bassissima frequenza (qualche hertz) e di minima intensità (anche $0,1 \mu\text{V/m}$), utilizzando questa sensazione per la localizzazione della preda. Le piume degli uccelli, per le loro proprietà piezoelettriche, agirebbero da percettori delle microonde, mentre gli otoliti dei piccioni contengono materiale magnetico che renderebbe questi animali sensibili ai campi esterni. D'altra parte, sono note le ipotesi interpretative dell'orientamento sulla base di meccanismi d'interazione con i campi terrestri.

Ammesso che negli animali non esistano recettori specifici, è, tuttavia, dimostrata la possibilità di evocare risposte sensoriali per esposizione ai campi elettromagnetici.

L'esposizione di aree cutanee alle microonde provoca sensazioni di calore e di dolore. I dati quantitativi disponibili sono riportati in Tabella 4-1 e dimostrano che la soglia dolorifica è molto più alta di quella termica e che per entrambe esiste una relazione inversa tra densità di potenza incidente e durata dell'esposizione. Inoltre, è altresì chiaro che entrambi i valori di soglia sono troppo elevati e vicini a quelli di danno per funzionare come segnali di allarme.

| SOGLIA TERMICA | | | | SOGLIA DOLORIFICA | |
|--------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|------------------------------|--------------------------------------|
| | 3 GHz | 10 GHz | IR | 3 GHz | |
| Durata di Esposiz. (*) (sec) | Densità Potenza (kW/m ²) | Densità Potenza (kW/m ²) | Densità Potenza (kW/m ²) | Durata di Esposiz. (+) (sec) | Densità Potenza (kW/m ²) |
| 1 | 0,59 | 0,21 | 0,4 - 0,84 | 20 | 31 |
| 2 | 0,46 | 0,17 | 0,42 | 30 | 25 |
| 4 | 0,34 | 0,13 | 0,42 | 60 | 18 |
| | | | | 120 | 10 |
| | | | | 180 | 8 |
| (*) Area di 37 cm ² | | | (+) Area di 9,5 cm ² | | |

Tabella 4-1 Soglia termica e dolorifica per esposizione della cute umana alle microonde.

L'irraggiamento della testa con impulsi di microonde provoca una sensazione uditiva, evocabile nella gamma di frequenza tra 0,2 e 3 GHz, con impulsi di durata da 1 a 100 μ sec, frequenza di centinaia di hertz, intensità di picco dell'ordine di qualche kW/m² e densità di potenza incidente media inferiore a 1 W/m². A seconda della durata degli impulsi e della loro frequenza di ripetizione, la sensazione può essere un ticchettio, o un ronzio o un rumore stridulo. Oggettivamente si riscontra che le risposte elettrofisiologiche delle vie nervose uditive e quelle microfoniche della coclea, indotte dalle microonde, sono del tutto simili a quelle evocate da stimoli acustici. Per quanto riguarda il meccanismo d'azione, l'ipotesi attualmente più accreditata è quella di un piccolo, ma veloce, rialzo di temperatura ($5 \cdot 10^{-6}$ °C)

che provoca, per espansione termoelastica, un'onda di pressione intracranica capace di eccitare la coclea.

Un approccio indiretto allo studio della natura e dei limiti della percezione di un agente esterno da parte di un organismo è quello di decifrare le modificazioni del suo comportamento, in quanto esso è il risultato di una complessa elaborazione della informazione ricevuta dall'ambiente esterno.

Le ricerche sul comportamento degli animali esposti a campi elettromagnetici sono numerose ma, purtroppo, mancano di sistematicità. In linea di massima si può dire che i campi elettromagnetici possono modificare alcuni comportamenti nelle differenti specie animali, ma assumere questo dato come una prova della percezione dei campi è, peraltro, assai opinabile in quanto i campi potrebbero in realtà agire sulle efferenze senza stimolare alcun sistema sensoriale, specifico o no.

In conclusione, appare difficile sostenere l'esistenza di una sensibilità ai campi elettromagnetici, diffusa nelle varie specie animali. I rari casi osservati sono da ritenersi un'eccezione piuttosto che l'espressione di una regola generale.

4.4 Gli effetti termici

Un aumento di temperatura di tessuti, organi e distretti, come pure dell'intero organismo, può dar luogo a numerosi effetti biologici e patologici. Tutte le attività fisiologiche, dalle reazioni enzimatiche agli scambi osmotici, alla conduzione nervosa, al battito cardiaco o alla peristalsi, sono, infatti, influenzate dalla temperatura, sicché il discostarsi di questa dai valori ottimali provoca una diminuzione dell'efficienza funzionale dell'attività in causa fino ad un vero e proprio deficit. Inoltre, l'azione del calore può divenire francamente patologica con danni irreversibili come ustioni, emorragie, necrosi tissutali e persino la morte.

L'assorbimento di energia elettromagnetica può determinare aumenti di temperatura generalizzati o locali a seconda delle condizioni di esposizione. Tali aumenti possono essere macroscopicamente rilevabili, oppure sfuggire alle misure globali di temperatura perché circoscritti a microstrutture in un tessuto biologico non omogeneo.

Quali che siano le caratteristiche delle perturbazioni dell'equilibrio termico di un organismo, indotte da assorbimento di energia elettromagnetica, se esse si traducono in un aumento della temperatura di sufficiente intensità e durata, avranno certamente conseguenze sul piano fisiopatologico e molto probabilmente un danno

anche irreversibile. L'esistenza degli effetti termici non è, quindi, contestata e semmai è possibile una qualche discussione sui valori di soglia.

4.4.1 Lesioni oculari da sovrariscaldamento

Il cristallino è la parte dell'occhio che risente maggiormente dell'irraggiamento con radioonde, anche se altri tessuti oculari sia esterni che interni possono presentare disturbi transitori (arrossamenti, ustioni). La particolare sensibilità del cristallino è spiegabile ricordando che questo organo non è vascolarizzato e quindi, potendo dissipare calore solo per scambio termico con l'umore acqueo e il corpo vitreo, va facilmente incontro al surriscaldamento.

La comprensione dei quadri clinici di opacizzazione del cristallino sarà facilitata da una breve descrizione dei risultati ottenuti con l'induzione sperimentale di cataratte negli animali, così riassumibili:

- a) il periodo di latenza varia da 1 a 8 giorni (in media 3-4 giorni);
- b) la localizzazione è sempre sottocapsulare ma a seconda che si irradia in campo vicino o lontano, la lesione è rispettivamente anteriore o posteriore;
- c) la lesione inizia con la comparsa di granuli e vacuoli sopra e all'intorno della sutura e quindi evolve verso opacità prima circoscritte e poi sempre più diffuse e penetranti. Istopatologicamente le cellule epiteliali irradiate appaiono rigonfie, con nucleo picnotico, ammassate all'equatore della lente e tendenti a migrare verso il polo posteriore;
- d) la curva intensità-durata, che indica la linea di separazione (soglia) tra irraggiamenti efficaci e non, ha un andamento tale che per tutte le frequenze esiste una proporzionalità inversa tra densità di potenza incidente e durata di esposizione. Gli studi più recenti indicano una soglia a $1,5 \text{ kW/m}^2$ per 100 minuti di irraggiamento, valore di potenza incidente corrispondente ad un *SAR* di 138 W/kg ;
- e) la distribuzione dei *SAR* lungo l'asse anteroposteriore dell'occhio, per un irraggiamento in zona di campo vicino con microonde a $2,45 \text{ GHz}$ e con potenza incidente di 5 kW/m^2 , mostra un massimo di assorbimento ($0,92 \text{ W/kg}$) nel corpo vitreo, circa 15 mm al di là della cornea;
- f) secondo alcuni autori le opacizzazioni del cristallino potrebbero essere provocate anche da irraggiamenti al disotto della soglia, purché ripetuti con una determinata cadenza (effetto cumulativo);

- g) nessuna relazione è stata dimostrata tra l'età dell'animale (è noto che il cristallino di animali giovani è più sensibile al danno da radiazione ionizzante) e la sensibilità alle microonde, tempo di latenza, tipo di cataratta;
- h) dal punto di vista biochimico è stato dimostrato che la prima modificazione indotta dalle radioonde è la diminuzione del contenuto di acido ascorbico.

A questo si accompagnano un lento aumento del contenuto acquoso, la perdita di potassio e l'aumento del sodio. In definitiva, l'effetto delle radioonde sarebbe riconducibile ad una alterazione della permeabilità di membrana con conseguente modificazione dell'equilibrio ionico e perdita di acido ascorbico;

- i) non si osservano differenze significative tra gli effetti prodotti da un irraggiamento continuo ed uno pulsato;
- j) la soglia termica di opacizzazione del cristallino sarebbe più elevata nei primati.

Per quanto riguarda la patologia umana, le descrizioni di casi singoli e le indagini epidemiologiche sembrano indicare che: a) pur non esistendo la dimostrazione incontrovertibile, vi sono forti sospetti sul potere catarattogeno delle radioonde; b) è anche possibile che le radioonde inducano un invecchiamento precoce del cristallino; c) esiste una dose soglia (1 kW/m^2) indicante un meccanismo patogenetico essenzialmente basato sul sovrariscaldamento.

4.4.2 Lesioni termiche di altri organi, sistemi e apparati

A seguito dell'esposizione a dosi sicuramente termiche sono stati osservati effetti vari, in altri distretti del corpo oltre il cristallino. Tali effetti sono sostanzialmente di due tipi: a) quelli che sono espressione di una reazione di compensazione termoregolatoria, come possono essere la risposta emodinamica (tachicardia con aritmie, ipertensione, tachipnea, etc.) o le variazioni del quadro ematico periferico, interpretabili come una redistribuzione dei fluidi interni; b) quelli che sono conseguenza di un processo degenerativo acuto come i quadri di edema, necrosi tubulare, fibrosi e atrofia, osservati nei testicoli di animali irraggiati con potenze superiori a $0,5 \text{ kW/m}^2$.

In entrambi i casi si tratta di risposte ad un insulto termico non compensato, né compensabile. Resta aperto il problema di sapere se l'azione del calore si estrinsechi direttamente sui vari organi o non si possa ipotizzare una quota parte di intervento dei sistemi di regolazione nervosa e umorale.

I rapporti tra esposizione termica e insorgenza di tumori nell'uomo non sono stati così estesamente indagati come nel caso delle ELF. La revisione critica di questi studi, né numerosi, né del tutto attendibili, operata dall'Advisory Group dell'NRPB ha portato a concludere che non vi è una chiara evidenza di rischio di tumori ai livelli usuali di esposizione.

4.5 Gli effetti non-termici

L'esistenza dei cosiddetti effetti non-termici è una *vexata quaestio*, anche se allo stato attuale essa ha perso molto della sua rilevanza. A partire dagli anni '30 e fino ai primi anni '70 gli autori russi produssero una notevole quantità di lavori sperimentali ed effettuarono numerose indagini sullo stato di salute dei professionalmente esposti. I risultati ottenuti attraverso questo cospicuo sforzo conoscitivo depongono abbastanza concordemente sull'esistenza di effetti non conseguenti ad alcuna forma di surriscaldamento e quindi imputabili a meccanismi di interazione tra campi elettromagnetici e materia vivente, diversi dalla pura e semplice induzione di riscaldamento. Questi risultati, però, già all'epoca scarsamente attendibili, non sono stati confermati da analoghe ricerche di autori occidentali.

Tra gli effetti non termici hanno una collocazione particolare quelli cosiddetti cumulativi, cioè dovuti all'accumulo di dosi subliminali per esposizioni ripetute con opportuna cadenza. Gli effetti cumulativi furono frequentemente ipotizzati dagli autori sovietici senza, peraltro, fornire prove sicure della loro esistenza. D'altra parte i programmi occidentali *ad hoc* hanno fornito risultati tutt'altro che conclusivi.

Quali che siano le obiezioni, sia in termini di correttezza sperimentale sia di natura biofisica, gli autori sovietici, convinti dell'esistenza degli effetti non-termici, tentarono addirittura di individuare una specifica patologia dell'esposizione ai campi elettromagnetici, riassumibile nel quadro morboso denominato *malattia da radioonde*, che essi consideravano un'entità patologica nosologicamente individuata.

La malattia aveva caratteristiche e decorso di una sindrome da stress, come espressione di un adattamento e di un disadattamento fasici all'ambiente elettromagnetico, con il coinvolgimento dei sistemi di regolazione, soprattutto del comparto autonomo. A seconda dell'asse preferenzialmente sollecitato, si

svilupparebbero i diversi quadri sintomatologici e ciò spiegherebbe l'apparente polimorfismo. Gli autori sovietici hanno sempre insistito che non è sufficiente per poter parlare di malattia da radioonde il reperto di qualche sintomo isolato, non attribuibile ad un quadro patologico coerente.

Per quanto riguarda la soglia patologica, tutti gli autori sovietici concordavano nell'affermare che laddove gli standard di sicurezza della loro normativa erano rispettati, gli esposti non mostravano alcun segno di malattia correlabile con l'esposizione. In ogni caso gli autori orientali collocavano tale soglia attorno ad alcuni W/m^2 , corrispondente a valori del campo elettrico dell'ordine di decine di V/m.

Alcuni studi epidemiologici in area occidentale riportano l'insorgenza di sintomi neurasteniformi (cefalea, insonnia, senso di debolezza, diminuzione della libido,, etc.) ma non è facile accettare questa loro conclusione sia perché non si è esclusa la presenza di agenti confondenti (rumore, qualità dell'aria, presenza di sostanze, etc.) e sia per la consapevolezza che questo tipo di disturbi è assai frequente (specialmente negli agglomerati urbani) a causa di numerosi fattori stressanti in grado di provarli.

4.6 La sorveglianza sanitaria

Considerato il tipo di utenza di questa pubblicazione ci è sembrato utile aggiungere alla esposizione dei possibili effetti dannosi delle RF e MO qualche riflessione e proposta su una eventuale sorveglianza sanitaria dei professionalmente esposti.

4.6.1 Considerazioni generali

Raramente le normative nazionali prevedono istituzionalmente la sorveglianza sanitaria dei professionalmente esposti alle RF e MO e, anzi, il rapporto Environmental Health Criteria 137, pubblicato congiuntamente dall'ONU, dall'IRPA e dell'OMS, la prevede soltanto se l'esposizione superi i limiti fissati per la popolazione generale.

L'introduzione della sorveglianza sanitaria tra gli obblighi di legge permetterebbe di disporre di un valido strumento protezionistico in un settore come quello delle NIR dove la sorveglianza fisica e il controllo ambientale sono spesso oggettivamente impossibili o inefficaci. In questi casi la sorveglianza sanitaria non è capace di prevenire esposizioni indebite ma può, almeno, limitarne la durata. In

secondo luogo, si rassicurerebbero psicologicamente i lavoratori, sottraendoli a timori incontrollati e incontrollabili, sicuri cofattori di atteggiamenti allarmistici. In terzo luogo, si toglierebbe spazio a possibili contenziosi, specialmente in ambienti più recettivi come quello militare o dei grandi Enti. Infine, la possibilità di istituire uno screening dell'intera popolazione dei professionalmente esposti fornirebbe un insostituibile strumento di indagine epidemiologica.

La sorveglianza sanitaria può essere considerata uno strumento di prevenzione di esposizioni dannose soprattutto quando gli standard di sicurezza sono provvisori sia perché la patologia è controversa, sia perché non sono determinate le soglie patologiche. In questa prospettiva si deve tenere conto anche degli effetti solo sospettati e la sorveglianza sanitaria assume anche i connotati dell'epidemiologia analitica.

Essa adempie, invece ad un compito differente se usata per accertare l'esistenza di lesioni che sono ritenute conseguenza di effetti dannosi sicuri. Ancora una volta il vero problema per le esposizioni alle NIR è l'esistenza dei cosiddetti effetti non-termici. Infatti, se si ammettono i soli meccanismi termici, gli standard di sicurezza sono facilmente scelti e la sorveglianza sanitaria è limitata alla verifica che si siano evitati i danni termici.

4.6.2 Criteri generali per l'impostazione di una sorveglianza sanitaria

L'impostazione di una sorveglianza sanitaria presuppone di aver in primo luogo risposto ai seguenti quesiti: le categorie di lavoratori da controllare, il tipo di controlli medici da effettuare, la periodicità da seguire.

La sorveglianza sanitaria può essere proposta, ovviamente, solo per il personale esposto professionalmente. La salute delle popolazioni che vivono in prossimità di sorgenti è meglio garantita da un accurato controllo ambientale e la sicurezza dei pazienti è affidata al giudizio del curante in termini di valutazione del rapporto rischio/beneficio o è comunque sotto la copertura di normative particolari.

In linea teorica sarebbe possibile scegliere differenti gruppi di personale esposto sulla base della gravità del rischio e su questa base potrebbe essere graduata, per esempio, la frequenza dei controlli. Tuttavia, poiché è spesso difficile la divisione degli ambienti lavorativi in zone a differente grado di rischio e poiché le caratteristiche di esercizio possono in molti casi variare nel tempo, è preferibile

considerare una sola zona di esposizione e adottare un solo tipo di sorveglianza medica per tutto il personale che opera in questa zona.

Per i lavoratori esposti potrebbe essere considerato necessario un largo spettro di controlli sanitari, vista l'incompleta conoscenza della patologia da esposizione a RF e MO. Tuttavia, come abbiamo già detto, un intervento di tipo check-up sarebbe concettualmente errato e, inoltre, difficilmente realizzabile e inutilmente costoso. È pertanto preferibile ricorrere all'uso di esami mirati.

La sorveglianza sanitaria si articola su tre tipi di visita medica: a) *preventiva* per escludere da certi tipi di lavoro i soggetti già sofferenti di malattie che potrebbero peggiorare con l'esposizione alle RF e MO; b) *periodica* per la verifica delle condizioni di corretta esposizione; c) *straordinaria*, da effettuare in caso di esposizione accidentale, certa o sospetta. Per tutta una serie di considerazioni, non ultima la lenta evoluzione della patologia da sovraesposizione, si suggerisce di effettuare le visite periodiche ogni due anni.

4.6.3 Scelta del protocollo di esame nella visita preventiva e in quelle periodiche.

La scelta dei controlli medici da effettuare costituirebbe materia di ampia discussione anche perché, come abbiamo visto, la patologia da sovraesposizione a RF e MO non è completamente conosciuta. Tuttavia, quanto prima esposto in merito alla patologia da RF e MO permette di affermare che merita una particolare attenzione il cristallino per i possibili danni da surriscaldamento e lo stato di salute generale come, del resto, in qualunque tipo di lavoro.

Ovviamente la scelta degli esami clinici, laboratoristici e strumentali da effettuare sono di competenza del sanitario, ma è importante sottolineare l'importanza di una visita oculistica accurata con il controllo con lampada a fessura per il rilievo delle più tenui alterazioni della trasparenza del cristallino, anche in considerazione della loro localizzazione posteriore.

CAPITOLO 5

CARATTERISTICHE DEGLI APPARATI POTENZIALMENTE INQUINANTI E STRUTTURA DEI CAMPI NEGLI AMBIENTI INQUINATI.

A. Ignesti - Istituto di ricerca sulle Onde Elettromagnetiche "Nello Carrara"

Il criterio più comune di classificazione delle sorgenti NIR (Non Ionizing Radiation) si basa sulle loro applicazioni e sul modo d'operare piuttosto che sulle caratteristiche elettromagnetiche (frequenza, potenza, etc.) o sulla loro pericolosità. Questa classificazione ci permette di definire alcuni parametri comuni, utili nella scelta delle procedure di misura e controllo. In base a tale criterio gli apparati possono essere divisi in cinque gruppi:

- macchine per il riscaldamento industriale
- apparati per telecomunicazioni
- radar, radioaiuti alla navigazione
- applicazioni biomedicali
- sistemi di controllo a RF e MO

5.1 Macchine per il riscaldamento industriale

Precisiamo che, in questo capitolo, con il termine di "riscaldatori industriali" si intendono quelli a radiofrequenze e microonde, escludendo quindi altri tipi come i forni ad arco o a irraggiamento, etc., che pure vengono utilizzati nell'industria per il trattamento termico dei materiali.

I riscaldatori di cui ci occupiamo si basano sulla trasformazione in calore dell'energia elettrica, magnetica ed elettromagnetica assorbita. Questo tipo di

| tipo di riscaldatore | esempi di applicazione industriale |
|------------------------|--|
| a perdite dielettriche | industria del legno: - <i>incollaggio</i> - <i>laminazione</i> - <i>piegatura a caldo</i> industria della plastica: - <i>saldatura</i> - <i>preriscaldamento resine termoindurenti da stampaggio</i> industria tessile: - <i>essiccatoi</i> - <i>riscaldamento balle di lana</i> |
| a induzione magnetica | industria siderurgica: - <i>tempera superficiale</i> - <i>ricotture</i> - <i>riscaldamento metalli per stampaggio a caldo</i> - <i>saldatura di tubi</i> industria elettronica: - <i>raffinamento semiconduttori</i> - <i>riscaldamento sotto vuoto</i> - <i>produzione di fibre ottiche</i> |
| a microonde | industria della carta: - <i>essiccamento della pasta di cellulosa</i> industria alimentare: - <i>cucine a microonde</i> - <i>sterilizzazione delle granaglie</i> industria chimica: - <i>essiccamento di laminati o fili plastici dopo trattamento di rivestimento</i> |

Tabella 5-1 Tipi di riscaldatori e loro applicazioni.

riscaldamento si è diffuso a partire dagli anni quaranta, e continua ad espandersi in vari settori dell'industria. Lo scopo di questi apparati è quello di sviluppare calore all'interno del mezzo trattato. Questo tipo di riscaldatori è particolarmente indicato

nei processi che richiedono un riscaldamento rapido con cicli controllabili. Gli apparati possono essere divisi, in base alle caratteristiche elettromagnetiche (frequenza, tipo di applicatore, campo generato, etc.) in tre categorie, riportate in Tabella 5-1, assieme ad alcune applicazioni più tipiche.

5.1.1 Riscaldatori a perdite dielettriche

Una macchina che sfrutta il riscaldamento a perdite dielettriche (Figura 5-1) è costituita essenzialmente da un generatore e da un applicatore. Il generatore rende disponibile energia elettrica a tensione e frequenza più elevate di quelle della rete di distribuzione dell'ENEL. L'energia è poi trasferita all'applicatore mediante un collegamento elettrico realizzato solitamente da due strisce metalliche. L'applicatore è costituito da due superfici metalliche affacciate, di varia forma e

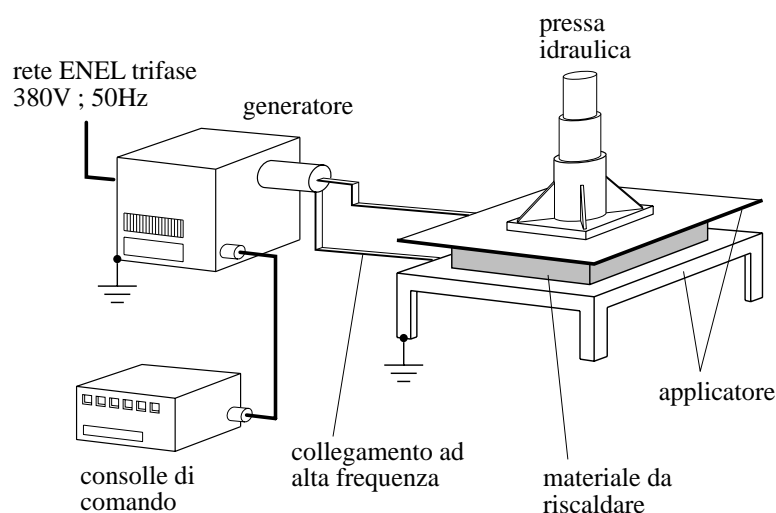


Figura 5-1 Riscaldatore a perdite dielettriche.

dimensione, al cui interno è sistemato l'oggetto da riscaldare. Esse formano un condensatore che accoppia l'energia ad alta frequenza all'oggetto da riscaldare. L'apparato è completato da una pressa idraulica per serrare il pezzo in trattamento e, per gli apparati di elevata potenza, da una console di comando e da banchi di carico e scarico.

Il campo di frequenza in cui operano le macchine a riscaldamento dielettrico va da pochi MHz a 50 MHz. Le macchine impiegate nell'industria del legno, che hanno applicatori di grosse dimensioni, operano a frequenze più basse (da 3 a 15 MHz), mentre quelle impiegate nell'industria della plastica operano a frequenze più alte (10 - 50 MHz), in genere a 27,12 MHz. Le macchine da riscaldamento sono progettate per erogare potenza in bande di frequenza assegnate su convenzioni internazionali. Queste sono le frequenze delle applicazioni Industriali, Scientifiche e Mediche (ISM), riportate in Tabella 5-2 assieme alle tolleranze ammesse.

| | | |
|-------------|---|------------|
| 6,780 MHz | ± | 1,50 kHz |
| 13,560 MHz | ± | 6,80 kHz |
| 27,120 MHz | ± | 163,00 kHz |
| 40,680 MHz | ± | 20,00 kHz |
| 433,920 MHz | ± | 0,87 MHz |
| 915,000 MHz | ± | 13,00 MHz |
| 2,450 GHz | ± | 50,00 MHz |
| 5,800 GHz | ± | 75,00 MHz |
| 24,125 GHz | ± | 125,00 MHz |
| 61,000 GHz | ± | 250,00 MHz |
| 122,500 GHz | ± | 0,50 GHz |
| 245,000 GHz | ± | 1,00 GHz |

Tabella 5-2 Frequenze ISM e tolleranze ammesse.

La potenza del generatore va da alcune centinaia di W alle decine di kW per gli impianti più grossi. La distanza fra le due lastre metalliche che formano l'applicatore può variare secondo le dimensioni del materiale da trattare (da meno di un millimetro nelle saldatrici della plastica, ad alcuni centimetri per le incollatrici del legno).

Il ciclo "attivo" (tempo in cui il generatore è acceso) inizia generalmente con una fase di preriscaldamento (il generatore eroga circa la metà della potenza massima), seguita da quella di riscaldamento o di saldatura (generatore a potenza massima). I tempi delle fasi attive (preriscaldamento, riscaldamento o saldatura) variano notevolmente secondo il tipo di materiale trattato, ad esempio sono

dell'ordine di alcuni minuti per le incollatrici del legno e poche decine di secondi per la saldatura della plastica.

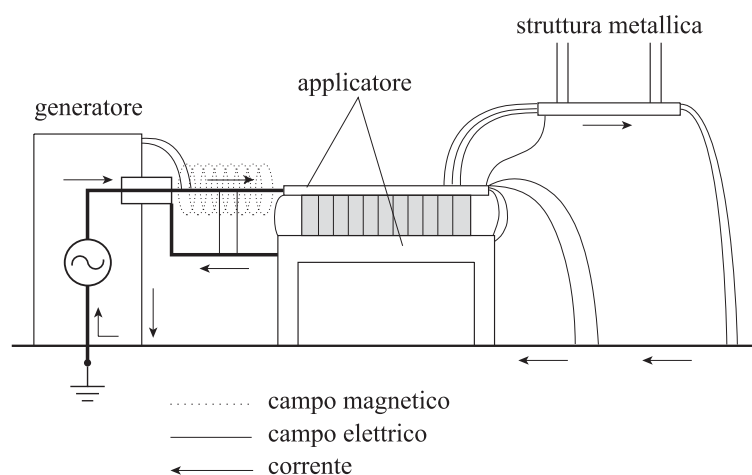


Figura 5-2 Rappresentazione qualitativa dei campi emessi da un riscaldatore a perdite dielettriche.

I riscaldatori a perdite dielettriche sono progettati per creare forti campi elettrici nella zona compresa fra i due applicatori ove è posto il materiale da riscaldare. Il principale agente di potenziale nocività è il campo elettrico che è più intenso in vicinanza degli applicatori. Una rappresentazione qualitativa dei campi all'intorno dell'apparato è riportata in Figura 5-2.

Il campo elettrico, la cui intensità fra gli applicatori è alta (alcune decine di kV/m), interessa anche lo spazio libero in vicinanza della macchina. Il campo magnetico è invece limitato alla zona intorno alle strisce di collegamento tra il generatore e l'applicatore, là dove passano correnti di alta frequenza.

In Figura 5-3 sono riportati due esempi significativi di come decade il campo man mano che ci si allontana dal bordo dell'applicatore. Le due curve si riferiscono a due macchine usate per lo stesso tipo di lavorazione (incollaggio del legno). Il decadimento della curva B è molto rapido e questa favorevole situazione si verifica con macchine ben costruite e messe in opera correttamente (schermature, messa a terra, etc.).

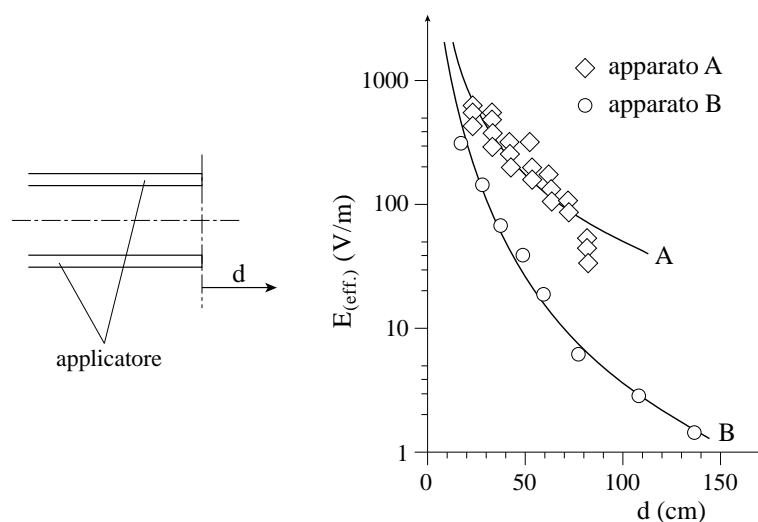


Figura 5-3 Andamento del campo elettrico vicino all'applicatore.

La curva A si riferisce ad una macchina instabile da ciclo a ciclo di lavorazione ed ha un decadimento del campo meno rapido. In entrambi i casi il campo elettrico diminuisce più o meno velocemente allontanandosi dall'applicatore e i livelli di campo considerati pericolosi per la salute dell'uomo sono circoscritti alle immediate vicinanze della macchina. Questa "zona calda" può variare di dimensioni, non solo, come è ovvio, tra apparati che svolgono lavorazioni diverse, ma anche all'intorno di una singola macchina per modificazioni volontarie (cambiamento della geometria dell'applicatore, distanza tra le piastre, manutenzione, etc.) o accidentali (usura dei contatti elettrici, manomissioni involontarie dovute a riparazioni fatte da personale non qualificato, variazioni delle caratteristiche di assorbimento del materiale da riscaldare durante il ciclo di lavorazione).

Alcuni apparati possono presentare campi elettrici localizzati sulla linea di alimentazione o sulle strutture metalliche che passano in vicinanza della macchina (Figura 5-2) come ad esempio cappe e tubi di aspirazione, binari di carico e scarico dei materiali, etc.. Queste strutture possono guidare i campi a notevole distanza (decine di metri) dall'apparato. Questi campi decadono anch'essi molto

rapidamente allontanandosi dalla struttura metallica. Situazioni di questo genere sono tipiche degli apparati mal connessi a terra e non installati a regola d'arte.

5.1.2 Riscaldatori a induzione magnetica

Le macchine a induzione magnetica sono costituite da un generatore ad alta frequenza (tecnicamente identico a quelli delle macchine a perdite dielettriche) e da un induttore che costituisce l'applicatore e che può assumere varie forme (Figura 5-4).

Completano la macchina un sistema di raffreddamento ad acqua dell'induttore e banchi di caricamento del materiale da trattare.

Il campo di frequenza in cui operano queste macchine va da qualche centinaio di kHz a qualche MHz con una forte concentrazione nella banda da 0,2 a 0,5 MHz (grossi impianti per la saldatura dei tubi metallici, tempera a induzione, etc.). Le

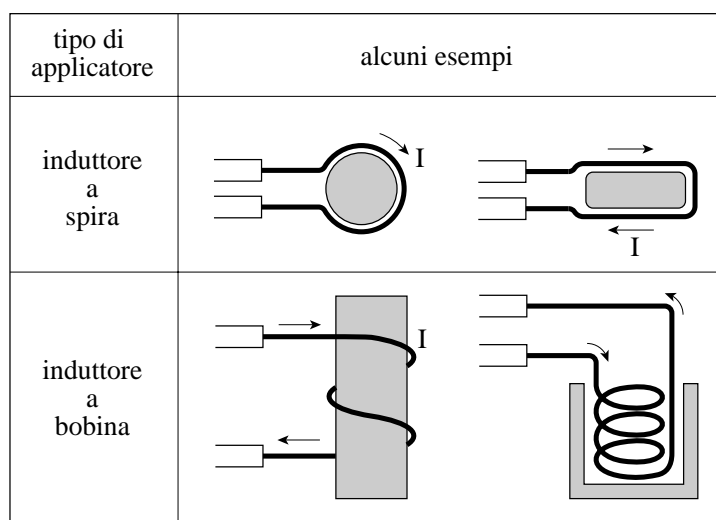


Figura 5-4 Esempi di applicatori per macchine a induzione magnetica.

potenze impiegate sono dell'ordine delle centinaia di kW (tempera a induzione) e possono arrivare alle migliaia di kW per grossi impianti di saldatura dei tubi. Le macchine di questo tipo presenti nel territorio nazionale sono qualche migliaio. A questo proposito si deve tener presente che le macchine di cui ci occupiamo in questo paragrafo generano potenza a frequenza superiore a 300 kHz. Tuttavia,

salvo casi particolari, le considerazioni generali sviluppate in questo paragrafo sono applicabili anche a macchine a induzione magnetica operanti a frequenze inferiori a 300 kHz.

L'induttore trasferisce l'energia, dal generatore al pezzo metallico da riscaldare, per mezzo di forti campi magnetici generati dalle correnti a radiofrequenza circolanti in esso. Il rendimento tipico è del 50%. Il riscaldamento del materiale è prodotto dalle correnti a radiofrequenza indotte, che si oppongono al campo che le ha generate (Figura 5-5).

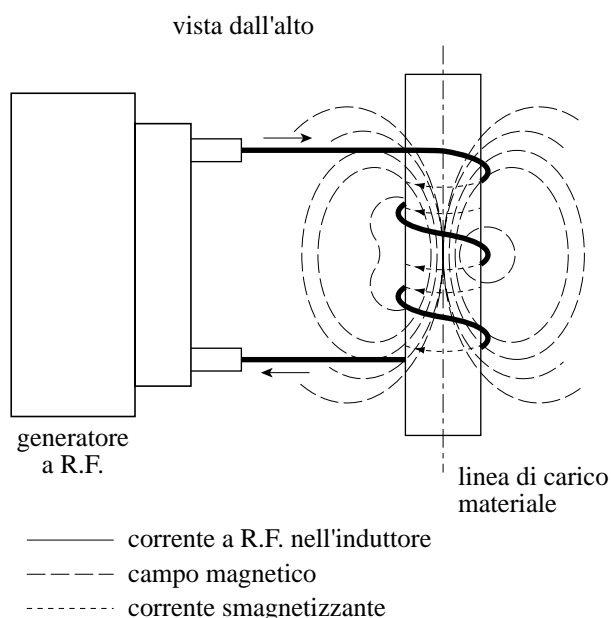


Figura 5-5 Riscaldamento a induzione magnetica.

Queste correnti smagnetizzanti si addensano sulla superficie esterna del metallo (effetto pellicolare) con una profondità di penetrazione inversamente proporzionale alla radice quadrata della frequenza (ad 1 MHz lo spessore di penetrazione è dell'ordine di 0,1 mm, variabile secondo il tipo di materiale metallico).

La potenza a radiofrequenza trasformata in calore è proporzionale al quadrato della corrente smagnetizzante ed alla resistenza elettrica del percorso seguito dalle correnti nel metallo. L'induttore è progettato per concentrare i campi magnetici nella zona da riscaldare.

Nelle macchine ad induzione magnetica, realizzate per produrre intensi campi magnetici a RF, i campi dispersi sono confinati nelle immediate vicinanze dell'induttore e decadono rapidamente allontanandosi da questo. Ricordiamo che il campo magnetico disperso è dato dalla sovrapposizione del campo generato dalla corrente magnetizzante e di quello di segno opposto generato dalla corrente smagnetizzante.

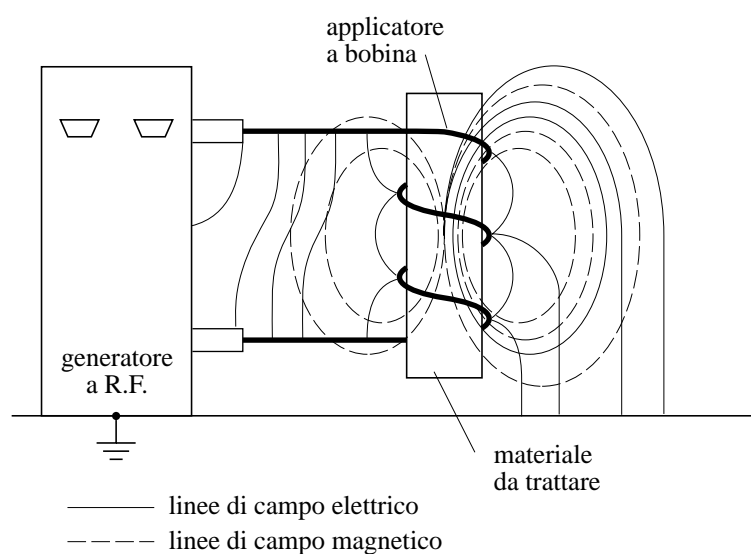


Figura 5-6 Campi emessi da un riscaldatore a induzione magnetica.

Il campo magnetico disperso tende a ridursi tanto più quanto più la corrente primaria e quelle indotte sono strettamente accoppiate, e quanto più è bassa la resistenza del materiale trattato.

Alle radiofrequenze è impossibile generare campi magnetici senza la presenza di campi elettrici associati, poiché l'induttanza degli applicatori non è mai trascurabile e vi è inoltre la resistenza dovuta alle perdite elettriche nel materiale trattato.

Intorno all'applicatore si hanno, quindi, campi elettrici con linee di forza che congiungono (in prima approssimazione) i due poli dell'applicatore (Figura 5-6). Il campo elettrico, anche vicino all'applicatore, non è mai trascurabile rispetto al campo magnetico. In molti casi l'operatore addetto alla macchina lavora in stretto

contatto con l'applicatore (poche decine di centimetri), pertanto si può trovare esposto a livelli di campo elettrico e di campo magnetico particolarmente elevati.

5.1.3 Riscaldamento a microonde

Questo tipo di riscaldamento, inizialmente molto diffuso negli U.S.A. e in altri paesi industrializzati, si è affermato potentemente anche nel nostro paese.

Gli apparati per il riscaldamento a microonde si possono suddividere in due classi: quelli per l'uso domestico (forni a microonde) e quelli per uso industriale.

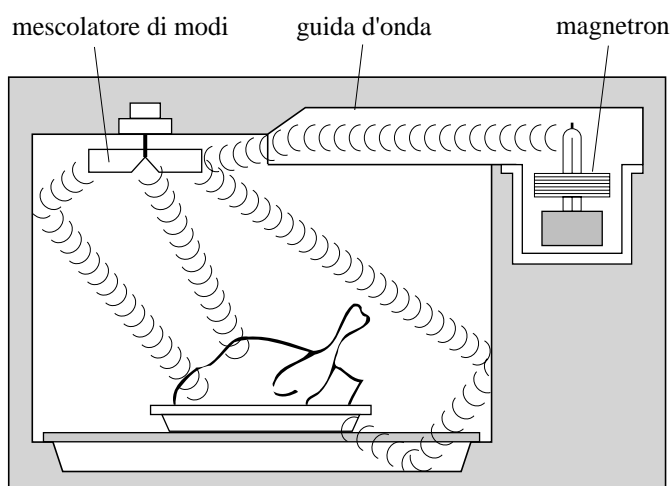


Figura 5-7 Esempio di forno a microonde.

Le cucine a microonde sono costituite da un vano metallico (simile per dimensioni e forma ad un forno elettrico tradizionale) che agisce da cavità risonante alla quale è accoppiata l'energia a microonde generata dal magnetron tramite una guida d'onda (Figura 5-7). Per rendere il più possibile uniforme la distribuzione della potenza all'interno del forno si usa una ventola metallica (mescolatore di modi) o si dispone l'oggetto da riscaldare su un vassoio rotante.

La maggior parte di questi apparati lavora alla frequenza ISM di 2450 MHz (molto più raramente si trovano forni funzionanti alla frequenza ISM di 915 MHz), con potenze a microonde comprese tra 500 W e 2,5 kW.

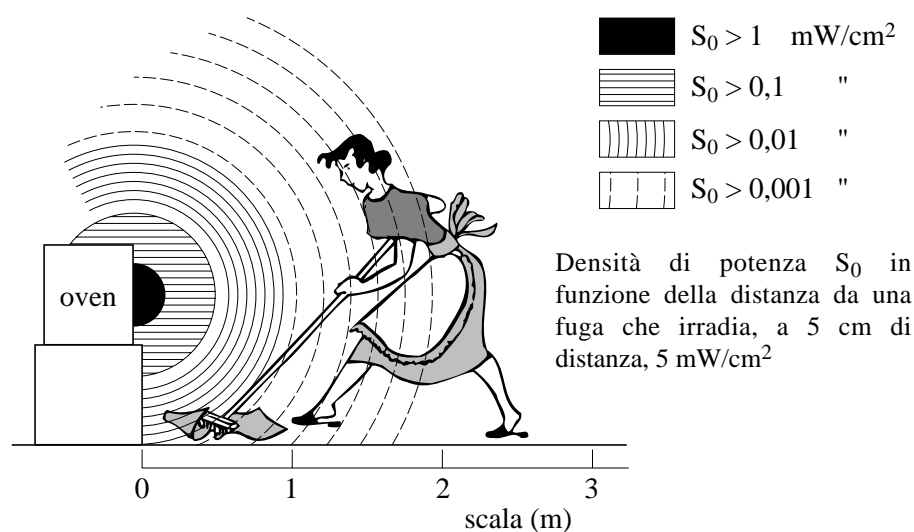


Figura 5-8 Fughe di onde elettromagnetiche da un forno domestico.

Gli apparati per applicazioni industriali sono progettati per la precottura, il riscaldamento, l'essiccamento e la sterilizzazione di grandi quantità di materiale, assai spesso con cicli di lavorazione continui (nastri trasportatori che presentano il materiale da trattare senza soluzione di continuità). Anche questi apparati funzionano alle frequenze ISM di 915 e 2450 MHz (la più usata), con potenze a microonde che vanno da qualche chilowatt alle centinaia di chilowatt.

I campi eventualmente emessi da questi apparati, sia industriali che domestici, sono dovuti a cattivo funzionamento, o a deterioramento conseguente all'uso, dei sistemi di schermaggio sulle aperture di carico e scarico del materiale o sugli sportelli dei forni. Tali campi sono più intensi sulle fessure mal schermate e decadono rapidamente allontanandosi da queste.

Una norma, accettata internazionalmente, pone a 1 mW/cm² (misurato a 5 cm di distanza dalla superficie esterna del forno) il massimo valore della densità di potenza emessa da un forno nuovo; è consentita una elevazione del massimo a 5

mW/cm^2 quando il forno è entrato in uso. Le prove di emissione devono essere effettuate con un carico di 275 ml di acqua posto all'interno del forno.

Nel peggiore dei casi previsti (una fessura che emetta 5 mW/cm^2 a 5 cm di distanza) i livelli di densità di potenza alle varie distanze sono quelli riportati in Figura 5-8. Secondo la nostra esperienza la norma internazionale è fortemente cautelativa per i forni domestici, poiché è assai improbabile trovare, all'esterno di un forno nuovo, valori della densità di potenza dell'ordine di 1 mW/cm^2 .

Per gli apparati industriali di alta potenza (decine di kW) è possibile trovare livelli di alcuni mW/cm^2 in prossimità delle aperture e degli sportelli di carico.

5.2 Apparati per telecomunicazioni

Gli apparati per telecomunicazioni sono progettati per irradiare nello spazio onde elettromagnetiche che trasferiscono, tramite opportune codificazioni (modulazione), l'informazione ai vari sistemi riceventi (ricevitori professionali, radio, televisione). Si possono suddividere in apparati che collegano due punti nello spazio (collegamenti direttivi: ponti radio, comunicazioni spaziali) o sistemi che diffondono l'energia su vaste aree (sistemi di diffusione: radio, televisione). Una particolare attenzione, vista la larghissima diffusione della *Telefonia Cellulare*, va posta sui sistemi *radio mobili* che comunque ricadono, sotto l'aspetto protezionistico, nella categoria dei sistemi a diffusione.

5.2.1 Apparati a diffusione

Lo spettro di frequenza occupato dagli apparati a diffusione va da circa 0,5 MHz (radio a modulazione d'ampiezza) fino a circa 1 GHz (televisioni private e pubblica, ecc.) (Figura 5-9) con potenze massime comprese tra alcuni chilowatt e centinaia di chilowatt.

Questi apparati sono facilmente individuabili nell'ambiente per le antenne trasmettenti, alti tralicci metallici che costituiscono essi stessi il radiatore elettromagnetico o hanno funzione di sostegno per il radiatore vero e proprio. Alcuni esempi di queste stazioni trasmettenti sono riportati in Figura 5-10. L'apparato è completato dal generatore di potenza elettromagnetica, collegato all'antenna con opportuno cavo. Il segnale raramente è prodotto in loco ma vi arriva con un collegamento a ponte radio o via cavo.

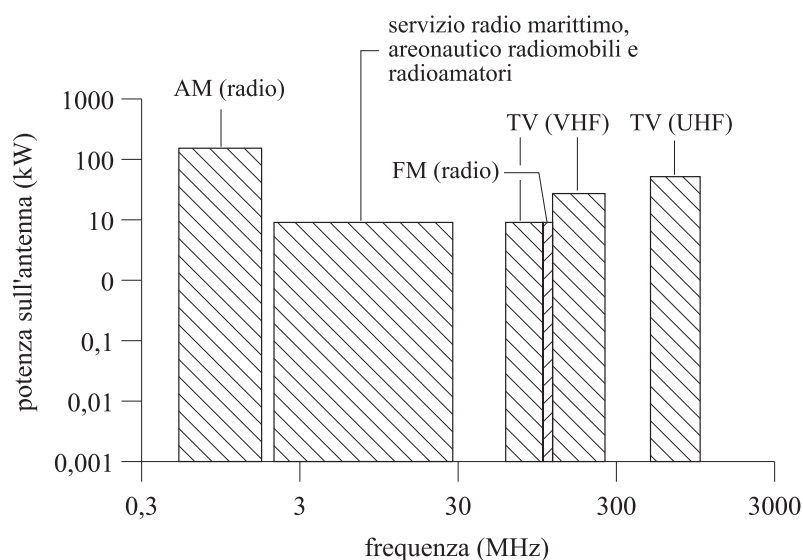


Figura 5-9 Allocazione in frequenza e potenze massime tipiche degli apparati a diffusione.

Le antenne sono realizzate per inviare l'informazione su una vasta area intorno all'apparato o per "illuminare" una zona a distanza. Nel primo caso si usano antenne a basso guadagno (dimensione dell'antenna compresa tra circa $0,7\lambda$ e $0,25\lambda$; guadagno G minore di 2,5) e angolo di irraggiamento orizzontale di 360° ; nel secondo caso si usano antenne ad alto guadagno (combinazione di dipoli schierati, ciascuno di dimensioni circa $\lambda/2$, guadagno dell'ordine delle decine, fino al centinaio e angolo di irraggiamento orizzontale inferiore a 180°).

La zona "coperta" da un'antenna ai fini della ricezione, è quella in cui l'onda elettromagnetica arriva con un'intensità di campo elettrico di qualche millivolt per metro. Questi livelli di campo sono molto inferiori agli standard di sicurezza più restrittivi esistenti al mondo. Alcuni rilevamenti fatti in grandi aree urbane negli USA, agli inizi degli anni settanta, hanno dato, come risultato, che solo l'1% della popolazione è esposto a livelli di densità di potenza superiori a $1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ (campo elettrico, E , uguale a circa 2 V/m).

Il campo irradiato non può essere considerato fonte di inquinamento elettromagnetico neppure per questi apparati e i livelli significativi per la salute

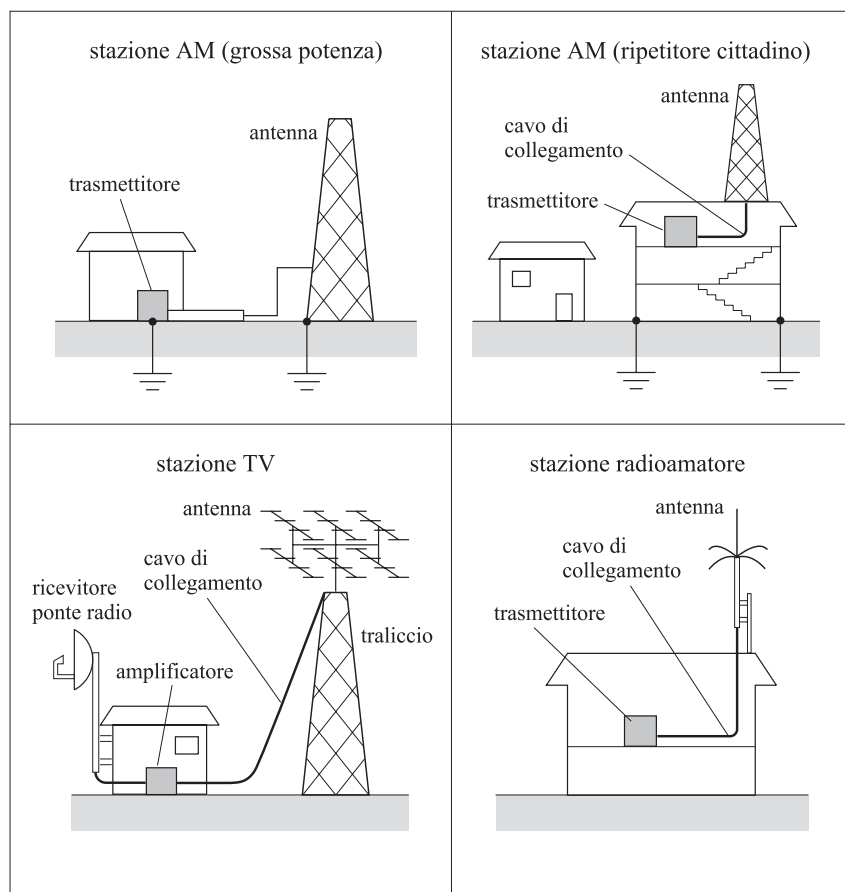


Figura 5-10 Alcuni esempi di apparati a diffusione.

umana sono limitati alle zone circostanti l'antenna trasmittente (50-100 m). Nel caso dei trasmettitori a modulazione d'ampiezza (onde medie) i campi significativi si verificano in pratica nella zona d'induzione. Secondo la nostra esperienza si possono trovare campi dell'ordine di 100 V/m a qualche decina di metri dalla base dell'antenna trasmittente (ad es. trasmettitore onde medie con 100 kW di potenza della portante, e fino a 50 kW di potenza di modulazione).

Ragioni tecniche, logistiche ed economiche e il progressivo aumento della emittenza pubblica e privata ha determinato il concentramento, in aree di dimensioni limitate, di un gran numero di apparati trasmettenti. Questa condizione si verifica particolarmente sulla cima dei rilievi in prossimità di grossi centri urbani. Un'analisi dettagliata dei livelli di campo esistenti in prossimità di tali siti è estremamente complicata. Misure qualitative effettuate con strumenti a larga banda hanno riscontrato livelli di densità di potenza da 0,03 a 0,1 mW/cm² (10 ÷ 20 V/m) in vicinanza di tali siti (decine di metri dalla recinzione).

5.2.2 Collegamenti direttivi

I *Ponti Radio* sono utilizzati per collegare due punti distanti in vista (senza ostacoli interposti). Questi apparati funzionano a frequenze comprese tra 0,5 e 20 GHz in bande di frequenza assegnate molto strette; le potenze in antenna sono dell'ordine dei watt o al massimo delle decine di watt. Le antenne di questi apparati sono progettate per avere alto guadagno (compreso tra 1.000 e 10.000) e angoli d'irraggiamento molto stretti (pochi gradi). L'apparato irradiante è costituito generalmente da uno specchio di forma parabolica illuminato da un lanciatore (antenna a dipolo, antenna a tromba) posto nel fuoco della parabola.

I campi elettromagnetici emessi da questi apparati possono creare problemi di sicurezza solo agli eventuali operatori che lavorano in stretto contatto con l'antenna, quando l'apparato è in funzione. Anche in questo caso, data la bassa potenza e le grandi dimensioni dell'antenna, la densità di potenza sulla superficie della parabola non supera i 100 ÷ 200 μW/cm².

5.2.3 Sistemi Radio mobili, Telefonia Cellulare

I sistemi Radio Mobili sono costituiti essenzialmente da *stazioni mobili* montate su veicoli o trasportate dagli utenti (ricetrasmittenti veicolari, Telefoni Cellulari, ecc) e da *stazioni radio base fisse* che “coprono” il territorio assegnato (*Cella*). Le stazioni mobili presenti in una cella sono collegate in trasmissione e ricezione con la stazione radio base della cella. Le stazioni radio base sono collegate (via cavo o ponte radio) al Centro di Zona (centrale operativa di: polizia, pubblica assistenza, ecc.). Nei sistemi di telefonia cellulare i centri di zona sono centraline automatiche collegate ad un Centro di commutazione interconnesso con la rete telefonica (Figura 5-11).

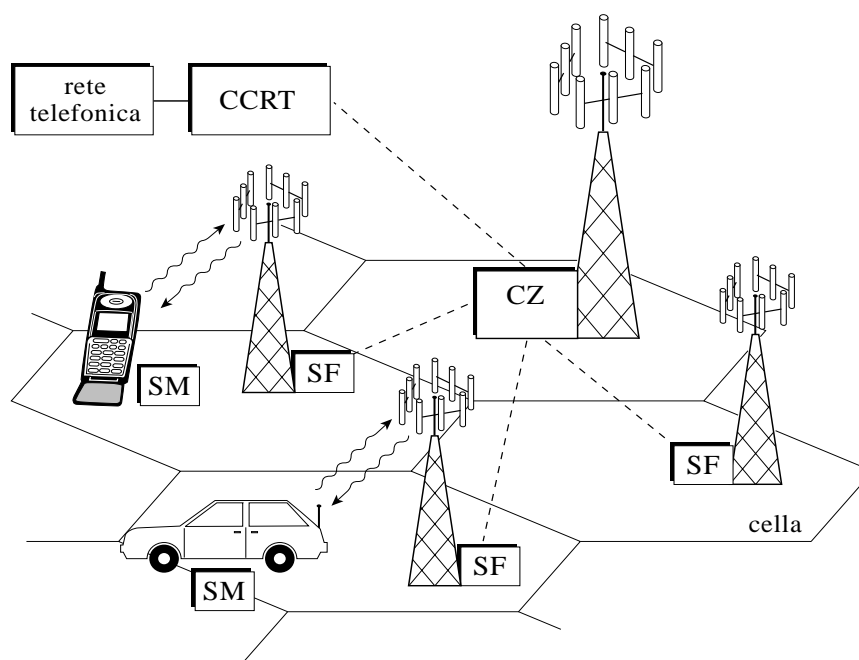


Figura 5-11 Sistema di telefonia cellulare.

Sia le stazioni radio base sia le stazioni mobili sono apparsi a diffusione circolare capaci di emettere e ricevere campi elettromagnetici in bande di frequenza assegnate (Tabella 5-3).

Le *stazioni radio base* della telefonia cellulare utilizzano array di antenne direzionali montate su imponenti tralicci posti sul tetto di edifici (nei centri abitati) o su alte torri (in aperta campagna). Poiché la potenza media irradiata è al massimo alcune centinaia di watt i valori di campo elettromagnetico confrontabili con gli standard di sicurezza si raggiungono, lungo l'asse di massimo guadagno, a poche decine di metri dall'antenna. Misure effettuate in siti difficilmente accessibili (tetto del palazzo su cui l'antenna è installata) hanno dato rilevazioni massime molto inferiori ai 20 V/m.

Le *stazioni mobili* utilizzano antenne a basso guadagno (dipoli corti) per essere capaci di ricevere e trasmettere segnali in qualunque direzione.

| sistema di telefonia cellulare | frequenza | | numero di canali massimo | anno di attivazione | codifica del segnale |
|--|-----------|-----------|--------------------------|---------------------|----------------------|
| | Tx (MHz) | Rx (MHz) | | | |
| RTSM | 450÷455 | 460÷465 | 200 | 1984 | analogico |
| TACS | 890÷915 | 935÷960 | 1000 | 1990 | analogico |
| GSM | 890÷915 | 935÷960 | 992 | 1992 | digitale |
| GSM | 1710÷1785 | 1805÷1880 | 2976 | 1999 | digitale |
| DECT | 1880÷1900 | | 120 | 1996 (*) | digitale |
| (*) sperimentale nelle città di Brindisi e Reggio Emilia | | | | | |

Tabella 5-3 Bande di frequenze assegnate alla telefonia cellulare.

La potenza massima ammessa per questi apparati è stabilita in base al tipo di apparato (vedi Tabella 5-4) ma l'apparecchio è progettato per emettere su livelli decrescenti (scelti automaticamente per ottimizzare il collegamento) e solo in casi eccezionali l'apparecchio emette la sua potenza massima. Questa situazione sfavorevole si verifica ad esempio nelle zone in cui la "copertura" è al limite della sensibilità del radiotelefono ad esempio in aperta campagna lontano da stazioni radio base. Nonostante la bassa potenza irradiata i telefoni palmari rappresentano la sorgente più significativa sotto l'aspetto protezionistico. Infatti l'antenna è sempre posizionata a pochi centimetri dalla testa dell'utilizzatore. Misure dei campi reattivi emessi da un antenna $3/8 \lambda$ (cellulare TACS), alimentata con una potenza di un watt, hanno evidenziato valori di 100 V/m a 5 centimetri di distanza dalla sua estremità e solo a distanze superiori ad una trentina di centimetri il campo elettrico, prodotto dall'antenna, si riduce a valori inferiori ai 20 V/m. Per queste ragioni alcune case produttrici di telefoni cellulari hanno approntato apparati per la misura

del SAR locale su simulatori per evidenziare eventuali “*punti caldi*”, prodotti su organi bersaglio della testa (occhio, orecchio, massa cerebrale).

| sistema di telefonia cellulare | classe di potenza | veicolare (W) | portatile (W) | palmare (W) | livelli di controllo della potenza |
|--------------------------------|-------------------|---------------|---------------|-------------|------------------------------------|
| TACS | 4 | 7 | 8 | 1,1 ÷ 0,45 | 8 |
| GSM | 5 | 20 | 2 | 5,2 ÷ 0,3 | 18 |
| terminale DECT = 10mW | | | | | |

Tabella 5-4 Potenze massime ammesse per le stazioni mobili di telefonia cellulare.

La tecnologia dei telefoni *cordless* non rientra in quanto detto sopra poiché la potenza irradiata è decisamente bassa; ad esempio i telefoni cellulari dello standard DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) hanno una potenza massima di 10 mW.

5.3 Radar e radioaiuti alla navigazione

Questi apparati sono usati sia per scopi militari sia per usi civili. I luoghi dove vengono ubicati sono prevalentemente zone non aperte al pubblico (aree militari, piste aeroportuali).

I radar sono apparati che possono identificare la posizione di oggetti distanti dalla sorgente e si basano sulla riflessione dell'onda elettromagnetica quando incontra un ostacolo (Figura 5-12).

Secondo il loro funzionamento i radar si distinguono in radar a impulsi e radar Doppler. Il primo emette pacchetti di energia a microonde (impulsi) di durata molto breve (alcuni microsecondi) e di elevata potenza di picco (1 ÷ 2 MW in impianti di elevata potenza) che generano fronti d'onda che si allontanano dall'antenna trasmittente alla velocità della luce ($c = 2,99 \cdot 10^8$ m/sec).

Quando il fronte d'onda incontra un ostacolo una parte dell'energia viene riflessa e ritorna verso la sorgente (impianto radar). Il tempo T che intercorre tra

l'emissione di un impulso e l'arrivo dell'eco permette di misurare la distanza, d , tra la sorgente radar e l'ostacolo ($d = cT/2$).

Il tempo fra un pacchetto d'energia e il successivo (periodo di ripetizione) è dell'ordine di alcuni millesimi di secondo e questo determina la massima distanza teorica a cui un oggetto può essere avvistato dal radar (per un tipico radar per il controllo del traffico aereo questa distanza è dell'ordine di 300 km).

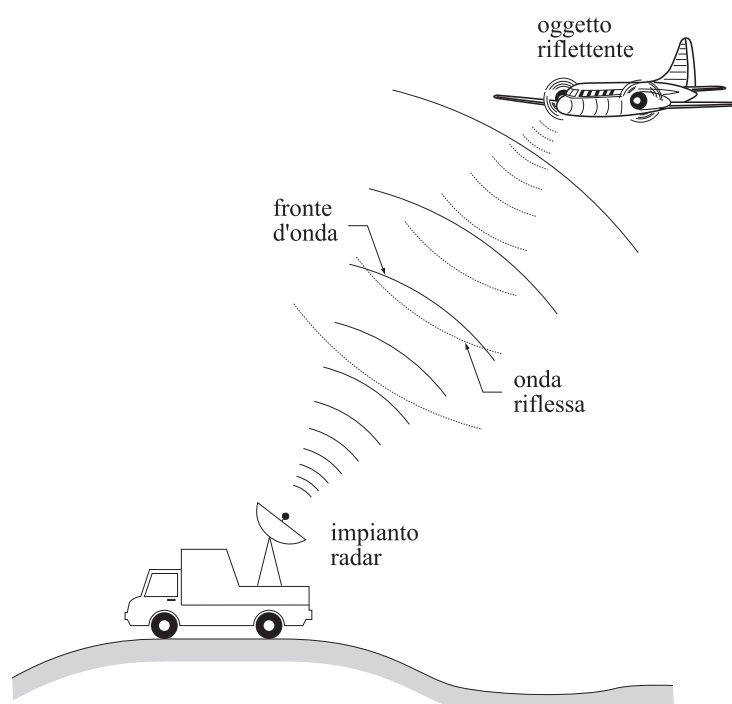


Figura 5-12 Funzionamento del radar.

Durante il tempo fra un impulso e il successivo l'apparato radar funziona da ricevitore per rivelare gli echi riflessi dagli ostacoli nella direzione in cui si propaga il fronte d'onda. L'antenna del radar ruota od oscilla, intorno al proprio asse, per esplorare una determinata zona di spazio.

Il radar Doppler funziona, invece, emettendo un'onda continua e rivela la presenza dei soli oggetti in movimento, sfruttando l'effetto per il quale la frequenza dell'onda riflessa da un oggetto in movimento è più alta se l'oggetto si avvicina

alla sorgente e più bassa se l'oggetto se ne allontana. I radar Doppler possono avere potenze dell'ordine dei chilowatt (radar militari) o dell'ordine delle decine di milliwatt nei dispositivi antifurto.

Caratteristica comune a tutti i tipi di radar è l'alta direttività dell'antenna (guadagni dell'ordine di 1000 - 10000 per i grossi radar e 10 per gli allarmi antifurto) che permette fasci irradiati molto stretti (dell'ordine del grado in orizzontale e della decina di gradi in verticale nei grossi impianti). Le antenne sono progettate per avere il valore massimo dell'irraggiamento in direzione alcuni gradi sopra l'orizzonte, mentre il minimo si ha nell'irraggiamento verso il suolo (il valore massimo nella direzione del suolo è tipicamente 1000 - 10000 volte più basso di quello nella direzione di massimo irraggiamento).

Dal punto di vista protezionistico è importante calcolare la potenza media irradiata: se P è la potenza di picco, t è il tempo di durata dell'impulso e T l'intervallo tra un impulso e il successivo ($T = 1/f$ con f , frequenza di ripetizione degli impulsi), la potenza media P_0 è data da:

$$P_0 = P t/T$$

La potenza media coincide con la potenza massima nel caso dei radar ad onda continua (Doppler).

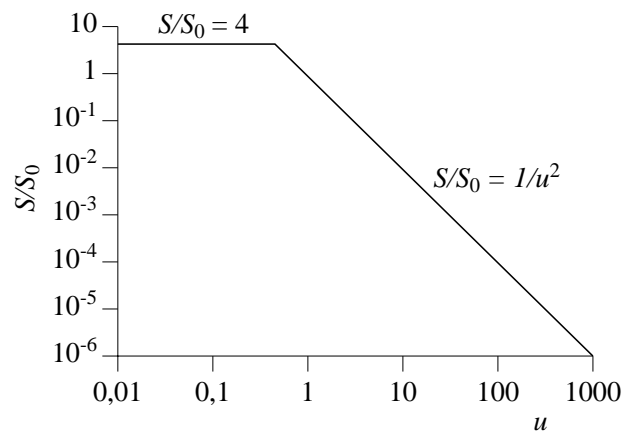


Figura 5-13 Valore massimo della densità di potenza normalizzata S/S_0 a distanza u dall'apparato: $u=r \cdot \lambda/A$.

Il valore massimo della densità di potenza che ci possiamo aspettare ad una certa distanza r dall'apparato è quella che si può misurare lungo la direzione di massimo irraggiamento. In Figura 5-13, è riportato l'andamento del rapporto tra la densità di potenza S/S_0 in funzione della distanza dall'antenna nella direzione di massimo irraggiamento. S_0 è la densità media di potenza sulla bocca dell'antenna, che si calcola conoscendo la potenza media P_0 e l'area dell'antenna A . Allora $S_0 = P_0/A$.

Per svincolarsi dal tipo particolare di antenna le distanze r sono divise per A/λ introducendo la grandezza adimensionale $u = r\lambda/A$. Così, ad esempio, se l'area dell'antenna è $A = 10 \text{ m}^2$ e la lunghezza d'onda è $\lambda = 0,3 \text{ m}$ (apparato funzionante alla frequenza di 1 GHz) l'ascissa $u = 1$ di Figura 5-13 corrisponde ad una distanza $r = 33,3 \text{ m}$. L'ordinata $S/S_0 = 1$ corrisponde al valore medio della densità di potenza sulla superficie dell'antenna; la densità di potenza in prossimità dell'antenna può raggiungere valori più alti di quelli sulla bocca, ma queste oscillazioni non superano il valore di $4 S_0$ e sono limitate alla zona di Fresnel (distanza inferiore a D^2/λ). A distanze superiori a D^2/λ la densità di potenza decade con il quadrato della distanza (nel grafico di Figura 5-13 $S/S_0 = 1/u^2$).

La densità di potenza nella direzione di massimo irraggiamento è la più alta che ci si possa aspettare all'esterno dell'apparato ma il pericolo di esposizione è

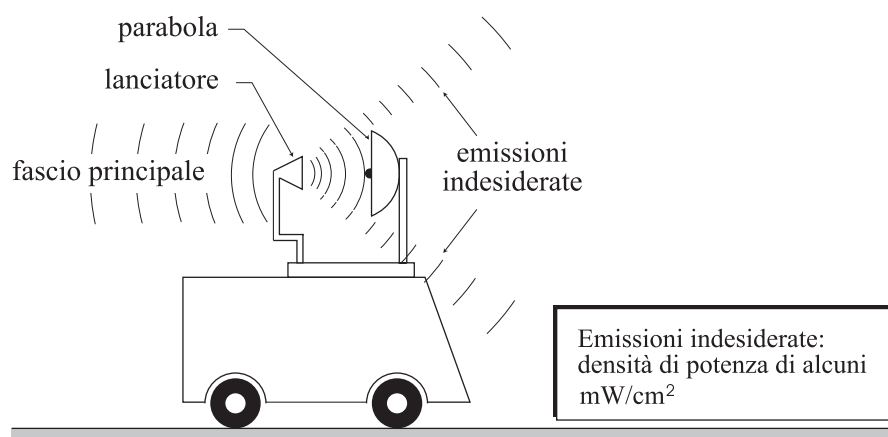


Figura 5-14 Campi emessi vicino all'apparato radar.

puramente teorico poiché solo per imperizia o incidente un individuo può essere esposto al fascio principale (ad es. nella manutenzione dell'antenna radar mentre l'apparato è in funzione ma l'antenna è ferma). In ogni caso a distanze dell'ordine delle centinaia di metri, anche per gli apparati più grandi, il valore della densità di potenza si riduce al valore degli standard più restrittivi.

Un caso più significativo è quello dell'irraggiamento indesiderato dell'antenna nella direzione del suolo circostante, ove possono trovarsi gli operatori. Valori che arrivano a qualche mW/cm^2 si possono trovare a stretto contatto con l'apparato (Figura 5-14) dovuti all'insufficiente direttività del lanciatore e alle dimensioni limitate della parabola (fughe e "trabocamenti").

Un'altra apparecchiatura tipica nell'aiuto alla navigazione aerea è il TACAN. Questo apparato ha la funzione di trasmettere in codice all'aereo che lo ha interrogato la sua posizione relativa rispetto al TACAN stesso (distanza e angolo). L'apparato funziona ad una frequenza compresa nella banda 960-1215 MHz; la potenza a radiofrequenza è modulata a impulsi della durata di 3,5 ms con frequenza di ripetizione di 7.200 impulsi al secondo. La potenza di picco è di 5 kW mentre la potenza media è inferiore a 150 W. L'antenna è realizzata per avere il massimo guadagno a pochi gradi sopra l'orizzonte con un guadagno massimo di circa 6. Essa è posta ad una distanza da terra tra 6 e 18 m. Nella direzione di massimo guadagno già a 15 m la densità di potenza è ridotta al livello degli standards più restrittivi ($5 \mu\text{W/cm}^2$) e anche sul rivestimento esterno di protezione dell'antenna assume valori piuttosto bassi ($0,5 \text{ mW/cm}^2$). In pratica questi apparati non presentano problemi di inquinamento elettromagnetico perché i livelli di densità di potenza misurabili nelle immediate vicinanze dell'antenna sono dell'ordine di $0,05 \mu\text{W/cm}^2$.

5.4 Applicazioni biomedicali

Le utilizzazioni delle microonde e radiofrequenze in medicina si possono dividere in diagnostiche e terapeutiche. Le prime sono di scarso interesse in campo protezionistico, a parte gli apparati di NMR. Alcuni esempi di applicazioni diagnostiche sono riportate in Tabella 5-5.

Le applicazioni terapeutiche sfruttano i meccanismi di assorbimento della potenza elettromagnetica da parte dei tessuti biologici per indurre un rialzo della temperatura in una zona localizzata all'interno dell'organismo.

| tipo di applicazione | tipo di diagnostica | campo di frequenza |
|--|---|--------------------|
| risonanza magnetica nucleare (NMR) | tomografia assiale computerizzata | 10 ÷ 70 MHz |
| termografia a MO | diagnostica dei tumori profondi | 0,5 ÷ 2,5 GHz |
| misure di trasmissione attraverso tessuti biologici | diagnostica polmonare (edema, enfisema) | 915 MHz |
| monitoraggio del movimento di organi interni (Radar Doppler) | diagnosi arteriosclerosi | 2450 MHz |

Tabella 5-5 Esempi di applicazioni diagnostiche di RF e MO.

Le applicazioni più usuali sono la marconiterapia e la radarterapia. Negli ultimi anni si sta sviluppando una nuova applicazione terapeutica (per ora in fase sperimentale) del calore prodotto dalla radiazione elettromagnetica: l'ipertermia.

5.4.1 Marconiterapia

La marconiterapia o diatermia a onde corte è realizzata con apparati costituiti da un generatore e da una serie di applicatori. Il generatore è progettato alle frequenze di 27,12 o 40,68 MHz con una potenza, ceduta agli applicatori, di 400 W massimi con possibilità di regolazione a scatti. L'apparato ha un rendimento del 30% ed è alimentato a frequenze di rete (220 V, 50 Hz).

Gli applicatori sono condensatori o bobine di varia forma e dimensione secondo il tipo di applicazione medica e la parte del corpo da trattare. Alcuni tipi, più comuni sono riportati in Tabella 5-6.

Poiché l'effetto terapeutico è la conseguenza del rialzo termico dei tessuti esposti all'applicatore (effetto prodotto dalle correnti indotte nell'organismo sia dal campo elettrico sia da quello magnetico) i campi intorno agli elettrodi devono essere necessariamente molto elevati (a 15 cm di distanza da un applicatore a condensatore si possono trovare valori di 1.000 V/m). Anche con gli applicatori magnetici ad una distanza di pochi centimetri dalla superficie del monode o diplode, l'agente inquinante primario è generalmente il campo elettrico (il rapporto

tra campo elettrico e campo magnetico in un dato punto dello spazio è superiore o uguale a 377Ω). Questi campi sono legati alle strutture metalliche ove scorrono le correnti che generano i campi magnetici o su cui affiorano le cariche che generano i campi elettrici.

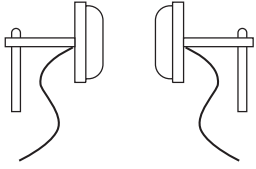
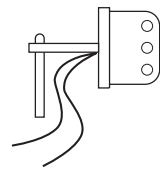
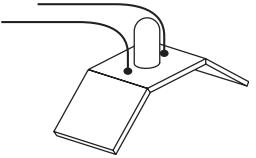
| tipo di applicatore | nome tecnico (Siemens) | forma |
|---------------------|------------------------|--|
| condensatore | elettrodo Schliephake |  |
| bobina | monode |  |
| bobina | diplode |  |

Tabella 5-6 Alcuni tipi di applicatori comuni.

Come per i riscaldatori industriali si possono avere campi elettrici convogliati, a distanza dall'apparato, tramite strutture metalliche (rete di alimentazione ENEL, strutture di sostegno, etc.). Spesso si possono trovare più apparati nello stesso ambiente e contemporaneamente in funzione. In queste condizioni gli operatori trascorrono lunghi periodi di tempo in presenza di campi superiori agli standard meno restrittivi ($E = 60 \text{ V/m}$). Ad esempio è possibile trovare valori di circa 100 V/m sulla consolle di comando del generatore. Anche i pazienti si trovano spesso

| organo o parte del corpo | apparato Oscilloflux 2000 (philips) | apparato Ultratherm 603 (Siemens) |
|--------------------------|-------------------------------------|-----------------------------------|
| occhio | 440 V/m | 500 V/m |
| inguine | 700 V/m | 800 V/m |
| dorso | 350 V/m | 300 V/m |
| addome | 1000 V/m | - |

Tabella 5-7 Livelli di campo elettrico (V/m efficaci) in varie parti di un paziente trattato con applicatori a condensatore a un braccio.

ad avere parti del corpo, che non dovrebbero subire il trattamento terapeutico, esposte a valori di campo eccessivi (Tabella 5-7).

5.4.2 Radarterapia

La radarterapia è l'utilizzazione delle microonde per il riscaldamento di tessuti biologici. Per inciso, questa applicazione non ha niente a che vedere con i radar se non per l'uso di frequenze nel campo delle microonde.

L'apparato è costituito da un generatore ad onda continua che può erogare una potenza dell'ordine di 200-300 W alla frequenza di 2450 MHz (alcuni apparati sperimentali funzionano a 915 MHz). Gli applicatori sono antenne di varia forma e dimensione con fasci di radiazione di circa $\pm 30^\circ$ sia nel piano orizzontale sia nel piano verticale. Un tipico apparato per radarterapia è riportato in Figura 5-15.

I campi irradiati dall'antenna sono più elevati lungo l'asse, con un guadagno massimo dell'ordine di 10 - 20. La densità di potenza misurata a circa 0.5 m nella direzione di massimo irraggiamento può raggiungere il valore di circa 100 mW/cm^2 con l'apparato a tutta potenza e circa 10 mW/cm^2 nella posizione di erogazione minima; il valore di 10 mW/cm^2 si trova ad una distanza di 1 o 2 m nella condizione di massima dose. Allontanandosi dall'antenna la densità di potenza decade con il quadrato della distanza, come avviene per qualunque campo irradiato.

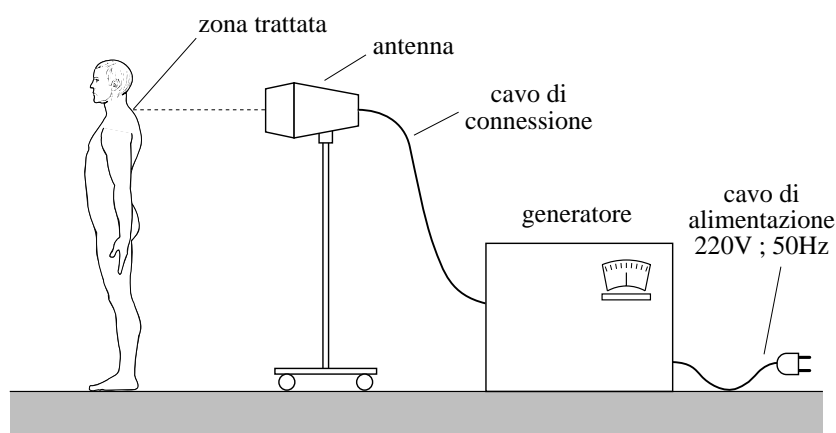


Figura 5-15 Schema di apparato per radarterapia.

5.4.3 Terapia ipertermica

L'ipertermia come tecnica terapeutica è una metodica di vecchia data, basata sulla sensibilità al calore delle cellule dei tessuti biologici. Recente, e ancora in fase di ricerca sperimentale, è la tecnica di riscaldamento dei tessuti per mezzo di campi elettromagnetici di alta frequenza.

I valori di temperatura che si devono raggiungere per avere un effetto terapeutico sono compresi tra 41° e 43°. Gli apparati sperimentali attuali sono molto simili a quelli della marconi e radarterapia, con potenze leggermente più elevate. Le frequenze a cui operano queste macchine sono 13,56 e 27,12 MHz, per gli apparati con applicatori a condensatore o bobina, e 433,92; 915 e 2450 MHz per quelli con applicatore radiativo (antenna).

5.5 Sistemi di controllo a microonde

Si va sempre più diffondendo l'uso di sensori a microonde capaci di rivelare alcuni parametri fisici dell'ambiente circostante quali la velocità e la posizione di oggetti o la loro presenza. In base al loro principio di funzionamento questi apparati possono essere classificati in due categorie:

- a) Sistemi ad effetto Doppler
- b) Barriere a microonde

I Sistemi ad effetto Doppler hanno il principio di funzionamento identico ai Radar Doppler militari; la differenza principale da questi ultimi è il livello della potenza emessa (generalmente da 10 a 100 mW) e le caratteristiche dell'antenna. Le applicazioni più comuni sono: sistema antifurto; misuratori della velocità di automezzi; "avvisatori di presenza", etc.

Le Barriere a microonde si basano sull'interruzione di un collegamento direttivo tra un trasmettitore ed un ricevitore. Sono preferite alle cellule fotoelettriche in tutti quei casi in cui è richiesta alta insensibilità ad agenti atmosferici (pioggia, nebbia, luce solare, etc.). Sono caratterizzate da antenne ad alto guadagno sia in trasmissione che in ricezione ed il generatore a microonde è dello stesso tipo utilizzato per i sistemi ad effetto Doppler. Le applicazioni più comuni sono: sistemi di conteggio automatico; rivelatori di sagome; "avvisatori di presenza".

Le caratteristiche elettromagnetiche più significative dei sistemi a microonde,

| tipo di sistema | potenza (mW) | frequenza (GHz) | guadagno max. antenna trasmittente |
|---|--------------|-----------------|------------------------------------|
| effetto Doppler | 10 ÷ 20 (*) | 9,2 ÷ 11,7 (**) | 3 ÷ 30 |
| barriere a microonde | 10 ÷ 100 (*) | 9,2 ÷ 11,7 (**) | 10 ÷ 1000 |
| (*) - il generatore (diodo GUNN o FET) è sempre acceso (**) - frequenza fissa compresa in questa banda | | | |

Tabella 5-8 Sistemi di controllo a microonde.

per quanto riguarda la protezione NIR, sono riportate in Tabella 5-8.

I sistemi ad effetto Doppler, dato il basso livello di potenza e il basso guadagno dell'antenna, producono nell'ambiente circostante livelli di densità di potenza trascurabili che diminuiscono, allontanandosi dalla sorgente, con il quadrato della

distanza (energia radiata). Ad esempio un antifurto tipico (potenza 10 mW; guadagno 30) può produrre valori di densità di potenza di 1 mW/cm^2 solo sulla superficie dell'antenna, che a 50 cm di distanza scende a $10 \text{ }\mu\text{W/cm}^2$.

Anche nel caso delle barriere a microonde i livelli di densità di potenza irradiati nell'ambiente circostante sono dell'ordine delle decine di $\mu\text{W/cm}^2$ e si trovano localizzati solo nello spazio intermedio tra le due antenne. Ad esempio sul radome dell'antenna trasmittente, di una barriera a microonde di una stazione di pedaggio autostradale, si sono misurati livelli massimi di $50 \text{ }\mu\text{W/cm}^2$ e valori di $20 - 25 \text{ }\mu\text{W/cm}^2$ nella zona intermedia fra le due antenne (distanza dalle antenne circa 4 metri)

CAPITOLO 6

STRUMENTAZIONE PER LA MISURA DEI CAMPI

D. Andreuccetti - Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche "Nello Carrara"

6.1 Introduzione

Negli interventi di sorveglianza fisica delle esposizioni ai campi elettromagnetici (EM) a radiofrequenza (RF) e microonde (MW, dall'inglese *microwaves*) si presenta di frequente la necessità di eseguire misure per determinare le intensità dei campi presenti nei siti esaminati.

L'esecuzione di una misura appare, sulla carta, estremamente semplice, pur di disporre della strumentazione adeguata: si pone il sensore nel punto dove si vuole effettuare la misura e si legge sullo strumento ad esso collegato l'intensità del campo presente.

In realtà vari fattori concorrono a far sì che la situazione non si presenti mai così banale, per esempio:

- difficoltà a reperire sensori commerciali adatti alla frequenza, all'intensità ed al tipo di campo (elettrico o magnetico) in gioco;
- distribuzioni di campo a struttura complessa (zona di induzione, zona di Fresnel, prossimità di masse metalliche, riflessioni, interferenze etc.);
- perturbazioni dovute alla presenza dell'operatore o della attrezzatura;
- scarsa affidabilità di certa strumentazione commerciale, pur molto diffusa in ambito protezionistico.

Per tutti questi motivi, è essenziale affrontare ogni misura con spirito critico ed evitare di fidarsi ciecamente di uno strumento. Sarà sempre opportuno verificare il responso strumentale con valutazioni a tavolino, o confrontare i risultati di misure indipendenti, eseguite con strumenti o procedure diverse.

In questo capitolo ci occuperemo delle attrezzature tecniche (strumentazione) che si utilizzano per le misure.

Nel paragrafo 6.2 verrà delineata la struttura di massima di tali strumenti, descrivendo brevemente le funzioni affidate a ciascuna parte.

Nel successivo § 6.3 si esamineranno, con riferimento anche a questa struttura, le esigenze imposte dalla situazione di misura.

Discuteremo poi (§ 6.4 ÷ 6.7) le caratteristiche generali della strumentazione esistente, in rapporto sia alla struttura presentata al § 6.2 sia alle esigenze delle varie situazioni di misura illustrate nel paragrafo 6.3.

Completano il capitolo un accenno ai metodi di calibrazione della strumentazione (§ 6.8) ed una breve rassegna degli apparati di misura e calibrazione realizzati dall'IROE nel corso della sua attività nel settore della protezione (§ 6.9).

6.2 Conformazione generale degli apparati di misura

Esiste una certa varietà di strumenti commerciali per misure di protezione

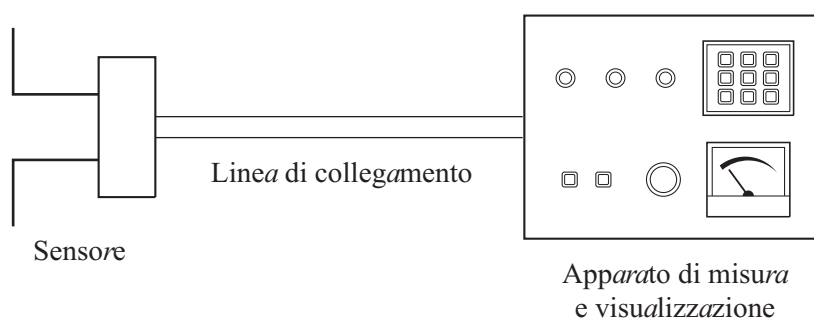


Figura 6-1 Struttura tipica di un apparato per misure a RF e MW.

RF/MW ed altri ne vengono continuamente realizzati dai laboratori e dalle aziende operanti nel settore, per affrontare situazioni particolari. Tali strumenti possono

differire notevolmente tra di loro, ma la loro struttura generale ricalca in genere un modello comune in cui si possono riconoscere, come mostrato in Figura 6-1, tre subassiemi fondamentali: *il sensore, la linea di collegamento e l'apparato di misura e visualizzazione.*

Il **sensore** è l'elemento (in genere metallico) che si accoppia ai campi in cui è immerso e genera ai suoi terminali una grandezza elettrica (tensione e/o corrente) istantaneamente proporzionale al campo cui il sensore risponde. Talvolta si usa il termine **antenna** in alternativa a sensore. Noi adotteremo quest'ultima denominazione solo per le strutture di dimensioni paragonabili o maggiori alla lunghezza d'onda della radiazione misurata.

La **linea di collegamento** trasferisce il segnale dal sensore all'ingresso dell'apparato di misura: la sua importanza non va sottovalutata, si tratta spesso di una delle parti più critiche dell'intero strumento e può rendersi talvolta responsabile di complicazioni ed errori nella procedura di misura.

L'**apparato di misura** infine, mediante una elaborazione elettronica del segnale ricevuto, ricava e fornisce all'operatore una indicazione quantitativa dell'intensità dell'agente misurato.

6.3 Esigenze di misura

La definizione dello strumento adatto ad una particolare misura (e cioè quale sensore, collegamento e apparato convenga usare) deve tener conto di diversi fattori, tra cui come minimo quelli di seguito analizzati.

6.3.1 Frequenza

Ogni parte dello strumento interessata dal segnale a radiofrequenza o microonde oggetto di misura, deve essere in grado di operare alla frequenza di tale segnale. Questa esigenza riguarda *sempre* il sensore e *spesso* (a seconda del principio di funzionamento dello strumento) anche la linea di collegamento e l'apparato di misura.

Per questo motivo, tra i parametri che caratterizzano ogni strumento o ogni parte di esso figura sempre la **banda passante**. Essa specifica l'intervallo di frequenze a cui il dispositivo fornisce una risposta corretta, entro determinati margini di errore.

Può capitare che la sorgente sotto sorveglianza emetta contemporaneamente su più frequenze. In questo caso, sono possibili due strategie di misura.

Si può operare a **banda stretta** utilizzando strumentazione con una ridottissima banda passante, centrata attorno a ciascuna delle frequenze a cui la sorgente emette. In alcuni casi ciò può voler dire usare uno strumento (o parte di esso) diverso per ogni frequenza di misura, ma più spesso si fa uso di apparati sofisticati in cui la frequenza di misura e la larghezza di banda possono essere selezionate dall'operatore con appositi comandi e resta tutt'al più da cambiare solo il sensore in funzione della frequenza.

Si può altrimenti operare a **banda larga**, usando uno strumento la cui banda passante abbracci tutto lo spettro emesso dalla sorgente. Lo strumento fornisce in questo caso una misura globale dell'intensità dei campi o della radiazione presente nel sito di misura.

Operare a banda larga è in generale l'approccio più economico ed immediato e probabilmente il più adatto alle esigenze delle misure di protezione. Esso soffre comunque di almeno una potenziale limitazione: non può essere utilizzato quando le norme di sicurezza cui ci si vuole riferire prevedono limiti massimi diversi per le diverse frequenze emesse dalla sorgente. Un esempio chiarirà il problema. Supponiamo di dover verificare la sicurezza di un sito di apparati per radiodiffusione comprendente impianti AM ad Onde Medie (frequenza $0.3 \div 3$ MHz), ad Onde Corte (frequenza $3 \div 30$ MHz) ed FM (frequenza $88 \div 108$ MHz) facendo riferimento allo standard ICNIRP del 1998 per la popolazione in genere. Sembrerebbe di poter risolvere la questione con una sola misura, dato che esistono molti strumenti a banda così larga da abbracciare tutte e tre le gamme. Invece sarà necessario utilizzare sistemi a banda stretta ed eseguire varie misure indipendenti, poiché i limiti previsti dallo standard ICNIRP per la gamma delle Onde Medie sono diversi da quelli per le Onde Corte e da quelli per le FM e addirittura sotto ai 10 MHz i limiti stessi variano con continuità in funzione della frequenza.

È inoltre necessario ricorrere alle misure a banda stretta anche qualora a banda larga si rilevi un valore complessivo dell'intensità del campo maggiore del limite specificato dalla normativa presa a riferimento (ancorché questa risulti uniforme nell'intervallo di frequenze emesse dalla sorgente); in questo caso occorre infatti, com'è ovvio, determinare singolarmente il contributo di ciascuna sorgente, in modo da disporre dei dati necessari a pianificare le opportune procedure per la riduzione a conformità.

6.3.2 Collocazione del sito di misura rispetto alla sorgente

Come è stato mostrato nel paragrafo 1.5, la struttura del campo elettromagnetico generato da una sorgente varia notevolmente con la distanza da questa. Riprendiamo alcuni dei concetti presentati, evidenziandone gli aspetti connessi con le prestazioni della strumentazione.

Per distanze dalla sorgente superiori a circa una lunghezza d'onda siamo nella **zona di radiazione**; in questa regione i campi hanno una struttura di tipo *radiativo* tanto più marcata quanto più ci si allontana dalla sorgente. La struttura radiativa è caratterizzata da campo elettrico e campo magnetico perpendicolari sia tra di loro sia alla direzione di propagazione; le loro ampiezze decrescono in modo inversamente proporzionale alla distanza dalla sorgente e stanno in un rapporto fisso tra di loro, che dipende solo dalle caratteristiche del mezzo in cui i campi si stanno propagando. Tale rapporto ha le dimensioni di una resistenza e prende il nome di **impedenza intrinseca** del mezzo; nel caso del vuoto, essa vale circa 377Ω .

In questa situazione, l'intensità della radiazione elettromagnetica può essere univocamente specificata indicando o l'ampiezza del campo elettrico o quella del campo magnetico o la **densità di potenza**, che rappresenta la quantità di energia che attraversa in un tempo unitario una superficie unitaria posta perpendicolarmente alla direzione di propagazione dei campi. Nel paragrafo 1.5 è stato mostrato come ricavare ognuna di queste grandezze dalle altre.

Quando le dimensioni della sorgente sono grandi rispetto alla lunghezza d'onda, è opportuno considerare la zona di radiazione ulteriormente suddivisa in una **zona di campo vicino o di Fresnel** ed una **zona di campo lontano o di Fraunhofer**, col limite di separazione posto grosso modo ad una distanza d^2/λ dalla sorgente, dove "d" è la massima dimensione lineare della stessa e " λ " la lunghezza d'onda. La zona di Fresnel, a causa degli intensi fenomeni di interferenza che vi hanno luogo, è caratterizzata da un andamento molto irregolare delle ampiezze dei campi, con forti variazioni su piccole distanze (dell'ordine di un quarto di lunghezza d'onda); anche in questa zona comunque, i campi conservano con buona approssimazione la struttura radiativa.

Resta infine da parlare della **zona di induzione**, posta nelle immediate vicinanze della sorgente. La sua importanza per la protezione è ovvia, trattandosi della regione dove più facilmente si incontrano campi molto intensi.

Questi hanno le caratteristiche di **campi reattivi**: il campo elettrico e quello magnetico sono strettamente legati alla struttura ed alla dislocazione delle rispettive sorgenti fisiche (cariche per il primo, correnti per il secondo) e non sono deducibili uno dall'altro. Il rapporto tra le loro ampiezze (indicato talvolta come **impedenza di campo**) varia grandemente a seconda del tipo di sorgente e del punto dove i campi sono valutati. Le sorgenti a struttura aperta, sedi di alte tensioni e basse correnti (per esempio, le armature di un condensatore), producono campi ad *alta impedenza* (maggiore di quella intrinseca del mezzo), caratterizzati da intensi campi elettrici e campi magnetici deboli o nulli; viceversa, quelle a struttura chiusa (bobine, elevate correnti con tensioni limitate) generano campi a *bassa impedenza*, con prevalenza del campo magnetico.

I campi reattivi decadono più rapidamente di quelli radiativi con la distanza dalla sorgente (in modo inversamente proporzionale almeno al quadrato della stessa) per cui sono predominanti solo fino a circa un decimo di lunghezza d'onda da quella, mentre divengono trascurabili per distanze superiori ad una lunghezza d'onda.

Nella zona di induzione perde di importanza, dal punto di vista protezionistico, il concetto di densità di potenza, poiché il fenomeno predominante non è il flusso di potenza che si irradia dalla sorgente (come nella zona di radiazione), ma bensì lo scambio di energia tra il generatore e i campi elettrico e magnetico. L'energia associata con questi ultimi è immagazzinata nello spazio in analogia con quanto avviene all'interno di un condensatore o di una bobina, come mostrato nel CAPITOLO 1 (si vedano le relazioni (1-11) e (1-26)). Se per esempio una data sorgente produce un intenso campo elettrico con un campo magnetico debole o nullo (alta impedenza di campo), il flusso di potenza radiata risulta basso o nullo, ma non è certo bassa o nulla la pericolosità connessa con il forte campo elettrico.

Infine, permangono anche nella zona di induzione le rapide variazioni spaziali dell'intensità dei campi che abbiamo visto essere presenti nella zona di Fresnel.

6.3.3 Potenza emessa dalla sorgente, modulazione

La potenza emessa dalla sorgente è un fattore molto importante ai fini di un corretto dimensionamento della strumentazione.

I parametri pertinenti nelle specifiche di questa sono la **sensibilità** e la **gamma dinamica**; la prima indica il livello del minimo segnale misurabile, la seconda il rapporto tra il minimo ed il massimo misurabili.

La sensibilità è limitata soprattutto dal **rumore** e dalla **stabilità** del sistema di misura, la dinamica dipende dal massimo sovraccarico tollerabile dallo strumento senza alterazione della linearità della risposta o addirittura danni di qualche tipo.

Queste considerazioni sono particolarmente significative quando si trattano segnali con *modulazione impulsiva a basso ciclo di servizio* (tipica dei segnali RADAR), che presentano una notevole intensità di picco con basso valore medio. In tale caso, se si utilizzano, come spesso avviene, strumenti che misurano il valore medio, occorrono contemporaneamente un'alta sensibilità per apprezzare i bassi valori medi ed un'ampia dinamica per tollerare ed integrare correttamente i valori di picco degli impulsi.

6.3.4 Compatibilità elettromagnetica

L'apparato di misura deve essere **compatibile** con l'ambiente elettromagnetico in cui opera, sia sotto l'aspetto dell'*emissione* sia sotto quello della *suscettibilità*.

Il problema dell'**emissione** nasce perché qualunque strumento elettronico appena un po' complesso contiene nel suo interno sorgenti di potenziali disturbi elettromagnetici (come oscillatori locali o generatori di segnali di temporizzazione). Occorre evitare che tali disturbi raggiungano il sensore e causino errori di misura. Questo si ottiene **schermando** l'elettronica dello strumento con pannelli metallici. In generale, quello dell'emissione non è un grosso problema nelle misure di radioprotezione, dove i segnali da misurare sono intensi e di conseguenza gli strumenti non sono eccessivamente sensibili.

Per quanto riguarda la **suscettibilità**, si noti che di solito tutto l'apparato di misura, anziché il solo sensore, si trova immerso nel campo elettromagnetico di cui si vuole determinare l'ampiezza. Occorre evitare che questo si accoppi direttamente a parti dell'apparato che non siano il sensore. La stessa schermatura applicata per ridurre l'emissione può servire a limitare l'accoppiamento del campo allo strumento di misura. Il problema maggiore resta la **linea di collegamento**. Quando questa trasporta un segnale a corrente continua (come in alcuni apparati a *rivelazione diretta*, di cui si parlerà), il problema può essere affrontato utilizzando *linee ad alta resistenza terminate con filtri passa-basso*. Quando invece la linea

trasporta direttamente il segnale a RF captato dal sensore, occorre ricorrere a mezzi più generali (applicabili per altro anche al caso precedente) quali l'utilizzo del **cavetto schermato** e del **doppino ritorto** (una coppia di fili strettamente intrecciati).

6.3.5 Fattori contingenti legati al sito ed agli apparati

Ci possono essere numerosi altri elementi da tenere in considerazione nel progettare una campagna di misure, in relazione alle caratteristiche sia della sorgente del campo elettromagnetico sia del sito dove deve avvenire la misura. Per questo motivo è opportuna una certa familiarità con le possibili sorgenti inquinanti, che permetta all'operatore di prefigurarsi la situazione e prepararsi conseguentemente.

Una rassegna delle caratteristiche più significative delle principali sorgenti si trova nel CAPITOLO 5 di questo volume.

6.4 Sensori per la zona di induzione

Per la misura dei campi nella zona di induzione occorrono sensori che rispondono o solo al campo elettrico o solo al campo magnetico, poiché, come si è visto nel § 6.3.2, non esiste alcuna relazione semplice tra i due, che devono perciò essere misurati **entrambi** e in modo **indipendente** (a meno che dalle caratteristiche della sorgente non si possa dedurre che uno dei due è nettamente predominante). Inoltre il sensore deve essere in grado di effettuare misure **puntuali**, poiché possono essere presenti notevoli variazioni spaziali delle intensità dei campi. Entrambi questi requisiti possono essere soddisfatti da sensori ad accoppiamento **reattivo**.

Si parla di accoppiamento reattivo (e si usa in questo caso il termine *sensore reattivo*), quando l'interazione fra sensore e campo avviene tramite il solo campo elettrico o il solo campo magnetico, con meccanismi analoghi a quelli che hanno luogo nei componenti circuitali a costanti concentrate. Per esempio, una spira per misure di campo magnetico (di cui si parlerà nel § 6.4.2) funziona esattamente come il secondario di un trasformatore il cui primario è costituito dalle correnti che generano il campo stesso che si vuole misurare. Detto in altre parole, ha luogo una interazione diretta tra il sensore e la sorgente del campo a cui il sensore risponde (carica per il campo elettrico, corrente per il campo magnetico); le cariche nella sorgente di campo elettrico inducono cariche nel sensore di campo elettrico, le

correnti nella sorgente di campo magnetico inducono correnti nel sensore di campo magnetico. L'accoppiamento reattivo è quindi un fenomeno analogo all'induzione statica, con la differenza che la variazione temporale del campo si riflette direttamente ed istantaneamente sulla variazione della risposta del sensore. Per questo motivo si usa spesso il termine **quasi-statico** in riferimento a questo tipo di interazione.

Avremo un accoppiamento **capacitivo** quando interessa il campo **elettrico**, **induttivo** quando interessa quello **magnetico**. Vedremo come in entrambi i casi è fondamentale che *non vi sia variazione di fase del campo nella regione occupata dal sensore*: questo perciò deve avere dimensioni lineari molto piccole rispetto alla lunghezza d'onda, diciamo al più 1/10 di quella.

6.4.1 Sensori di campo elettrico ad accoppiamento capacitivo

L'accoppiamento **capacitivo** ha luogo se il sensore ha una struttura aperta, costituita da due masse metalliche confinate in una regione tanto piccola che il campo elettrico si possa considerare uniforme in essa. Per induzione elettrica, si formano sulle due masse delle cariche elettriche di segno opposto; la variazione temporale di tali cariche, originata dalla variazione del campo elettrico inducente, costituisce una corrente elettrica nel circuito di misura che collega le due masse; questa corrente, direttamente proporzionale alla intensità istantanea del campo inducente ed alla sua frequenza, rappresenta il segnale elettrico reso disponibile dal sensore. Un sensore capacitivo di questo tipo, a struttura aperta, filiforme, che abbraccia un'area limitata (al limite nulla) e tanto corto che non si possano avere ri-chiusure ad anello nemmeno a causa degli accoppiamenti parassiti, è pressoché **insensibile al campo magnetico**. Considerato che le sue piccole dimensioni si riflettono anche in una buona **risoluzione spaziale**, si capisce come questa classe di sensori sia adatta a funzionare come *sensori di campo elettrico per misure nella zona di induzione*.

Per descrivere quantitativamente il comportamento dei sensori reattivi è conveniente ricorrere ad un modello circuitale. Per i sensori elettrici è appropriato utilizzarne uno costituito da un generatore di tensione in serie a una impedenza capacitiva. La forza elettromotrice sviluppata (a vuoto) dal generatore è proporzionale alla ampiezza del campo elettrico che investe il sensore; la costante di proporzionalità ha le dimensioni di una lunghezza e prende il nome di

lunghezza (o altezza) efficace del sensore. Il valore di tale lunghezza, come pure quello della capacità che costituisce l'impedenza del modello, dipendono dalla struttura geometrica del sensore.

Il più comune tra i sensori di questo tipo è il **dipolo corto** (Figura 6-2). Esso può assumere forme svariate, ma in sostanza è sempre costituito da due bracci metallici isolati, allineati e contrapposti, di lunghezza complessiva piccola rispetto alla lunghezza d'onda; i terminali di uscita del segnale sono gli estremi vicini di tali bracci. Il tipo più classico ha i bracci molto sottili (diametro "d" molto minore della lunghezza "h") e si presenta quindi come un doppio stilo filiforme. In tale caso, è possibile dimostrare che *la lunghezza efficace è pari a metà di quella fisica*:

$$V/E = h/2 \quad (6-1)$$

L'impedenza ai terminali è quasi esclusivamente reattiva ed equivale ad una capacità il cui valore, per dipoli molto sottili e con gli estremi affacciati molto vicini, è dato da:

$$C = \frac{\pi \epsilon h/2}{\ln(h/d) - 1} \quad (6-2)$$

dove ϵ è la costante dielettrica assoluta del mezzo che circonda il dipolo. La risposta in frequenza di un tale sensore (intesa come rapporto tra la tensione ai terminali e l'intensità del campo elettrico) è piatta a circuito aperto o su carico puramente capacitivo, mentre con carico resistivo assume l'andamento di un filtro passa-alto a 6 dB/ottava. L'impedenza interna si mantiene elevata a tutte le frequenze a cui il sensore può essere utilizzato. Per esempio, per un rapporto h/d pari a 100 ed alla massima frequenza di utilizzo (orientativamente quella per la quale la lunghezza h è un decimo della lunghezza d'onda), l'impedenza interna è quasi 30 volte maggiore dell'impedenza tipica dei dispositivi commerciali a radiofrequenza (pari a 50 Ω). La lunghezza limitata e l'impedenza elevata si riflettono negativamente sulla sensibilità del dipolo.

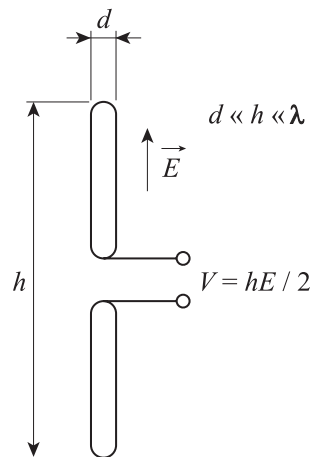


Figura 6-2 Dipolo corto.

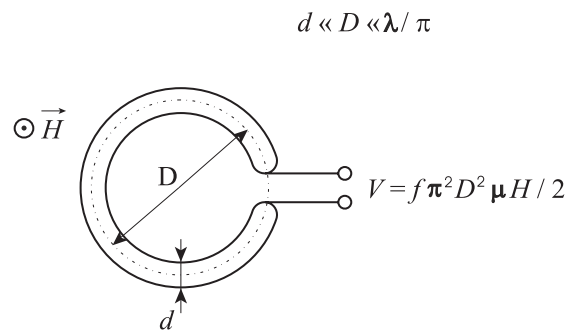


Figura 6-3 Spira piccola.

La scarsa sensibilità costituisce per altro una delle principali limitazioni di tutti i sensori ad accoppiamento reattivo.

6.4.2 Sensori di campo magnetico ad accoppiamento induttivo

L'accoppiamento **induttivo** ha luogo se il sensore ha una struttura anulare chiusa che abbraccia una superficie tagliata dalle linee di forza del campo magnetico e di estensione tanto piccola da poter considerare uniforme il campo stesso su di essa. Per induzione magnetica, si forma nell'anello ed è disponibile ai terminali una differenza di potenziale proporzionale all'intensità del campo magnetico ed alla sua frequenza (vedi capitolo 1, relazione (1-49)). Un sensore di questo tipo risulta pressoché **insensibile al campo elettrico**. Infatti, essendo questo campo uniforme nella zona di spazio occupata dal sensore, complessivamente si ha una cancellazione delle tensioni da esso indotte in ogni tratto dell'anello. Per questo motivo e per la buona **risoluzione spaziale**, questa classe di sensori si dimostra adatta a funzionare come *sensori di campo magnetico per misure nella zona di induzione*.

Per descrivere circuitualmente i sensori magnetici, risulta appropriato un modello costituito da un generatore di tensione con una impedenza induttiva in serie. La

tensione indotta (a vuoto) è direttamente proporzionale sia alla ampiezza del campo magnetico sia alla sua frequenza; la costante di proporzionalità, come pure il valore dell'induttanza che costituisce l'impedenza del modello, sono direttamente legati alla geometria del sensore.

Il più semplice sensore di questo tipo è la **spira piccola** (Figura 6-3): si tratta di una spira metallica circolare piana di circonferenza piccola rispetto alla lunghezza d'onda; i terminali di uscita del segnale sono ricavati interrompendo in un punto qualunque la spira stessa. Se la spira è filiforme (diametro “ d ” del conduttore che la costituisce molto minore del diametro “ D ” della spira stessa) è possibile trovare la seguente espressione per il rapporto fra tensione indotta V e campo magnetico H :

$$\frac{V}{H} = \frac{\mu f \pi^2 D^2}{2} \quad (6-3)$$

dove “ f ” è la frequenza del campo e μ la permeabilità magnetica del mezzo che circonda la spira; l'impedenza ai terminali è quasi esclusivamente reattiva ed equivale ad una induttanza:

$$L = \mu(D/2)[\ln(8D/d)-2] \quad (6-4)$$

La risposta di un tale sensore con carico resistivo (intesa come rapporto tra la tensione ai terminali e l'intensità del campo magnetico) ha, anche in questo caso, l'andamento di un filtro passa alto a 6 dB/ottava. A tutte le frequenze a cui il sensore può essere utilizzato, l'impedenza interna si mantiene relativamente bassa: per un rapporto D/d pari a 100 e alla più alta frequenza di utilizzo (corrispondente, come ordine di grandezza, a quella per la quale la circonferenza πD è un decimo della lunghezza d'onda), tale impedenza è poco più del triplo del valore comunemente in uso per il materiale a radiofrequenza.

6.5 Sensori per la zona di radiazione

Come abbiamo visto nel § 6.3.2, grazie alla particolare struttura del campo radiativo, in questa zona è sufficiente misurare il solo campo elettrico, oppure il solo campo magnetico, oppure la densità di potenza: le grandezze non direttamente misurate possono essere dedotte da quella misurata con semplici relazioni algebriche.

6.5.1 Zona radiativa vicina.

In questa zona, le notevoli variazioni spaziali delle ampiezze dei campi (frange di interferenza) impongono l'uso di sensori con alta risoluzione spaziale (dell'ordine almeno di 1/4 di lunghezza d'onda). Per questo motivo, si devono usare anche qui i sensori di piccole dimensioni (ad accoppiamento reattivo) impiegati nella zona di induzione.

Solo in alcuni casi, nella parte più "lontana" della zona di Fresnel, si possono cominciare ad utilizzare **antenne**, specie se a larga banda e operanti alle frequenze più basse della loro gamma utile, dove il rapporto tra le dimensioni lineari e la lunghezza d'onda è minore.

6.5.2 Zona radiativa lontana

Nella regione dei campi radiativi "lontani" si possono eseguire misure di campo EM utilizzando liberamente i sensori ad accoppiamento **radiativo**, ovvero le **antenne**. Si tratta di strutture di grandi dimensioni, paragonabili o superiori alla lunghezza d'onda della radiazione misurata, che funzionano come *elemento di transizione tra la propagazione nello spazio libero di un campo elettromagnetico e la propagazione guidata all'interno della linea di collegamento*.

Quando un'onda che si propaga con le modalità dello spazio libero investe un'antenna, in uscita da questa (guida d'onda o cavo coassiale) è presente un'onda guidata che trasporta potenza in quantità direttamente proporzionale alla potenza per unità di superficie (*densità di potenza*) che investe l'antenna stessa. La costante di proporzionalità fra queste due quantità ha le dimensioni di una superficie e prende il nome di **area equivalente o efficace** dell'antenna; essa dipende sensibilmente anche dal carico applicato all'uscita di questa: normalmente, il valore specificato dal costruttore si riferisce ad un carico resistivo di 50 Ω . In questo modo, con un unico parametro si rende contemporaneamente conto dell'efficienza con cui l'antenna raccoglie potenza dall'onda che la investe e di quella con cui cede tale potenza ad uno strumento di misura con impedenza di ingresso normalizzata.

E' opportuno a questo punto evidenziare alcuni concetti:

- a causa della **attenuazione di spazio libero** (ampiezza dei campi proporzionale all'inverso della distanza), è assai raro dover compiere misure protezionistiche nella zona radiativa lontana e comunque questo avviene solo per campi a

frequenza relativamente alta (indicativamente oltre i 300 MHz) e con sorgenti di dimensioni limitate;

- mentre, se si vuole, si possono usare sensori reattivi per misure sui campi radiativi (per quanto questo non sia in generale conveniente poiché, date le alte frequenze in gioco, tali sensori devono essere realmente molto piccoli e quindi molto poco sensibili), non è possibile il viceversa;
- la distinzione tra accoppiamento reattivo e radiativo dipende anche dalla frequenza: qualunque sensore reattivo diventa radiativo se utilizzato a frequenza sufficientemente elevata.

Esiste una grandissima varietà e disponibilità commerciale di antenne standard. Diamo uno sguardo ai tratti caratteristici di alcune di esse.

Il **dipolo a mezz'onda** è una antenna a banda stretta avente una struttura analoga a quella del dipolo esaminato nel § 6.4.1, con la differenza di avere una lunghezza complessiva “h” pari alla metà della lunghezza d'onda della radiazione da misurare. La sua lunghezza efficace risulta pari a $2h/\pi$, mentre l'impedenza corrisponde ad una resistenza di 73Ω circa, in serie con una reattanza induttiva di 43Ω circa. Il dipolo a mezz'onda viene comunemente utilizzato per misure di campi EM a polarizzazione orizzontale (campo elettrico parallelo al suolo) ed è conveniente soprattutto per frequenze da 35 a 1000 MHz. Naturalmente occorre un dipolo diverso per ogni singola frequenza e questo diminuisce l'utilità pratica di tale antenna; per ovviare in parte a tale limitazione, sono disponibili in commercio dipoli “sintonizzabili”, cioè dotati di bracci regolabili in lunghezza (telescopici).

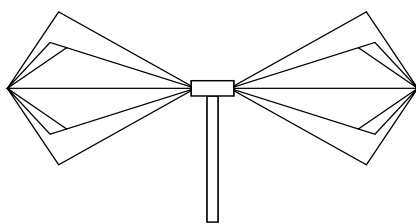


Figura 6-4 Antenna biconica

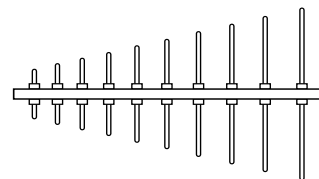


Figura 6-5 Antenna log. Periodica

L'**antenna biconica** è una delle più diffuse antenne standard per misure di campo. Essa ha grossomodo la struttura di un doppio cono come mostrato in Figura 6-4. Si tratta di una antenna a banda larga, usata per lo più a polarizzazione orizzontale, che copre la gamma da 20 a 200 MHz. I suoi parametri dipendono

purtroppo dalla frequenza in modo irregolare e non monotono; si veda per esempio l'andamento dell'area equivalente (con carico di 50Ω) in funzione della frequenza, riportato in Figura 6-6, per un esemplare tipico di tale antenna.

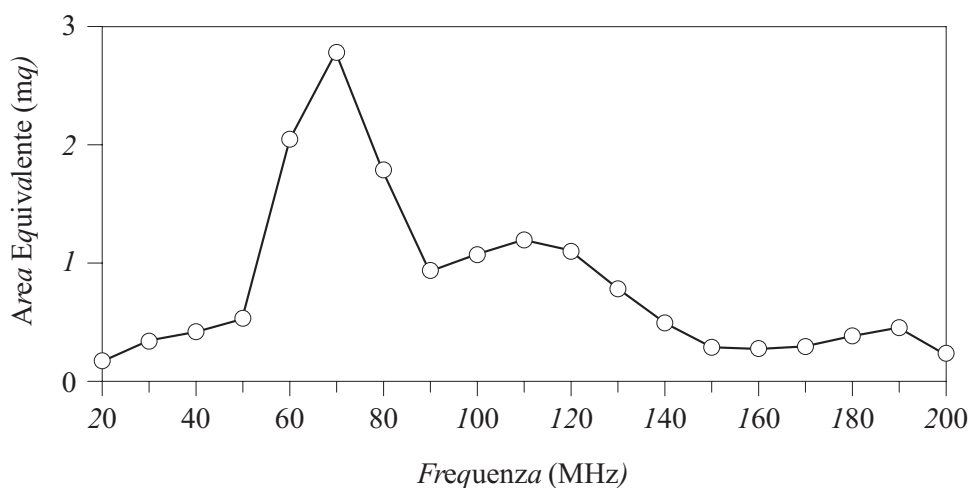


Figura 6-6 Area equivalente di una tipica antenna biconica in funzione della frequenza.

L'**antenna logaritmica periodica** (schematizzata in Figura 6-5) è costituita da una successione di dipoli paralleli e complanari, di lunghezza ed interdistanza progressivamente crescenti, tutti collegati tra di loro. È una antenna a larga banda (da 200 a 1000 MHz) a polarizzazione lineare.

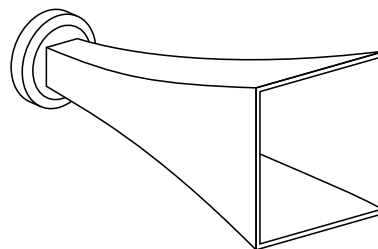
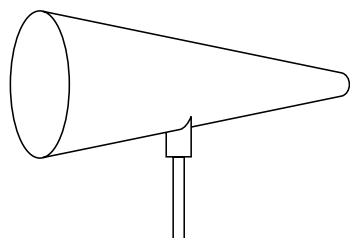


Figura 6-7 Antenna a spirale conica logaritmica. Figura 6-8 Antenna a tromba.

L'**antenna a spirale conica logaritmica** (Figura 6-7) è costituita da una spirale conduttrice che si avvolge su una superficie conica con un passo che diminuisce procedendo dalla base verso il vertice. Si tratta di una antenna a larga banda, a polarizzazione circolare, disponibile in due modelli standard, dimensionati per funzionare rispettivamente da 200 a 1000 MHz e da 1 a 10 GHz. E' caratterizzata da una area equivalente che varia con la frequenza in maniera abbastanza regolare, come mostrato nella Figura 6-9 per il tipo che copre la gamma da 200 a 1000 MHz.

Le **trombe a guadagno standard** (Figura 6-8) sono antenne realizzate

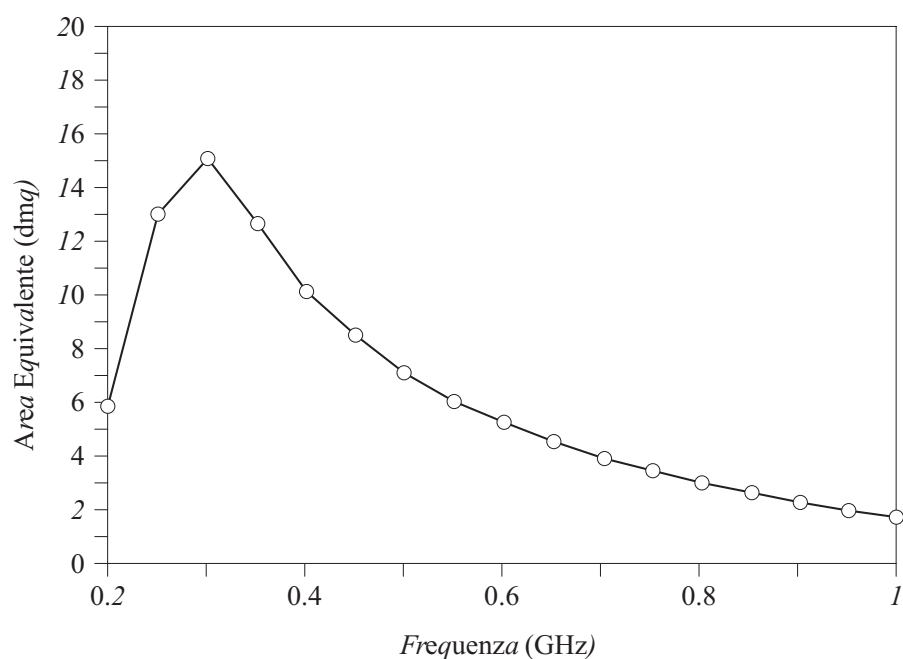


Figura 6-9 Area equivalente in funzione della frequenza di una tipica antenna a spirale conica logaritmica per la banda da 0.2 a 1 GHz.

mediante progressivo allargamento di una guida d'onda rettangolare; sono indicate per misure nella banda SHF (3-30 GHz) e nella parte più bassa della EHF (30-300 GHz); presentano valori di area equivalente pari ad una frazione (tipicamente 0.5-0.9) dell'area geometrica della bocca.

6.6 Polarizzazione, isotropia

Un sensore si dice **polarizzato** se fornisce una risposta dipendente dal suo orientamento spaziale rispetto al campo da misurare. Esempi tipici sono i dipoli, che forniscono un segnale proporzionale al coseno dell'angolo tra il campo elettrico e la direzione dei bracci. Analogamente, presentano una direzione privilegiata i sensori a spira, l'antenna biconica e la logaritmica periodica. Invece, le antenne a

spirale conica logaritmica hanno una risposta uniforme qualunque sia la direzione del campo elettrico nel piano normale all'asse del cono, mentre sono insensibili alla componente del campo lungo tale asse. E' possibile anche realizzare sensori **isotropi** (ottenuti per esempio per combinazione di tre sensori polarizzati linearmente), in cui la risposta è completamente indipendente dalla direzione del campo misurato.

I sensori isotropi semplificano sicuramente la misura, in quanto sollevano l'operatore dalla necessità di preoccuparsi dell'orientamento del sensore. Essi inoltre diventano *indispensabili* quando la polarizzazione del campo misurato varia rapidamente nel tempo (come nel caso dei *campi a polarizzazione ellittica*, descritti nel paragrafo 1.5). Per contro, l'impiego di sensori polarizzati consente di ricavare una informazione in più dalla misura e cioè la direzione del campo. Essa può essere abbastanza significativa anche in ambito protezionistico poiché, come mostrato nel CAPITOLO 3, l'accoppiamento del corpo umano al campo elettromagnetico è fortemente dipendente dalla polarizzazione di quest'ultimo.

6.7 Strumenti di misura

Lo *strumento di misura* elabora il segnale a RF prodotto dal sensore e mostra all'operatore, su di un opportuno *dispositivo di visualizzazione*, alcuni parametri caratteristici del segnale ricevuto. Si è soliti classificare gli strumenti, a seconda del principio di funzionamento, in due grandi categorie: strumenti a **rivelazione diretta** oppure ad **accoppiamento a radiofrequenza**.

6.7.1 Strumenti a rivelazione diretta

Un apparato a **rivelazione diretta** si compone, come mostrato in Figura 6-10, di un equalizzatore, un rivelatore, un filtro passa basso, un amplificatore in continua ed un dispositivo indicatore.

L'**equalizzatore** (non sempre presente) è una rete lineare di componenti passivi avente lo scopo di compensare le variazioni della risposta in frequenza del sensore, rendendola più piatta possibile, o comunque adattandola alle esigenze di misura (per esempio: conformità ad uno specifico standard di sicurezza).

Il segnale - eventualmente equalizzato - prodotto dal sensore raggiunge il **rivelatore** che, nella maggior parte dei casi, fornisce in uscita una tensione continua proporzionale al valore quadratico medio del segnale a RF presente al suo ingresso (“*rivelazione quadratica*”), ovvero in definitiva al valore quadratico medio del campo (elettrico o magnetico) cui il sensore risponde. Nei campi radiativi quest’ultimo è proporzionale alla densità di potenza della radiazione.

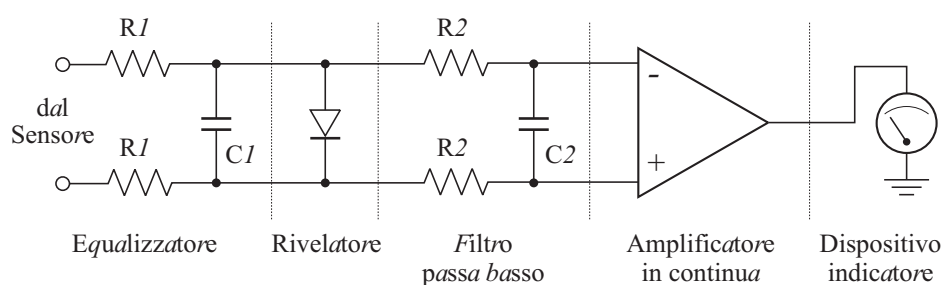


Figura 6-10 Schema di apparato a rivelazione diretta.

I tipi più comuni di rivelatori di questo tipo sono il **diodo a semiconduttore** e la **termocoppia**.

Nel diodo a semiconduttore, la rivelazione quadratica ha origine nella *nonlinearità della caratteristica tensione-corrente* che, per segnali piccoli rispetto al potenziale di barriera, può essere approssimata con una parabola. Con questa ipotesi si può mostrare che, applicando al diodo una eccitazione (una tensione a RF) sinusoidale a valor medio nullo, circola in esso una corrente il cui valore medio (non nullo) è proporzionale al quadrato dell’ampiezza della tensione eccitatrice. Occorre tenere sempre presente che, per un diodo, la rivelazione segue la legge quadratica solo per segnali di eccitazione sufficientemente piccoli.

Nella termocoppia, la rivelazione quadratica ha origine *termica*. La corrente a RF che circola nel giunto caldo vi dissipa per effetto Joule una potenza che ne innalza la temperatura rispetto a quella del giunto freddo. Si genera perciò nella termocoppia una tensione continua legata al valor medio della potenza a RF dissipata e cioè al quadrato dell’ampiezza della corrente che vi circola.

In molti casi il rivelatore viene montato a contatto col sensore, per esempio saldato direttamente ai morsetti del dipolo o della spira; questa soluzione è molto usata con i sensori reattivi, ai quali è poco conveniente, a causa del disadattamento di impedenza, accoppiarsi a RF. In alcuni strumenti sensore e rivelatore sono addirittura meccanicamente indistinguibili, come avviene per certi apparecchi commerciali nei quali il sensore-rivelatore è costituito da una schiera di termocoppie a film sottile collegate in serie. Entrambe queste configurazioni si prestano assai bene alla realizzazione di sensori **isotropi**, semplicemente collegando in serie le uscite dei rivelatori di tre dipoli (o tre spire) disposti nello spazio lungo tre direzioni mutuamente ortogonali. Il corretto funzionamento di un sensore isotropo di questo tipo è strettamente legato al rispetto della legge di rivelazione quadratica, grazie alla quale la tensione continua totale disponibile in uscita è direttamente proporzionale al valore quadratico medio del campo (comunque polarizzato) che investe il sensore.

In altri casi (per esempio quando il sensore è una antenna standard) il rivelatore (quasi sempre un diodo) è un dispositivo a sé stante, collegato al sensore con uno spezzone di cavo coassiale o un tratto di guida d'onda.

In quest'ultima categoria possiamo far rientrare anche i wattmetri a RF con rivelatore a termistore (**bolometri**). Il termistore è costituito da una resistenza il cui valore dipende sensibilmente dalla temperatura; quando viene scaldato dalla potenza a RF da misurare, la sua temperatura aumenta, il valore resistivo varia e dalla misura della resistenza si può risalire alla potenza assorbita.

Il segnale a corrente continua fornito dal rivelatore passa attraverso un **filtro passa basso** a componenti passivi avente il duplice scopo di impedire che le correnti a RF prodotte dal sensore raggiungano gli stadi a valle del rivelatore e impedire anche che segnali a RF captati accidentalmente da questi ultimi stadi (si veda il § 6.3.4) raggiungano il rivelatore.

Il segnale così filtrato viene infine convenientemente amplificato da un **amplificatore in continua** e reso disponibile per la visualizzazione o altre semplici elaborazioni, come la determinazione del valore medio su tempi medio-lunghi (per integrazione elettronica) o il confronto con livelli di riferimento (per esempio, soglie previste dalla normativa).

Per la visualizzazione si impiegano **dispositivi indicatori** analogici (a lancetta) o numerici. A causa della rivelazione quadratica, talvolta la scala di questi

dispositivi è tarata in unità di densità di potenza; questo tipo di indicazione ha però senso solo per misure nei campi radiativi (zona di Fresnel o di Fraunhofer) e non nella zona di induzione (campi reattivi). In quest'ultima, se il sensore è adatto, lo strumento è ancora utilizzabile ma *occorre risalire col calcolo dall'indicazione fittizia di densità di potenza a quella realmente significativa di intensità di campo elettrico o magnetico*.

Tutti questi strumenti sono più o meno equivalenti sul piano delle prestazioni. Essi hanno in genere il vantaggio di essere relativamente economici, semplici da usare e intrinsecamente a **larga banda** (a meno che questa non sia limitata dal sensore): è possibile trovare in commercio strumenti in grado di coprire una banda dal centinaio di kHz fino ai GHz. Per contro, questi strumenti presentano una sensibilità non eccellente e forniscono solo informazioni sull'ampiezza dei campi, non su frequenza o contenuto spettrale; in genere però, nessuna di queste limitazioni ha molto peso per le misure protezionistiche.

Per quanto riguarda la sensibilità va osservato che la limitazione maggiore proviene dalla deriva termica del rivelatore (in particolare se a termocoppia o a termistore), accentuata dall'accoppiamento in continua del successivo amplificatore: come conseguenza, spesso gli strumenti di questa categoria non possono essere usati nelle portate più sensibili (specie per misure all'aperto) a causa di una eccessiva instabilità dello "zero". Per dare delle indicazioni, uno strumento commerciale a termocoppia con una risoluzione nominale di $1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ difficilmente potrà essere usato all'aperto per valutare livelli inferiori a qualche decina di microwatt per centimetro quadrato (corrispondenti ad un campo elettrico dell'ordine di 10 V/m) e un buon sistema bolometrico a termistore potrà misurare affidabilmente solo livelli di almeno qualche microwatt (qui la sensibilità complessiva dipende dall'area equivalente del sensore). I sistemi con rivelatore a diodo sono più stabili e quindi sensibili, ma un limite esiste comunque, sia per la deriva termica dell'amplificatore sia per problemi di rumore e di compatibilità elettromagnetica; per dare una cifra, con un buon microvoltmetro si possono misurare tensioni DC dell'ordine di qualche decina di microvolt che, con un rivelatore tipico (sensibilità $0.5 \text{ mV}/\mu\text{W}$), equivalgono a potenze RF dell'ordine del decimo di microwatt.

6.7.2 Strumenti ad accoppiamento a radiofrequenza

Nei sistemi ad **accoppiamento a radiofrequenza** il segnale prodotto dal sensore giunge, attraverso una linea di collegamento a RF o MW (cavo coassiale, guida d'onda) ad uno strumento sofisticato in grado di ricavarne diverse informazioni tra le quali, come minimo, l'intensità e la frequenza fondamentale.

Tutti i sistemi di questo tipo (*spettroanalizzatori, misuratori di campo, radioricevitori*) si basano sul principio della **conversione di frequenza**. Il segnale ricevuto viene convertito in uno di ampiezza proporzionale ma di frequenza fissa (**frequenza intermedia**) e come tale filtrato, amplificato, rivelato e misurato. In questo modo si possono ottenere elevate sensibilità, soprattutto grazie al fatto che si amplificano segnali *alternati* (il che significa alti guadagni con basse derive) ed a *banda molto stretta* (raccogliendo così pochissimo rumore): sono facilmente raggiungibili potenze minime misurabili dell'ordine di 10^{-12} watt.

La grande quantità di informazioni che questi strumenti forniscono consente di eseguire misure molto complete e raffinate. Per contro, essi hanno un costo piuttosto elevato e sono di uso non semplicissimo, che richiede personale qualificato e dotato di competenze specifiche.

6.8 Accuratezza, calibrazione, errori

Nelle misure di protezione non vi dovrebbero essere esigenze di **accuratezza** molto spinte. Ha infatti poco senso spendere molte risorse per determinare con grande precisione il campo elettromagnetico presente nel sito esaminato, quando sull'interpretazione dei valori misurati esistono grossi fattori di indeterminazione, per esempio:

- modalità di esposizione scarsamente quantificabili e riproducibili;
- notevoli disomogeneità spaziali e fluttuazioni temporali delle sorgenti di interesse protezionistico;
- grande incertezza sugli effetti che una data esposizione può avere sull'organismo umano.

In ogni modo, uno dei principali fattori che determinano la precisione della misura è l'accuratezza con cui è stato calibrato lo strumento con cui essa viene eseguita.

Calibrare uno strumento significa correlare la sua indicazione con il valore effettivo del campo in cui è immerso il sensore. Questa correlazione dovrebbe tener

conto di un grande numero di fattori, tra i quali la variazione della risposta con la frequenza, con l'orientamento del sensore, con la temperatura o altri parametri ambientali. In realtà, dato che molto spesso, in sede di misura, parametri come la frequenza o la polarizzazione del campo non sono noti in maniera esauriente, non sempre è possibile correggerne l'effetto.

Per eseguire una calibrazione, la soluzione più ovvia è quella di generare un *campo campione* di caratteristiche note, immergervi il sensore e mettere in corrispondenza l'ampiezza del campo con l'indicazione dello strumento.

Una soluzione alternativa consiste nel calibrare separatamente il sensore (con metodi indiretti, che non richiedano campi campione) e l'apparato di misura. Il problema reale è la taratura del sensore, poiché l'apparato di misura (in definitiva un voltmetro in continua o a RF) può essere tarato in maniera accurata semplicemente disponendo di un buon generatore di segnali a RF.

6.8.1 Generazione di campi campione

Questo approccio, concettualmente semplice, non è privo di difficoltà pratiche: per generare un **campo campione** è necessario, in generale, disporre di una antenna calibrata cui applicare una potenza nota; così, il problema si sposta dalla calibrazione dello strumento originario a quella dell'antenna di riferimento e vale quanto sarà detto nel § 6.8.2. Il problema si semplifica (almeno in parte) nei casi in cui è possibile **calcolare**, con accuratezza adeguata alle esigenze della calibrazione, il campo generato da una antenna di riferimento, anziché doverlo **misurare**; questo è naturalmente possibile solo per alcuni tipi di antenne, caratterizzati da strutture geometriche particolarmente regolari.

Per la generazione di campi campione esistono molte tecniche *standard*, che prevedono l'impiego di dispositivi diversi a seconda del campo (elettrico, magnetico o elettromagnetico) che si vuole generare e della sua frequenza. Accenneremo ad alcune delle tecniche più diffuse.

Per generare un *campo elettrico campione a frequenza molto bassa* (fino ad 1 MHz circa) è conveniente utilizzare una struttura nota con il nome (un po' improprio) di **antenna a gabbia** ("cage antenna", Figura 6-11); si tratta essenzialmente di un grosso condensatore ad armature rettangolari piane e parallele, di dimensioni relativamente grandi rispetto alla distanza che le separa; tra le due armature è presente un campo elettrico con buona approssimazione uniforme (al-

meno lontano dai bordi) la cui intensità è data dal rapporto tra la tensione applicata alle armature (misurabile per esempio con un oscilloscopio) e la distanza che le separa. In questo campo elettrico viene immerso il sensore da calibrare. Esso deve occupare un volume piccolo rispetto allo spazio disponibile e deve essere posto sufficientemente distante dalle armature, in modo da non alterare la distribuzione di cariche sulle stesse e quindi il campo generato.

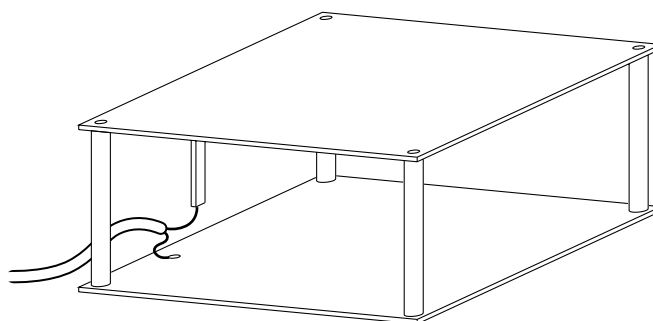


Figura 6-11 Antenna a gabbia.

Il dispositivo forse più diffuso per la generazione di *campi elettromagnetici campione nell'intervallo di frequenze da 10 kHz a 300 MHz*, è la cosiddetta **cella TEM**. Essa è costituita da una linea di trasmissione a 50Ω di grandi dimensioni, che impiega come conduttore centrale una striscia metallica piana e come conduttore esterno (di massa) una struttura metallica a sezione rettangolare. In tale linea (collegata ad un generatore con impedenza di 50Ω e richiusa all'altro estremo su una impedenza di ugual valore) esiste un modo dominante di propagazione (modo TEM) caratterizzato da campo elettrico e campo magnetico entrambi *trasversali*, cioè ortogonali alla direzione di propagazione, rappresentata dall'asse longitudinale. Esso costituisce l'unico modo possibile per frequenze relativamente basse: salendo in frequenza (oltre il limite superiore indicato), si possono eccitare e propagare nella linea dei *modi superiori*, a causa dei quali il campo presente diviene di più difficile caratterizzazione.

Infine, per generare un *campo elettromagnetico campione a frequenza ancora superiore*, i dispositivi maggiormente impiegati sono le estremità aperte di guida

d'onda rettangolare (fino a qualche GHz circa) e le antenne a tromba piramidale (da 0.5 a 10 GHz circa).

6.8.2 Calibrazione di antenne

Per la **calibrazione delle antenne** accenneremo ad un metodo molto diffuso, incluso in alcune normative ufficiali (per esempio MIL-STD-461A); si tratta del *metodo delle due antenne identiche*, illustrato schematicamente in Figura 6-12. In esso si fa uso di due esemplari identici dell'antenna da calibrare, allineati uno di fronte all'altro ad una distanza " d " nota con precisione.

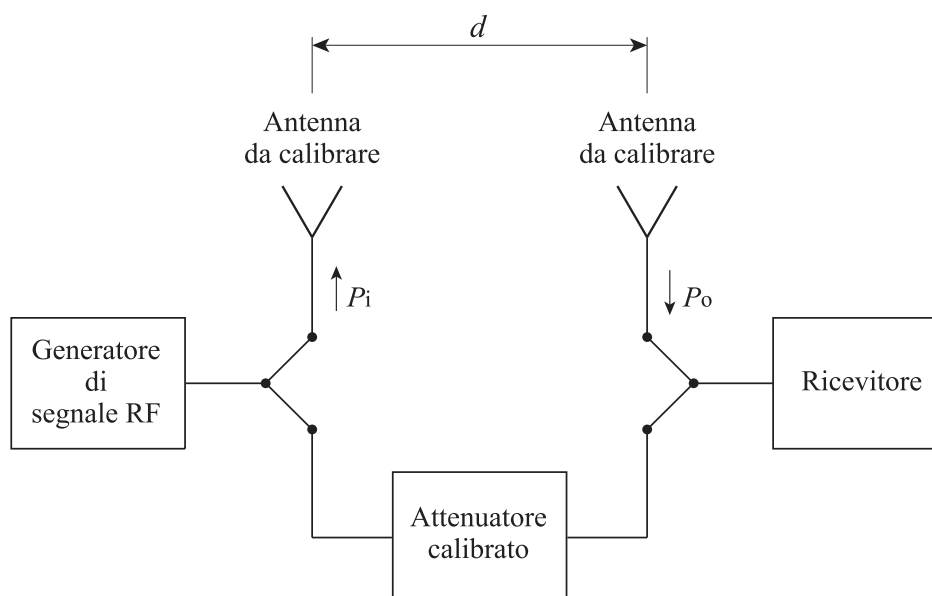


Figura 6-12 Schema del *metodo delle due antenne identiche*.

Si alimenta con un generatore la prima antenna con una potenza " P_i " e si misura con un ricevitore la potenza " P_o " disponibile ai morsetti della seconda; poi si collegano direttamente tra di loro i cavi provenienti dal generatore e dal ricevitore, interponendo un attenuatore variabile di precisione; si aggiusta l'attenuazione introdotta al valore " A " (<1) tale che, ferma restando la potenza P_i emessa dal generatore, il ricevitore indichi lo stesso valore P_o letto in precedenza; a questo punto è possibile risalire all'area equivalente " A_e " dell'antenna con la relazione:

$$A_e = \lambda d \sqrt{A} \quad (6-5)$$

dove λ è la lunghezza d'onda impiegata.

Il metodo, come si vede, non richiede che si misurino con grande accuratezza le potenze P_i e P_o , ma solo la distanza " d " tra le antenne e l'attenuazione " A " introdotta nella seconda fase della misura; occorre inoltre conoscere con sufficiente precisione la lunghezza d'onda λ , ovvero la frequenza di lavoro. Il metodo è perciò assai preciso purché:

- le due antenne siano effettivamente identiche;
- il loro allineamento sia molto curato;
- l'impedenza vista dalle due antenne sia esattamente la stessa e sia uguale a quella dell'attenuatore;
- il generatore emetta una potenza P_i sufficientemente stabile nell'arco di tempo della misura.

6.8.3 Errore di misura

La precisione finale della misura non dipende unicamente dall'accuratezza con cui il sensore, o tutto lo strumento di misura, è stato calibrato. Altri fattori da tenere presenti sono:

- l'influenza della frequenza, della polarizzazione del campo, della temperatura o di altri parametri ambientali, qualora di essi non si sia potuto tenere conto in fase di calibrazione;
- l'accuratezza con cui l'indicazione dello strumento viene apprezzata dall'operatore;
- la perturbazione del campo da misurare introdotta dalla strumentazione o dall'operatore.

La combinazione di tutti i fattori di incertezza presenti costituisce l'**errore di misura**. Una sua stima è importante perché altrimenti non è possibile utilizzare correttamente il dato misurato, neanche in ambito protezionistico (per esempio, confrontarlo con gli standard di sicurezza). Il modo più semplice per stimare l'errore consiste nel calcolare l'*errore massimo assoluto*, dato dalla somma dei valori assoluti delle incertezze dovute a ciascun fattore. Si tratta di una stima molto

grossolana e pessimistica, poiché equivale a supporre che tutti i fattori contribuiscono all'errore nello stesso verso e ciascuno nel peggior modo possibile. Una valutazione più ragionevole, ma più complessa, è quella dell'*errore probabile*, che si avvale di metodi statistici per tener conto del fatto che le incertezze dovute ai vari fattori si possono in parte compensare una con l'altra e non saranno mai comunque tutte contemporaneamente nella situazione peggiore. Le accuratezze tipiche che si possono, o si dovrebbero, ottenere nelle misure di campo per impiego protezionistico, sono dell'ordine del 40% (± 3 dB).

6.9 Strumentazione originale realizzata all'IROE

Descriviamo alcuni dispositivi di misura realizzati presso l'IROE, che forniscono un esempio di soluzione ad alcuni dei problemi affrontati nel presente capitolo.

Per l'analisi dei campi dispersi da **apparati industriali di riscaldamento a induzione**, è stato realizzato un sensore isotropo di campo magnetico a rivelazione diretta, costituito da tre spire mutuamente ortogonali seguite da celle di filtraggio e diodi rivelatori; esso può misurare campi magnetici nell'intervallo da 0.4 a 5 A/m con risposta piatta (± 1 dB) tra 0.35 e 7 MHz, anisotropia massima 1 dB e precisione di calibrazione ± 0.5 dB.

In occasione di numerosi interventi su macchine per trattamenti industriali operanti nella gamma delle onde corte (3-30 MHz) (incollatrici del legno, saldatrici della plastica) si è potuto constatare che, in questo tipo di attività, difficilmente un apparato può essere caratterizzato (dal punto di vista protezionistico) una volta per tutte. Cambiamenti del tipo di lavorazione richiedono riconfigurazioni della macchina ed in particolare degli elettrodi (forma, dimensioni, spaziatura) che determinano profonde modificazioni della distribuzione ed intensità dei campi dispersi. In questa situazione risulta poco utile una caratterizzazione ambientale anche precisa e dettagliata ed è invece più efficace disporre di una valutazione della pericolosità dei campi dispersi semplice ed immediatamente aggiornabile. A questo scopo abbiamo realizzato un **segnalatore di campi elettrici** a larga banda (1÷150 MHz, brevetto CNR), la cui caratteristica peculiare consiste in una indicazione *semaforica* dei livelli di intensità dei campi in rapporto ad un prescelto standard di sicurezza: luce verde, nessun pericolo; luce rossa, zona interdotta; luce gialla esposizione permessa per un tempo limitato. Esso utilizza tre sensori a dipolo

corto mutuamente ortogonali, ciascuno richiuso su un rivelatore a diodo; i tre segnali rivelati sono sommati in modo da ottenere, grazie alla legge quadratica, una uscita complessiva proporzionale al quadrato dell'intensità del campo elettrico, indipendentemente dalla sua polarizzazione. Lo strumento può essere usato anche da persona poco esperta di misure di campi EM e che non conosca i criteri e gli standard di sicurezza.

Per misure a frequenze dell'ordine di 1 GHz su **radiofari TACAN**, è stata realizzata una sonda a banda stretta costituita da:

- sensore: dipolo progettato e calibrato per la frequenza di interesse (guadagno 2.35; area equivalente 175 cm^2 a 981 MHz);
- strumento di misura: bolometro con termistore HP478A e wattmetro HP431B.

Tale sonda può misurare densità di potenza minime dell'ordine di $0.01 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, con una risoluzione spaziale di circa 20 cm.

In occasione di una indagine sulle radiazioni emesse dalle **barriere a microonde** impiegate ai caselli autostradali, è stata realizzata una sonda costituita da:

- sensore: antenna a tromba di nostra costruzione e taratura (guadagno 109; area equivalente 68 cm^2 a 10.7 GHz);
- rivelatore a diodo HPX424A con carico video di 50Ω (sensibilità $5.6 \mu\text{V}/\mu\text{W}$, limite della rivelazione quadratica circa 6.8 mW);
- microvoltmetro KEITHLEY 155, in grado di misurare affidabilmente tensioni DC minime dell'ordine di $100 \mu\text{V}$.

Tale sonda può misurare densità di potenza da 0.25 a $100 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, con una accuratezza migliore di $\pm 3 \text{ dB}$.

Per la caratterizzazione protezionistica di **impianti radar** è stato realizzato un sistema particolare (brevetto CNR) che si pone come obiettivo di superare le difficoltà insite nella misura di campi elettromagnetici modulati ad impulsi con basso ciclo di servizio (dell'ordine di 1:1000), cui si è accennato nel § 6.3.3. Nel caso dei radar a queste difficoltà si aggiungono quelle dovute alla rotazione dell'antenna, per cui in definitiva la misura con i mezzi convenzionali diviene di fatto impossibile: lo strumento non indica praticamente niente (al più qualche rapido guizzo al passaggio del fascio), ma contemporaneamente rischia di subire danni a causa degli elevati valori impulsivi. Per ovviare a questi inconvenienti occorre cat-

turare e fissare i valori di picco stessi (dimensionando su di essi la sensibilità e la robustezza della strumentazione) ed acquisire contemporaneamente i parametri temporali che permettano di ricostruire col calcolo i valori medi. La strumentazione realizzata per questo scopo impiega, come sensore, una antenna a spirale conica logaritmica AILTECH 93491-2 (area equivalente 24 cm^2 a 1300 MHz), seguita da un rivelatore a diodo a barriera Schottky HP8473C con carico video di 500Ω (sensibilità $0.13 \text{ mV}/\mu\text{W}$, rivelazione quadratica fino a circa $40 \mu\text{W}$); il segnale rivelato subisce una preamplificazione di 20 dB (x10 in tensione) ed una particolare elaborazione che rende possibile la visualizzazione e la misura degli impulsi radar sullo schermo di un oscilloscopio a memoria digitale, dove si riescono a valutare con precisione ampiezze minime dell'ordine di 10 mV, equivalenti a $0.3 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ in antenna.

CAPITOLO 7

TECNICHE DI RISANAMENTO E PROTEZIONE, SULLE MACCHINE, NEGLI AMBIENTI E SULL’UOMO

L. Millanta - Dipartimento di Ingegneria Elettronica, Università degli Studi di Firenze

7.1 Tecniche di sorveglianza

Oggetto della presente nota è essenzialmente la tecnica della riduzione dei campi nelle zone frequentate. Si può tuttavia considerare inclusa nel concetto di protezione dei potenzialmente esposti anche la tecnica della sorveglianza ambientale. Limitiamo questo concetto ai sistemi automatici, che non richiedono l'intervento di operatori che effettuano la misura: questo ultimo aspetto è coperto dal capitolo sulle tecniche di misura e da quello sulla organizzazione delle misure e dei controlli negli ambienti.

Le tecniche di sorveglianza automatica si concretano essenzialmente in apparecchi che potremo chiamare “avvisatori di rischio”. Il problema della realizzazione di apparecchi di tale tipo è in sostanza un problema di misura di campo, e a questo si applicano tutti i concetti generali esposti nel Cap. 6. Gli avvisatori di rischio possono essere considerati dei misuratori di campo specializzati per un'applicazione specifica. Se ne possono pensare due sottoclassi: una per l'ambiente potenzialmente rischioso, e una per il soggetto esposto. La prima corrisponde concettualmente ad un rivelatore di campo che segnala il superamento di una soglia prefissata nel punto in cui è collocato (zona da sorvegliare). Essenzialmente la sua funzione sarebbe quella di dare un allarme

qualora per circostanze accidentali il livello di sicurezza fosse superato nella zona da sorvegliare. Il secondo tipo di avvisatore di rischio, quello personale, sarebbe analogo al primo, con l'importante differenza che dovrebbe funzionare correttamente in stretta prossimità del corpo umano (il portatore dello strumento), poiché non è pensabile che lo strumento avvisatore sia portato dalla persona da proteggere su un supporto che lo tenga ad una certa distanza. Un'importantissima caratteristica addizionale che sarebbe altamente desiderabile nella protezione personale, e che differenzerebbe nettamente l'apparecchio di protezione personale dagli ordinari misuratori di campo, sarebbe la capacità di integrare nel tempo i livelli che superino una soglia prefissata. Si avrebbe così un indicatore dell'esposizione del soggetto in termini di dose anziché di intensità.

Sono stati proposti diversi avvisatori di rischio di tipo personale, ma non risulta che si sia avuta una qualche diffusione nell'uso. Esistono dosimetri, per i campi a 50 Hz, usati estesamente per indagini scientifiche sui rischi di esposizione.

7.2 Tecniche per la riduzione dei livelli di esposizione

L'aspetto fondamentale delle tecniche di protezione consiste nella eliminazione, o meglio nella riduzione, dell'accoppiamento fra sorgenti dei campi e soggetti esposti. Ciò può farsi agendo a) sulla sorgente, o b) sul soggetto esposto, o c) sullo spazio interposto. Vi sono vari provvedimenti tecnici tendenti a ridurre l'accoppiamento. Questi provvedimenti sono variamente interdipendenti e interagenti e vanno solitamente considerati nel loro insieme. Si può dire che fra i vari argomenti specialistici di cui si occupa questo testo, il problema del controllo delle emissioni e della esposizione è fra i più specializzati. Viene qui trattato per fornire una consapevolezza delle tecniche disponibili e dei risultati di massima ottenibili, e non si pretende di rendere il lettore autosufficiente in questo campo. Si avverte anzi che provvedimenti di risanamento non accuratamente studiati e controllati possono sortire effetti non previsti, e quindi possono portare anche ad un peggioramento della situazione. Più spesso portano ad uno spreco di tempo e di danaro, e a ripercussioni negative sull'uso delle apparecchiature e sull'agibilità degli ambienti.

Le tecniche a cui faremo cenno nel seguito rientrano nella più vasta disciplina del controllo delle Interferenze Elettriche e della Compatibilità elettromagnetica. Questa disciplina studia le interferenze fra un apparecchio emettitore e un

apparecchio disturbato, o “vittima” della interferenza. Il caso particolare di cui ci occupiamo è quello in cui la vittima è il corpo umano. I provvedimenti di controllo e protezione tendono a ridurre l’interferenza fino ad un livello a cui gli apparecchi funzionano correttamente in presenza l’uno dell’altro. Si è raggiunta la compatibilità.

Nel nostro caso la compatibilità richiede che i livelli a cui è esposta la persona siano inferiori ai livelli di sicurezza stabiliti per la salute umana.

I provvedimenti fondamentali per il controllo delle interferenze sono:

- schermature
- collegamenti alle masse e a terra
- filtraggi e isolamenti elettrici
- posizionamento (distanziamento e orientazione)

Vi sono poi altri provvedimenti, quali bilanciamenti e tecniche di cancellazione (cioè di interferenza negativa) che sono di pertinenza in pratica solo del trattamento dei segnali elettrici.

7.3 Schermature

Gli schermi metallici ostacolano la trasmissione dei campi elettrici e magnetici. Ciò avviene per due meccanismi: 1) la riflessione alle due superfici di passaggio (aria/metallo all’ingresso e metallo/aria all’uscita) e 2) dissipazione di energia all’interno del metallo. A seconda dei casi, può prevalere l’uno o l’altro dei due meccanismi: in questo intervengono: a) il tipo di metallo; b) lo spessore; c) il tipo di campo (elettrico, magnetico, elettromagnetico).

In Figura 7-1 è rappresentato un esempio. L’attenuazione è riportata in funzione della frequenza per due lastre ciascuna di spessore 0.5 mm, una di acciaio (tratto continuo) e l’altra di alluminio (tratteggiata). Il caso raffigurato si riferisce a un’onda elettromagnetica, con E ed H in rapporto 377Ω . L’attenuazione è uguale per E e per H e le ordinate riportano appunto il fattore di riduzione di E, o di H, attraverso la lastra. L’attenuazione della densità di potenza è il quadrato del fattore di riduzione indicato in figura. In ciascuna curva, il tratto orizzontale rappresenta la regione in cui prevale l’attenuazione per riflessione mentre nel tratto in salita prevale la dissipazione. Ovviamente l’attenuazione aumenta con lo spessore della lastra: in proporzione allo spessore della lastra nel tratto in cui l’attenuazione è

dovuta alla riflessione e in misura fortissima (esponenzialmente) nel tratto in cui prevale l'attenuazione.

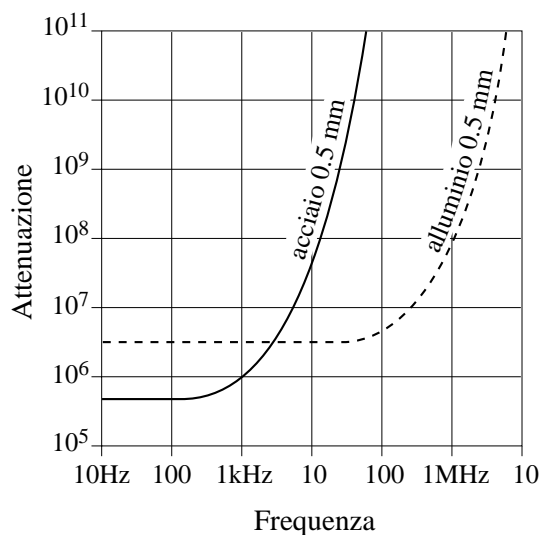


Figura 7-1

Se invece che con un'onda elettromagnetica si ha a che fare con campi reattivi, il fenomeno è più complicato: l'attenuazione è diversa per i campi originati da sorgenti di tipo elettrico (emettitori ad alta impedenza, cioè dipoli elettrici) e per quelli originati da sorgenti di tipo magnetico (emettitori a bassa impedenza, cioè dipoli magnetici). L'attenuazione dipende anche dalla distanza dello schermo dalla sorgente (perché dalla distanza dipende l'impedenza di campo). Per i campi ad alta impedenza (di tipo elettrico) possiamo dire che non si hanno preoccupazioni, perché l'attenuazione è sempre maggiore di quella dell'onda e.m. Per i campi a bassa impedenza (di tipo magnetico) l'attenuazione è minore di quella dell'onda e.m., tanto minore quanto più bassa è la frequenza e quanto più lo schermo è vicino alla sorgente di campo magnetico, e può ridursi a valori bassissimi rispetto a quelli che si verificano per l'onda e.m. (basti pensare che al limite di frequenza zero, cioè per campi statici, i metalli non magnetici non influenzano affatto H, cioè sono per esso trasparenti). In pratica, la realizzazione di efficaci schermi magnetici (diciamo con un'attenuazione del campo di almeno 100 volte) a frequenze basse

(orientativamente, sotto qualche kHz) e a breve distanza dalla sorgente (10 cm) diviene difficoltosa. Le proprietà fondamentali dell'efficacia schermante delle lastre metalliche nei confronti del campo magnetico sono qui illustrate con dei grafici.

In Figura 7-2 sono riportati i grafici di attenuazione del campo magnetico per le stesse lastre a cui si riferisce anche la precedente figura.

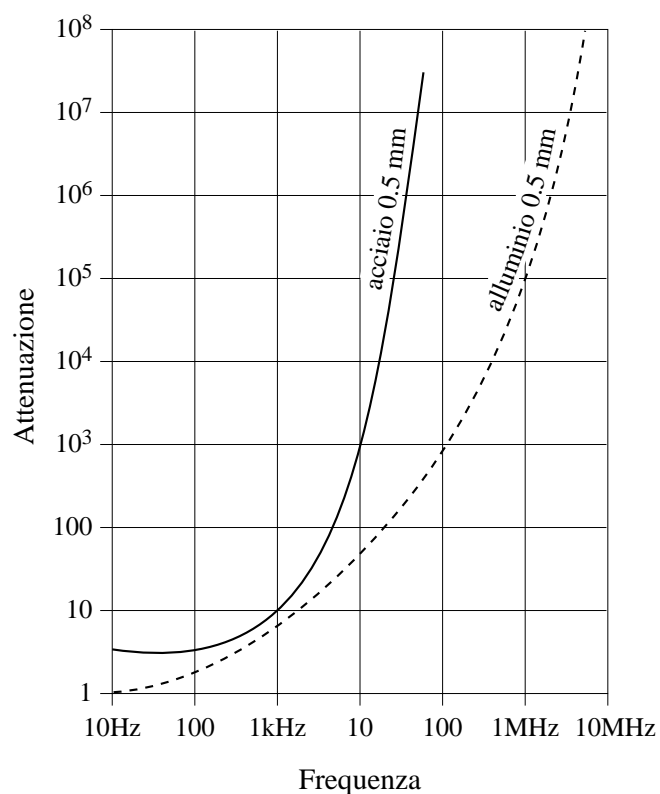


Figura 7-2

La distanza fra sorgente di campo magnetico e lastra è assunta di 10 cm per la Figura 7-2. Come si vede, al disotto di 1 kHz non si raggiunge un fattore 10 di attenuazione. Un metallo magnetico (acciaio) presenta un certo vantaggio su uno non magnetico (alluminio). Aggiungiamo che questo vantaggio si accentua per i

forti spessori, e può avere interesse alle frequenze bassissime. Un esempio valido per l'acciaio a 50 Hz è riportato in Figura 7-3.

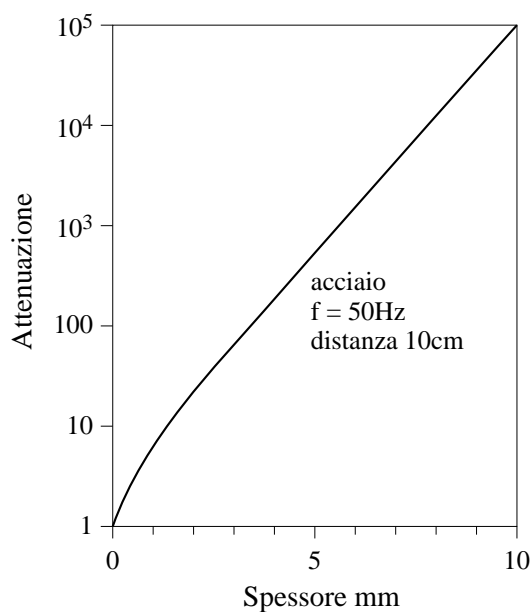


Figura 7-3

La Figura 7-4 mostra poi l'influenza dello spessore della lastra alle varie frequenze. Si riferisce ancora a distanza di 10 cm fra sorgente e schermo. Si vede che: a) alle alte frequenze (sopra il MHz) non ci sono difficoltà per la schermatura magnetica, neppure con lastre relativamente sottili; b) alle bassissime frequenze (50 Hz) una schermatura significativa richiede spessori di schermo improponibili, per metalli non magnetici. Infine, in Figura 7-5 si vede l'influenza della distanza fra sorgente e schermo. L'esempio si riferisce a una lastra di alluminio di 0.5 mm. Come si vede, l'efficacia aumenta con l'aumentare della distanza fra sorgente di campo magnetico e schermo, e questo avviene perché all'aumentare della distanza diminuisce il campo magnetico in rapporto al campo elettrico (aumenta l'impedenza del campo: E/H).

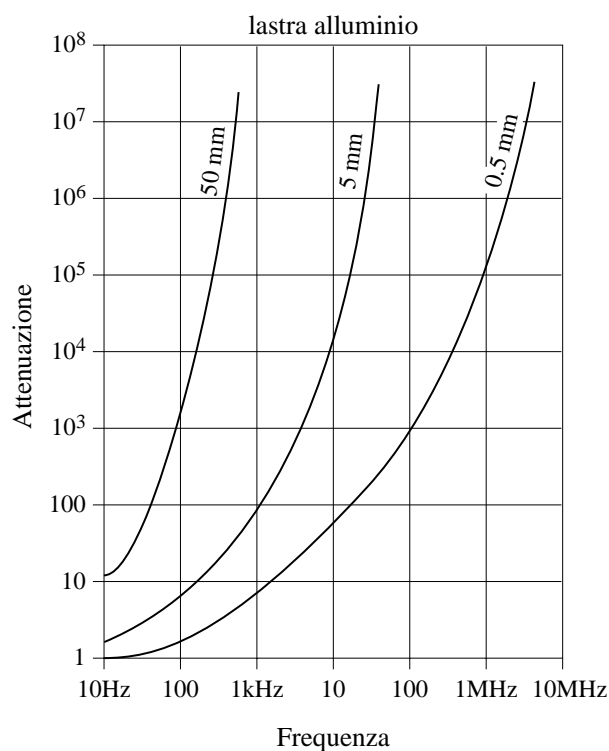


Figura 7-4

Come considerazione finale sull'attenuazione del campo magnetico, aggiungiamo che i grafici precedentemente presentati sono certamente pessimistici: l'attenuazione è maggiore di quella mostrata, perché i grafici si riferiscono ad una sorgente di campo magnetico puro, senza campo elettrico, e questa in pratica non esiste. Vi è sempre un certo valore del campo elettrico, e questo fa sì che i valori dell'attenuazione tendano ad avvicinarsi a quelli del campo elettromagnetico di Figura 7-1 (detto altrimenti: l'impedenza del campo non è mai nulla o bassissima; si riscontra anzi in pratica che l'impedenza del campo non ha quasi mai valori molto piccoli rispetto a quella dello spazio libero, $\eta_0 = 377 \Omega$).

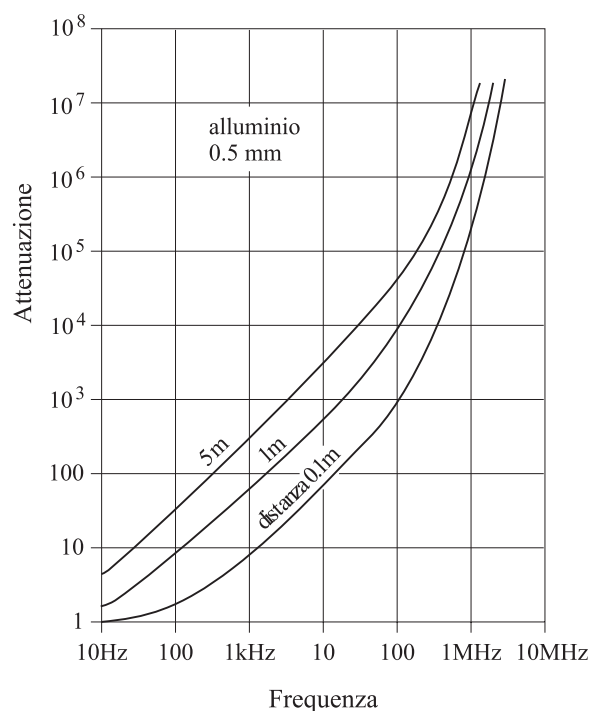


Figura 7-5

Abbiamo dunque visto che, a parte il caso di campi magnetici a frequenze bassissime, le attenuazioni raggiungibili sono altissime. In pratica, a frequenze non troppo basse, e certamente dal MHz in su, qualunque lastra di qualunque metallo è capace di ridurre qualunque valore di campo tecnicamente ottenibile, al disotto del più basso valore limite esistente, e questo vale sia per il campo di una sorgente elettrica, che per quello di una magnetica, che per il campo elettromagnetico. Allora il problema (a parte gli schermi magnetici a bassissima frequenza) non è tanto quello di fare uno schermo che attenui sufficientemente: qualunque scatola di lamiera perfettamente chiusa ha un'attenuazione che possiamo considerare totale a tutti i fini pratici. Il problema è che la scatola chiusa non si può tecnicamente realizzare mai, nei casi che ci interessano. Sono necessarie aperture e varie forme di collegamento fra interno ed esterno (aperture per ventilazione, per l'osservazione, per il passaggio dei materiali, passaggio di cavi elettrici per l'alimentazione, per i comandi e le segnalazioni, etc.). Delle configurazioni tendenti ad avvicinarsi allo schermo completamente chiuso possono certamente

realizzarsi, con maggiore o minore raffinatezza (e costo), fino al massimo, che è rappresentato dalla cabina schermata per collaudi di apparati elettronici sensibili. Naturalmente lo schermo chiuso comporta, oltre il costo, un sacrificio dell'agibilità dello spazio intorno alla zona schermata.

In molti casi in cui si ritenga necessario circondare con uno schermo chiuso la sorgente dei campi (o, se vogliamo, l'ambiente frequentato dalle persone), può aiutare grandemente l'adozione di una rete metallica al posto della lastra continua. Se ben realizzate e in buone condizioni, le reti disponibili comunemente in commercio (es. reti da voliere) possono risolvere la grande maggioranza dei casi che si possono presentare nella protezione. È importante, specie per la protezione da sorgenti magnetiche, che la rete sia a maglie saldate (fili saldati fra loro agli incroci). Naturalmente la rete ha un'attenuazione tanto minore quanto maggiori sono le dimensioni dei fori. Una rappresentazione approssimata è riportata in Figura 7-6. La dimensione riportata a parametro è il lato di un foro quadrato, o, orientativamente, la massima dimensione di un foro di forma qualunque.

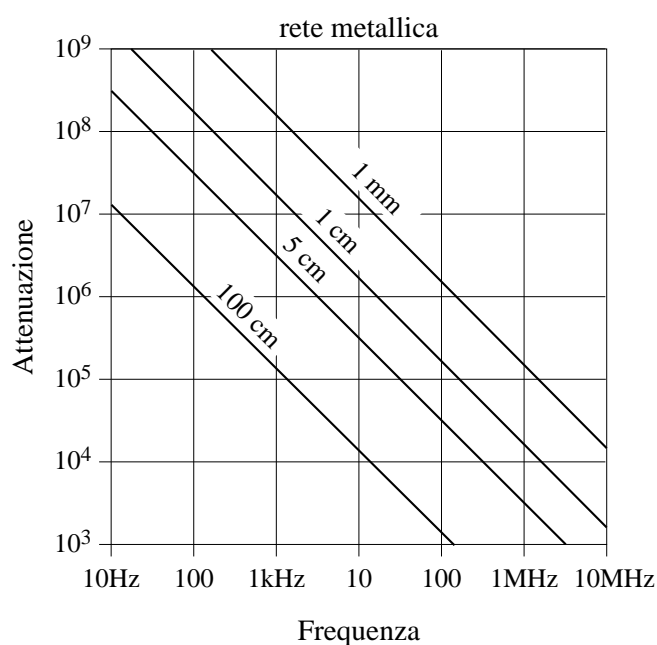


Figura 7-6

Ci si riferisce all'attenuazione del campo elettromagnetico: anche qua ci si deve attendere un'attenuazione migliore per un campo elettrico puro ed una peggiore (*molto* peggiore alle basse frequenze e a brevi distanze) per il campo magnetico.

Se, come in genere accade, nello schermo si devono praticare aperture chiudibili con porte o portelli, bisogna stare attenti che la posizione di "chiuso" ricostituisca per quanto possibile la continuità metallica dello schermo. Se rimangono delle fessure, volontarie o inavvertite, questo può generare una reirradiazione intensa dall'interno all'esterno (in linea di principio, il campo all'esterno dello schermo può addirittura aumentare in qualche zona rispetto a quello che si avrebbe in assenza di schermo). La continuità elettrica delle fessure può considerarsi soddisfacente se vi è un buon contatto elettrico (saldatura o contatto galvanico efficace) almeno ogni ventesimo di lunghezza d'onda.

Il passaggio di cavi (delle rete elettrica, o altro) attraverso lo schermo, può vanificare l'efficacia dello schermo. I cavi che debbono attraversare lo schermo possono essere muniti essi stessi di schermo, da collegare efficacemente alla struttura schermante principale nel punto di attraversamento. Altrimenti, lungo i collegamenti si debbono disporre dei filtri elettrici di blocco o dei trasformatori di separazione (v. oltre).

In linea di principio, le proprietà degli schermi metallici precedentemente descritte possono essere sfruttate anche come protezione sull'uomo, anziché come ostacolo alle fughe dalle apparecchiature potenzialmente nocive. Si possono pensare schermi metallici fissi, quali gabbie o cabine al cui interno staziona l'operatore durante il tempo in cui nell'ambiente sono presenti campi pericolosi. A questi schermi si applicano integralmente tutte le considerazioni precedenti. Si possono pensare schermi metallici mobili con la persona da proteggere, e questi possono essere: a) tute integrali; b) schermi parziali. Tute integrali di tessuto metallizzato o retinato sono state realizzate per usi speciali, ma sono in pratica inapplicabili per usi ordinari lavorativi. Gli schermi parziali non offrono alcuna garanzia di protezione, a causa della possibilità di aggiramento dei bordi liberi, e in pratica sono proponibili (in teoria) solo a frequenze elevate, per le quali le dimensioni dello schermo siano equivalenti a molte lunghezze d'onda. Come schermi parziali si può pensare ad es. a caschi di rete, occhiali a rete o a lenti metallizzate, scudi (occhiali di rete o metallizzati sono stati raccomandati in certe

norme protezionistiche dei Paesi dell'Est) ma non risulta che siano stati realmente applicati, almeno da organismi seri e competenti.

7.4 Collegamenti di massa e a terra

Per *massa* si intende la parte metallica prevalente, più estesa, di un circuito elettrico. Solitamente comprende i pannelli o telai metallici su cui sono montati i componenti elettrici ed elettronici e può essere divisa in varie parti (vari pannelli) che possono essere collegate elettricamente fra loro oppure isolate. Le masse possono essere collegate alla cabina metallica che racchiude l'apparecchiatura, oppure essere isolate da essa. La massa serve solitamente come elettrodo comune di riferimento dei vari circuiti elettronici che vi sono montati, e può servire anche come uno dei due collegamenti elettrici di ciascun circuito; in tal caso è pertanto percorsa dalle correnti di ritorno di tutti i circuiti che vi si appoggiano. Anche se la massa non viene usata come conduttore di ritorno, essa è percorsa in varia misura dalle correnti che fluiscono all'esterno di ciascun circuito intenzionale attraverso percorsi parassiti (correnti di modo comune).

La configurazione in generale più raccomandabile è quella in cui tutte le masse sono collegate elettricamente insieme, sono quindi collegate alla schermatura metallica, e questa è collegata a terra. Non è però detto che questa sia sempre la configurazione ottimale; può darsi il caso che vi sia un'emissione minore con qualche massa scollegata, o, come si dice, "sospesa" o "flottante".

Occorre anche fare qualche precisazione sui collegamenti fra le masse, e sulla terra. Un tratto di conduttore che a bassa frequenza rappresenterebbe un perfetto collegamento elettrico, ha invece alle alte frequenze una impedenza non trascurabile, che può anche essere molto elevata. Quindi due masse collegate fra loro con questo tratto di conduttore non si trovano allo stesso potenziale, come si desidererebbe. Per avere un collegamento ragionevolmente efficace, è bene: a) tenere corti i collegamenti: *la lunghezza dei conduttori dovrebbe essere tenuta minore di 1/20 di lunghezza d'onda per limitare l'impedenza e la radiazione*; b) tenere per quanto possibile grandi le dimensioni della sezione trasversale; in questo rispetto però si noti che *quello che conta è il perimetro esterno della sezione trasversale più che la sua area*. Quindi un conduttore a sezione circolare piena ha la stessa impedenza di un conduttore tubolare con la stessa circonferenza esterna. Un conduttore a nastro (sezione trasversale rettangolare schiacciata) ha circa la

stessa impedenza di un conduttore cilindrico con lo stesso perimetro. Quindi il conduttore a nastro è quasi sempre la soluzione preferita per i vantaggi in termini di costo, peso e flessibilità.

Per quanto riguarda la terra, si deve tener presente la distinzione fra *terra di sicurezza* e *terra per la radiofrequenza*. Una buona terra di sicurezza non è quasi mai un buon collegamento a terra per le radiofrequenze, perché è realizzata con conduttori troppo lunghi e sottili per rappresentare, almeno approssimativamente, un cortocircuito elettrico. Per approssimare una buona messa a terra per la RF è opportuno: a) tenere l'apparecchiatura vicina al suolo; b) disporre una piastra metallica sotto l'apparecchiatura o le apparecchiature da collegare insieme e a terra, collegandovi tutte le cabine con conduttori ben ancorati; c) usare collegamenti corti e massicci, ad ampio perimetro; d) in alternativa o in aggiunta al b), disporre sotto alle apparecchiature dei conduttori interrati per migliorare il contatto con il suolo, p. es. rete metallica interrata, con picchetti interrati saldati alla rete.

7.5 Filtraggi e isolamenti elettrici

Una parte significativa delle fughe di RF dagli apparati avvengono per *conduzione* lungo strutture metalliche, cioè per correnti di conduzione, anziché

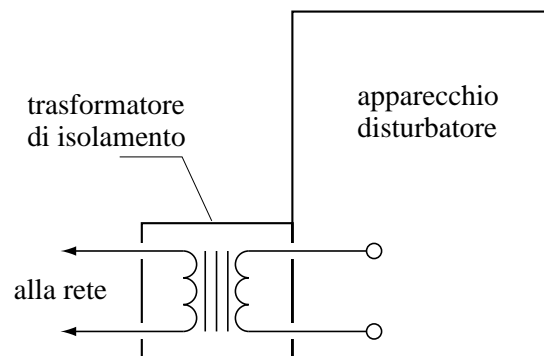


Figura 7-7

direttamente per irradiazione dei campi da parte degli applicatori. Un tipico e fondamentale percorso di fuga è rappresentato dalla rete elettrica. Questa può

portare correnti a RF prodotte dal generatore di potenza all'esterno della cabina che racchiude il generatore e gli fa da schermo, o anche all'esterno di uno schermo eventualmente posto intorno all'apparecchiatura (generatore e applicatore). Lo stesso accade per le linee di comando, p. es. quelle che da una consolle di comando vanno al generatore e alla macchina operatrice (pressa o altro).

Le fughe di correnti a RF lungo i collegamenti possono essere ostacolate con: a) trasformatori di isolamento o separazione; b) trasformatori di neutralizzazione o longitudinali, o balun; c) filtri di rete. Il trasformatore di isolamento è rappresentato schematicamente in Figura 7-7. Si tratta di un trasformatore schermato, con schermatura anche fra avvolgimento primario e avvolgimento secondario (non mostrata in figura).

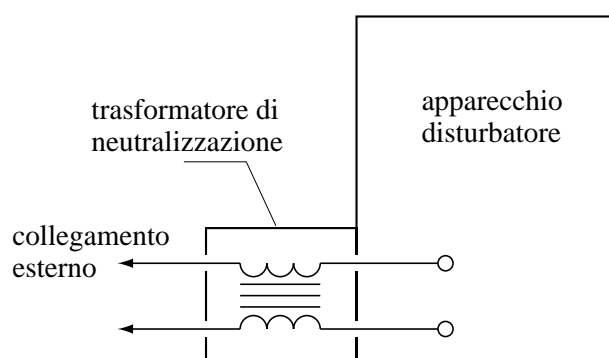


Figura 7-8

Il trasformatore di neutralizzazione ha funzione simile a quello di isolamento: ha i due avvolgimenti uguali, ciascuno posto in serie a un conduttore di collegamento (rete, linea di controllo...), come mostrato in Figura 7-8.

È spesso usato in combinazione con altri elementi (condensatori) nei filtri di rete. I filtri di rete rappresentano il provvedimento di gran lunga più usato per contenere l'emissione di disturbi. Possono assumere configurazioni di complessità grandemente variabile, dalla più semplice, rappresentata da un unico condensatore in parallelo ai conduttori che convogliano il disturbo, alle più complesse, rappresentate da reti a molti elementi, sia capacità che induttanze, che mutue induzioni (trasformatori di neutralizzazione), che elementi dissipativi (materiali

magnetici con perdite), e infine, elementi non lineari (scaricatori a gas, diodi soppressori di transistori).

Le configurazioni più complesse sono solitamente riservate a sistemi o apparati particolarmente critici (esempio: camere schermate per misure e prove), ma per la riduzione delle fughe dagli ordinari apparati di potenza si usano solitamente le più semplici celle di filtraggio, schematizzate in Figura 7-9. Le celle sono inserite fra ciascun conduttore di rete e la massa. In (a) la cella è costituita da un semplice condensatore. In (b) si ha una cella detta a “L”, con l’induttanza in serie al conduttore e un condensatore in parallelo. In (c) si ha una cella a “pi greco” con un’induttanza in serie e due condensatori in parallelo. In (d) si ha una cella a “T” con due induttanze in serie e un condensatore in parallelo. Ciascun filtro è racchiuso in un suo schermo (collegato allo schermo dell’apparecchio) per evitare che il disturbo scavalchi le celle filtranti, accoppiandosi direttamente fra fili di ingresso e fili di uscita.

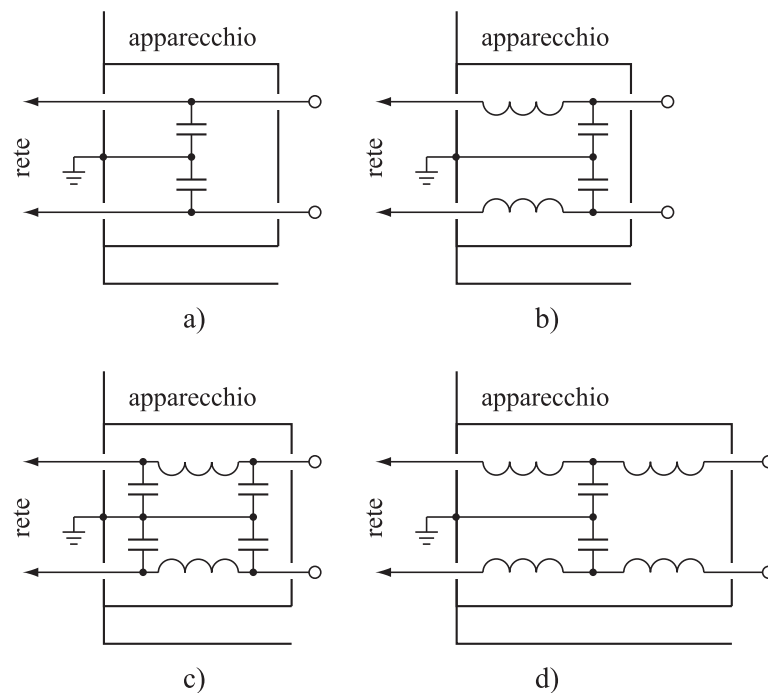


Figura 7-9

L'attenuazione del filtro non è definibile in modo semplice nelle effettive condizioni di installazione, perché dipende dalla impedenza del carico e da quella della rete elettrica. Comunque l'attenuazione aumenta con il numero di componenti che costituiscono il filtro, come pure aumenta la tolleranza rispetto ai valori di impedenza di rete e di carico.

7.6 Posizionamento

I provvedimenti di distanziamento e di orientazione fra elemento disturbatore ed elemento disturbato sono molto importanti nella tecnica generale del controllo delle interferenze, ma lo sono molto meno nel caso specifico in cui l'elemento disturbato è l'uomo. In questo caso non si può assumere che il disturbato abbia una posizione fissa, la più favorevole. Quindi, per esempio non si può assumere che l'uomo e la macchina siano orientati mutuamente in modo da minimizzare l'accoppiamento. Resta tuttavia l'importanza della considerazione della distanza fra l'uomo e il generatore dei campi.

Come abbiamo visto, in genere i campi decrescono molto rapidamente all'aumentare della distanza. Può quindi valere la pena, come misura di protezione, di allontanare alquanto l'operatore dalla macchina (può trattarsi anche di brevi distanze, distanze dell'ordine della decina di cm), ovvero di interdire all'accesso piccole zone vicino ai generatori, e provvedimenti simili. In generale questo può farsi sensatamente solo dopo aver effettuato qualche misura.

Considerazioni di posizionamenti possono avere interesse anche per quanto riguarda le masse metalliche prossime ai generatori. Esse possono portare lontano i campi a RF che vi si sono accoppiati; in questo caso la distanza e l'orientazione mutua possono ridurre la dispersione di campi nell'ambiente. Un altro esempio può essere quello di una massa metallica messa di proposito in vicinanza del generatore dei campi a RF per schermare il campo magnetico: in questo caso, se lo spazio lo consente, può valere la pena di allontanare lo schermo dalla sorgente per aumentarne l'efficacia (cfr. 7.3 e in particolare Figura 7-5).

CAPITOLO 8

ORGANIZZAZIONE DELLE MISURE E DEI CONTROLLI NEGLI AMBIENTI POTENZIALMENTE INQUINATI

A. Ignesti - Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche "Nello Carrara"

8.1 Organizzazione delle misure e dei controlli sul territorio

In base all'esperienza acquisita dall'I.R.O.E. sulle misure e sui controlli di ambienti potenzialmente inquinati, si descrive un modello di struttura operativa territoriale, articolata su più livelli d'intervento.

Un primo livello di intervento (dove la tecnica di misura lo consenta) è concepito come ampiamente decentrato ed è pertanto affidato agli stessi operatori (addetti alle macchine, membri della rappresentanza sindacale interna, addetti alla sicurezza, etc.) provvisti di apparati di controllo semplici, di facile uso e di basso costo (strumenti segnalatori di rischio). A questo livello è demandato il controllo periodico degli apparati per rivelare eventuali aumenti dei campi dispersi nell'ambiente a seguito dell'invecchiamento o di modifiche strutturali volontarie e non volontarie delle sorgenti.

Un secondo livello d'intervento, ancora decentrato sul territorio, è affidato alle istituzioni pubbliche preposte alla difesa della salute e della sicurezza nelle fabbriche e nell'ambiente (ASL, Centri di Fisica Sanitaria, Centri di Medicina del Lavoro, ARPA, etc.) con personale appositamente addestrato ad eseguire misure di campi elettromagnetici. Gli operatori di questo livello effettueranno: a) il censimento di tutte le sorgenti di radiazioni non ionizzanti presenti nel territorio di

competenza; b) le misure preliminari sugli apparati già in funzione o di nuova installazione; c) l'addestramento del personale di primo livello all'uso dei segnalatori di rischio.

Il livello più specializzato (terzo livello) dovrà essere costituito da istituti o laboratori pubblici specializzati, che interverranno a supporto degli organismi del secondo livello nei casi più controversi o quando si renda necessario un approfondimento di studio e ricerca. Agli organismi del terzo livello saranno affidati i compiti di preparazione del personale del secondo livello e di controllo e calibrazione delle apparecchiature di misura in dotazione agli organismi del secondo livello.

Quanto verrà detto nel seguito di questo Capitolo è diretto in particolar modo agli operatori del primo e secondo livello e costituirà una base per gli interventi di misura e controllo negli ambienti potenzialmente inquinati da radiazioni non ionizzanti.

8.2 Misure e controlli negli ambienti potenzialmente inquinati

8.2.1 Caratteristiche generali dell'inquinamento elettromagnetico

Riteniamo utile illustrare preliminarmente alcune caratteristiche dell'inquinamento elettromagnetico che sono comuni a tutte le sorgenti.

L'agente inquinante, sia esso il campo elettrico o il campo magnetico o quello elettromagnetico, decresce rapidamente allontanandosi dalla sorgente, cosicché i valori confrontabili con gli standard di sicurezza sono rilevabili entro distanze dell'ordine dei metri o delle decine di metri.

Per le sorgenti di dimensioni molto più piccole della lunghezza d'onda (ad es. riscaldatori industriali) i valori nocivi per la salute sono confinati nella zona dei campi reattivi $r \leq \lambda$, mentre nei casi di sorgenti con dimensioni maggiori della lunghezza d'onda (ad es. antenne direttive) tali valori si trovano, principalmente, nella zona di Fresnel ($r \leq D^2 / \lambda$).

Le misure di inquinamento elettromagnetico sono generalmente misure di campo vicino, per cui il campo elettrico e il campo magnetico devono essere misurati separatamente.

Queste considerazioni portano alla conclusione che, allo stato attuale dello sviluppo delle tecnologie elettromagnetiche, non esiste un inquinamento su vasta

scala territoriale e che le zone inquinate possono essere visualizzate come dei “*punti caldi*” intorno alle sorgenti.

Un'altra caratteristica peculiare dell'inquinamento elettromagnetico è la presenza dell'agente inquinante solo quando la sorgente è accesa, quando cioè il generatore o l'amplificatore della sorgente è posto in condizione di erogare potenza agli applicatori o all'antenna. Non appena la sorgente è spenta l'agente inquinante scompare pressoché immediatamente (infatti, i tempi di smorzamento dei campi reattivi sono dell'ordine del periodo dell'oscillazione a radiofrequenza o microonde, mentre i campi irradiati si allontanano dalla sorgente alla velocità della luce).

Per quanto riguarda i soggetti esposti, essi sono, generalmente, quelli che operano nelle immediate vicinanze della sorgente (operatori delle macchine da riscaldamento industriale o terapeutico, tecnici degli apparati di radiodiffusione o di impianti radar civili o militari).

8.2.2 Istruttoria preliminare alla misura

Prima di effettuare un sopralluogo su un apparato potenzialmente inquinante devono essere conosciute alcune sue caratteristiche essenziali, che permetteranno di inquadrare la tecnica di misura e di provvedere a scegliere la strumentazione adeguata. Questa indagine preliminare potrebbe essere facilitata da un censimento degli apparati esistenti in un dato comprensorio ma in mancanza di ciò occorre procedere caso per caso, quando venga richiesto un intervento specifico.

Le informazioni preliminari necessarie per affrontare una misura sono: il tipo di apparato e la frequenza di lavoro. Altre informazioni utili per inquadrare la macchina e classificarla saranno: la potenza erogata a radiofrequenza o microonde, la potenza assorbita dal generatore (potenza di rete fornita dall'ENEL), le dimensioni degli applicatori o dell'antenna irradiante, l'ambiente in cui è posta la sorgente (fabbrica, luogo aperto al pubblico, etc.), le caratteristiche di erogazione della potenza ad alta frequenza (ad es. per un radar: durata dell'impulso, tempo di ripetizione; oppure per un riscaldatore industriale: durata del ciclo attivo, tempo di caricamento dati necessari per calcolare il valor medio dell'esposizione).

Non sarà sempre facile avere queste informazioni, specialmente per gli apparati per il riscaldamento industriale poiché solo alcune ditte costruttrici forniscono le caratteristiche elettriche principali (frequenza, potenza, tipo di applicatori).

In questi casi può essere di aiuto la classificazione dei riscaldatori secondo il tipo di lavorazione (v. Capitolo 5). Ad esempio, una macchina per la saldatura della plastica funziona in genere ad una frequenza compresa nella banda da 10 a 50 MHz, molto probabilmente attorno alla frequenza ISM di 27,12 MHz ed ha una potenza compresa tra 500 W e 10 kW. Il tipo di applicatore è a condensatore e i campi dispersi sono di tipo reattivo (E e H devono essere misurati separatamente e il campo elettrico sarà il principale agente inquinante). Una macchina per la ricottura, saldatura o tempera dei metalli funziona abitualmente a frequenza più bassa di 3 MHz, l'applicatore è del tipo a induzione magnetica (bobina, spira di varia forma e dimensione) e i campi dispersi sono, anche in questo caso, reattivi; sarà importante misurare l'intensità del campo magnetico in vicinanza dell'applicatore oltre alla misura del campo elettrico. Per quanto riguarda gli apparati per diffusione radio o TV o i radar o altri apparati in dotazione ad enti pubblici, civili e militari, queste informazioni preliminari possono essere ottenute dall'ente, previo accordo fra le parti. Infine, le macchine per applicazioni biomediche sono generalmente costruite da importanti ditte (ad es. Philips, Siemens) che forniscono spesso le informazioni necessarie con i depliant illustrativi o i manuali d'uso.

8.2.3 Esempi di misura

La misura dei campi dispersi nella zona circostante la sorgente non è facilmente codificabile con una procedura unica ed è pertanto preferibile dare alcuni esempi di come si effettua nei casi più significativi.

8.2.3.1 Misura su macchine a riscaldamento a perdite dielettriche

Quanto detto in questo paragrafo si riferisce a macchine funzionanti nella banda di frequenza delle HF (3 ÷ 30 MHz) ma concetti e metodiche di misura sono più generali e possono essere facilmente estrapolati a tutti gli apparati i cui applicatori siano di dimensioni piccole rispetto alla lunghezza d'onda (almeno dieci volte la massima dimensione dell'applicatore).

In generale queste macchine sono poste in ambienti chiusi, all'interno di un luogo di lavoro (ad es. il capannone di una fabbrica). Nello stesso ambiente possono essere presenti più apparati con caratteristiche analoghe oppure diverse (ad es. macchine funzionanti alla stessa frequenza ma con potenza diversa oppure macchine a perdite dielettriche e forni a microonde, etc.).

La strumentazione più adatta è costituita dai misuratori di campo, realizzati con sonde isotropiche a rivelazione diretta, a banda piatta, capaci di misurare separatamente il campo elettrico e quello magnetico.

Per una prima verifica e per i controlli saltuari successivi, può essere utilizzato un segnalatore di rischio, semplice e di facile uso, quale è l'RF Hazard Monitor, (Brevetto C.N.R. 9397 A/80) mentre per le misure più analitiche con possibilità di misurare anche il campo magnetico, può essere utilizzato uno strumento commerciale a rivelazione diretta (vedi § 6.7.1) fornito di sonde sensibili al campo E ed H .

Prima di effettuare la misura sull'apparato è opportuna un'ispezione della sua struttura e collocazione. Una macchina ben costruita (parti metalliche robuste, collegamenti elettrici costituiti da strisce metalliche larghe con connessioni solide e stabili meccanicamente), collegata elettricamente a terra e posta lontano da strutture metalliche e da apparati similari, più difficilmente sarà causa di inquinamento, salvo zone di eventuale rischio limitate alle immediate vicinanze

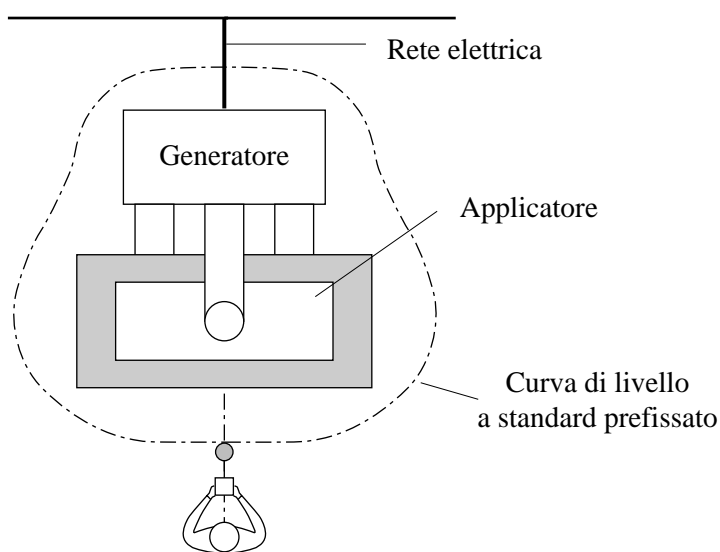


Figura 8-1

degli applicatori a distanze dell'ordine delle decine di centimetri o tutt'al più del metro.

La misura deve essere eseguita con la macchina funzionante nelle condizioni di lavoro e di utilizzazione, mentre altri apparati similari eventualmente esistenti nell'ambiente dovranno, in questa prima fase, essere spenti.

Un primo controllo orientativo si effettua avvicinandosi lentamente all'apparato (Figura 8-1) con un misuratore di campo munito di sonda isotropica sensibile al campo elettrico che, per questo tipo di apparati, è l'agente inquinante principale.

Si procederà fino a raggiungere un livello di campo equivalente allo standard di sicurezza prefissato e si potrà tracciare la curva di livello di campo elettrico costante intorno alla macchina in modo da circoscrivere la zona di eventuale rischio.

Si deve poi controllare se esistono campi elettrici lungo il cavo di alimentazione del generatore e sulle strutture metalliche che passano vicino all'apparato (condutture dell'acqua, condotte di aspirazione di fumi o polveri, aria compressa, etc.).

Se a seguito di questo primo controllo risulta che:

- a) la curva di livello è sufficientemente vicina alla struttura metallica dell'apparato;
- b) non vi sono campi elettrici pericolosi per la salute in prossimità delle strutture metalliche o al cavo di alimentazione del generatore;
- c) l'operatore non deve sostare, durante il tempo in cui l'apparato è acceso in zone racchiuse dalla curva di livello che delimita la zona di eventuale rischio; si potrà concludere che l'apparecchio è sicuro dal punto di vista dell'inquinamento elettromagnetico.

L'apparato dovrà essere controllato saltuariamente (ad es. dopo cambiamenti nel tipo di lavorazione, lavori di manutenzione o di riparazione) per verificare che questa situazione favorevole si mantenga nel tempo.

Questo controllo periodico potrà essere effettuato dagli stessi operatori della macchina muniti di un segnalatore di rischio come l'RF Hazard Monitor. Situazioni così favorevoli non si verificano sempre e si possono trovare apparati che non soddisfano tutte, o alcune delle condizioni suddette.

In questi casi sarà opportuno caratterizzare meglio la macchina per quanto riguarda i campi emessi nell'ambiente e procedere eventualmente alle operazioni di

bonifica e risanamento della macchina e di protezione degli operatori (vedi CAPITOLO 7).

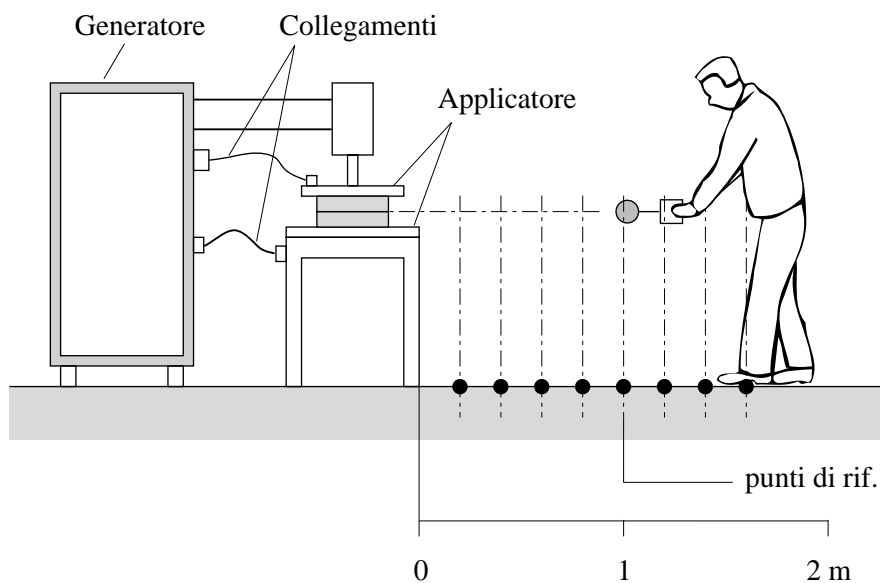


Figura 8-2

Una misura significativa del decadimento dei campi via via che ci si allontana dalla macchina, si ottiene rilevando i valori del campo elettrico lungo l'asse degli applicatori (Figura 8-2).

Per far questo saranno sufficienti 5 ÷ 10 campionamenti a distanze prefissate (basterà segnare con il gesso sul pavimento i punti di riferimento) durante uno o più cicli di lavoro sullo stesso tipo di lavorazione.

Può accadere che i tempi di funzionamento della macchina molto brevi (20 - 30 sec) rendano difficile una serie di misure su uno stesso ciclo di lavoro; a questo inconveniente si ovvierà effettuando più misure su più cicli di lavoro. Talvolta i campi emessi possono variare da ciclo a ciclo e in questi casi è bene ripetere le misure negli stessi punti di riferimento almeno due o tre volte, durante diversi cicli di lavorazione in modo da avere un'idea della variabilità dell'agente inquinante.

I valori del campo elettrico in funzione della distanza d potranno essere messi in grafico e raccordati con una legge di regressione del tipo:

$$E = A d^K$$

con i valori di A e K determinati in modo da minimizzare gli scarti quadratici. Nel caso di forti variazioni nel tempo dei campi emessi, entro il ciclo di lavorazione e da ciclo a ciclo, si potrà penalizzare la macchina confrontando gli standard di sicurezza con la curva scartata di uno scarto standard in più rispetto al raccordo di regressione (Figura 8-3).

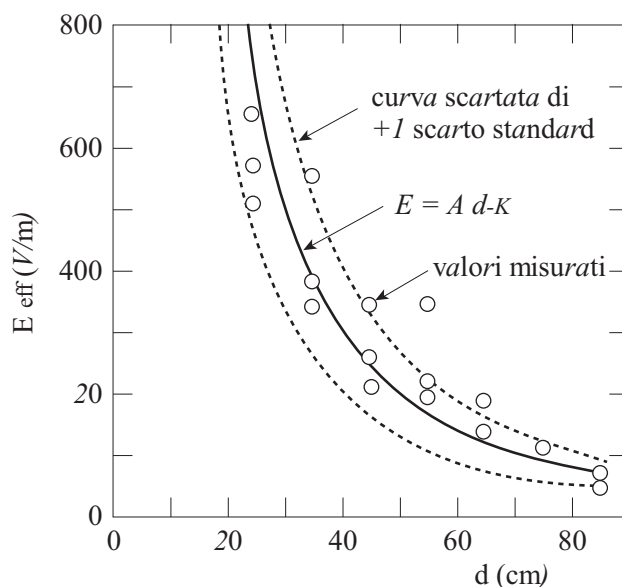


Figura 8-3

Con questi rilevamenti sarà possibile valutare la distanza minima dagli applicatori a cui può spingersi l'operatore. Tale valutazione presuppone l'introduzione del concetto dell'esposizione (vedi § 9.2.7), che tenga conto del ciclo di servizio (tempo in cui la macchina sta accesa, diviso per il tempo fra due accensioni successive).

8.2.3.2 -Misure su apparati per radio-telecomunicazioni a diffusione circolare.

Prima di effettuare le misure occorre richiedere alla direzione della stazione trasmittente (RAI, emittente privata, radioamatori, gestore di telefonia cellulare) la

frequenza della portante dell'onda trasmessa, la potenza del trasmettitore, il tipo di antenna trasmittente, le sue dimensioni fisiche e la sua posizione (almeno l'altezza dal suolo).

Per ogni antenna esiste una distanza oltre la quale il campo elettromagnetico ha essenzialmente le caratteristiche di un campo irradiato (E ed H ortogonali fra loro, giacenti su un piano ortogonale alla direzione di propagazione, in rapporto 377Ω , con ampiezza che decresce con la distanza r come $1/r$).

Questa distanza limite non è categorica, dipendendo dal grado di approssimazione che vogliamo tollerare. Nel caso delle misure di pericolosità dei campi elettromagnetici possiamo considerare che i campi sono radiativi quando sono soddisfatte entrambe le condizioni:

$$r \geq \lambda \quad \text{e} \quad r \geq D^2/\lambda$$

ove $\lambda = c/f$ è la lunghezza d'onda nel vuoto e D è la massima dimensione fisica dell'antenna.

Come abbiamo già detto, a seconda delle dimensioni fisiche dell'antenna, confrontate con la lunghezza d'onda, prevarrà l'una o l'altra delle due relazioni. Ad esempio per antenne grandi rispetto alla lunghezza d'onda la distanza a cui i campi sono essenzialmente radiativi è $r \geq D^2 / \lambda$, mentre per antenne piccole rispetto alla lunghezza d'onda questa condizione sarà soddisfatta per $r \geq \lambda$.

Disponendo dei dati tecnici dell'apparato da controllare è possibile calcolare la distanza dall'antenna in cui i campi possono essere considerati essenzialmente radiativi. In Tabella 8-1 sono riportati alcuni esempi che mostrano come si ottiene questa distanza.

Se si devono effettuare misure a distanze maggiori della distanza significativa, e quindi per campi radiati, si possono misurare indifferentemente il campo elettrico E o quello magnetico H o la densità di potenza S poiché esse sono legate fra loro da relazioni semplici:

$$S = E^2/377 \qquad S = 377 H^2 \qquad H = E/377 \qquad E = 377 H$$

In questo caso la densità di potenza ad una certa distanza dall'antenna lungo l'asse di irraggiamento può essere calcolata con la formula:

$$S = GP_0 / 4\pi r^2$$

dove P_0 è la potenza del trasmettitore e G è il guadagno nella direzione di massimo irraggiamento.

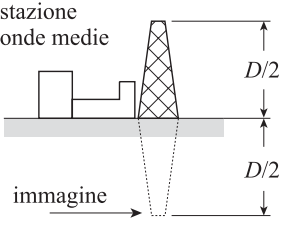
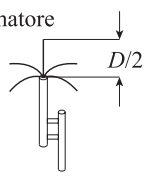
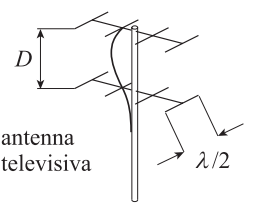
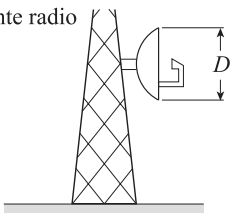
| tipo di apparato | dati tecnici dell'apparato | distanza limite campi irradiati |
|--|--|---|
|  <p>stazione onde medie</p> <p>immagine</p> | <p>$f = 650 \text{ kHz}$</p> <p>$D \cong \lambda$</p> | <p>$\lambda = 460 \text{ m}$</p> <p>$(D^2 / \lambda \cong 460 \text{ m})$</p> |
|  <p>radioamatore</p> | <p>$f = 144 \text{ kHz}$</p> <p>$D = 0,5 \lambda$</p> | <p>$\lambda = 2 \text{ m}$</p> <p>$D^2 / \lambda = 52 \text{ cm}$</p> |
|  <p>antenna televisiva</p> | <p>$f = 600 \text{ kHz}$</p> <p>$D > \lambda$</p> <p>$D = 1 \text{ m}$</p> | <p>$\lambda = 50 \text{ cm}$</p> <p>$D^2 / \lambda = 2 \text{ m}$</p> |
|  <p>ponte radio</p> | <p>$f = 2 \text{ GHz}$</p> <p>$D \gg \lambda$</p> <p>$D = 3 \text{ m}$</p> | <p>$\lambda = 15 \text{ cm}$</p> <p>$D^2 / \lambda = 60 \text{ m}$</p> |

Tabella 8-1

In Tabella 8-2 sono riportati i valori di G per alcune delle antenne più usate. La densità di potenza così calcolata è il massimo valore che ci si può aspettare ad una distanza r dall'antenna quando si sia nella zona dei campi irradiati.

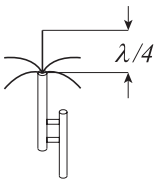
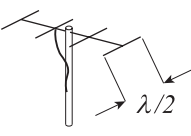
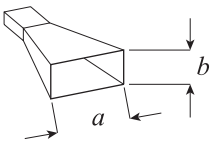
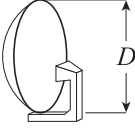
| <i>tipo di antenna</i> | <i>forma</i> | <i>guadagno nella direz. di max. irragg.</i> |
|---|---|--|
| <i>antenna $\lambda/4$ su piano di terra</i> |  | 3,3 |
| <i>antenna Yagi 4 elementi</i> |  | 4,5 |
| <i>antenna a tromba</i> |  | tipico 50 ÷ 100 $\frac{8 \cdot a \cdot b}{\lambda^2}$ |
| <i>parabola</i> |  | tipico 1000 ÷ 5000 $8 (D/\lambda)^2$ |

Tabella 8-2

Confrontando il valore di densità di potenza adottato come standard di sicurezza con quello della potenza irradiata si potrà determinare la distanza dall'antenna oltre la quale si è in zona di sicurezza. Questa distanza si calcola con la relazione:

$$r_{sic.} = \sqrt{(P_0 G / 4\pi S_{std})}$$

dove S_{std} è la densità di potenza dello standard di sicurezza prescelto.

Per le misure in campo radiativo si possono usare misuratori di campo tarati in densità di potenza con antenne isotropiche a larga banda (strumenti tipo NARDA, RAHAM, etc.), oppure misuratori di campo costituiti da antenne tarate collegate a ricevitori tarati, tenendo presente che questi ultimi apparecchi sono molto costosi e di non facile uso.

Nelle zone vicino all'antenna ($r < \lambda$; $r < D^2/\lambda$) le misure devono effettuarsi con strumenti in grado di indicare separatamente l'intensità del campo magnetico e quella del campo elettrico, del tipo di quelli usati per le misure sui riscaldatori industriali (strumenti a larga banda, § 6.7.1). Si deve avere l'accortezza di utilizzare sonde che rispondano alla frequenza del trasmettitore (le sonde di campo elettrico hanno larghezze di banda maggiori di quelle magnetiche).

Assai frequentemente si può verificare il caso che l'antenna trasmittente sia posta sul tetto di un edificio; apparati dei radioamatori, ripetitori di rinforzo RAI posti su edifici pubblici (scuole, uffici postali, etc.) in zone urbane. In questi casi è conveniente effettuare la misura anche all'interno dell'edificio, ove non è infrequente trovare valori di campo significativi, che aumentano via via che si sale dal piano terra a quelli più alti, raggiungendo valori massimi nei locali posti sotto l'antenna. Anche in questo caso il campo elettrico è l'agente inquinante da controllare con maggiore accuratezza. Si tenga presente che un rinforzo del campo elettrico può essere notato in prossimità di strutture metalliche collegate a terra (impianto idrico, impianto di riscaldamento, rete elettrica, etc.).

Per avere una mappa dei livelli di campo nell'edificio è consigliabile sia di accertare il livello medio di intensità dell'agente inquinante nelle varie stanze, sia di misurare il livello dei campi in prossimità di "punti caldi" (strutture metalliche estese). Il livello medio si può ottenere effettuando più misure all'interno di una stanza ad una o più quote significative, intendendo per quota significativa l'altezza dal suolo alla quale si trova normalmente un organo bersaglio dei soggetti che utilizzano quell'ambiente. Ad esempio se il campo cresce con l'altezza dal suolo, si può adottare come valore significativo quello ad altezza della testa dell'uomo. Le quote significative possono essere individuate controllando preliminarmente l'andamento del campo in funzione della quota.

Si considera poi, come livello di esposizione in una determinata stanza, il valore medio delle misure effettuate. Nel caso che i valori medi siano molto diversi da un

punto all'altro della stanza, si può introdurre una correzione cautelativa aggiungendo al valor medio una deviazione standard.

L'intensità dell'agente inquinante nei "punti caldi" per campi condotti potrà essere più grande del valor medio ma generalmente decade molto rapidamente via via che ci si allontana dalle strutture metalliche sulle quali si appoggiano i campi.

E' tuttavia improbabile che i soggetti si trattengano per lungo tempo in vicinanza di tali "punti caldi" (per esempio appoggiati ad una parete o a un termosifone). Per tener conto della temporaneità dell'esposizione i valori ottenuti in vicinanza delle strutture metalliche ($5 \div 10$ cm) potrebbero essere corretti con un coefficiente moltiplicativo, per es. $0,1 \div 0,2$. E' logico che il valore massimo ottenuto presso un "punto caldo" non deve essere superiore a quello massimo consentito per esposizione di breve durata.

8.2.3.3 Misure di un apparato radar

La strumentazione ordinaria attualmente disponibile non consente di effettuare misure quando l'antenna del radar sta ruotando (esistono apparecchiature molto specialistiche che permettono di effettuare le misure con antenna rotante, vedi § 6.9). Le uniche misure possibili, per gli operatori a cui è dedicato questo testo, sono quelle eseguite con l'antenna del radar ferma. Si tenga presente che ad eccezione dei radar doppler degli antifurto e di quelli posti su imbarcazioni civili, la maggior parte dei radar ricade sotto la giurisdizione militare, che si estende anche ai radar per il controllo del traffico aereo negli aeroporti civili. Se si considera poi che i valori dell'agente inquinante confrontabili con gli standard di sicurezza sono in zone nelle immediate vicinanze dell'antenna (generalmente all'interno della zona militare) ci si rende facilmente conto della necessità di un accordo preliminare con le autorità militari sia per l'accesso a zone vietate, sia per fermare l'antenna dell'apparato.

In ogni caso, prima di effettuare la misura, occorre reperire alcuni dati essenziali: la frequenza dell'onda portante, l'angolo di apertura del fascio principale ed eventualmente la potenza media. Altri dati utili sono la larghezza degli impulsi e la frequenza di ripetizione, la potenza di picco (potenza a onda continua per i radar Doppler), il numero di rotazioni al minuto dell'antenna, le sue dimensioni fisiche. Nel caso di radar Doppler è sufficiente conoscere solo i dati

essenziali: frequenza, angolo di apertura del fascio principale e potenza media. Con questi dati è possibile fare i calcoli orientativi preliminari, illustrati nel § 5.3.

La misura si effettua con misuratori isotropici a larga banda usando sonde a risposta piatta, comprendente la frequenza della portante del radar da ispezionare oppure con antenne, tarate alla frequenza dell'apparato in esame (antenne a $\lambda/2$, antenne a tromba, etc.), collegate ad un misuratore di potenza (bolometro). Quest'ultimo sistema, dotato di alta sensibilità, permette di misurare densità di potenza dell'ordine di grandezza degli standard più restrittivi. Esso richiede tuttavia, una maggiore elaborazione dei dati rilevati; infatti, il rivelatore misura la potenza elettromagnetica catturata dall'antenna e per risalire alla densità di potenza a cui è esposta occorre conoscere ed elaborare numerosi parametri elettromagnetici dell'apparato di misura: impedenza dell'antenna, impedenza d'ingresso del bolometro, area equivalente o lunghezza equivalente dell'antenna. Inoltre questi sistemi che utilizzano antenne estese, non devono essere usati nella *zona radiativa vicina* (cfr. § 6.5.1).

Prima di effettuare una misura con apparati a *rivelazione diretta* è necessario tenere presente che essi possono essere danneggiati da densità di potenze di picco che superano il valore massimo ammissibile (S_M) dalla sonda. Con radar a basso ciclo di servizio può accadere di immergere la sonda in campi pulsati il cui valore massimo superi S_M , senza che il valor medio ecceda il valore per esso prescritto e addirittura senza che lo strumento raggiunga il fondo scala.

Si deve perciò determinare preventivamente la lettura limite P_M oltre la quale non si può andare, pena il danneggiamento della sonda per superamento del limite S_M .

$$P_M = DF (S_M/CF)$$

in cui CF è il Correction Factor della sonda e DF è il Duty Factor ($DF = \tau f_{rip}$ con τ larghezza dell'impulso radar e f_{rip} la frequenza di ripetizione degli impulsi).

Non è infrequente che il valore di P_M sia più basso del fondo scala dello strumento di misura; il superamento di questo limite porta al danneggiamento della sonda anche con lo strumento spento.

Va tenuto presente che quando ci si muove in campi con rapide variazioni spaziali (*campo radiato vicino* di un'antenna) gli spostamenti della sonda vanno fatti con sufficiente lentezza, per dar modo allo strumento di assestarsi

sull'indicazione di regime; altrimenti può accadere che la sonda sia già immersa in campi superiori a P_M (con conseguenze letali per la sonda), senza che il display abbia fatto in tempo a mostrarlo.

Se l'antenna del radar è posta a pochi metri dal suolo la misura può essere effettuata avvicinandosi all'apparato, partendo da alcune decine di metri di distanza e seguendo la direzione di massimo irraggiamento. E' necessario effettuare rilevamenti anche intorno all'apparato, per controllare che non vi siano emissioni indesiderate in direzioni diverse da quella di massimo irraggiamento, emissioni che spesso sono proprio quelle che danno luogo ai valori massimi dell'agente inquinante. I valori, dell'agente inquinante, misurati ad antenna ferma, si riferiscono a situazioni reali di esposizione solo in casi molto particolari e spesso accidentali (lavori di manutenzione e riparazione dell'apparato) e devono essere considerati, in ogni caso, come valori massimi di esposizione. Nel caso, invece, di un'antenna rotante questi valori devono essere corretti per tenere conto del fatto che il soggetto esposto non viene "illuminato" continuamente. Tale correzione si può ottenere moltiplicando la densità di potenza, misurata in un punto lungo la direzione di massimo irraggiamento, per il rapporto tra l'angolo di apertura del fascio principale a metà potenza e l'angolo di scansione che sarà di 360° se l'antenna ruota e minore di 360° se ha un movimento di va e vieni. Ad esempio, se la densità di potenza misurata in un punto lungo la direzione di massimo irraggiamento è 10 mW/cm^2 , l'angolo di apertura del fascio principale è 2° e quello di scansione è 180° (l'antenna percorre mezzo giro e poi torna indietro ripetendo, nel tempo, questo movimento) la densità di potenza corretta sarà: $S = 10 (2/180) = 0.11 \text{ mW/cm}^2$.

8.2.3.4 Misure su un forno a microonde

Esistono in commercio, specialmente negli Stati Uniti, vari segnalatori di fughe per forni a microonde anche a basso costo, tarati sulle frequenze tipiche dei forni, 2450 o 915 MHz, che danno un'indicazione dell'emissione di radiazione secondo le direttive della Commissione Elettrotecnica Internazionale (vedi § 5.1.3). La misura con questi indicatori si effettua ponendo il centro della sonda dello strumento a 5 cm dalla superficie esterna del forno da controllare.

Il controllo va fatto su tutta la superficie esterna del forno e la fuga non deve superare il limite massimo imposto.

Per rilevamenti quantitativi si possono usare tutti i misuratori isotropici a larga banda, comprendente la frequenza del forno. Esistono inoltre in commercio misuratori specifici, tarati in densità di potenza e progettati per le due frequenze tipiche dei forni.

Nei forni a microonde per uso domestico le sorgenti di emissione indesiderate sono, generalmente, le discontinuità sulle pareti del forno: fessura dello sportello di carico e scarico, eventuali fessure fra le pareti metalliche che costituiscono il forno, griglie di ventilazione. Normalmente da queste discontinuità non si hanno emissioni significative, essendo previsti dei sistemi di schermatura (guarnizioni di rete metallica, trappole a $\lambda/4$, etc.) ma difetti delle protezioni, e quindi emissioni indesiderate, possono verificarsi col tempo per il deterioramento prodotto dall'uso. E' anche bene controllare, in particolare, la superficie dell'oblò di osservazione del forno per verificare se la schermatura costituita dalla griglia metallica interposta nel vetro è efficiente.

Nei forni domestici sono previsti degli interruttori che spengono automaticamente il forno quando viene aperto lo sportello. E' opportuno controllare il corretto funzionamento di tali interruttori facendo una misura sulla fessura dello sportello, aprendo il forno quando è in funzione.

Le sorgenti di emissioni indesiderate dei forni industriali sono, in generale, le bocche di carico e scarico del materiale ed è quindi utile effettuare misure in prossimità di questi punti.

8.2.3.5 Misure su apparati biomedicali

Le misure su apparati per marconiterapia non differiscono sostanzialmente da quelle sulle macchine per riscaldamento industriale a induzione elettrica o magnetica e pertanto valgono per essi le procedure di misura illustrate nel paragrafo 8.2.3.1. La frequenza di funzionamento dell'apparato (in generale 27.12 MHz) è dichiarata dal costruttore.

Le misure su apparati per la radarterapia sono misure di energia elettromagnetica irradiata, ad eccezione del paziente che si trova nella zona dei campi reattivi a 2÷3 cm dalla bocca dell'antenna. Misuratori e tecniche di misura sono pertanto quelli utilizzati per i radar e i forni a microonde.

Assai spesso negli ambienti ove si effettuano trattamenti di marconiterapia sono presenti apparati per la radarterapia. E' importante effettuare le misure di

inquinamento da campo elettrico prodotto dagli apparati per marconiterapia con quelli per radarterapia spenti perché, in generale, i misuratori di campo elettrico hanno risposte spurie alle frequenze della radarterapia, presentando, ad esempio, una sensibilità molto più elevata di quella nella banda di funzionamento per particolari alte frequenze.

CAPITOLO 9

NORMATIVE NAZIONALI ED INTERNAZIONALI

N. Rubino – Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche “Nello Carrara”

9.1 Introduzione

La normativa riguardante i limiti di sicurezza per esposizione a campi elettromagnetici ha raggiunto, negli anni recenti, una sostanziale omogeneità a livello internazionale. Nella maggioranza dei casi si tratta di raccomandazioni o linee guida; l'Italia è uno dei pochi paesi (se non l'unico) ad avere promulgato un "Regolamento" avente forza di legge con decreto del Ministero dell'Ambiente del 10 settembre '98. Verranno qui di seguito illustrati i seguenti documenti:

- a) Le linee guida elaborate dalla Commissione Internazionale per la Protezione dalle Radiazioni Non-Ionizzanti (ICNIRP) da 0 a 300 GHz. "Guidelines For Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)", *Health Physics*, 74 (4), April, 1998 pp. 494-522.
- b) Lo Standard dell'IEEE approvato dall'American National Standard Institute (1992) da 3 kHz a 300 GHz. "IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz", April 27, 1992.
- c) La Norma Europea sperimentale del Comitato Europeo di Normalizzazione Elettrotecnica (1995). "Human Exposure to Electromagnetic Fields High Frequency (10 kHz to 300 GHz)", CENELEC, January 1995.

- d) Il Regolamento emanato con Decreto dal governo italiano. "Regolamento recante norme per la determinazione dei tetti di radiofrequenza compatibili con la salute umana", Decreto Ministero dell'Ambiente n° 381 del 10 settembre 1998. GU n° 257 del 3 novembre 1998.

I primi tre documenti illustrano i criteri che sono stati seguiti per definire i livelli di sicurezza e le procedure per la loro attuazione. Il quarto riporta solo le conclusioni operative. Pertanto esporremo insieme, in modo comparato i primi tre, e successivamente il quarto.

9.2 Raccomandazioni internazionali

a), b), c) contengono alcuni argomenti comuni:

- 1) Definizioni, glossario e unità di misura.
- 2) Criteri di Base: indicazione degli effetti accertati e correlazione con le quantità fisiche del campo (corrente nei tessuti, tasso di energia introdotta, ecc.).
- 3) Effetti diretti e indiretti.
- 4) Fattori di sicurezza.
- 5) Fattore "tempo" (medie temporali, campi pulsati, ecc.).
- 6) Criteri di correlazione tra campo "esterno" e quantità fisiche significative al variare della frequenza.
- 7) Esposizione simultanea a campi di diversa frequenza.

Le raccomandazioni contengono una parte "tecnica" (definizioni unità di misura, ecc.), una esposizione dei criteri di Base; campo e criteri di applicazione; livelli di esposizione consentiti in funzione della frequenza; metodi di misura. Ciascuna di queste parti è sviluppata con diversa enfasi a seconda della natura dell'organismo che le ha prodotte.

9.2.1 Definizioni e unità di misura.

Trattandosi di aspetti strettamente tecnico-scientifici, non soggetti a criteri interpretativi, si rimanda ai capitoli (1, 2 e Appendice I) di questo volume e/o ai documenti originali, in particolare b) e c).

9.2.2 Scopi e criteri di base.

Tutti i documenti si prefiggono lo scopo di prevenire il verificarsi di effetti nocivi alla salute umana, individuando, attraverso una valutazione critica e

sistematica della letteratura pubblicata, quelli di cui è dimostrata l'esistenza e la relazione di causa-effetto.

Gli effetti nocivi riconosciuti sono:

- 1) elettrostimolazione di cellule eccitabili dei nervi e dei muscoli;
- 2) riscaldamento dei tessuti.

Non sono stati riconosciuti gli effetti nocivi per esposizione a basso livello e di lunga durata, riportati da alcuni autori, perché non suffragati da consistenti prove ed argomentazioni scientifiche.

Effetti biologici osservabili non necessariamente si traducono in un effetto nocivo. Per frequenze fino a 10÷100 kHz (10 per la proposta europea e 100 per l'ICNIRP) l'effetto prevalente è l'elettrostimolazione delle cellule dovuto alle correnti indotte dal campo magnetico e dal campo elettrico; da 10÷100 kHz a qualche GHz, il danno è individuato nel sovrariscaldamento (di volume) dei tessuti per assorbimento di energia elettromagnetica. Infine, per frequenze fino a 300 GHz, il danno riconosciuto è di sovrariscaldamento superficiale dei tessuti. Dal riconoscimento dell'effetto si passa all'individuazione dell'agente fisico che lo determina: la corrente nei tessuti per il primo intervallo di frequenze, la potenza assorbita per unità di massa (nota come *SAR*: Specific Absorption Rate) per il secondo; la potenza assorbita per unità di superficie per il terzo. Queste sono le grandezze fisiche per le quali vengono definite le Restrizioni Fondamentali, cioè i valori che queste grandezze non devono superare per non produrre effetti nocivi. Dalle Restrizioni Fondamentali (che individuano l'agente fisico non facile da misurare come, per es. la densità di corrente nei tessuti) vengono derivati (con l'uso di modelli teorici e sperimentali) i Livelli di Riferimento (detti MPE, Maximum Permissible Exposure, nello Standard IEEE-ANSI), cioè i valori di intensità di campo elettrico *E*, di campo magnetico *H* e di densità di potenza *S* che fanno sì che non si superino le stabilite Restrizioni Fondamentali.

Il CENELEC li chiama Livelli di Riferimento Derivati, l'ANSI-IEEE non nomina esplicitamente le Restrizioni Fondamentali ma le considera nella sostanza.

9.2.3 Effetti diretti ed effetti indiretti.

Vengono distinti gli effetti risultanti da interazione diretta del corpo con i campi dagli effetti determinati dall'interazione con un oggetto a potenziale diverso dal soggetto esposto (correnti indotte o di contatto).

9.2.4 Campo e criteri di applicazione.

I documenti a) e c) individuano due insiemi distinti di soggetti ai quali si riferiscono le norme: Professionalmente esposti e Popolazione in generale. Per i primi si considera che si tratti di adulti esposti a condizioni note e controllate, informati della possibilità dei rischi e istruiti a prendere opportune precauzioni. La Popolazione in generale si considera composta da individui di tutte le età in varie condizioni di salute o di particolare suscettibilità e non necessariamente informati dei rischi e delle eventuali misure precauzionali. Il documento b) non accetta questa distinzione ma introduce quella tra esposizione in Ambiente Controllato e la esposizione in Ambiente non Controllato. Ambienti Controllati si definiscono i luoghi dove l'esposizione può verificarsi per persone che ne siano consapevoli o che siano di passaggio occasionale e nei quali i livelli possono superare quelli fissati per gli Ambienti non Controllati. Questi ultimi sono i luoghi "dove sono esposti individui che non hanno consapevolezza e controllo della loro esposizione. Le esposizioni possono verificarsi in abitazioni o ambienti di lavoro dove non è previsto che i livelli di esposizione possano superare i valori fissati". Questa definizione, di per sé poco chiara, rifiuta la distinzione tra sottogruppi di persone esposte mentre considera l'ambiente in cui può avvenire l'esposizione. I limiti fondamentalmente vengono fissati per l'Ambiente non Controllato, dove può essere presente, anche permanentemente un qualsiasi individuo della popolazione. Limiti più alti sono consentiti o per esposizioni occasionali o a soggetti informati del rischio negli Ambienti Controllati, tuttavia lo Standard non dice nulla sul tipo di controllo o di informazione e questa distinzione non sembra trovare accoglienza in ambito internazionale.

9.2.5 Fattori di Sicurezza.

Le Restrizioni Fondamentali (e i Livelli di Riferimento che ne derivano) vengono fissati con un opportuno fattore di riduzione (Fattore di Sicurezza) rispetto alle soglie minime individuate come potenziali cause di effetti nocivi alla salute. Il concetto di Fattore di Sicurezza è ampiamente illustrato nel documento c); esso presuppone: 1) l'identificazione del rischio; 2) la scelta di un fattore moltiplicativo che assicuri la eliminazione del rischio. Esso tiene conto di condizioni ambientali avverse e della particolare possibile sensibilità di alcuni soggetti. Il fattore di sicurezza è una cautela aggiuntiva rispetto ai criteri con cui sono individuate le

soglie di rischio: tali criteri sono già prudenziali perché basati sulle condizioni più sfavorevoli di esposizione.

9.2.6 Limiti di Esposizione.

I livelli di Campo Elettrico, Campo Magnetico, Densità di Potenza che assicurano, con fattori di sicurezza più o meno ampi, che non vengano superate le Restrizioni Fondamentali, sono tabulati e descritti in grafico in funzione della frequenza. Poiché si tratta di grandezze che possono variare rapidamente nello

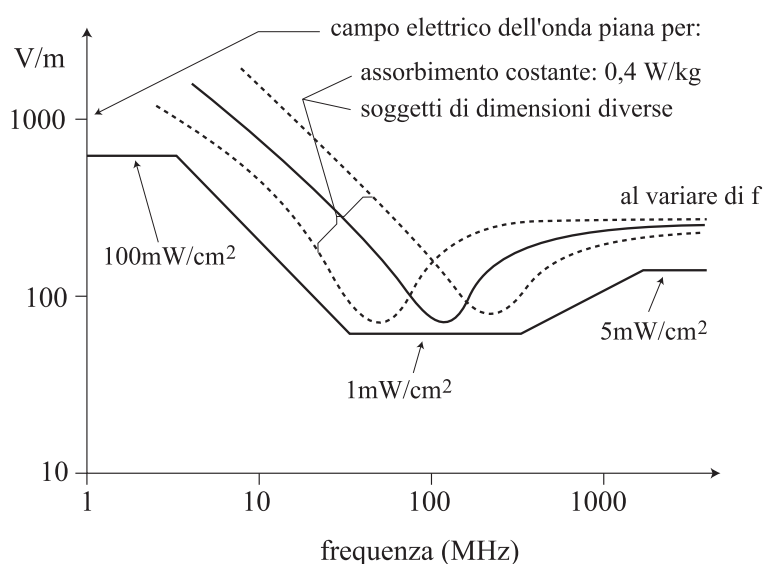


Figura 9-1

spazio e nel tempo sono anche definite le condizioni spatio-temporali per cui si intendono definiti i Limiti di Esposizione. Per il campo elettrico e il campo magnetico si intende il valore efficace. Per basse frequenze (tipicamente sotto il MHz) l'esposizione contemporanea a campo elettrico e a campo magnetico va considerata alla stregua dell'esposizione a sorgenti diverse (a diversa frequenza) come discusso in uno dei paragrafi seguenti.

Il campo di frequenza preso in considerazione dagli standard va da frequenze molto basse ($>0,1$ Hz per l'ICNIRP, alcuni kHz per gli altri) fino ai 300 GHz. Alle frequenze sotto 1 MHz le grandezze significative sono quelle del campo elettrico e

del campo magnetico; al di sopra del centinaio di MHz è significativa la densità di potenza. A queste frequenze è poco significativo considerare separatamente campo elettrico e campo magnetico e pertanto i limiti di queste grandezze si sono omessi nei grafici riportati in appendice (Figura 9-3 ÷ Figura 9-8).

Si osserva che i limiti di esposizione sono più bassi alle frequenze comprese fra 1 e 300 MHz: ciò dipende dal fatto che l'assorbimento di energia da parte del corpo umano ha un andamento variabile con la frequenza a causa della risonanza dimensionale. In Figura 9-1 è mostrato, per individui di diverse dimensioni, l'andamento al variare di f del livello di esposizione che produce un SAR di 0,4 W/kg. Gli standard sono fissati facendo l'involuppo delle curve che si ottengono per le possibili condizioni di risonanza.

9.2.7 Media Temporale.

L'intensità dei campi e.m. può variare nel tempo in relazione al tipo di applicazione, alle condizioni di funzionamento delle sorgenti, ai cicli di lavorazione, etc.. Ciò porta in generale 1) a consentire esposizioni a livelli più elevati per tempi brevi; 2) a fissare un tetto non superabile anche per brevi esposizioni; 3) a fissare un intervallo di tempo nel quale è definito il valor medio della grandezza da limitare. Questo criterio è illustrato in Figura 9-2: spostando una "finestra" larga quanto il tempo di media lungo il diagramma potenza(o $|E|^2$, $|H|^2$)-tempo la media deve essere contenuta entro il Livello di Riferimento fissato, e non superare mai il limite assoluto.

Tempo di media è definito (ANSI) come "l'intervallo appropriato di tempo sul quale l'esposizione ($|E|^2$, $|H|^2$, S) viene mediato per determinare la conformità allo standard". Anche il tempo di media dipende dal tipo di effetto che si vuole limitare (assorbimento di volume, assorbimento superficiale) e in definitiva dall'intervallo di frequenza; dove i limiti sono definiti per limitare un sovrariscaldamento dei tessuti si va da intervalli di tempo dell'ordine dei minuti ad intervalli via via più brevi quanto più cresce la frequenza e quindi l'assorbimento è concentrato su strati sempre più sottili di tessuto.

Nell'intervallo di frequenza nel quale è significativo il SAR il tempo di media tipico è di 6'; tuttavia per l'ANSI (fra 3 e 3000 MHz), in ambienti non controllati è di 30', tenendo conto dei limiti di esposizione che sono 5 volte più bassi rispetto a quelli consentiti per ambienti controllati "questa regola assicura sempre, in ogni

modo, che l'assorbimento specifico (energia per unità di volume) in un ambiente non controllato sia minore o uguale all'assorbimento specifico consentito in un ambiente controllato

Il concetto di "Tempo di media" fa sì che per tempi brevi i livelli di esposizione possano essere più elevati, purché la media sia rispettata, tuttavia con un limite superiore (v. Figura 9-2).

9.2.8 Limiti di esposizione per potenze di picco.

Il concetto di "valor medio" dei limiti di esposizione non può essere estrapolato fino a consentire valori di esposizione estremamente elevati anche se per tempi sufficientemente brevi da permettere il rispetto dei valori medi fissati. Allo scopo di prevenire alcuni effetti indesiderati (stimolazione del sistema uditivo, valori locali estremamente elevati di campo) e anche per cautelarsi verso alcune incertezze nella valutazione dei rischi, si è fatto sì che ci sia un limite per la potenza di picco, particolarmente significativa nei campi pulsati. Per l'ICNIRP il valore di picco della potenza non può superare di un fattore 1000 i valori medi consentiti (fattore 32 per i campi). La raccomandazione pone un limite all'energia specifica di picco (mediata ogni 10g di tessuto in forma di cubo): 10 mJ/kg per i professionalmente esposti, 2 mJ/kg per la popolazione in generale, per impulsi di durata $\leq 30\mu\text{s}$ e frequenze superiori a 300 MHz. Per esposizioni di breve durata, inferiori ai 6', il limite è imposto dall'assorbimento di energia che non deve superare quella assorbita in 6' per esposizione al SAR medio consentita dai limiti di esposizione.

L'ANSI pone un limite assoluto di 100 kV/m al campo elettrico di un impulso. Inoltre per impulsi di durata inferiore ai 100 ms, "per cautelarsi nei confronti di alcune incertezze sul valore del SAR di picco spaziale", il valore di esposizione consentito è ridotto di un fattore 5 rispetto a quello di esposizione mediata su 6'.

$$\text{Limite di esposizione di picco} = \frac{\text{Limite di esposizione} \times \text{Tempo di media (secondi)}}{5 \times \text{durata impulsi (secondi)}}$$

Per esempio, in ambiente controllato a frequenze tra 3 e 15 GHz (dove il limite è di 10 mW/cm^2 e il tempo di media di 6') per impulsi di durata di 20ms la densità di potenza massima consentita è:

$$\text{Limite di picco} = \frac{10 \times 360}{5 \times 0,02} = 36000 \text{ mW/cm}^2$$

9.2.9 Esposizioni contemporanee a diverse frequenze.

Nel caso di esposizioni a campi provenienti da sorgenti a frequenze diverse (o a larga banda) per le quali vi siano differenti limiti di esposizione, la regola è che la somma delle frazioni di campo rispetto ai relativi limiti non superi l'unità.

9.2.10 Esposizioni parziali.

Il problema si presenta, in particolare, in presenza di campi con intensità rapidamente variabile nello spazio (campi di prossimità); esempi tipici sono alcune apparecchiature industriali o apparecchiature di comunicazioni mobili. Su questa questione l'ANSI individua delle norme di esclusione "che consentono che l'intensità locali dei campi (e l'equivalente densità di potenza dell'onda piana, dove applicabile) superino il livello massimo consentito". Ovviamente deve essere rispettata la norma generale di *SAR* medio, e i livelli di picco "spaziali" previsti.

Per apparecchi di telecomunicazione portatili, in ambiente controllato, i campi possono superare i livelli massimi consentiti se la potenza irradiata è $\leq 7\text{W}$ tra 0.1 e 450MHz e di $7(450/f)\text{W}$ tra 450 e 1500 MHz, purché tenuti ad almeno 2.5 cm dal corpo. In ambiente non controllato, l'esclusione si applica per potenze emesse di 1.4W e $1.4(450/f)\text{W}$ rispettivamente. Ovviamente debbono essere rispettate le Restrizioni Fondamentali, che per lo Standard IEEE-ANSI sono, in ambienti controllati: *SAR* 8W/kg (media su 1 gr di tessuto, in un volume a forma di cubo) con eccezioni di mani, polsi, piedi e caviglie, dove il *SAR* può salire a 20W/kg (media su 10 gr di tessuto in un volume a forma di cubo). Tutti questi valori debbono essere ridotti di un fattore 5 per esposizioni in ambiente non controllato.

9.3 La normativa italiana.

(Decreto Ministero dell'Ambiente n° 381 del 10 settembre 1998) "Regolamento recante norme per la determinazione dei tetti di radiofrequenza compatibili con la salute umana".

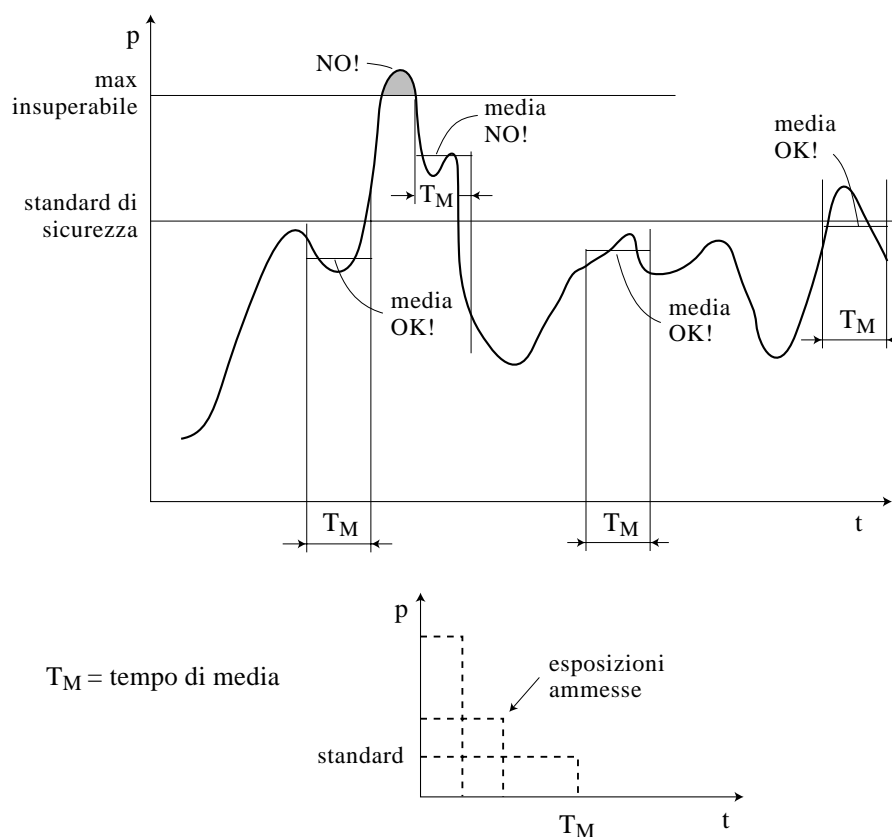


Figura 9-2

Il Regolamento si applica solo alla popolazione in generale e si riferisce esclusivamente agli impianti fissi di telecomunicazione e radiotelevisivi operanti nell'intervallo di frequenza 100kHz÷300GHz.

I livelli di esposizione si intendono mediati su un'area verticale del corpo umano e su un qualsiasi intervallo di 6'. Sono suddivisi in tre soli intervalli di frequenza. Non sono previsti limiti variabili in modo continuo con f .

L'Art.4 introduce tuttavia una raccomandazione a mantenere "i valori di campo elettromagnetico a livelli più bassi possibile, compatibilmente con la qualità del servizio" e comunque non superiore ai limiti fissati. Inoltre per edifici dove è prevista una permanenza superiore alle 4 ore sono drasticamente ridotti: 6 V/m per

il campo elettrico, 0,016 A/m per il campo magnetico, 0,1 W/m² per la densità di potenza.

L'esposizione a sorgenti multiple è affrontata nell'Allegato C al Decreto: in modo analogo alle raccomandazioni illustrate in precedenza la somma delle frazioni dei livelli rispetto ai corrispondenti limiti non deve superare l'unità. Tuttavia, se ciò avviene, i livelli devono essere ridotti in modo che la somma delle frazioni non superi 0.8! Non viene fornita nessuna giustificazione per questo ulteriore fattore di sicurezza.

La normativa italiana individua anche l'autorità (regioni e provincie autonome) che deve disciplinare l'istallazione e l'eventuali azioni di risanamento (a carico dei titolari degli impianti).

In allegato alle norme ci sono anche definizioni e unità di misura (All. A) e modalità per misure e valutazioni; è da rilevare che "le intensità dei campi e.m. possono essere determinate mediante calcoli o mediante misure, in casi incerti la valutazione deve essere fatta mediante misure a norme CEI.

9.4 Tabelle

| ICNIRP - ESPOSIZIONI PROFESSIONALI | | | | |
|---|------------|--------------------------|-----------------------|--------------------------|
| <i>f</i> Frequenza | E [V/m] | H [A/m] | B [μT] | S [W/m ²] |
| 0 < ÷ 1 [Hz] | | $1,63 \times 10^5$ | 2×10^5 | |
| 1 ÷ 8 [Hz] | 20000 | $1,63 \times 10^5 / f^2$ | $2 \times 10^5 / f^2$ | |
| 8 ÷ 25 [Hz] | 20000 | $2 \times 10^4 / f$ | $2,5 \times 10^4 / f$ | |
| 0,025 ÷ 0,82 [kHz] | $500 / f$ | $20 / f$ | $25 / f$ | |
| 0,82 ÷ 65 [kHz] | 610 | 24,4 | 30,7 | |
| 0,065 ÷ 1 [MHz] | 610 | $1,6 / f$ | $2 / f$ | |
| 1 ÷ 10 [MHz] | $610 / f$ | $1,6 / f$ | $2 / f$ | |
| 10 ÷ 4×10^2 [MHz] | 61 | 0,16 | 0,2 | 10 |
| 4×10^2 ÷ 2×10^3 [MHz] | $3f^{1/2}$ | $0,008f^{1/2}$ | $0,01f^{1/2}$ | $f/40$ |
| 2×10^3 ÷ 3×10^5 [MHz] | 137 | 0,36 | 0,45 | 50 |

Tabella 9-1

| ANSI - AMBIENTI CONTROLLATI * | | | | |
|--|--------------------------------|---------------------------------|---|----------------------------------|
| <i>f</i> [MHz] | E [V/m] | H [A/m] | S [W/m ²] | Tempo di Media (minuti primi) |
| 0,003 ÷ 0,1 | 614 | 163 | (100; 1000000) ⁺ | 6 |
| 0,1 ÷ 3,0 | 614 | 16,3/ <i>f</i> | (100; 10000/ <i>f</i> ²) ⁺ | 6 |
| 3 ÷ 30 | 1842/ <i>f</i> | 16,3/ <i>f</i> | (900/ <i>f</i> ² ÷ 10000/ <i>f</i> ²) ⁺ | 6 |
| 30 ÷ 100 | 61,4 | 16,3/ <i>f</i> | (1,0; 10000/ <i>f</i> ²) ⁺ | 6 |
| 100 ÷ 300 | 61,4 | 0,163 | 1,0 | 6 |
| 300 ÷ 3000 | | | <i>f</i> /300 | 6 |
| 3000 ÷ 15000 | | | 10 | 6 |
| 15000 ÷ 300000 | | | 10 | 616000/ <i>f</i> ^{1,2} |
| ICNIRP - POPOLAZIONE IN GENERALE | | | | |
| <i>f</i> Frequenza | E [V/m] | H [A/m] | B [μT] | S [W/m ²] |
| * I valori di esposizione in termini di intensità di campo elettrico e di campo magnetico sono i valori ritenuti mediando spazialmente su un'area equivalente alla sezione verticale del corpo umano (area "proiettata") | | | | |
| 1 [Hz] | 10000 | 3,2 × 10 ⁴ | 4 × 10 ⁴ | |
| 8 ÷ 25 [Hz] | 10000 | 4000/ <i>f</i> | 5000/ <i>f</i> | |
| 0,025 ÷ 0,8 [kHz] | 250/ <i>f</i> | 4/ <i>f</i> | 5/ <i>f</i> | |
| 0,8 ÷ 3 [kHz] | 250/ <i>f</i> | 5 | 6,25 | |
| 3 ÷ 150 [kHz] | 87 | 0,73/ <i>f</i> | 0,92/ <i>f</i> | |
| 0,150 ÷ 1 [MHz] | 87/ <i>f</i> ^{1/2} | 0,73/ <i>f</i> | 0,92/ <i>f</i> | |
| 1 ÷ 10 [MHz] | 87/ <i>f</i> ^{1/2} | 0,73/ <i>f</i> | 0,92/ <i>f</i> | |
| 10 ÷ 4 × 10 ² [MHz] | 28 | 0,073 | 0,092 | 2 |
| 4 × 10 ² ÷ 2 × 10 ³ [MHz] | 1,375/ <i>f</i> ^{1/2} | 0,0037/ <i>f</i> ^{1/2} | 0,0046/ <i>f</i> ^{1/2} | <i>f</i> /200 |
| 2 × 10 ³ ÷ 3 × 10 ⁵ [MHz] | 61 | 0,16 | 0,20 | 10 |

Tabella 9-2

| ANSI - AMBIENTI NON CONTROLLATI * | | | | | |
|--|------------|--------------------|---|---|---|
| f [MHz] | E [V/m] | H [A/m] | S [mW/cm ²] | Tempo di Media $ E ^2$; S (minuti primi) | Tempo di Media $ H ^2$ (minuti primi) |
| 0,003 ÷ 0,1 | 614 | 163 | (100; 1000000) ⁺ | 6 | 6 |
| 0,1 ÷ 1,34 | 614 | 16,3/ f | (100; 10000/ f^2) ⁺ | 6 | 6 |
| 1,34 ÷ 3 | 823,8/ f | 16,3/ f | (180/ f^2 ; 10000/ f^2) ⁺ | $f^2/0,3$ | 6 |
| 3 ÷ 30 | 823,8/ f | 16,3/ f | (180/ f^2 ; 10000/ f^2) ⁺ | 30 | 6 |
| 30 ÷ 100 | 27,5 | 158,3/ $f^{1,668}$ | (0,2; 940000/ $f^{3,336}$) ⁺ | 30 | 0,0636/ $f^{1,337}$ |
| 100 ÷ 300 | 27,5 | 0,0729 | 0,2 | 30 | 30 |
| 300 ÷ 3000 | | | $f/1500$ | 30 | |
| 3000 ÷ 15000 | | | $f/1500$ | 90000/ f | |
| 15000 ÷ 300000 | | | 10 | 616000/ $f^{1,2}$ | |

* I valori di esposizione in termini di intensità di campo elettrico e di campo magnetico sono i valori ottenuti mediando spazialmente i valori su un'area equivalente alla sezione verticale del corpo umano (area "proiettata").

⁺ Questi valori di densità di potenza di un'onda piana equivalente, sebbene non appropriati per le condizioni di campo di prossimità, sono comunemente usati per un conveniente confronto con le Massime Esposizioni Permesse a frequenze più elevate e sono anche mostrati su alcuni strumenti in uso.

Tabella 9-4

| CENELEC - ENV 50166-2 - ESPOSIZIONI PROFESSIONALI | | | |
|--|---|---|--|
| f [MHz] | Valore efficace del campo elettrico [V/m] | Valore efficace del campo magnetico [A/m] | Densità di potenza media [W/m ²] |
| 0,01 ÷ 0,038 | 1000 ^(a) | 42 ^(a) | |
| 0,038 ÷ 0,61 | 1000 ^(a) | 1,6/ f ^(a) | |
| 0,61 ÷ 10 | 614/ f | 1,6/ f | |
| 10 ÷ 400 | 61,4 | 0,16 | 10 |
| 400 ÷ 2000 | 3,07 × $f^{1/2}$ | 8,14 × 10 ⁻³ × $f^{1/2}$ | $f/40$ |
| 2000 ÷ 150000 | 137 | 0,364 | 50 |
| 150000 ÷ 300000 | 0,354 × $f^{1/2}$ | 9,4 × 10 ⁻⁴ × $f^{1/2}$ | 3,334 × 10 ⁻⁴ × f |

^(a) Valori di riferimento per esposizioni al solo campo elettrico (E) o magnetico (H). L'esposizione ad entrambe le componenti (E, H) di una singola sorgente deve essere considerata come una simultanea irradiazione da due sorgenti indipendenti.

Tabella 9-5

| CENELEC - ENV 50166-2 - POPOLAZIONE IN GENERALE | | | |
|--|---|---|--|
| f [MHz] | Valore efficace del campo elettrico [V/m] | Valore efficace del campo magnetico [A/m] | Densità di potenza media [W/m ²] |
| 0,01 ÷ 0,042 | 400 ^(a) | 16,8 ^(a) | |
| 0,042 ÷ 0,68 | 400 ^(a) | 0,7f ^(a) | |
| 0,68 ÷ 10 | 275/f | 0,7f | |
| 10 ÷ 400 | 27,5 | 0,07 | 2 |
| 400 ÷ 2000 | 1,37 x f ^{1/2} | 3,64 x 10 ⁻³ x f ^{1/2} | f/200 |
| 2000 ÷ 150000 | 61,4 | 0,163 | 10 |
| 150000 ÷ 300000 | 0,158 x f ^{1/2} | 4,21 x 10 ⁻⁴ x f ^{1/2} | 6,67 x 10 ⁻⁵ x f |

^(a) Valori di riferimento per esposizioni soltanto a campi elettrici (E) o magnetici (H). Le esposizioni ad entrambe le componenti (E, H) generate da una stessa sorgente devono essere considerate come esposizione simultanea a due sorgenti indipendenti.

Tabella 9-6

| ITALIA (DPCM 381-98) - POPOLAZIONE IN GENERALE | | | |
|---|---|---|--|
| f | Valore efficace di intensità di campo elettrico E | Valore efficace di intensità di campo magnetico H | Densità di potenza dell'onda piana equivalente S |
| (MHz) | (V/m) | (A/m) | (W/m ²) |
| 0,1 ÷ 3 | 60 | 0,2 | |
| > 3 ÷ 3000 | 20 | 0,05 | 1 |
| > 3000 ÷ 300000 | 40 | 0,1 | 4 |

Tabella 9-7

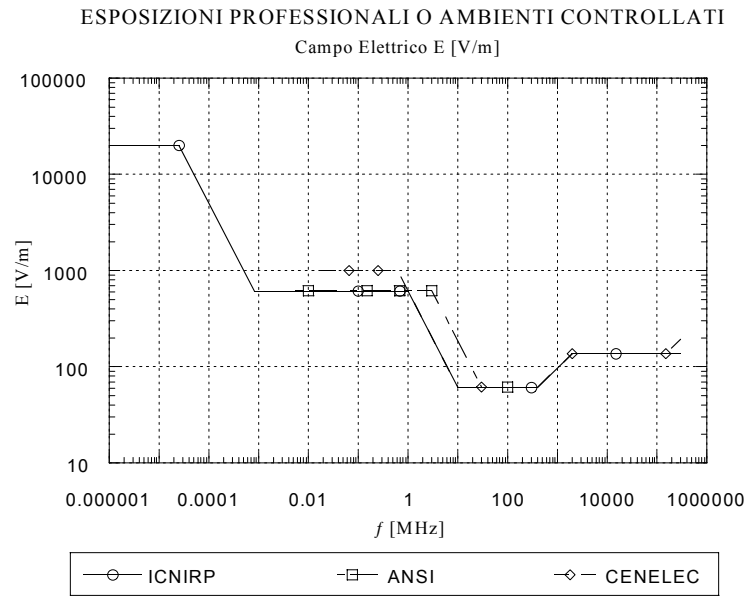


Figura 9-3

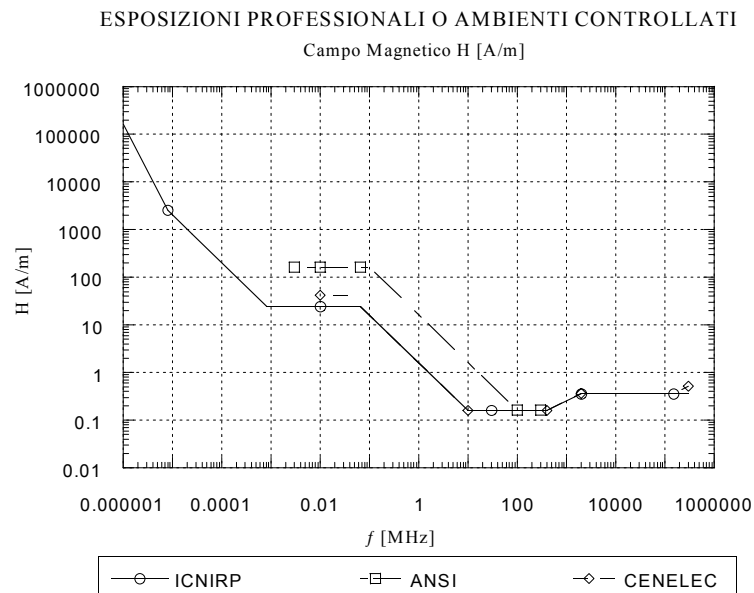


Figura 9-4

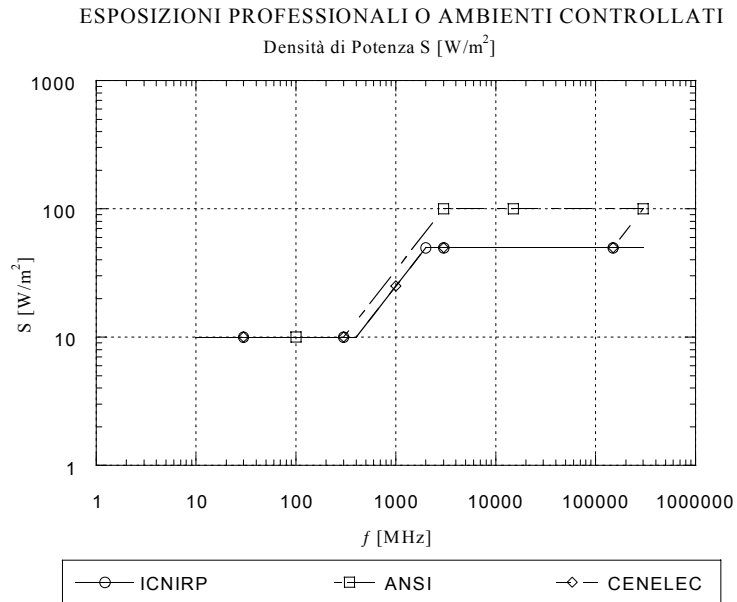


Figura 9-5

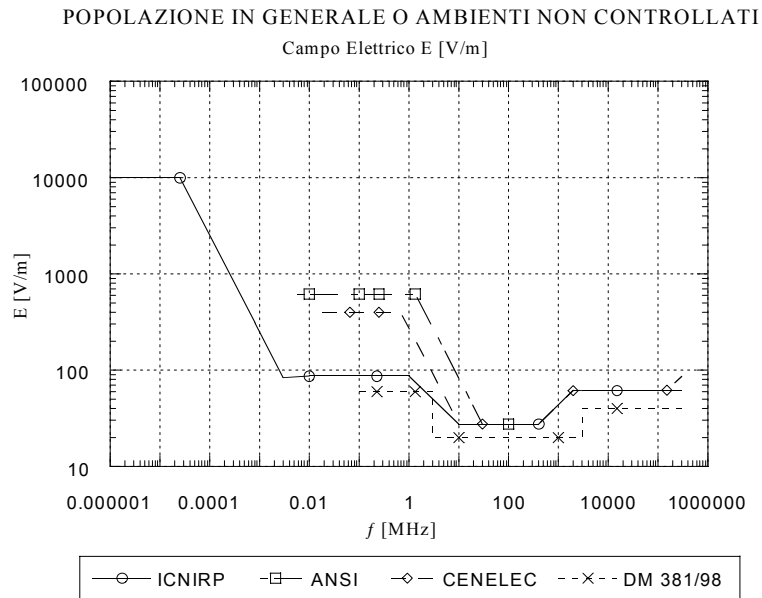


Figura 9-6

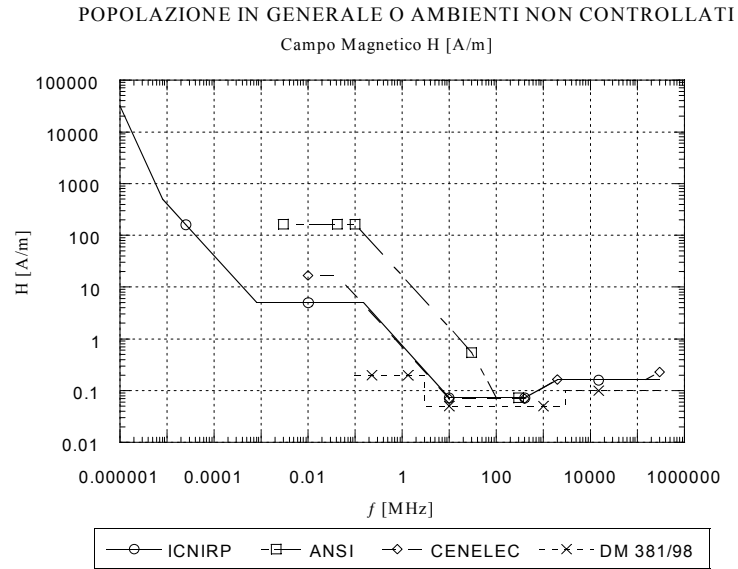


Figura 9-7

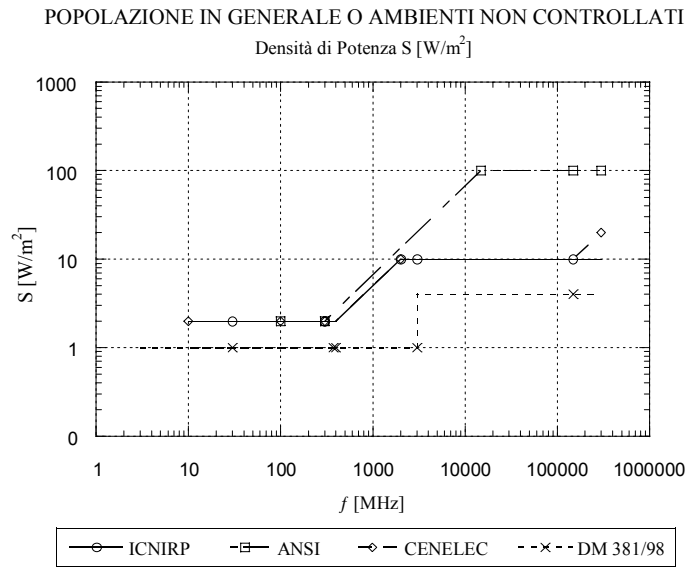


Figura 9-8

APPENDICE I

UNITA' DI MISURA

| Grandezza | Simbolo | Nome e simbolo dell'unit ^a nel sistema SI | Altre unit ^a |
|--|------------|--|---------------------------------------|
| Forza | F | newton; N | dina = 10^{-5} N kg peso = 9.8 N |
| Lavoro o energia | L | joule; J | erg = 10^{-7} J |
| Carica elettrica | Q , q | coulomb; C | u.e.s. = $(3 \times 10^9)^{-1}$ C |
| Costante dielettrica | ϵ | | |
| Frequenza | f | hertz; Hz | |
| Intensit ^a di campo elettrico | E | volt/m; V/m | |
| Induzione elettrica | D | coulomb/m ² | |
| Polarizzazione elettrica | P | coulomb/m ² | |
| Tensione | V | volt | |
| Capacit ^a | C | farad; F | |
| Intensit ^a di corrente | i | ampere; A | |
| Resistenza | R | ohm; Ω | |
| Intensit ^a di campo magnetico | H | ampere/m; A/m | Oe = $10^3/(4\pi)$ A/m |
| Induzione magnetica | B | tesla; T | gauss = 10^4 T |
| Flusso di B | Φ (B) | weber; Wb | maxwell = 10^{-8} Wb |

Tab.AI.1 - Unit^a di misura di maggiore interesse.

| Valore in unità | erg | J | kWh | kcal | eV |
|-----------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|------------------------|
| erg | 1 | 10^{-7} | 0.278×10^{-13} | 0.239×10^{-10} | 6.242×10^{11} |
| J | 10^7 | 1 | 0.278×10^{-6} | 0.239×10^{-3} | 6.242×10^{18} |
| kWh | 3.6×10^{13} | 3.6×10^6 | 1 | 860 | 2.247×10^{25} |
| kcal | 4.186×10^{10} | 4.186×10^3 | 1.163×10^{-3} | 1 | 2.613×10^{22} |
| eV | 1.602×10^{-12} | 1.602×10^{-19} | 0.445×10^{-25} | 0.383×10^{-22} | 1 |

Tab.AI.2 - Confronto fra varie unità di energia o lavoro.

KWh = chilowattora; kcal = chilocaloria; eV = elettron volt.

| Valore in unità | W(J/s) | kW | CV | kcal/h |
|-----------------|--------|-----------------------|-----------------------|--------|
| W(J/s) | 1 | 10^{-3} | $1.360 \cdot 10^{-3}$ | 0.860 |
| kW | 10^3 | 1 | 1.360 | 860 |
| CV | 735.5 | 0.7355 | 1 | 632.5 |
| kcal/h | 1.163 | $1.163 \cdot 10^{-3}$ | $1.581 \cdot 10^{-3}$ | 1 |

Tab.AI.3 - Confronto fra varie unità di potenza.

KW = chilowatt; CV = cavallo vapore; kcal/h = chilocaloria all'ora

| Prefisso e suo significato | Fattore | Simbolo | Equivalenza |
|----------------------------|------------|---------|------------------------------|
| Multipli: | | | |
| k ↔ chilo- | 10^3 | kW | 1 chilowatt = 10^3 watt |
| M ↔ mega- | 10^6 | MW | 1 chilowatt = 10^6 watt |
| G ↔ giga- | 10^9 | GW | 1 gigawatt = 10^9 watt |
| Sottomultipli | | | |
| m ↔ milli- | 10^{-3} | mW | 1 milliwatt = 10^{-3} watt |
| μ ↔ micro- | 10^{-6} | μW | 1 microwatt = 10^{-6} watt |
| n ↔ nano- | 10^{-9} | nW | 1 nanowatt = 10^{-9} watt |
| p ↔ pico- | 10^{-12} | pW | 1 picowatt = 10^{-12} watt |

Tab.AI.4 - Nomenclatura di multipli e sottomultipli.

Es.: = multipli e sottomultipli del Watt

APPENDICE II

RICHIAMI DI MATEMATICA

All.1 - Sommatoria $\sum_{k=1}^N a_k$

Sia data una successione di numeri $a_1, a_2, \dots, a_k, \dots, a_N$ dei quali si abbia da eseguire la somma. Il simbolo Σ , a cui si dà il nome di operatore *sommatoria*, è usato convenzionalmente per indicare in maniera abbreviata l'operazione di somma secondo la regola seguente:

$$a_1 + a_2 + a_3 + \dots + a_k + \dots + a_N = \sum_{k=1}^N a_k \quad (\text{AII-1})$$

La scrittura a destra dell'uguale si legge: "sommatoria degli a_k con k che va da 1 a N ". Per esempio la somma del quadrato dei primi cinque numeri interi si scrive:

$$\sum_{k=1}^5 a_k (k)^2 = 1 + (2)^2 + (3)^2 + (4)^2 + (5)^2 = 55$$

All.2 – Integrale $\int_a^b f(x) dx$

Sia data una funzione $f(x)$ e sia quella di Figura AII-1 la sua rappresentazione grafica. Si consideri la funzione nell'intervallo (a, b) e si suddivida l'intervallo (a, b) in N intervallini larghi Δx_k ($k = 1, 2, \dots, N$) e si consideri per ogni intervallino il prodotto $f(x_k) \Delta x_k$. Questa quantità rappresenta, dal punto di vista geometrico, l'area del rettangolo di altezza $f(x_k)$ e base Δx_k (in figura è stato evidenziato con tratteggio il rettangolo relativo all'intervallo centrato sull'ascissa x_k). Si consideri la somma A_N di tutti questi prodotti:

$$A_N = \sum_{k=1}^N f(x_k) \Delta x_k \quad (\text{AII-2})$$

Come si vede, A_N rappresenta l'area dell'insieme degli N rettangolini, ed è una *approssimazione* dell'area A compresa fra la curva $f(x)$ e l'asse x , nell'intervallo (a, b) . Questa approssimazione può essere resa precisa a piacere, pur di suddividere (a, b) in un numero sufficientemente elevato di (corrispondentemente) piccoli intervalli Δx . Al limite di questa operazione di approssimazione sempre più spinta, si ottiene la reale misura dell'area A . Al numero A , risultante da questa

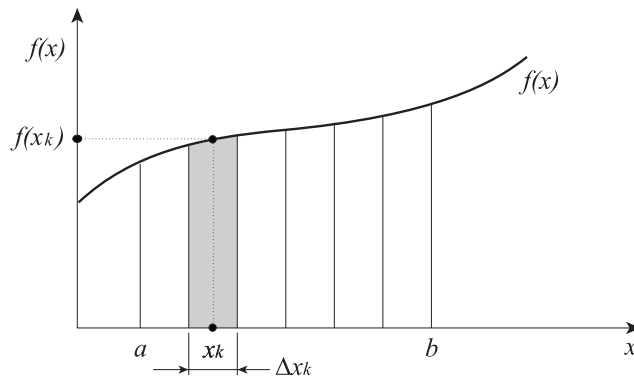


Figura AII-1

estrapolazione al limite, si dà il nome di *integrale di $f(x)$ nell'intervallo (a, b)* e si indica con:

$$A = \int_a^b f(x) dx \quad (\text{AII-3})$$

Il simbolo dx sta a ricordare che l'intervallino Dx è stato fatto piccolo piccolo, ovvero, come si dice in matematica, *piccolo a piacere o infinitesimo*.

La quantità A_N data dalla somma (AII-2) fornisce un valore approssimato dell'integrale A .

AII.3 - Vettori

Ogni quantità fisica, che si possa rappresentare mediante una lunghezza o *modulo*, una *direzione* e un *verso*, si dice un *vettore*. Per indicare un vettore useremo un simbolo letterale con sovrapposta una piccola freccia. Nella Figura AII-2, è data una rappresentazione grafica di un vettore mediante un segmento orientato⁶⁹.

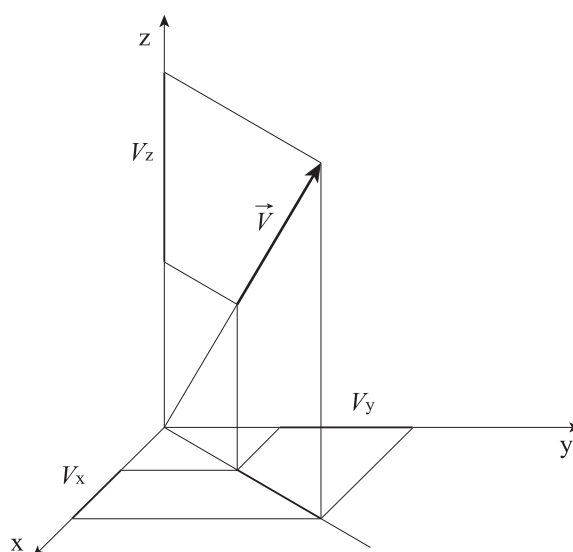


Figura AII-2 - Vettore \vec{V} e sue componenti sugli assi cartesiani (x, y, z)

Un modo conveniente per specificare un vettore è quello di fornire le tre proiezioni V_x , V_y e V_z di \vec{V} su un sistema di riferimento cartesiano (x,y,z); nel qual caso il vettore è individuato dalla terna di numeri (V_x , V_y , V_z). Le quantità V_x , V_y e V_z sono dette le *componenti* del vettore secondo le direzioni x, y e z. Il modulo di \vec{V} , che si indica con $|\vec{V}|$, o più semplicemente con V , è legato alle componenti dalla seguente relazione, di immediata derivazione applicando il teorema di Pitagora: $V = (V_x^2 + V_y^2 + V_z^2)^{1/2}$.

⁶⁹ Se si vincola la posizione del vettore, fornendo oltre a modulo, direzione e verso anche le coordinate di un suo punto si ottiene un *vettore applicato*. I vettori di cui stiamo parlando non sono però soggetti a questa restrizione e possono essere rappresentati da uno qualsiasi dei vettori applicati (segmenti orientati) di uguale modulo, direzione e verso.

Una quantità vettoriale è dunque individuata da tre numeri (le componenti, oppure il modulo e due coseni direttori). Esistono per contro grandezze fisiche, note come quantità *scalari*, per la cui individuazione un solo numero è sufficiente; tali sono, ad esempio, la temperatura, il volume, la massa, la carica elettrica, ecc.

AII.3.1 - Prodotto di un vettore per uno scalare: $\vec{A} = q\vec{B}$

Se si moltiplica un vettore \vec{B} per un numero (*quantità scalare*) q , si ottiene un nuovo vettore \vec{A} parallelo al primo e con modulo uguale al modulo di \vec{B} moltiplicato per lo scalare q ($A = qB$).

Dati due vettori $\vec{A} \equiv (A_x, A_y, A_z)$ e $\vec{B} \equiv (B_x, B_y, B_z)$ si definiscono fra di essi le operazioni algebriche seguenti (algebra fra vettori).

AII.3.2 - Somma: $\vec{S} = \vec{A} + \vec{B}$

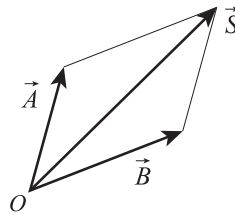


Figura AII-3a - Somma \vec{S} di 2 vettori

\vec{S} ha componenti: $S_x = A_x + B_x$; $S_y = A_y + B_y$; $S_z = A_z + B_z$.

Interpretazione geometrica: \vec{S} è la diagonale del parallelogramma⁷⁰, ottenuta come in Figura AII-3a.

⁷⁰ Per costruire il parallelogramma si sono "applicati" i due vettori in un punto comune O, origine anche del segmento orientato che rappresenta la somma \vec{S} .

AII.3.3 - Differenza: $\vec{D} = \vec{A} - \vec{B}$

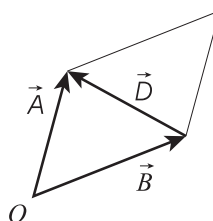


Figura AII-3b – Differenza \vec{D} di due vettori

\vec{D} ha componenti: $D_x = A_x - B_x$; $D_y = A_y - B_y$; $D_z = A_z - B_z$.

Interpretazione geometrica: \vec{D} è l'altra diagonale del parallelogramma, orientata come mostrato in Figura AII-3b.

AII.3.4 - Prodotto scalare: $\vec{P} = \vec{A} \cdot \vec{B}$

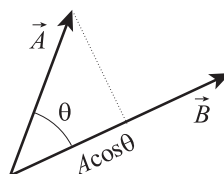


Figura AII-4a

Il risultato del prodotto \vec{A} scalare \vec{B} è la quantità (scalare) p , ottenuta da \vec{A} e \vec{B} moltiplicando i moduli A e B per il coseno dell'angolo θ compreso fra i due vettori:

$$p = AB \cos(\theta) \quad (\text{AII-4})$$

Interpretazione geometrica del prodotto scalare: p è la proiezione di \vec{B} su \vec{A} , moltiplicata per A ; oppure anche, p è la proiezione di \vec{A} su \vec{B} moltiplicata per B (Figura AII-4a).

AII.3.5 - Prodotto vettore: $\vec{P} = \vec{A} \times \vec{B}$

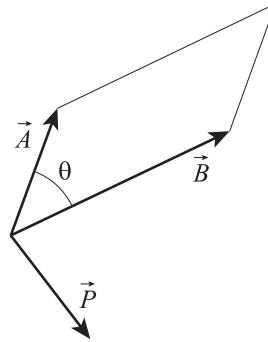


Figura AII-4b

Si noti che \vec{P} è un vettore, il cui modulo vale $P = AB \sin\theta$, è diretto perpendicolarmente al piano individuato da \vec{A} e \vec{B} ed ha verso tale che \vec{A} , \vec{B} e \vec{P} siano una terna destrorsa come x , y e z (Figura AII-4b).

Interpretazione geometrica del prodotto vettore: il modulo di \vec{P} rappresenta l'area del parallelogramma individuato da $\hat{n}_k \vec{A}$ e \vec{B} , dove \hat{n}_k è il vettore unitario che rappresenta la normale al piano individuato dai vettori \vec{A} e \vec{B} . Il verso di \hat{n}_k è tale che la \vec{A} , \vec{B} e \hat{n}_k sono una terna.

È utile richiamare anche le due definizioni seguenti, che si riferiscono a operazioni integrali sui vettori.

AII.3.6 - Integrale di linea di un vettore

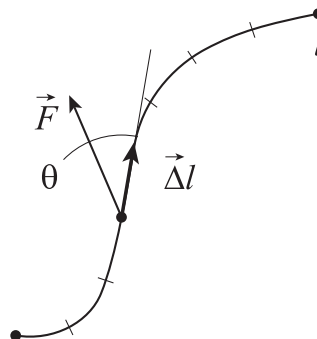


Figura AII-5

Si abbia una linea l immersa in un campo vettoriale \vec{F} ; si divida l in tanti segmentini orientati $\vec{\Delta l}$ (che sono vettori) e si consideri il prodotto scalare $\vec{F} \cdot \vec{\Delta l}$ (Figura AII-5).

Se si esegue la somma $\Sigma (\vec{F} \cdot \vec{\Delta l})$ su tutti gli elementini $\vec{\Delta l}$ e, con un'operazione simile a quella che dalla (AII-2) ha portato alla (AII-3), si passa al limite per $\vec{\Delta l}$ sempre più piccolo, si ottiene allora l'integrale

$$L = \int_l \vec{F} \cdot d\vec{l} \quad (\text{AII-5})$$

A questo integrale si dà il nome di *integrale di linea di \vec{F} lungo l* . Nel caso particolare che \vec{F} rappresenti un campo di forze, allora L è il *lavoro* che il campo di forze produce su un oggetto che si sposta lungo la linea l .

AII.3.7 - Flusso di un vettore

Si consideri una superficie S nello spazio ed un campo di vettori \vec{B} definito in ogni punto della superficie S (Figura AII-6). Immaginiamo S divisa in N elementi di superficie ΔS_k che ricoprono S completamente. Per ciascun elemento sia definito un vettore di modulo unitario \hat{n}_k (detto *versore normale*) diretto perpendicolarmente ad S_k .

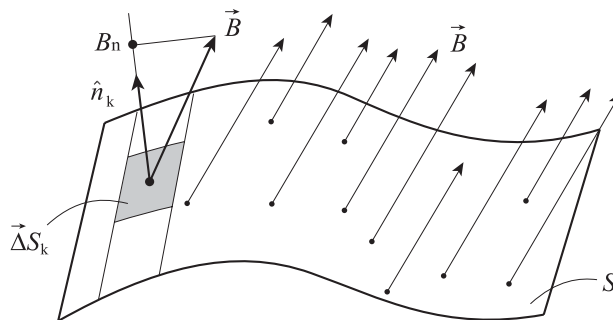


Figura AII-6

Si può allora definire il prodotto scalare $\vec{B} \cdot \hat{n}_k = B_n$ (proiezione di \vec{B} nella direzione della normale \hat{n}_k) e si può sommare i contributi $B_n \Delta S_k$ per tutti i ΔS_k in cui si è divisa la superficie S .

$$\Phi_S^{(N)}(\vec{B}) = \sum_{k=1}^N B_n \Delta S_k \quad (\text{AII-6})$$

Con il solito procedimento di passaggio al limite, per suddivisione in superficiette ΔS_k più piccole e più numerose, si ottiene *l'integrale di superficie*:

$$\Phi_S(\vec{B}) = \int_S \vec{B} \cdot \hat{n} dS = \int_S B_n dS \quad (\text{AII-7})$$

al quale si dà il nome di *flusso del vettore B attraverso la superficie S*.

APPENDICE III

Numeri complessi

Un numero complesso è definito da una coppia ordinata di numeri reali (x, y) , il primo dei quali (cioè, x) è detto la *parte reale* e il secondo (y) *parte immaginaria* di quel numero complesso⁷¹. Sui numeri complessi si possono eseguire, con opportune definizioni, tutte le operazioni algebriche (somma, sottrazione, moltiplicazione, divisione, elevamento a potenza, ecc.) ed applicare le funzioni (esponenziale, logaritmo, radice, ecc.) di uso comune con i numeri reali. Senza addentrarci in dettagli e precisazioni spropositati in questa sede, possiamo dire che queste operazioni sono grandemente facilitate se, utilizzando una notazione identica a quella usata per il calcolo letterale in algebra elementare, il numero complesso viene rappresentato da una scrittura di questo tipo

$$z = x + j y \quad (\text{AIII-1})$$

nella quale: il simbolo j indica il particolare numero complesso $(0, 1)$ - detto *unità immaginaria*, contraddistinto dalla proprietà $j^2 = -1$ (cioè, $j = \sqrt{-1}$), mentre x ed y sono, rispettivamente, la parte reale e la parte immaginaria di z

Operazioni algebriche

Vediamo ora le definizioni delle operazioni di somma, sottrazione, prodotto e divisione fra numeri complessi. Premettiamo però la definizione di *complesso coniugato*.

Complesso coniugato. Due numeri complessi si dicono *coniugati* quando hanno parti reali uguali e parti immaginarie uguali e di segno opposto. Dato il numero complesso $z = x + j y$, il suo complesso coniugato, indicato secondo una convenzione comune con z^* , ha dunque l'espressione:

⁷¹ In questo testo, per indicare un numero complesso, utilizzeremo un simbolo letterale in corsivo, senza particolari distinzioni rispetto alle quantità reali. Ad esempio, con $z = (x, y)$ indicheremo un numero complesso che ha parte reale x e parte immaginaria y . Quando però si vuole rimarcare che si ha a che fare con una quantità complessa, oppure se dal contesto non si evince chiaramente che z è complesso, allora, per evitare ambiguità sovrapporremo un segno \sim al simbolo letterale e scriveremo \tilde{z} invece di z .

$$z^* = x - jy \quad (\text{AIII-2})$$

Somma. Dati due numeri complessi, $a = a_1 + ja_2$ e $b = b_1 + jb_2$, la loro *somma* $s = a + b$ è un numero complesso che ha per parte reale la somma delle parti reali e per parte immaginaria la somma delle parti immaginarie. Questo risultato è immediato se, nella somma dei due binomi che rappresentano a e b , si raggruppano insieme i termini che, rispettivamente, contengono o non contengono il fattore j :

$$s = (a_1 + b_1) + j(a_2 + b_2) \quad (\text{AIII-3})$$

Differenza. La definizione di differenza è del tutto analoga a quella della somma. Dati due numeri complessi $a = a_1 + ja_2$ e $b = b_1 + jb_2$, la loro *differenza* $d = a - b$ è un numero complesso che ha per parte reale la differenza delle parti reali e per parte immaginaria la differenza delle parti immaginarie

$$d = (a_1 - b_1) + j(a_2 - b_2) \quad (\text{AIII-4})$$

Prodotto. Utilizzando la rappresentazione (AIII.1) il prodotto p di due numeri complessi $a = a_1 + ja_2$ e $b = b_1 + jb_2$ può essere espresso molto agevolmente, tenendo presenti le regole dell'algebra elementare: $(a_1 + ja_2) \cdot (b_1 + jb_2) = (a_1b_1 + ja_1b_2 + ja_2b_1 + j^2a_2b_2)$, da cui, raccogliendo i termini che contengono j e ricordando che $j^2 = -1$, risulta subito che:

$$p = (a_1b_1 - a_2b_2) + j(a_1b_2 + b_1a_2) \quad (\text{AIII-5})$$

Questo risultato può essere espresso a parole, sia pure con un certa difficoltà: il prodotto di due numeri complessi è a sua volta un numero complesso, la cui parte reale è data dalla differenza del prodotto delle parti reali meno il prodotto delle parti immaginarie, mentre la parte immaginaria è data dalla somma del prodotto della parte reale del primo per la parte immaginaria del secondo più il prodotto della parte reale del secondo per la parte immaginaria del primo.

È interessante notare che moltiplicando un numero complesso $z = x + jy$ per il suo coniugato $z^* = x - jy$ si ottiene un numero complesso la cui parte immaginaria è nulla. Infatti, $zz^* = (x + jy)(x - jy) = (x^2 + y^2) + j(xy - yx) = x^2 + y^2$, cioè un

numero reale, la cui radice quadrata (ancora un numero reale) è detta *modulo* del numero complesso z . Il modulo è indicato con la notazione $|z|$ (cioè, racchiudendo fra barre verticali il simbolo del numero complesso) e vale dunque:

$$|z| = \sqrt{zz^*} = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (\text{AIII-6})$$

Questa quantità è di notevole interesse pratico, come sarà chiaro in seguito.

Divisione. Si definisce *quoziente* di due numeri complessi $a = a_1 + ja_2$ e $b = b_1 + jb_2$ (con $|b| \neq 0$) un numero complesso $c = a/b$ tale che moltiplicato per b da come risultato a . Moltiplicando il divisore per il suo complesso coniugato b^* , con facili passaggi si ottiene la seguente espressione per c :

$$c = \frac{a_1 b_1 + a_2 b_2}{b_1^2 + b_2^2} + j \frac{-a_1 b_2 + a_2 b_1}{b_1^2 + b_2^2} \quad (\text{AIII-7})$$

nella quale la parte reale e la parte immaginaria del risultato appaiono separate ed espresse in termini delle parti reali e immaginarie di a e b . Si noti che il termine al denominatore è il quadrato del modulo del divisore b .

Interpretazione geometrica

I numeri complessi possono essere messi in corrispondenza biunivoca con i punti di un piano (anch'essi rappresentabili, come è noto, mediante coppie ordinate di numeri reali). Questa corrispondenza è alla base della rappresentazione geometrica dei numeri complessi mediante vettori (vedi Appendice II) disegnati su un piano, chiamato il *piano di Argand* o *piano complesso* (Figura AIII-1). La lunghezza del vettore corrisponde al *modulo* $|z|$ del numero complesso. Dalla Figura AIII-1 si vede immediatamente che x e y , rispettiva-

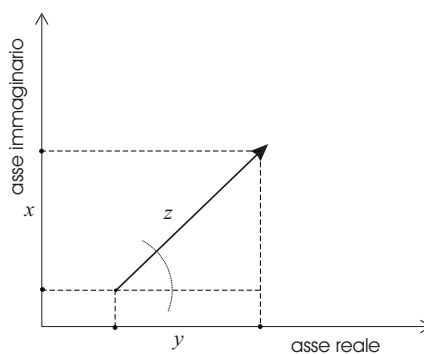


Fig.AIII-1 Rappresentazione geometrica di un numero complesso.

mente parte reale e parte immaginaria di z , possono essere scritti:

$$\begin{aligned}x &= |z|\cos(\theta) \\y &= |z|\sin(\theta)\end{aligned}\tag{AIII-8}$$

L'uso dei vettori rende particolarmente evidenti le regole per la somma o la sottrazione, che, in definitiva, si riducono alla somma o alla differenza delle componenti sugli assi coordinati. Per la moltiplicazione e divisione invece risulta di gran lunga più intuitiva ed efficace la rappresentazione esponenziale, di cui parliamo nel prossimo paragrafo.

Funzioni di quantità complesse

Pressoché tutte le funzioni di variabile reale sono definibile anche nel campo complesso. Di particolare interesse per le nostre applicazioni è l'elevazione a potenza, per la quale vale la seguente regola, ben nota per le potenze reali:

$$a^{z_1} a^{z_2} = a^{z_1+z_2}\tag{AIII-9}$$

dove a , z_1 e z_2 possono essere numeri complessi. Nel caso particolare in cui la base sia il numero reale e (base dei logaritmi naturali o di *Nepero* $\approx 2.71828\dots$) e l'esponente sia un numero immaginario puro (ad esempio $j\theta$, con θ numero reale) vale la seguente formula, nota come *formula di Eulero*, di grande utilità pratica:

$$e^{j\theta} = \cos(\theta) + j\sin(\theta)\tag{AIII-10}$$

Come esempio di applicazione delle Eq.i (AIII-9), si consideri il caso seguente, nel quale α e β sono due numeri reali:

$$e^{j(\alpha+\beta)} = e^{j\alpha} e^{j\beta}\tag{AIII-11}$$

Se, utilizzando la formula di Eulero (AIII-10), si sviluppano gli esponenziali che appaiono in questa espressione, si ritrovano immediatamente le note formule di somma e sottrazione per le funzioni trigonometriche seno e coseno:

$$\begin{aligned}\operatorname{sen}(\alpha \pm \beta) &= \operatorname{sen}(\alpha)\cos(\beta) \pm \cos(\alpha)\operatorname{sen}(\beta) \\ \cos(\alpha \pm \beta) &= \cos(\alpha)\cos(\beta) \mp \operatorname{sen}(\alpha)\operatorname{sen}(\beta)\end{aligned}\tag{AIII-12}$$

Ricordiamo che i numeri complessi sono largamente utilizzati in campo tecnico, essendo alla base del cosiddetto *calcolo simbolico*, uno strumento estremamente potente per la rappresentazione e il trattamento delle grandezze periodiche sinusoidali. L'uso del calcolo simbolico, permettendo di ricondurre la soluzione di equazioni integro-differenziali a quella ben più abbordabile di equazioni algebriche nel campo complesso, facilita grandemente la trattazione dei circuiti elettrici e dei campi elettromagnetici in regime sinusoidale. L'argomento, sicuramente di estremo interesse, è però eccessivamente specialistico per essere affrontato in questa sede.

INDICE ANALITICO

| | |
|--------------------------------------|---------------|
| # | |
| Ω (ohm) | 13; 251 |
| A | |
| A (ampere)..... | 11; 251 |
| A/m (ampere/metro) | 18; 251 |
| Accoppiamento | |
| a radiofrequenza (strumenti)..... | 191 |
| al campo elettrico | 102; 107; 179 |
| al campo magnetico | 103; 107; 181 |
| del corpo umano | 187 |
| parametri che determinano l'..... | 96 |
| radiativo..... | 183 |
| reattivo..... | 178; 183 |
| riduzione..... | 177 |
| Accuratezza | 191; 195 |
| Ambienti | |
| controllati..... | 236; 238; 240 |
| non controllati..... | 236; 238 |
| Ampère | |
| legge di | 18 |
| Ampiezza..... | 25; 36; 37 |
| Anione | 12 |
| Anodo | 12 |
| Antenna | 173; 183 |
| a gabbia (cage antenna) | 193 |
| a spirale conica logaritmica ... | 186; 197 |
| a tromba..... | 186; 194; 197 |
| area efficace..... | 52; 183 |
| biconica | 184 |
| calibrazione..... | 194 |
| corta | |
| (Vedi anche Radiatore corto) | 61 |
| dipolo a mezz'onda | 184 |
| direttiva..... | 51 |
| direttività | 51 |
| estesa | |
| (Vedi anche Radiatore esteso) | 61 |
| guadagno | 51; 52 |
| isotropa | |
| (Vedi anche Radiatore isotropo) .. | 51 |
| lineare..... | 44 |
| logaritmica periodica..... | 185 |
| per la generazione di campi campione | |
| | 192 |
| polarizzazione | 187 |
| Antifurto | 162; 169 |
| Apparati | |
| a diffusione..... | 154 |
| di misura | |
| (Vedi anche Strumenti di misura) | |
| | 171 |
| industriali..... | 196 |
| Apparati industriali..... | 196 |
| Applicatori..... | 145 |
| a bobina | 149 |
| a condensatore | 147 |
| per riscaldamento dielettrico | 146 |
| Area | |
| di cattura..... | 106 |
| efficace | |
| (Vedi anche Antenna)..... | 183 |
| equivalente | |
| (Vedi anche Antenna)..... | 183 |
| Armonica | |
| componente | 26 |
| fondamentale | 26 |
| funzione..... | 25 |
| oscillazione..... | 32 |
| Assorbimento | |
| area relativa | 114 |
| dipendenza | |
| dalla polarizzazione ... | 102; 107; 117 |
| dall'altezza | 119 |
| misura sperimentale..... | 123 |
| parametri fisici..... | 97; 101 |
| Attenuazione | |
| acciaio | 201 |

| | | | |
|--|--------------------------------------|---|----------------------|
| alluminio..... | 201 | misura del..... | 182 |
| del campo magnetico..... | 205; 208 | propagazione del..... | 42 |
| del filtro..... | 213 | proprietà del..... | 47 |
| della densità di potenza..... | 201 | generalità..... | 1 |
| della rete..... | 207 | incidente o impresso..... | 74 |
| di spazio libero..... | 51 | interno..... | 74 |
| dipendente dallo spessore..... | 201 | lontano..... | 61–63 |
| Avvisatori di rischio..... | 199; 200 | definizione di..... | 61 |
| B | | magnetico..... | 17–22 |
| Balun..... | 211 | definizione..... | 17 |
| Banda | | di corrente continua..... | 18 |
| larga..... | 174; 183; 184; 185; 186; 190; 196 | di una bobina..... | 20 |
| passante..... | 173 | di una spira..... | 20 |
| stretta..... | 174; 184; 191; 197 | misura del..... | 181 |
| Barriera Schottky..... | 197 | polarizzazione..... | 187 |
| Barriere a microonde..... | 169; 170; 197 | quasi-statico..... | 59 |
| Basale | | radiativo..... | 190 |
| metabolismo..... | 96 | radiativo lontano (o di <i>Fraunhofer</i>) | 61; 175; 183 |
| Biomedicali | | radiativo vicino (o di <i>Fresnel</i>) | 61; 175; 183 |
| applicazioni diagnostiche..... | 164 | reattivo..... | 58–60; 175; 178; 190 |
| Bobina..... | 20; 28 | tempo-variante..... | 38 |
| Bolometro | | vicino..... | 61–63 |
| (<i>Vedi anche</i> Rivelatore a termistore) | | definizione di..... | 61 |
| | 189 | Campo interno..... | 97 |
| Breve durata | | modello a blocchetti..... | 112 |
| esposizione..... | 239 | modello cilindrico..... | 110 |
| Brevetto CNR..... | 196; 197 | modello ellissoidale..... | 107 |
| C | | modello sferico..... | 100 |
| C (coulomb)..... | 2; 251 | modello sferoidale prolato..... | 102 |
| Cabina | | Capacità..... | 9 |
| metallica..... | 209 | Carica | |
| schermata..... | 207 | elettrica..... | 1 |
| Calibrazione..... | 192; 194 | negativa..... | 2 |
| Calorimetrico | | positiva..... | 2 |
| metodo..... | 121 | portatori di..... | 66 |
| Campo | | puntiforme..... | 5 |
| campione (generazione)..... | 192 | spaziale..... | 67 |
| di radiazione..... | 47–57; 61 | Carico termico..... | 96 |
| elettrico..... | 2–11 | Cataratta..... | 137 |
| definizione..... | 3 | Catione..... | 12 |
| di condensatore..... | 5 | Catodo..... | 12 |
| di dipolo elettrico..... | 5 | Cella TEM..... | 193 |
| lavoro del..... | 6 | CENELEC..... | 233; 235 |
| misura del..... | 179 | Check-up..... | 132; 141 |
| elettromagnetico..... | 42 | Ciclo di servizio..... | 177; 197 |
| | | Coefficiente | |

- di riflessione 54
- Collegamenti
- a terra 201; 209
 - accorgimenti 209
 - direttivi 157
 - elettrici 208; 209
 - fra le masse 209
- Compatibilità elettromagnetica. 177; 190; 200
- Complessi
- numeri 261–65
- Componente
- armonica 27
 - di un vettore 255
 - fondamentale 26
- Comportamento degli animali 135
- Condensatore 5; 9
- Conducibilità
- elettrica 13; 66; 71; 94
 - di tessuti biologici 76–80
- Conduttanza 13
- Conduttore 13
- Conduzione
- elettrica
 - ionica 12
 - metallica 11
 - termica 89
- Controlli ambientali 215; 216
- Conversione di frequenza 191
- Corrente
- anionica 12
 - cationica 12
 - di conduzione 70
 - di polarizzazione 70
 - elettrica 11–17; 66
 - definizione 11
 - in fase 71
 - in quadratura 71
- Costante dielettrica 41
- del vuoto 2
 - di tessuti biologici 76–80
 - relativa 42; 69
- Cristallino
- invecchiamento 137
 - opacizzazione 136
 - surriscaldamento 141
- Cucine a microonde 152
- D**
- d.d.p.
(Vedi anche Potenziale, differenza di)
..... 7
- Danno
- alla salute 128
 - da radiazione ionizzante 137
 - irreversibile 135
- Densità
- di corrente 14
 - di energia
 - elettrica 10
 - magnetica 22 - di potenza ...49; 50; 81; 175; 182; 183; 190
- Densitometria 131
- Deriva termica 190
- Diatermia 165
- Dinamica 177
- Diodo rivelatore
(Vedi anche Rivelatore a diodo).... 188
- Diodo Schottky 197
- Diplode 165
- Dipolo
- a mezz'onda 184
 - corto 180
 - elettrico 5; 51; 66
 - indotto 66
 - momento di 66; 67
 - permanente 67
 - magnetico 73
- Dispersione 72; 77; 79
- Dispersivo, mezzo 42
- DM381/98 234; 240
- Doppler
- radar 160
 - sistemi 169
- Dosimetria 93; 131
- parametro riassuntivo 94
 - sperimentale 119
- E**
- Effetti
- biologici 135
 - cumulativi 138
 - delle esposizioni croniche 133
 - microtermici 90

| | | | |
|--|---------------|------------------------------|-------------------------|
| non termici..... | 90–91; 138 | di un vettore..... | 259 |
| termici..... | 88–90; 136 | d'induzione..... | 40 |
| Effetto | | Forni a microonde..... | 152; 154; 229 |
| Joule..... | 15 | Forza | |
| pelle..... | 82 | elettromotrice..... | 39 |
| Elettrone..... | 65 | fra cariche elettriche..... | 2 |
| Energia..... | 16 | linee di..... | 4 |
| (Vedi anche Densità di energia)..... | 11 | su elemento di corrente..... | 21 |
| di attivazione..... | 75 | Fotone..... | 74 |
| dissipata..... | 16; 24; 84 | Fraunhofer..... | 61 |
| elettrica..... | 11 | Frequenza..... | 22 |
| immagazzinata | | Frequenza intermedia..... | 191 |
| elettrica..... | 28; 71 | Frequenze ISM..... | 146; 153 |
| magnetica..... | 29 | Fresnel..... | 61 |
| livelli di..... | 75 | G | |
| magnetica..... | 22 | Gabbie metalliche..... | 208 |
| quanti di..... | 74 | Grandezza | |
| reattiva..... | 30 | alternata o alternativa..... | 23 |
| Epidemiologiche | | periodica..... | 22–27 |
| indagini..... | 131; 133; 137 | vettoriale..... | 2 |
| Equalizzatore..... | 188 | Guida d'onda..... | 55 |
| Errore | | H | |
| di misura..... | 191; 196 | Hot spot..... | 57 |
| massimo assoluto..... | 196 | Hz (hertz)..... | 23; 251 |
| probabile..... | 196 | I | |
| Esposizione | | ICNIRP..... | 174; 233; 235; 237; 239 |
| cutanea..... | 134 | IEEE-ANSI..... | 233; 235; 240 |
| Essiccamento..... | 144; 153 | Impedenza | |
| Estrapolazione | | dello spazio vuoto..... | 49 |
| di risultati sperimentali..... | 126 | di campo..... | 176 |
| F | | d'onda..... | 49 |
| F (farad)..... | 9; 251 | intrinseca del mezzo..... | 175 |
| f.e.m. | | Incollatrici..... | 146; 147 |
| (Vedi anche Forza elettromotrice)..... | 39 | Indeterminazione..... | 191 |
| Fantoccio..... | 122 | Indice di rifrazione..... | 43 |
| Fase..... | 25; 32 | Induzione | |
| Fattore | | elettrica..... | 41; 69 |
| di perdita..... | 76 | magnetica..... | 39 |
| di Sicurezza..... | 236; 237; 242 | Integrale..... | 253 |
| Ferromagnetico, materiale..... | 40 | di linea..... | 7; 259 |
| Filtri | | di superficie..... | 260 |
| di blocco..... | 208 | Interazione..... | 93; 128 |
| di rete..... | 211 | cellulare..... | 91 |
| passa basso..... | 189 | diretta..... | 235 |
| Flottante | | | |
| configurazione..... | 209 | | |
| Flusso | | | |

- meccanismi di 65–72; 133; 138
 molecolare 90
- Interferenza 34
 costruttiva 36; 56
 distruttiva 36
- Interferenze
 controllo delle 200; 213
- Ione 12
 negativo 65
 positivo 65
- Ipertermia 165; 168
- Isotropia 187
- Istruttoria preliminare 217
- J**
- J (joule) 16; 251
- Joule
 effetto 15; 71
- L**
- Legge di
 Biot-Savart 18
 Coulomb 3
 Farady-Neumann 40
 Ohm 13
 globale 14
 locale o puntuale 15
 Snell 54
- Lesioni 140
 oculari 136
 termiche 137
- Linea di forza 4
- Livello
 di campo 237
 di picco 240
 energetico 75
- Lunghezza d'onda 31
 in mezzi materiali 82
 nello spazio vuoto 83
- M**
- Malattia da radioonde 138; 139
- Marconiterapia 165; 230
- Massa 209; 212
 metallica 213
- Metabolismo
 basale 87
- Meccanismi di 65–72; 133; 138
- Metodo dei momenti 112
- Metodo FDTD
 definizione 114
 risultati 116
- Microonde 46; 173
 sistemi di controllo a 168; 169
- MIL-STD-461A 194
- Misuratori di campo 191
- Misure
 a banda larga 174
 a banda stretta 174
 accuratezza 191; 195
 del campo elettrico 179
 del campo elettromagnetico 182
 del campo magnetico 181
 della densità di potenza 182
 errori 196
 indeterminazione 191
 nella zona di *Fraunhofer* 183
 nella zona di *Fresnel* 183
 nella zona di induzione 178
 su apparati biomedicali 230
 su apparati per telecomunicazioni 222
 su apparati Radar 227
 su forni a microonde 230
 su riscaldatore a perdite dielettriche
 218
- Modelli
 discreti 111
 matematici 97
 principali risultati 117
 sperimentali 122
 verifiche sperimentali 123
- Modello
 a blocchetti 112
 cilindrico 109
 ellissoidale 106
 piano omogeneo 99
 sferico 99
 sferoide prolato 101
- Modulazione
 di ampiezza 154; 156
 impulsiva 177; 197
- Momento di dipolo 66
- Monode 165
- N**
- N (newton) 251

| | | | |
|--|--------|---|-------------------------|
| Nodi | 37 | Polarizzabilità | 67 |
| Nomenclatura | | Polarizzazione | 187; 192; 195 |
| delle microonde | 46 | circolare | 48; 186 |
| delle onde radio | 46 | del campo EM | 102 |
| NSAR | 95 | di carica spaziale | 67 |
| Numeri complessi | 261–65 | elettrica | 67 |
| O | | ellittica | 48 |
| Ohm | | lineare | 48; 185 |
| legge di | 13 | meccanismi di | 68 |
| Onda | | orizzontale | 184 |
| fronte di | 33 | piano di | 48 |
| generalità | 30 | Ponti Radio | 157 |
| guidata | 55 | Portatori di carica | |
| incidente | 53 | (<i>Vedi anche</i> Carica, portatori di) | 66 |
| piana | 32 | Posizione della sorgente | |
| riflessa | 53 | (<i>Vedi anche</i> Sorgenti NIR) | 175 |
| rifratta | 53 | Potenza | 15 |
| sferica | 33 | assorbita | 235; 238 |
| superficie di | 33 | densità di | 49; 235; 237; 240; 242 |
| trasmessa | 54 | di picco | 239 |
| Onde | | dissipata nell'unità di volume | 16 |
| centimetriche | 46 | emessa da una sorgente | 176 |
| corte | 46 | irradiata | 240 |
| elettromagnetiche | 42–44 | media | 24 |
| proprietà delle | 47–57 | Potenziale | |
| velocità di propagazione | 43 | di membrana | 91 |
| in controfase | 36 | differenza di | 7 |
| in fase | 36 | Precottura | 153 |
| medie | 46 | Preriscaldamento | 146 |
| millimetriche | 46; 47 | Profondità di penetrazione | 81; 99 |
| ultracorte | 47 | Propagazione | |
| Organizzazione delle misure | 215 | nei tessuti biologici | 80 |
| P | | ondosa | 30–34 |
| Parte | | Psicometriche | |
| immaginaria | 261 | condizioni | 96 |
| reale | 261 | Q | |
| Penetrazione | | Quanto di energia | 74 |
| (<i>Vedi anche</i> Profondità di) | 81 | R | |
| Percezione dei campi | 135 | Radar | 160; 161; 162; 177; 197 |
| Perdita | | a impulsi | 160 |
| fattore di | 76 | doppler | 161; 169; 227 |
| tangente di | 76 | Radarterapia | 165; 167; 168; 230 |
| Periodo | 22 | Radiatore | |
| Permeabilità magnetica | 39 | corto | 61 |
| del vuoto | 21 | esteso | 61 |
| relativa | 40 | isotropo | 51 |

| | |
|---------------------------------------|------------------------------|
| Radio | 154 |
| Radiofari | 160 |
| Radiofari TACAN | 197 |
| Radiofrequenza..... | 173 |
| Radoricevitori..... | 191 |
| Resistenza | 13 |
| Resistività | 13 |
| Rilassamento | 73; 77 |
| dell'acqua..... | 73 |
| Riscaldamento | |
| a induzione magnetica | 149; 150 |
| a microonde | 153 |
| dielettrico..... | 146 |
| Riscaldatori industriali..... | 143 |
| Rischio..... | 236 |
| Risonanza | 56 |
| frequenza di | 86 |
| Rivelatore | 187; 188 |
| a diodo | 188; 196; 197 |
| a termistore | 189; 197 |
| a termocoppia | 188 |
| Rivelazione diretta..... | 187; 196 |
| Rivelazione quadratica | 188; 190 |
| Rumore | 177; 190 |
| S | |
| Saldatrici della plastica..... | 146 |
| SAR | 84; 235; 238; 239; 240 |
| definizione | 94 |
| dipendenza dalla frequenza | 117 |
| localizzazione spaziale | 118 |
| medio | 85; 94 |
| misura sperimentale..... | 120; 122 |
| misure su animali..... | 120 |
| normalizzato | 95 |
| risonanza principale..... | 119 |
| whole-body | 95 |
| Scalatura fisica..... | 124 |
| Scaling | 129; 130 |
| Scattering..... | 76 |
| Schermature..... | 177; 201 |
| Schermi | |
| magnetici | 202; 206 |
| metallici | 201; 208 |
| parziali | 208 |
| Segnalatore di campo elettrico | 196 |
| Sensibilità | 177; 190 |
| Sensore | 173 |
| a dipolo..... | 197 |
| calibrazione | 192 |
| capacitivo | 179 |
| del campo magnetico..... | 181 |
| di campo elettrico | 179 |
| induttivo | 181 |
| isotropo..... | 187 |
| di campo magnetico..... | 196 |
| polarizzazione | 187 |
| reattivo..... | 178; 183 |
| Sensore-Rivelatore | 189 |
| Sfasamento | 36 |
| Simulazione sperimentale..... | 122 |
| Skin depth..... | 82 |
| Soglie patologiche | 140 |
| Solenoidi..... | 20 |
| Sollecitazione termica | 96 |
| Soluzione ionica | 12 |
| Soppressori di transistori | 212 |
| Sorgenti | |
| classificazione | 143 |
| NIR | |
| posizione | 175 |
| potenza emessa..... | 176 |
| Specific Absorption Rate | |
| (Vedi anche SAR)..... | 84 |
| Sperimentazione animale | 129 |
| Spettro elettromagnetico | 45; 46 |
| Spettroanalizzatori..... | 191 |
| Spira | 20 |
| Spostamento elettrico | |
| (Vedi anche Induzione elettrica)..... | 41 |
| Stabilità | 177 |
| Standard..... | 233; 235; 236; 237; 238; 240 |
| Stazioni | |
| mobili | 157; 158 |
| radio base | 157; 158 |
| Strumenti di misura | |
| a rivelazione diretta | 187 |
| accoppiamento a RF | 191 |
| calibrazione | 192 |
| compatibilità EM..... | 177 |
| conformazione generale | 172 |
| realizzati all'IROE | 196 |
| susceptibilità..... | 177 |
| Susceptività elettrica | 69 |

| | |
|--|------------------------|
| T | |
| T (tesla)..... | 251 |
| Tangente di perdita..... | 76 |
| Telefonia cellulare..... | 154; 157; 158 |
| Tempo di media..... | 238 |
| di 6'..... | 239 |
| Tensione | |
| (Vedi anche Potenziale, differenza di) | |
| | 8 |
| Termistore | |
| (Vedi anche Rivelatore a termistore) | |
| | 189 |
| Termocoppia | |
| (Vedi anche Rivelatore a termocoppia) | |
| | 188 |
| Termoregolazione..... | 96 |
| Terra | |
| di sicurezza..... | 210 |
| per la radiofrequenza..... | 210 |
| Tessuto | |
| a alto contenuto di acqua..... | 78 |
| a basso contenuto di acqua..... | 78 |
| sintetico..... | 122 |
| Trasformatori | |
| di isolamento..... | 211 |
| di neutralizzazione..... | 211 |
| Trattamenti termici superficiali..... | 149 |
| Tute integrali..... | 208 |
| U | |
| Unità di misura | |
| prontuario delle..... | 251 |
| V | |
| V (volt)..... | 4; 8; 9; 251 |
| V/m (volt/metro)..... | 251 |
| Valore | |
| di picco..... | 26; 177; 197; 239 |
| efficace..... | 23; 26; 237 |
| medio..... | 23; 177; 197; 238; 239 |
| Valori di campo..... | 241 |
| Vasodilatazione..... | 89 |
| Velocità della luce..... | 43 |
| Ventri..... | 34; 37 |
| Vestiaro | |
| influenza sull'assorbimento EM..... | 96 |
| Vettore..... | 2 |
| di Poynting..... | 50 |
| flusso di un,..... | 259 |
| Vettori | |
| differenza..... | 257 |
| prodotto scalare..... | 257 |
| prodotto vettoriale..... | 258 |
| somma..... | 256 |
| W | |
| W (watt)..... | 16; 251 |
| Wb (weber)..... | 251 |
| Z | |
| Zona | |
| di campo lontano..... | 61 |
| di campo vicino..... | 61 |
| di <i>Fraunhofer</i> | 61; 175; 183; 190 |
| di <i>Fresnel</i> | 61; 175; 183; 190 |
| di induzione (o dei campi reattivi)..... | 175; 178; 190 |
| di radiazione..... | 175 |